



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

PRECIZNÍ PLNĚ DIFERENČNÍ AUDIOZESILOVAČ

PRECIZNÍ PLNĚ DIFERENČNÍ AUDIOZESILOVAČ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Filip Hanousek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Filip Hanousek

ID: 186077

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Precizní plně diferenční audiozesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte prototyp audio zařízení, které bude obsahovat zesilovač pro elektrostatická sluchátka, dynamická sluchátka a převodník DA. Řízení vstupů a výstupů bude realizováno mikrokontrolérem. U zesilovače pro elektrostatické sluchátka navrhněte koncepci obvodu s důrazem na co nejlepší parametry zesilovače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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

Cílem této práce je návrh zesilovače pro elektrostatická a dynamická sluchátka s D/A převodníkem integrovaným do jednoho zařízení. Zařízení je ovládáno pomocí mikrokontroléru. Součástí práce je návrh, realizace a otestování všech funkčních bloků zařízení.

KLÍČOVÁ SLOVA

Plně diferenční zesilovač, zesilovač, sluchátkový zesilovač, D/A převodník

ABSTRACT

The aim of this thesis is to design an amplifier for electrostatic and dynamic headphones with D/A converter integrated into one device. This device is controlled by a microcontroller. The thesis deals mainly with the design, realisation and testing of all functional blocks of the device.

KEYWORDS

Fully differential amplifier, amplifier, headphone amplifier, D/A converter

HANOUSEK, Filip. *Precizní plně diferenční audiozesilovač*. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/126941>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Michal Pavlík.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: Bc. Filip Hanousek

VUT ID studenta: 186077

Typ práce: Diplomová práce

Akademický rok: 2019/20

Téma závěrečné práce: Precizní plně diferenční zesilovač

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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: **1. června 2020**

.....
Podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Michalu Pavlíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

OBSAH

Seznam obrázků	10
Úvod	13
1 Popis konstrukcí sluchátek, třídy zesilovačů a D/A převodníků	14
1.1 Rozdělení sluchátek dle konstrukce.....	14
1.1.1 Elektrodynamická sluchátka	14
1.1.2 Planárně magnetická sluchátka	15
1.1.3 Elektrostatická sluchátka	16
1.2 Analogové audio rozhraní.....	17
1.2.1 Nesymetrické rozhraní	17
1.2.2 Symetrické rozhraní	17
1.3 Třídy zesilovačů.....	18
1.3.1 Třída A	18
1.3.2 Třída B	18
1.3.3 Třída AB	18
1.3.4 Třída D.....	18
1.3.5 Třída G a H	18
1.4 D/A převodníky a I2S sběrnice.....	19
1.4.1 Převodník se strukturou odporové sítě.....	19
1.4.2 Převodník s odporovou sítí R-2R.....	19
1.4.3 Delta – sigma převodník (Σ - Δ).....	19
1.4.4 I2S sběrnice.....	20
2 Koncepce a návrh zařízení	21
2.1 Blokové schéma zařízení	21
2.2 Zesilovač pro elektrostatická sluchátka	22
2.2.1 Návrhové požadavky	22
2.2.2 Návrh obvodového řešení	23
2.2.3 První stupeň zesílení	24
2.2.4 Druhý stupeň zesílení.....	25
2.2.5 Zpětná vazba	27
2.2.6 Zdroje konstantního proudu (CCS).....	27
2.2.7 Násobič V_{be}	28
2.2.8 Schéma celého zesilovače.....	29
2.2.9 Simulace zesilovače.....	30
2.3 Zesilovač pro dynamická sluchátka	33
2.3.1 Návrhové požadavky	33
2.3.2 Návrh obvodového řešení	33
2.3.3 První stupeň – zesilovač	33
2.3.4 Druhý stupeň – sledovač (buffer)	34

2.3.5	Zpětná vazba a DC servo	35
2.3.6	Schéma celého zesilovače.....	36
2.3.7	Simulace zesilovače.....	37
2.4	D/A převodník	40
2.4.1	Návrhové požadavky	40
2.4.2	Výběr převodníku	40
2.4.3	Návrh zapojení převodníku DSD1794.....	40
2.4.4	Návrh převodníku proudu na napětí a diferenčního zesilovače.....	41
2.4.5	Výběr převodníku USB na I2S	43
2.4.6	Galvanické oddělení USB/I2S a D/A převodníku	44
2.5	Napájecí zdroje	45
2.5.1	Zdroj napětí ± 320 V.....	45
2.5.2	Zdroj napětí ± 15 V, 5 V a 3,3 V	47
2.6	Přepínání vstupů a výběr sepnutí napájecích zdrojů.....	48
2.6.1	Přepínání vstupů	48
2.6.2	Výběr sepnutí napájecích zdrojů.....	49
2.7	Mikrokontrolér a ovládací periferie	50
2.7.1	Řízení činnosti mikrokontroléru	50
3	Výpočty chlazení a návrh DPS	52
3.1	Zesilovač pro elektrostatická sluchátka	52
3.2	Zesilovač pro dynamická sluchátka	53
3.3	D/A převodník	54
3.4	Napájecí zdroj ± 320 V	55
3.5	Napájecí zdroj ± 15 V a 5 V	56
4	Měření	57
4.1	Měřicí přístroje	57
4.1.1	Reference pro měření parametrů pomocí FFT.....	57
4.2	D/A převodník	58
4.2.1	Ověření funkčnosti převodníku	58
4.2.2	Šířka pásma.....	59
4.2.3	Celkové harmonické zkreslení, odstup signál-šum a přeslechy	60
4.3	Zesilovač pro dynamická sluchátka.....	62
4.3.1	Ověření funkčnosti.....	62
4.3.2	Šířka pásma.....	63
4.3.3	Odezva na obdélníkový signál a rychlost přeběhu	63
4.3.4	Celkové harmonické zkreslení, odstup signál-šum a přeslechy	64
4.4	Zesilovač pro elektrostatická sluchátka	66
4.4.1	Nastavení pracovního bodu a ověření funkčnosti zesilovače	66
4.4.2	Šířka pásma.....	67
4.4.3	Odezva na obdélníkový signál a rychlost přeběhu	68
4.4.4	Celkové harmonické zkreslení, odstup signál-šum a přeslechy	69

Závěr	71
Literatura	73
Seznam symbolů, veličin a zkratk	76
A. Přílohy - Fotodokumentace	77
B. Přílohy – Zdrojový kód mikrokonroléru	82
C. Přílohy – Schémata	84
D. Přílohy – Simulace	93

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1-1 Elektrodynamický měnič [1].....	14
Obrázek 1-2 Planárně magnetický měnič [1]	15
Obrázek 1-3 Elektrostatický měnič.....	16
Obrázek 1-4 Zapojení symetrického i nesymetrického vstupu bez přepínače [9].....	17
Obrázek 1-5 Zjednodušené blokové schéma 1- bitového Σ - Δ D/A převodníku [13].....	19
Obrázek 1-6 Systémové konfigurace I2S sběrnice [14]	20
Obrázek 1-7 I2S časové průběhy [14]	20
Obrázek 2-1 Blokové schéma zařízení	21
Obrázek 2-2 Závislost potřebného proudu na frekvenci.....	23
Obrázek 2-3 První stupeň zesilovače-zjednodušený	24
Obrázek 2-4 Druhý stupeň zesilovače-zjednodušený	26
Obrázek 2-5 Zpětná vazba	27
Obrázek 2-6 Led proudový zdroj.....	27
Obrázek 2-7 DMOS proudový zdroj	28
Obrázek 2-8 Vbe násobič.....	28
Obrázek 2-9 Schéma zesilovače pro elektrostatická sluchátka	29
Obrázek 2-10 Výstupní průběh 1 kHz signálu při maximální amplitudě.....	30
Obrázek 2-11 Simulace přenosové charakteristiky zesilovače.....	30
Obrázek 2-12 Simulace otevřené smyčky a stability.....	31
Obrázek 2-13 Simulace PSRR zesilovače	31
Obrázek 2-14 Simulace CMRR zesilovače	32
Obrázek 2-15 Fourierova transformace výstupního signálu 100 V _{rms} a 1 kHz	32
Obrázek 2-16 Schéma prvního stupně zesilovače	34
Obrázek 2-17 Schéma druhého stupně zesilovače.....	35
Obrázek 2-18 Zpětná vazba a DC servo	35
Obrázek 2-19 Schéma zesilovače pro dynamická sluchátka	36
Obrázek 2-20 Výstupní průběh 1 kHz signálu při maximální amplitudě se zátěží 32 Ω	37
Obrázek 2-21 Simulace přenosové charakteristiky zesilovače.....	37
Obrázek 2-22 Simulace otevřené smyčky a stability.....	38
Obrázek 2-23 Simulace PSRR zesilovače	38

Obrázek 2-24 Simulace CMRR zesilovače	39
Obrázek 2-25 Fourierova transformace výstupního signálu 1 V _{rms} , 1 kHz se zátěží 32 Ω	39
Obrázek 2-26 schéma zapojení D/A převodníku DSD1794.....	41
Obrázek 2-27 Obvod I/V převodníku a diferenčního zesilovače	42
Obrázek 2-28 Šířka pásma zesilovače a fázová charakteristika	43
Obrázek 2-29 Převodník USB na I2S [30]	43
Obrázek 2-30 Digitální izolátor a zapojení oscilátorů	44
Obrázek 2-31 Zapojení napájecího zdroje 320 V	45
Obrázek 2-32 Simulace závislosti výstupního napětí na vstupním	46
Obrázek 2-33 Simulace PSRR zdroje	46
Obrázek 2-34 Zapojení napájecího zdroje ± 15 V a 5 V	47
Obrázek 2-35 Zapojení napájecího zdroje pro D/A převodník.....	48
Obrázek 2-36 Zapojení přepínače pro relé	48
Obrázek 2-37 Blokové zapojení pro spínání napájení	49
Obrázek 2-38 Zapojení ATmega328 a FT232	50
Obrázek 2-39 Vývojový diagram programu pro mikrokontrolér	51
Obrázek 2-40 Řídící registry D/A převodníku [27].....	51
Obrázek 3-1 Navržený kanál zesilovače pro elektrostatická sluchátka	53
Obrázek 3-2 Navržený kanál zesilovače pro dynamická sluchátka.....	54
Obrázek 3-3 Navržený D/A převodník.....	54
Obrázek 3-4 Navržený zdroj 320 V	55
Obrázek 3-5 Navržený zdroj ± 15 V a 5 V	56
Obrázek 4-1 Spektrum PCM5102 zvukové karty při 1 kHz a 1 V _{rms} na výstupu.....	57
Obrázek 4-2 Teploty na povrchu součástek D/A převodníku.....	58
Obrázek 4-3 Obdélníkový signál na výstupu převodníku	59
Obrázek 4-4 Šířka pásma D/A převodníku.....	59
Obrázek 4-5 Spektrum signálu 1 V _{rms} , 1 kHz diferenciálního výstupu	60
Obrázek 4-6 Spektrum signálu 1 V _{rms} , 1 kHz nesymetrického výstupu.....	61
Obrázek 4-7 Závislost THD+N na frekvenci pro diferenční a nesymetrický výstup	61
Obrázek 4-8 Závislost přeslechů na frekvenci pro diferenciální a nesymetrický výstup.....	62
Obrázek 4-9 Šířka pásma zesilovače pro dynamická sluchátka	63
Obrázek 4-10 Výstupní průběh zesilovače pro 1 kHz obdélníkový signál.....	63
Obrázek 4-11 Výstupní průběh zesilovače pro 2 MHz obdélníkový signál	64

Obrázek 4-12 Spektrum signálu 2 V _{rms} s frekvencí 1 kHz na výstupu zesilovače	64
Obrázek 4-13 Závislost THD+N na frekvenci na výstupu zesilovače	65
Obrázek 4-14 Závislost THD+N na frekvenci na výkonu dodaného do zátěže	65
Obrázek 4-15 Závislost přeslechů na frekvenci zesilovače pro dynamická sluchátka ...	66
Obrázek 4-16 Teploty na povrchu chladičů a tranzistorů zesilovače	67
Obrázek 4-17 Šířka pásma zesilovače pro elektrostatická sluchátka	67
Obrázek 4-18 Odezva na obdélníkový signál 1 kHz	68
Obrázek 4-19 Deformovaný sinusový signál při frekvenci 110 kHz	68
Obrázek 4-20 Spektrum signálu 180 V _{rms} s frekvencí 1 kHz na výstupu zesilovače	69
Obrázek 4-21 Závislost THD+N na frekvenci na výstupu elektrostatického zesilovače	70
Obrázek 4-22 Závislost přeslechů na frekvenci zesilovače pro elektrostatická sluchátka	70
Obrázek A-1 DPS zdroje ± 15 V a 5 V	77
Obrázek A-2 DPS jednoho kanálu zesilovače pro dynamická sluchátka	77
Obrázek A-3 DPS D/A převodníku	78
Obrázek A-4 DPS jednoho kanálu zesilovače pro elektrostatická sluchátka	78
Obrázek A-5 DPS zdroje +320 V	79
Obrázek A-6 DPS s relé pro přepínání síťového napětí	79
Obrázek A-7 DPS s relé pro přepínání signálů	80
Obrázek A-8 DPS mikrokontroléru	80
Obrázek A-9 Rozmístění DPS v krabici	81
Obrázek A-10 Zrealizovaný prototyp zařízení – zadní strana	81
Obrázek A-11 Zrealizovaný prototyp zařízení – přední strana	81
Obrázek C-1 Schéma zesilovače pro elektrostatická sluchátka	85
Obrázek C-2 Schéma zdroje 320 V	86
Obrázek C-3 Schéma zesilovače pro dynamická sluchátka	87
Obrázek C-4 Schéma zdroje +15 V, 5 V	88
Obrázek C-5 Schéma D/A převodníku	89
Obrázek C-6 Schéma síťového přepínače	90
Obrázek C-7 Schéma signálového přepínače	91
Obrázek C-8 Schéma mikrokontroléru	92
Obrázek D-1 Pracovní bod pro simulace z kapitoly 2.2.9	93
Obrázek D-2 Pracovní bod pro simulace z kapitoly 2.3.7	94

ÚVOD

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací prototypu multifunkčního sluchátkového zesilovače, ke kterému lze připojit sluchátka různých technologií. Zařízení bude možné připojit k PC pomocí rozhraní USB. Pro vysoce jakostní produkci zvuku tak není nutné připojovat externí D/A převodník, případně předzesilovač, jelikož je vše implementováno do jednoho zařízení.

Použití zařízení cílí spíše na elektrostatická sluchátka, které ke své funkci potřebují mnohokrát vyšší potřebné napětí než konvenční sluchátka. Topologie plně diferenčního zesilovače je pro elektrostatickou technologii výhodná, jelikož je pro každý audio kanál nutné mít na výstupu zesilovače diferenční signál. Zesilovač pro elektrostatická sluchátka tedy bude mít diferenční vstup i výstup. Z důvodu nekompatibility takových sluchátek s běžně dostupnými sluchátkovými zesilovači bude zařízení obsahovat i výstup pro dynamická sluchátka. Na trhu je potenciální místo pro zařízení, které by kombinovalo možnosti provozu elektrostatických a dynamických sluchátek s co nejvěrnější produkcí a velmi nízkým zkreslením audio signálu.

V diplomové práci je postupně popsán rozbor požadavků pro sluchátka, návrh s realizací obvodů pro digitálně analogový převod, zesílení signálu, ovládání zařízení a následné měření parametrů sestaveného prototypu zařízení.

1 POPIS KONSTRUKCÍ SLUCHÁTEK, TŘÍDY ZESILOVAČŮ A D/A PŘEVODNÍKŮ

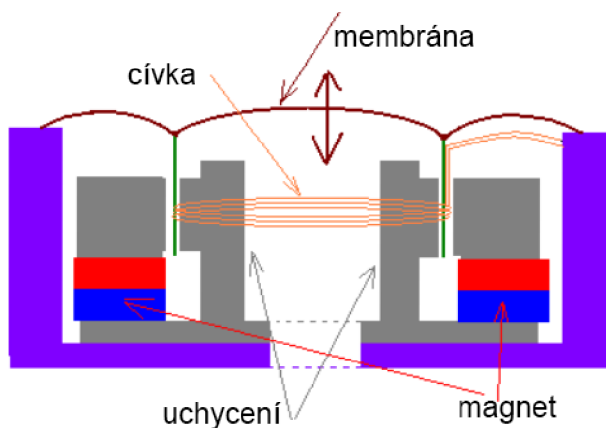
Nízkofrekvenční audio zařízení používají různé standardy, sluchátka, zesilovače a D/A převodníky. Nejčastější typy a konstrukce jsou popsány v této kapitole.

1.1 Rozdělení sluchátek dle konstrukce

Pro zesilovač jsou dynamická a elektrostatická sluchátka jiný druh zátěže. Elektrodynamická a planárně magnetická sluchátka potřebují pro správnou funkci napěťovou úroveň výstupu v jednotkách V_{rms} a zátěž je rezistivní a indukční, případně výhradně rezistivní. Nominální impedance se pohybuje v rozmezí 16Ω až 600Ω . Elektrostatické měniče vyžadují napěťovou úroveň v řádu stovek V_{rms} a zátěž je kapacitního charakteru. Typická hodnota kapacity sluchátek je 80 pF až 120 pF .

1.1.1 Elektrodynamická sluchátka

Jde o nejrozšířenější typ sluchátek. Vyrábí se v různých rozměrech, od miniaturních pro in-ear sluchátka, až po velikost desítek milimetrů. Měnič se skládá z membrány, cívky, magnetu a jeho uchycení. Při průchodu proudu cívkou se vytvoří magnetické pole, které pohybuje s membránou podle polaridy signálu, která cívkou prochází. Membrána je zde přichycena k závěsu, který umožňuje pohyb ve vertikálním směru.



Obrázek 1-1 Elektrodynamický měnič [1]

Typickým zástupcem elektrodynamických sluchátek mohou být Sennheiser HD 600. Důležité parametry HD 600 z pohledu zesilovače jsou [2]:

- Nominální impedance: 300Ω
- Akustický tlak při frekvenci 1 kHz : 97 dB (1 V_{rms})
- Doporučené zatížení: 200 mW

Pro předepsaný výkon můžeme vypočítat potřebné napětí na výstupu zesilovače, proud, který je potřeba dodat do zátěže a hodnotu akustického tlaku. [3]

$$U = \sqrt{P \times Z} = \sqrt{0,2 \times 300} = 7,75 V_{rms} \quad (1.1)$$

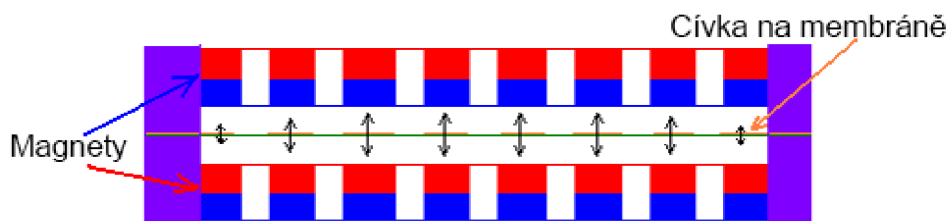
$$I = \frac{U}{Z} = \frac{7,75}{300} = 26 mA_{rms} \quad (1.1)$$

$$SPL = 20 \times \log\left(\frac{U}{U_{ref}}\right) + SPL_{ref} = 20 \times \log\left(\frac{7,75}{1}\right) + 97 = 114,8 dB \quad (1.3)$$

Hodnota 115 dB jde přirovnat k hlasitosti zvuku na rockovém koncertě, kdy se doporučuje maximální čas poslechu 15 minut. Při hodnotě 120 dB už je hlasitost velmi bolestivá a 130 dB je hranice, kdy se může lidské ucho poškodit [4].

1.1.2 Planárně magnetická sluchátka

Dalším typem jsou méně známá planárně magnetická sluchátka, která cílí spíše na vyšší třídu sluchátek. Jejich měnič se skládá z membrány vložené mezi silné magnety. Na membráně je vyleptaný, nebo jiným způsobem nanesený motiv, který tvoří cívku. Výhodou oproti elektrodynamickým je, že se membrána pohybuje jako celek a je tak zajištěna dobrá linearita [1].



Obrázek 1-2 Planárně magnetický měnič [1]

Oproti elektrodynamickému měniči, který má nerovnou impedanční charakteristiku, planárně magnetická sluchátka používají jako cívku meandrovitý motiv na membráně, díky čemuž jsou impedanční charakteristiky téměř čistě odporové a s frekvencí se impedance tolik nemění.

Zástupce této třídy sluchátek mohou být například Hifiman HE-500, které mají parametry [5]:

- Nominální impedance: 34 Ω
- Akustický tlak při frekvenci 1 kHz: 102 dB (1 V_{rms})
- Doporučené zatížení: 300 mW

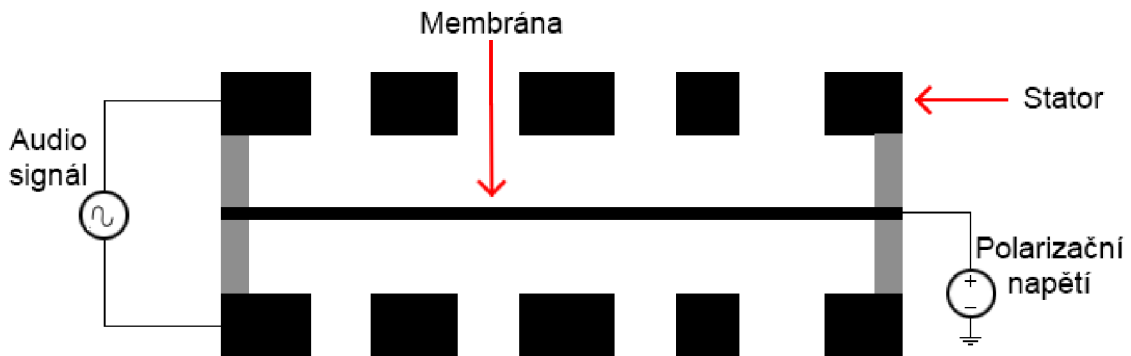
Potřebné napětí pro vybuzení a následná hodnota akustického tlaku se vypočítá stejně jako u elektrodynamických sluchátek. Pro SPL s hodnotou 115 dB je potřeba výstupní napětí o hodnotě 4,45 V_{rms} . Potřebný proud, který musí zesilovač dodat je tedy 130 mA.

Při porovnání elektrodynamických a magnetoplanárních sluchátek z pohledu potřebného výkonu vychází, že elektrodynamické obecně potřebují větší zisk zesilovače pro dosažení napěťové úrovně. U magnetoplanárních je tedy naopak potřeba dodat dostatečné množství proudu při nižším napětí.

1.1.3 Elektrostatická sluchátka

Měníč je složen z membrány a dvojice tzv. statorů. Oproti planárně magnetické technologii neslouží membrána jako nosič pro cívku. Na membráně je nanesen povlak, který má typickou hodnotu odporu na čtverec 10^9 až $10^{11} \Omega$.

Pro zajištění funkčnosti se na membránu přivádí polarizační napětí v řádu 200 až 1000 V. Na statory je přiváděn diferenční vysokonapěťový audiosignál. Membrána se tak pohybuje podle polaritity audiosignálu na základě elektrostatických sil, kdy jeden stator membránu odchyluje a druhý ji přitahuje, tzv. push-pull efekt.



Obrázek 1-3 Elektrostatický měnič

Zástupcem tohoto typu sluchátek je STAX SR-007, u kterých výrobce udává parametry [6]:

- Typ měniče: push-pull
- Kapacita: 94 pF
- Akustický tlak při frekvenci 1 kHz: 100 dB (100 V_{rms})
- Polarizační napětí: 580 V

Pomocí rovnice (1.3) můžeme vypočítat potřebné napětí pro zvolenou hodnotu SPL z udávaných parametrů.

Jestliže neznáme hodnotu akustického tlaku při frekvenci 1 kHz při referenčním napětí, lze hodnotu SPL vypočítat, jestliže známe výrobní parametry [7]:

- Vzdálenost mezi statorem a membránou: 0,6 mm
- Polarizační napětí: 560 V

Pomocí zjednodušeného vzorce se vypočítá hodnota akustického tlaku v pascálech [4]. Tato hodnota se následně převede na decibely [8].

$$p = \epsilon_0 \times \frac{V_{pol}}{2 \times d^2} \times V_s = 8,85 \times 10^{-12} \times \frac{560}{2 \times 0,0006^2} \times 141,5 = 0,97 Pa \quad (1.4)$$

$$SPL = 20 \times \log\left(\frac{p}{p_{ref}}\right) = 20 \times \log\left(\frac{0,97}{2 \times 10^{-5}}\right) = 93,7 dB \quad (1.5)$$

Kde ϵ_0 je permitivita vakua, V_{pol} je polarizační napětí, d je vzdálenost mezi statorem a membránou, V_s je amplituda signálového napětí a p_{ref} je referenční tlak vzduchu.

1.2 Analogové audio rozhraní

Spotřební audio technika často využívá nesymetrického audio rozhraní. V poslední době ale začíná pronikat do hifi segmentu i symetrické rozhraní z profesionální techniky.

1.2.1 Nesymetrické rozhraní

Zařízení nejčastěji využívají cinch (RCA) a jack konektorů. Rozhraní neposkytuje žádnou ochranu vůči vnějšímu rušení. Výhodou jsou menší náklady na zařízení, jelikož je v obvodu potřeba méně součástek.

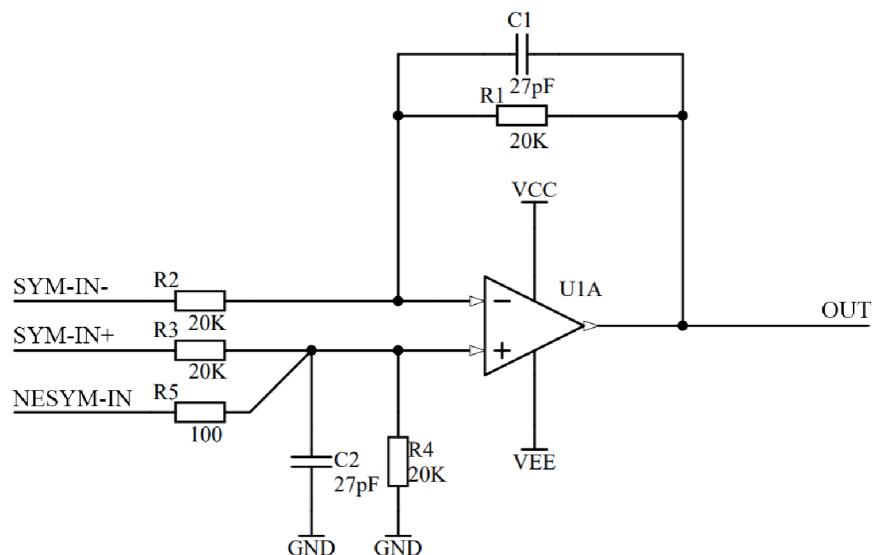
1.2.2 Symetrické rozhraní

Symetrické rozhraní se nejčastěji využívá z důvodu minimalizace ovlivnění signálu šumem a přeslechy. Jde o standard v profesionální audio technice. Propojení je zde realizováno třívodičově, oproti dvouvodičovému propojení u nesymetrických systémů. Signálové vodiče jsou zde oproti sobě v opačné fázi. Nejčastěji se využívá XLR konektorů. Výhodou je tedy snížení šumu a přeslechu, které mohou vznikat ze zemních smyček, případně přes parazitní kapacity. Další výhodou je zvýšení napěťové úrovně, jelikož se oba signály sčítají. Nevýhodou však může být zvýšení šumu, jelikož se zvýšil napěťový zisk a dále narůstá cena zařízení za přidané součástky [9].

V mnohých zařízeních lze najít zapojení s operačním zesilovačem, které akceptuje symetrický i nesymetrický vstup. Výhodou tohoto zapojení je jednoduchost a absence přepínačů, jelikož nevyužité vstupy mohou zůstat nepřipojeny.

Zisk zapojení pro symetrický a nesymetrický vstup je:

$$G_{sym} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \quad G_{nesym} = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad (1.6)$$



Obrázek 1-4 Zapojení symetrického i nesymetrického vstupu bez přepínače [9]

1.3 Třídy zesilovačů

Třída zesilovače se určuje polohou pracovního bodu na převodní charakteristice. Třidu volíme dle požadavků na výkon, účinnost a zkreslení. Můžeme je rozdělit do dvou skupin. Do první skupiny patří lineární zesilovače. Druhou skupinou jsou tzv. digitální zesilovače neboli spínané.

1.3.1 Třída A

V této třídě prochází proud neustále výstupními součástkami, jsou tedy stále v aktivním režimu. Účinnost je pouze kolem 30 % a díky tomu se třída A využívá spíše v méně výkonných zařízeních. Zařízení, které tento typ zapojení využívají, jsou často předzesilovače a sluchátkové zesilovače.

1.3.2 Třída B

Využívá dvojčinného zapojení výstupních tranzistorů. Kladná a záporná půlvlna jsou zpracovány každá jedním tranzistorem. Účinnost je oproti třídě A vysoká, jelikož při žádném signálu na vstupu nejsou tranzistory sepnuty. Problém nastává při přepínání tranzistorů u malých signálů a vzniká tak přechodové zkreslení. Třída B nemá tudíž velké uplatnění v audio zařízení a využívá se tak třídy AB.

1.3.3 Třída AB

Jedná se o kombinaci třídy A a B. Při zvyšování předpětí tranzistorů se ze třídy B dostaneme do třídy AB a při signálech, které budou pod určitou úroveň, bude zařízení pracovat ve třídě A, jelikož oba tranzistory budou sepnuty. Využívá se často v zesilovačích, které fungují ve třídě A, ale pokud je zátěž moc vysoká, tak nezačínají limitovat výstupní průběh, ale přepínají se do třídy AB, případně B [10].

1.3.4 Třída D

Tyto zesilovače nepřetržitě přepínají výstup z jedné napěťové úrovně na druhou s vysokou frekvencí, tedy pulsní šířkovou modulací (PWM). Účinnost je teoreticky velmi vysoká, ale praktické obtíže nastávají zejména u EMC testů. Zkreslení má určitou hodnotu a množství globální negativní zpětné vazby, kterou lze použít, je výrazně omezeno pólem kvůli efektivní vzorkovací frekvenci ve výstupním filtru. Mezi zesilovačem a reproduktorem je zapotřebí dolní propust a cívka pro odstranění většiny RF rušení [10].

1.3.5 Třída G a H

Třída G je konstrukčně podobná třídě AB, s tím rozdílem, že využívá více napájecích hladin. Úroveň napětí se mění podle zátěže skokově dle potřeby a díky tomu dochází ke zvýšení účinnosti zesilovače. Nevýhodou je zvyšující se komplexnost napájení oproti předchozím třídám. Třída H vychází ze třídy G, avšak zde se napájení mění podle zátěže kontinuálně [10].

1.4 D/A převodníky a I2S sběrnice

Cílem převodníku je převést digitální informaci, která může být definována, například binárním číslem, napětím, nebo proudem. Podle způsobu převodu se dělí D/A převodníky na několik typů. V této kapitole jsou popsány 3 základní druhy. Pro audio využití je nejpoužívanější I2S sběrnice jako datový vstup.

Základními parametry D/A převodníků jsou:

- Rozlišení: počet bitů
- Přesnost: stabilita a linearita
- Typ výstupu: napěťový, proudový
- Rozsah: souměrný (bipolární), nesouměrný (unipolární)
- Rychlost: doba převodu
- Formát datového vstupu: I2C, I2S, SPI

1.4.1 Převodník se strukturou odporové sítě

Řetězec 2^n rezistorů se stejnou hodnotou je připojen k napěťové referenci. Vytvoří se tak mnohonásobný napěťový dělič a pomocí MOS tranzistorů se přepíná požadovaná hodnota napětí na výstupu, kterou určuje binární číslo na vstupu [11].

Výhodou takového převodníku je jeho rychlost, stabilita a přesnost odporové sítě. Nevýhodou je velký počet rezistorů při více bitech a parazitní vlastnosti spínacích tranzistorů.

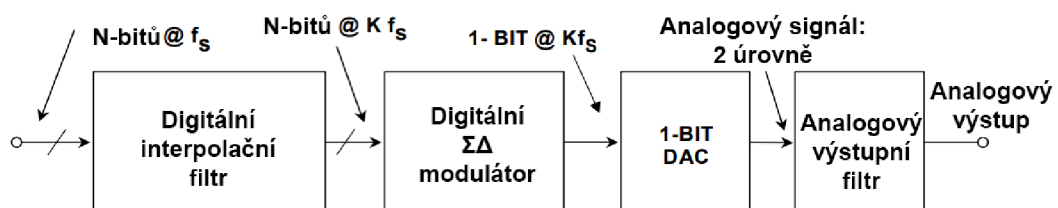
1.4.2 Převodník s odporovou sítí R-2R

Častým stavebním blokem převodníků je R-2R rezistorová síť. Používá pouze dvě různé hodnoty odporů v poměru 2:1. Oproti předchozímu převodníku je nyní potřeba jen $2 \times n$ rezistorů namísto 2^n pro n-bitový převodník.

Díky uspořádání rezistorové sítě se proud ze zdroje dělí v každém uzlu a odpovídá tak dvojkové váze. Rezistory musí mít co nejmenší toleranci tak, aby byl zaručen vždy daný násobek změny napětí. Jelikož mají rezistory jen dvě hodnoty, mohou být vytvořeny stejným postupem v technologii a je tak zaručena tolerance a teplotní stabilita. Výhodou je méně komplexní zapojení díky menšímu počtu rezistorů [12].

1.4.3 Delta – sigma převodník (Σ - Δ)

Převodník pracuje na velmi podobném principu jako Σ - Δ A/D převodník, s tím rozdílem, že převažuje digitální část v obvodu. Skládá se z interpolačního filtru, modulátoru a jednobitového D/A převodníku.



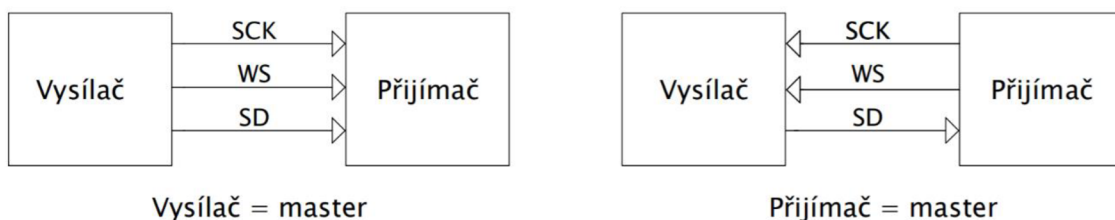
Obrázek 1-5 Zjednodušené blokové schéma 1-bitového Σ - Δ D/A převodníku [13]

Interpolační filtr je digitální obvod, který přijímá data s nízkou rychlostí a přidá nulové vzorky a nastane tak převzorkování. Poté se aplikuje digitální filtr s algoritmem. Výstupem jsou tak data s vysokou rychlostí. Σ - Δ modulátor se chová jako dolní propust pro signál, horní propust pro kvantizační šum a převádí výsledek na vysokorychlostní bitový tok. 1-bitový D/A převodník přepíná výstup mezi pozitivní a negativní referencí. Je možné nahradit 1-bitový D/A převodník vícebitovým, čehož využívá většina delta – sigma převodníků [13].

Výhody Σ - Δ D/A převodníku jsou nízká cena oproti R-2R převodníkům, možnost integrace celého převodníku na čip a například přidání DSP funkcí. Nevýhodou může být nutnost použití antialiasingového filtru pro filtraci vysokofrekvenčního šumu.

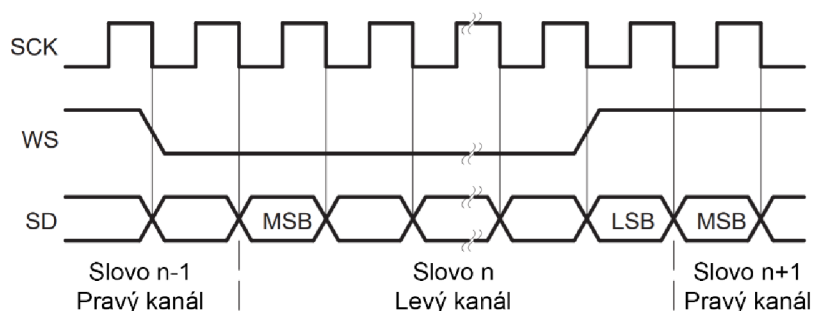
1.4.4 I2S sběrnice

Sběrnice slouží pouze k přenosu audio dat. Jde původně o třívodičovou sběrnici, kde jsou vodiče označeny jako SCK, WS a SD. SCK je hodinový signál, který poskytuje taktování pro ostatní signály. WS neboli word select indikuje, jestli je přenášén levý, nebo pravý kanál. Linka sériových dat SD se skládá ze dvou časově multiplexovaných datových kanálů [14].



Obrázek 1-6 Systémové konfigurace I2S sběrnice [14]

Zařízení, která jsou připojena k I2S sběrnici, lze provozovat v režimu vysílače i přijímače. Dále se pro každé zařízení volí režim master, nebo slave. Master zařízení generuje hodinový signál pro ostatní zařízení, může ale být jak vysílačem, tak i přijímačem [14].



Obrázek 1-7 I2S časové průběhy [14]

Nejčastěji se využívá synchronizace na sestupnou hranu. MSB bit je vždy posílán jednu periodu po změně stavu linky word select. Pokud je WS na logické úrovni 0, je přenášén levý kanál.

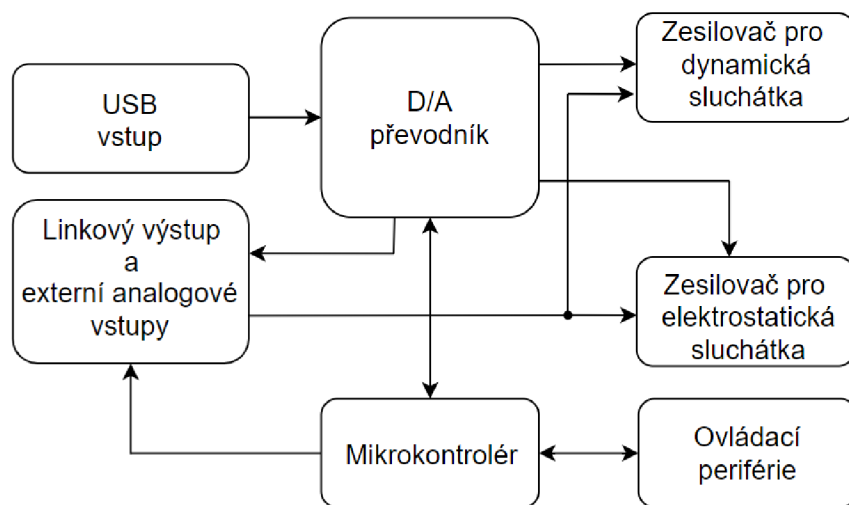
2 KONCEPCE A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

Obsahem této části je návrh jednotlivých částí zařízení. Primární požadavky na zařízení jako celek jsou:

- Napájení ze sítě 230 VAC
- Tlačítko pro vypnutí/zapnutí
- Stand-By režim
- Signalizace právě používaných bloků zařízení
- USB digitální vstup
- Možnost výběru mezi výstupem pro elektrostatická a dynamická sluchátka
- Digitální regulace hlasitosti
- Linkový výstup z D/A převodníku
- Možnost připojení symetrického a nesymetrického analogového vstupu

2.1 Blokové schéma zařízení

Na základě požadavků bylo vytvořeno zjednodušené blokové schéma funkčních bloků v zařízení.



Obrázek 2-1 Blokové schéma zařízení

Důležitou částí zařízení je mikrokontrolér, který přepíná vstupy, výstupy, komunikuje s D/A převodníkem a obsluhuje ovládací periférie. Komunikace s převodníkem probíhá po sériové lince, ostatní ovládání je řešeno hardwarově.

Všechny bloky jsou napájeny pomocí napájecích zdrojů několika úrovní. Při Stand-By režimu je v provozu pouze blok mikrokontroléru, případně i některé ovládací periférie.

V následujících kapitolách jsou podrobně popsány všechny funkční bloky včetně jejich návrhu.

2.2 Zesilovač pro elektrostatická sluchátka

Zesilovače pro elektrostatická sluchátka můžeme rozdělit do tří hlavních skupin z hlediska principu funkčnosti a použitých technologií.

První skupinou jsou tzv. transformátorové zesilovače, kdy se na výstup konvenčního zesilovače připojí výstupní transformátor s převodním poměrem 1:25. Výhodou je snadné zapojení obvodu s minimem použitých součástek. Nevýhodou je, že kapacita elektrostatických sluchátek je menší než samotná parazitní kapacita vynutí transformátoru. Efektivita je zde velmi nízká z důvodu kapacitní zátěže. Výroba vhodného transformátoru by byla velmi nákladná, jelikož se takový transformátor velkosériově nevyrábí.

Druhou skupinou jsou elektronkové zesilovače. Tyto zesilovače, z principu své funkce, pracují při vysokém napětí a pokud vynecháme výstupní transformátor, můžeme je využít pro elektrostatické měniče. Avšak nevýhodou je pořizovací cena elektronek oproti polovodičovým součástkám, nutnost žhavení elektronek a také jejich velikost. Pokud není zařízení limitované velikostí přístrojové skříně, mohou být tyto zesilovače zajímavou alternativou k polovodičovým.

Poslední skupinou jsou tranzistorové zesilovače, které nevyužívají výstupních transformátorů a jejich výrobní cena tak může být nižší a je tak možné zesilovač integrovat do rozměrově menšího zařízení.

2.2.1 Návrhové požadavky

Z důvodu ušetření místa v šasi a integraci dalších obvodů bylo vybráno tranzistorové řešení zesilovače. Základní požadované parametry jsou:

Zesilovač by měl mít dle zadání plně diferenční vstup a výstup. Výhodou je tedy snížení nežádoucích jevů při propojení zesilovače se zdrojem signálu. Vstupní impedance zesilovače by měla být alespoň 10 kΩ. Je to nepředepsaný standard pro audio zařízení, kdy je zaručeno, že například D/A převodník, předzesilovač, nebo jiné zařízení dokáže správně pracovat do této zátěže [15].

Šířka pásma přenosu zesilovače by ideálně neměla měnit hodnotu zesílení až do frekvence 20 kHz, což je maximální slyšitelná frekvence.

Další parametry se určí výpočtem. Jako reference se použily parametry sluchátek STAX SR-007 z kapitoly 1.1.3. Pro maximální hodnotu akustického tlaku byla uvažována hodnota 110 dB. Výpočet požadované maximální hodnoty výstupního napětí se provede upravením rovnice (1.3):

$$U = 10^{\frac{SPL - SPL_{ref}}{20}} \times U_{ref} = 10^{\frac{110 - 100}{20}} \times 100 = 316 V_{rms} \quad (2.1)$$

Kde U je požadovaná hodnota napětí na výstupu, SPL je hodnota akustického tlaku, který požadujeme, SPL_{ref} a U_{ref} jsou výrobcem dané referenční hodnoty.

Pro výpočet proudu, který je nutno dodat do zátěže, budeme uvažovat, že jsou elektrostatická sluchátka kondenzátor, který při průchodu signálu klade určitý odpor a mění se s frekvencí. Následně se pro vypočtené napětí U určí potřebný proud.

$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times 94 \times 10^{-12}} = 1,69 \text{ M}\Omega \quad (2.2)$$

Kde X_C je reaktance kondenzátoru, f je určená frekvence a C je kapacita sluchátek.

$$I_{max} = \frac{U}{X_C} = \frac{316}{1,69 \times 10^6} = 0,19 \text{ mA}_{rms} \quad (2.3)$$

Pro frekvence od 1 Hz do 20 kHz můžeme určit potřebný proud z obrázku 2-2, kde byla vynesena závislost proudu na frekvenci dle rovnic (2.2) a (2.3). Maximální potřebný proud při 20 kHz je tedy 3,7 mA.



Obrázek 2-2 Závislost potřebného proudu na frekvenci

Výsledkem výpočtů jsou tedy požadované parametry:

- Maximální výstupní napětí alespoň 316 V_{rms}
- Proud, který je schopen zesilovač dodat do zátěže alespoň 3,7 mA

Napájecí napětí lze vydefinovat z požadovaného maximálního napětí na výstupu. Při hodnotě 316 V_{rms} je špičková hodnota výstupu přibližně 450 V. Tato hodnota je brána pro diferenciální výstup, napětí na výstupu je tedy poloviční (225 V). Minimální napájecí napětí musí být alespoň ± 250 V. Hodnota polarizačního napětí bude 580 V, což je standardem u elektrostatických sluchátek. Ovládání zapnutí a vypnutí napájení bude řízeno mikrokontrolérem.

Hodnota napěťového offsetu na výstupu by se ideálně měla blížit 0 V_{dc} . Pro funkci sluchátek menší offset není důležitý vzhledem k jejich principu fungování. Jako požadavek bylo určeno, že napěťový offset by neměl překročit 20 V_{dc} .

2.2.2 Návrh obvodového řešení

Zesilovač se bude skládat ze dvou částí, první bude sloužit pro předzesílení signálu a druhá pro získání vysokého zesílení.

2.2.3 První stupeň zesílení

Vstupním obvodem prvního stupně je kaskodový diferenční pár. Kaskodové zapojení snižuje Millerův efekt a je tak snazší dosáhnout širšího pásma přenosu. Jelikož je zapojení napájeno z vysokého napětí, jsou úbytky na tranzistorech zanedbatelné.

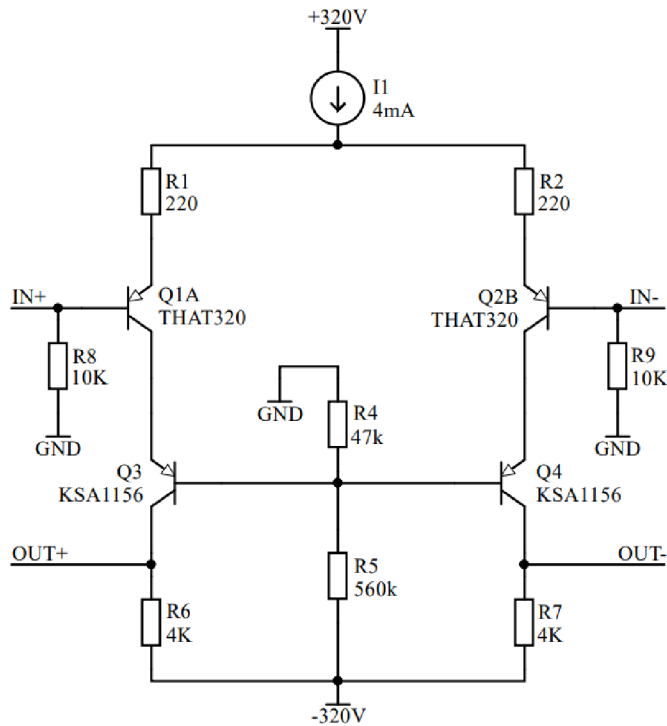
Pro první stupeň byly vybrány tranzistory THAT320 a KSA1156 [16]. THAT320 je trimované pole tranzistorů na jednom substrátu. Dle katalogového listu se V_{be} liší maximálně o $500 \mu\text{V}$ [17]. Další výhodou je teplotní svázanost tranzistorů.

Vstupní impedanci obvodu určují odpory R8, R9. R1 a R2 jsou degenerační emitorové odpory. Pomocí napěťového děliče R4 a R5 drží tranzistory Q3, Q4 napětí $-24,8 \text{ V}$ na kolektoru Q1, Q2.

$$U_{Q3,4} = \frac{R_4}{R_5 + R_4} \times V_{ee} = \frac{47 \times 10^3}{560 \times 10^3 + 47 \times 10^3} \times -320 = -24,8 \text{ V} \quad (2.4)$$

Na odporech R6 a R7 se vytvoří napěťový úbytek $7,6 \text{ V}$ pro správnou funkci druhého stupně. Pokud se uvažuje, že proudový zisk tranzistorů Q3 a Q4 je $0,95$, úbytek napětí počítáme dle rovnice:

$$U_{R6,7} = \left(\frac{I_{ss}}{2} \times 0,95 \right) \times R_{6,7} = \left(\frac{4 \times 10^{-3}}{2} \times 0,95 \right) \times 4 \times 10^3 = 7,6 \text{ V} \quad (2.5)$$



Obrázek 2-3 První stupeň zesilovače-zjednodušený

Transkonduktance vstupního páru je určena dle vztahu:

$$g_{m1,2} = \frac{I_{ss}}{2 \times V_t + I_{ss} \times R_{1,2}} = \frac{4 \times 10^{-3}}{2 \times 26 \times 10^{-3} + 4 \times 10^{-3} \times 220} = 4,29 \text{ mS} \quad (2.6)$$

Výstupní odpor Q1 a Q2 se určí pomocí Earlyho napětí a proudu kolektorem:

$$r_{o_{1,2}} = \frac{V_a}{I_c} = \frac{50}{2 \times 10^{-3}} = 25 \text{ k}\Omega \quad (2.7)$$

Transkonduktance tranzistorů Q3 a Q4 se určí dle:

$$g_{m_{3,4}} = \frac{I_c}{V_t} = \frac{2 \times 10^{-3}}{26 \times 10^{-3}} = 0,08 \text{ S} \quad (2.8)$$

Výstupní odpor Q3 a Q4 je dán vztahem:

$$r_{o_{3,4}} = \frac{V_a}{I_c} = \frac{6,4}{2 \times 10^{-3}} = 3,2 \text{ k}\Omega \quad (2.9)$$

Vstupní odpor Q3 a Q4 se vypočítá dle vztahu:

$$r_{\pi_{3,4}} = \frac{\beta}{g_{m_{3,4}}} = \frac{89,2}{0,08} = 1115 \Omega \quad (2.10)$$

Zisk obvodu lze následně vypočítat ze vztahu [18]:

$$A_1 = g_{m_{1,2}} \times \left[\left(g_{m_{3,4}} \times r_{o_{3,4}} \times (r_{o_{1,2}} || r_{\pi_{3,4}}) \right) || R_{6,7} \right] = \\ 4,29 \times 10^{-3} \times \left[(0,08 \times 3200 \times (25000 || 1115)) || 4000 \right] = 16,9 \quad (2.11)$$

Zisk první části zesilovače je 24,5 dB. Pro výpočty byly parametry Earlyho napětí a β brány ze simulačních modelů tranzistorů.

2.2.4 Druhý stupeň zesílení

Druhý stupeň zesilovače opět využívá kaskodovaného diferenčního páru. Tento stupeň má mnohem vyšší zesílení než první. Proud 14 mA byl určen dle návrhových požadavků s dostatečnou rezervou pro sluchátka a pro zpětnou vazbu při dostatečné transkonduktanci.

Pro vstupní pár byl vybrán tranzistor PZTA42, který je určený pro vysokonapěťové zesilovače [19]. Pro kaskodu byl vybrán tranzistor C2M1000170D. Jeho výhodou je velmi nízká výstupní kapacita tranzistoru 12 pF [20]. Pro srovnání, typická hodnota výstupní kapacity vysokonapěťových tranzistorů je v řádech stovek pF [21].

Napěťový dělič R12 a R13 drží na Gate tranzistorů napětí -302,7 V.

$$U_{Q7,8} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \times V_{ee} = \frac{350 \times 10^3}{350 \times 10^3 + 20 \times 10^3} \times -320 = -302,7 \text{ V} \quad (2.12)$$

Pro tranzistory Q5 a Q6 s degeneračními odpory je výpočet transkonduktance dle:

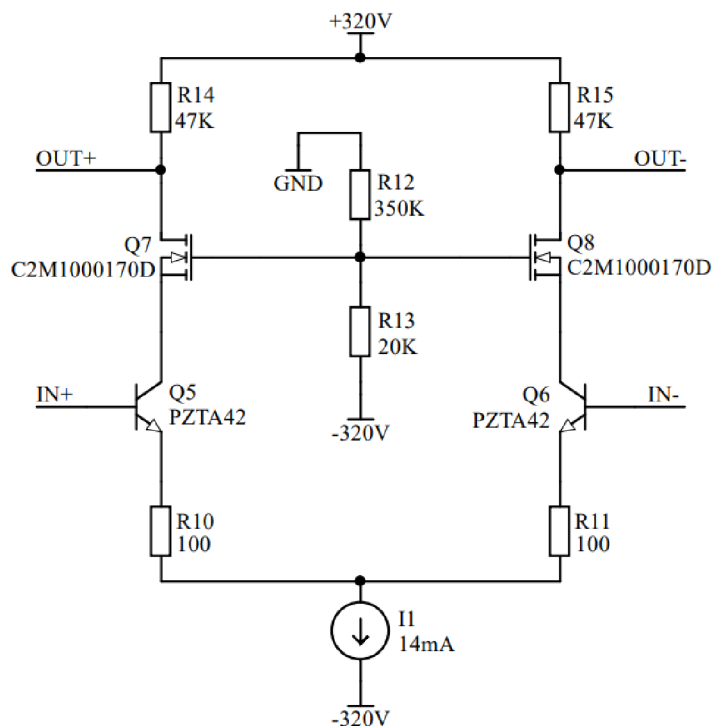
$$g_{m_{5,6}} = \frac{I_{SS}}{2 \times V_t + I_{SS} \times R_{1,2}} = \frac{14 \times 10^{-3}}{2 \times 26 \times 10^{-3} + 14 \times 10^{-3} \times 220} = 9,64 \text{ mS} \quad (2.13)$$

Výstupní odpor Q5 a Q6 je následně:

$$r_{o_{5,6}} = \frac{V_a}{I_c} = \frac{19,7}{7 \times 10^{-3}} = 2,81 \text{ k}\Omega \quad (2.14)$$

Pro výpočet transkonduktance a výstupního odporu Q7 a Q8 bylo nutné provést simulaci s modelem tranzistoru pro zjištění hodnoty V_{gs} . Transkonduktance MOSFET tranzistoru je tedy:

$$g_{m_{7,8}} = \frac{2 \times I_d}{V_{gs} - V_{th}} = \frac{2 \times 7 \times 10^{-3}}{3,15 - 2,1} = 13,33 \text{ mS} \quad (2.15)$$



Obrázek 2-4 Druhý stupeň zesilovače-zjednodušený

Výpočet výstupního odporu Q7 a Q8 se provede dle rovnice:

$$r_{o_{7,8}} = \frac{1}{\lambda \times I_d} = \frac{1}{9,9 \times 10^{-4} \times 7 \times 10^{-3}} = 144,3 \text{ k}\Omega \quad (2.16)$$

Napěťový zisk se vypočítá podle upravené rovnice (2.11) [18]:

$$A_2 = g_{m_{5,6}} \times [(g_{m_{7,8}} \times r_{o_{7,8}} \times r_{o_{5,6}}) || R_{14,15}] = 9,64 \times 10^{-3} \times [(13,33 \times 10^{-3} \times 144,3 \times 10^3 \times 2810) || 47 \times 10^3] = 449,2 \quad (2.17)$$

Zisk druhého stupně je tedy 53,05 dB. Výsledný napěťový zisk zesilovače jako celku se získá vynásobením zisků obou stupňů:

$$A = A_1 \times A_2 = 16,9 \times 449,2 = 7591,5 \quad (2.18)$$

$$A_{db} = 20 \times \log(A) = 20 \times \log(7591,5) = 77,6 \text{ dB} \quad (2.19)$$

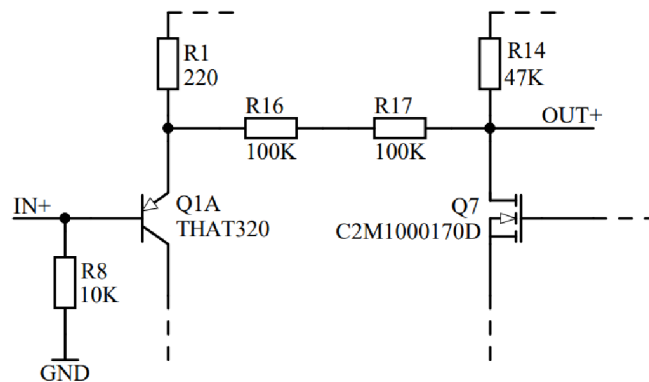
Napěťový zisk zesilovače je 77,6 dB, to je hodnota otevřené smyčky a do obvodu bude dále zařazena zpětná vazba. Pro ověření hodnoty zesílení byla provedena simulace obou stupňů. Zesílení obvodu v simulaci je 75,1 dB. Rozdílnost výsledků je nezapočítání parazitních kapacit a zjednodušených vzorců pro výpočty.

2.2.5 Zpětná vazba

Pro zvětšení šířky pásma, zlepšení stability, snížení zkreslení zesilovače a snížení zesílení byla zavedena do obvodu negativní sériová vazba. Hodnotu zesílení určuje degenerační odpor R1 a odpory R16, R17. Pokud je úroveň IN+ pozitivní, OUT+ je také kladné, napětí zpětné vazby je tedy fázově shodné se vstupním. Pokud se tedy napětí IN+ zvyšuje, zvýší se i napětí zpětné vazby a sníží se napětí V_{be} tranzistoru Q1 [22]. Zesílení se vypočítá dle rovnice:

$$A = \frac{R_{16} + R_{17} + R_1}{R_1} = \frac{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3 + 220}{220} = 910,09 \quad (2.20)$$

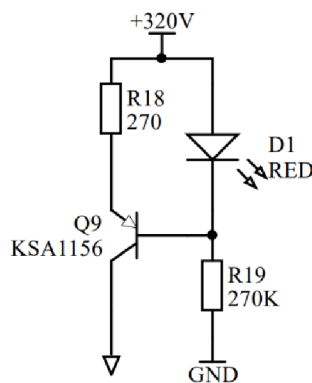
$$A_{db} = 20 \times \log(A) = 20 \times \log(910,09) = 59,2 \text{ dB} \quad (2.21)$$



Obrázek 2-5 Zpětná vazba

2.2.6 Zdroje konstantního proudu (CCS)

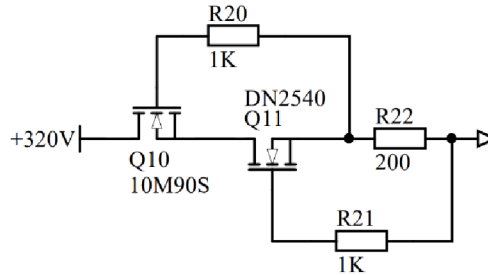
V kapitolách 2.2.3 a 2.2.4 bylo schéma zjednodušeno a v obvodu byly ideální zdroje proudu. Pro první stupeň zesilovače byl navrhnut zdroj proudu, který kombinuje LED diodu a bipolární tranzistor. Toto řešení je výhodné kvůli malému počtu součástek a teplotní stabilitě.



Obrázek 2-6 Led proudový zdroj

Výstupní proud se určí odporem R18 při napětí zhruba 1,2 V díky úbytku napětí na diodě a tranzistoru Q9. Odpor R19 nastavuje proud pro LED diodu.

Pro druhý stupeň zesilovače byl navrhnout proudový zdroj jako náhrada za odpory R14 a R15 z Obrázku 2-4. Hlavní výhodou je vyšší výstupní impedance zdroje proudu oproti rezistorům. Nastane také vylepšení parametru PSRR, jelikož by se ideálně neměla měnit hodnota proudu při změně napětí.



Obrázek 2-7 DMOS proudový zdroj

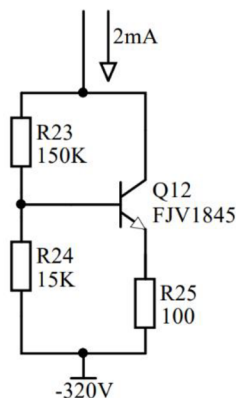
V tomto zapojení je využito MOSFET tranzistorů v depletičním režimu. Pokud je na Gate tranzistoru nulové napětí, tak je tranzistor plně otevřen. Proud je určen odporem R22 a napětím V_{gs} tranzistoru Q11. Pro vylepšení parametrů PSSR jsou tranzistory v kaskodovém zapojení. Q10 navíc chrání tranzistor Q11, pokud by došlo k výkyvům napájecího napětí, jelikož je tranzistor 10M90S určený pro maximální napětí 900 V [7][23].

Zapojení z Obrázku 2-7 lze využít nejen jako zdroj proudu, ale také jako proudovou noru. Pokud se na místo proudového výstupu připojí napájecí napětí -320 V, tak se z Drainu tranzistoru Q10 stává proudový vstup. Toto řešení se využije při nahrazení ideálního zdroje proudu v druhém stupni zesilovače na Obrázku 2-4.

2.2.7 Násobič V_{be}

Pro zlepšení PSRR obvodu jsou nahrazeny odpory R6 a R7 z Obrázku 2-3 V_{be} násobičem. Jednodušším řešením by mohla být Zenerova dioda, avšak ta oproti V_{be} násobiči vnáší do obvodu mnohem více šumu. Úbytek napětí násobiče se vypočítá z rovnice [24]:

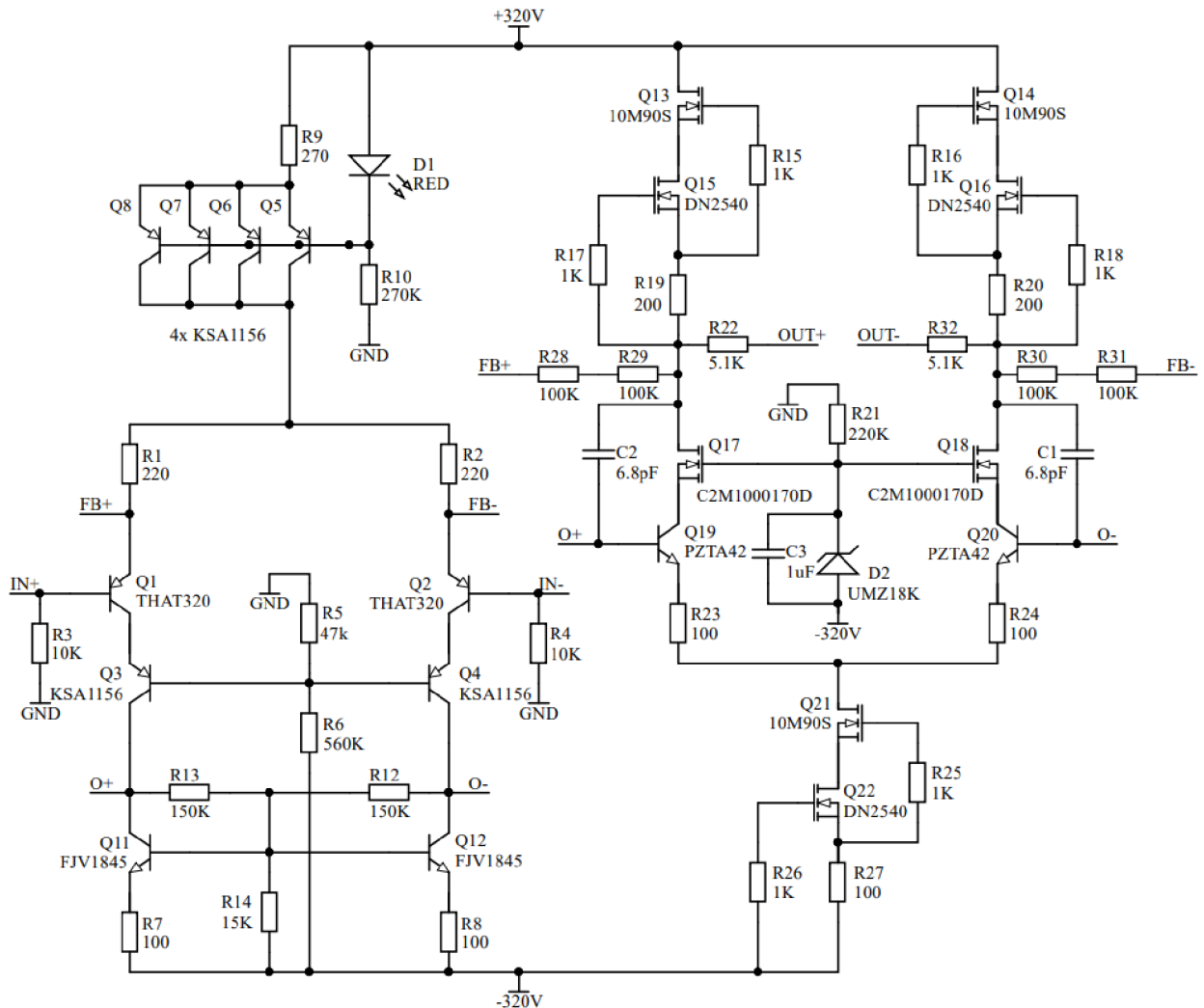
$$V_u = (V_{be} + U_{r25}) \times \frac{R_{23} + R_{24}}{R_{23}} = (0,6 + 0,2) \times \frac{150 \times 10^3 + 15 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 8,8 V \quad (2.22)$$



Obrázek 2-8 V_{be} násobič

2.2.8 Schéma celého zesilovače

Obvody z předchozích kapitol jsou zde spojeny do jednoho celku.



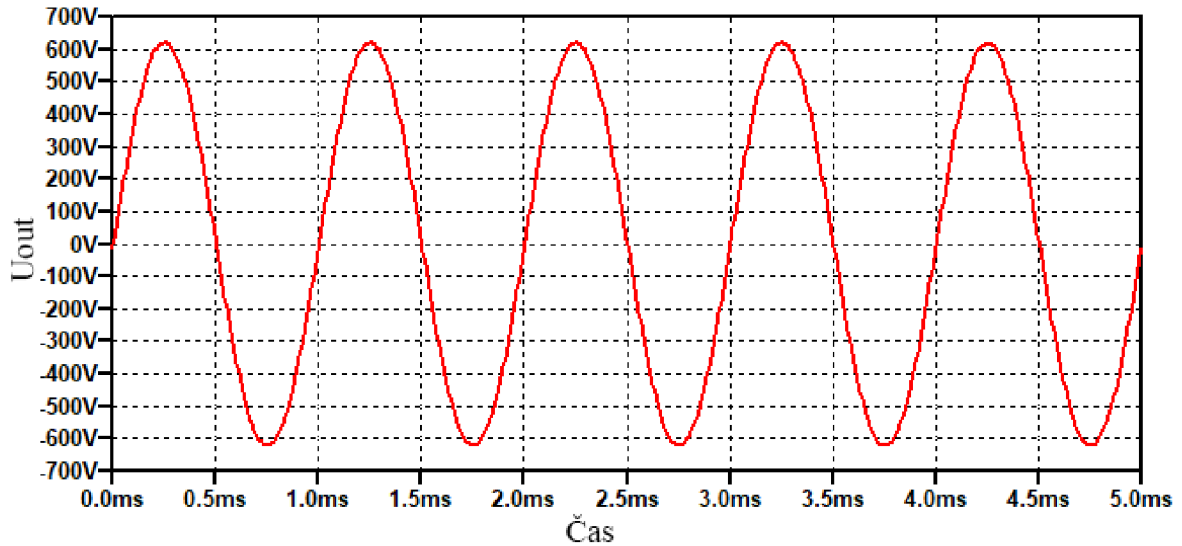
Obrázek 2-9 Schéma zesilovače pro elektrostatická sluchátka

U proudového zdroje byly přidány paralelně 3 tranzistory kvůli výkonovým ztrátám. Řešením by mohla být změna kladného napájecího napětí na +15 V, vzrostla by ale komplikovanost s napájecími zdroji. U řešení se čtyřmi tranzistory se výkon rozdělí a tranzistory se bez komplikací uchladí bez přídavného chladiče. Výstupem první části jsou signály O+ a O-, násobič V_{be} zde vytváří, v tomto zapojení, úbytek napětí zhruba 5,5 V.

Následně signál vstupuje do druhého stupně zesilovače. Zde jsou použity tři zdroje konstantního proudu z Obrázku 2-7. Pro vylepšení PSRR byla místo napěťového děliče pro Q17 a Q18 použita Zenerova dioda. Kondenzátor C3 slouží pro filtraci. Kondenzátory C1 a C2 jsou kompenzační pro vylepšení stability zesilovače. Jejich nevýhodou je však ovlivnění šířky pásma. Rezistory R22 a R32 slouží k ochraně člověka v případě dotyku. Rezistor omezí proud a vznikne napěťový dělič. S připojenými sluchátky se vytvoří filtr typu dolní propust, ale mezní frekvence nezasahuje do slyšitelného spektra.

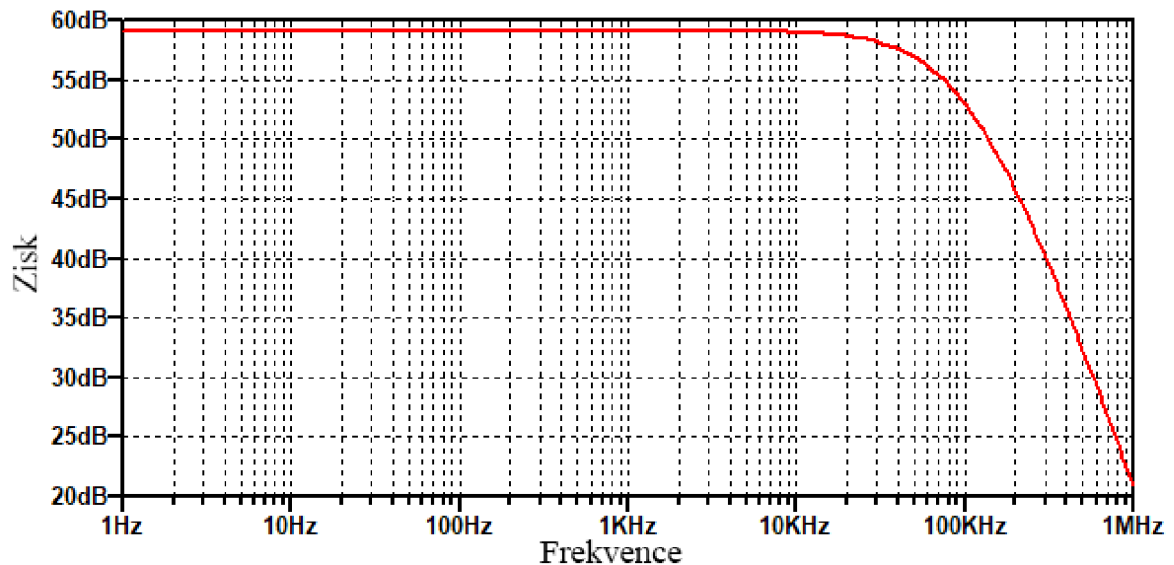
2.2.9 Simulace zesilovače

Pro ověření funkčnosti obvodu byla provedena simulace obvodu v programu LTspice. Pracovní bod obvodu je na Obrázku D-1. Simulace jsou provedeny se zatěžovací kapacitou 120 pF. Na začátek byla provedena časová analýza, kdy se na vstup přivádí 1 kHz signál. Maximální možné výstupní napětí zesilovače je 440 V_{rms}.



Obrázek 2-10 Výstupní průběh 1 kHz signálu při maximální amplitudě

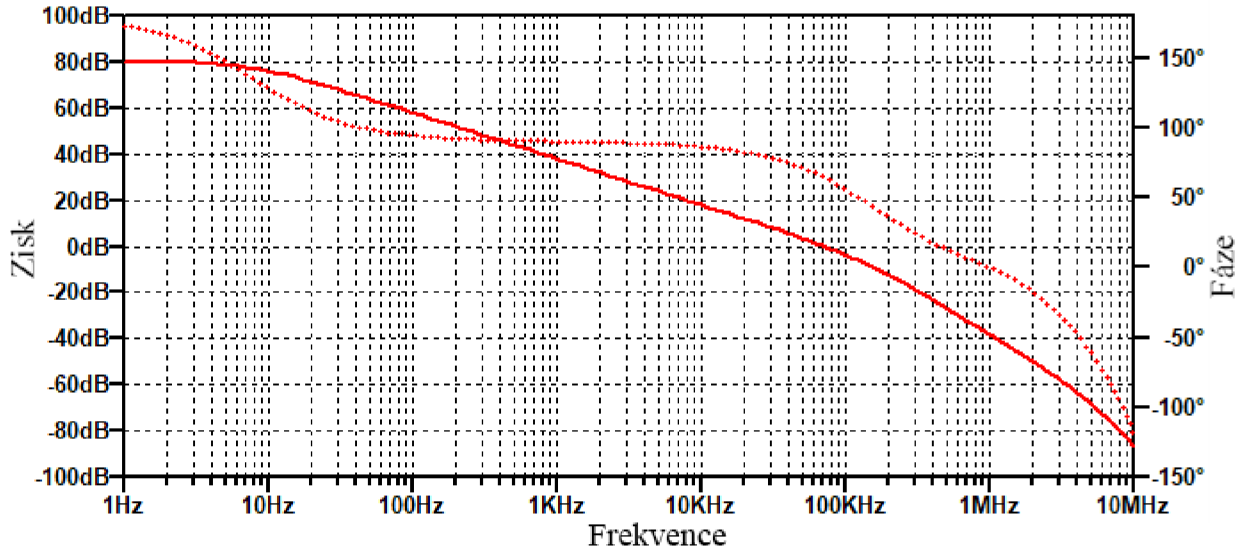
Jednou ze základních simulací je přenosová charakteristika. Jelikož v obvodu není filtr typu horní propusti, hodnota zisku se na nízkých kmitočtech nijak nemění. Šířka pásma zesilovače do poklesu o 3 dB je 61 kHz. Hodnota zesílení je 59,1 dB a odpovídá vypočtené hodnotě z rovnice (2.21).



Obrázek 2-11 Simulace přenosové charakteristiky zesilovače

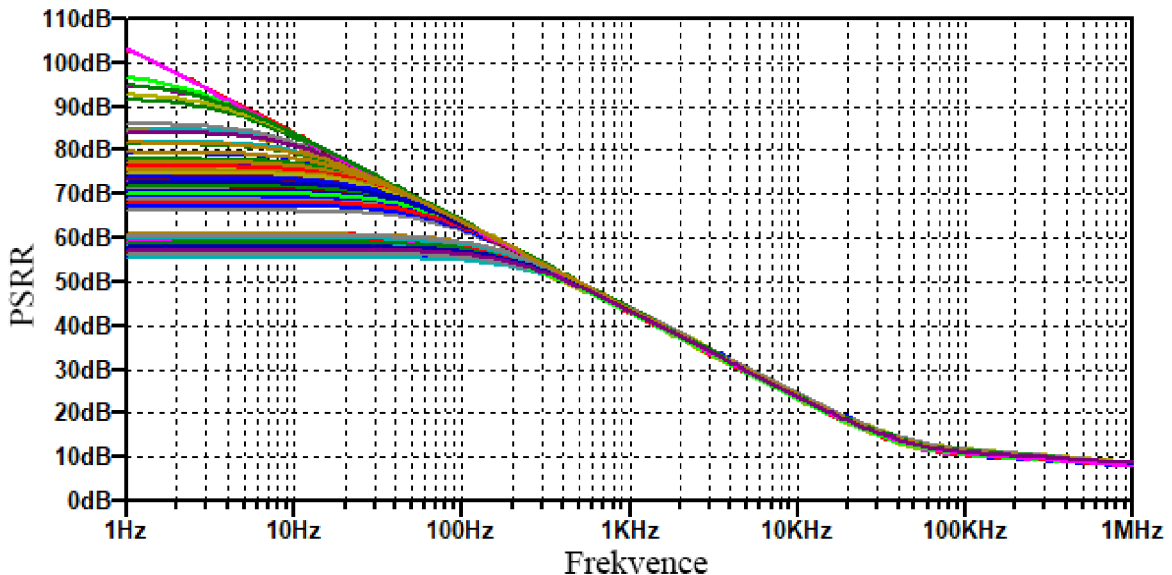
Následně byla provedena simulace otevřené smyčky pro zjištění stability zesilovače. Stabilitu ovlivňují kondenzátory C1 a C2 z Obrázku 2-9.

Hodnota byla experimentálně nastavena pomocí simulace na 6,8 pF. Výsledkem simulace je šířka pásma (GBW) 70 kHz, fázová bezpečnost 64,5° a amplitudová bezpečnost 37 dB. Bez kompenzačních kondenzátorů byla fázová bezpečnost 47,8°.



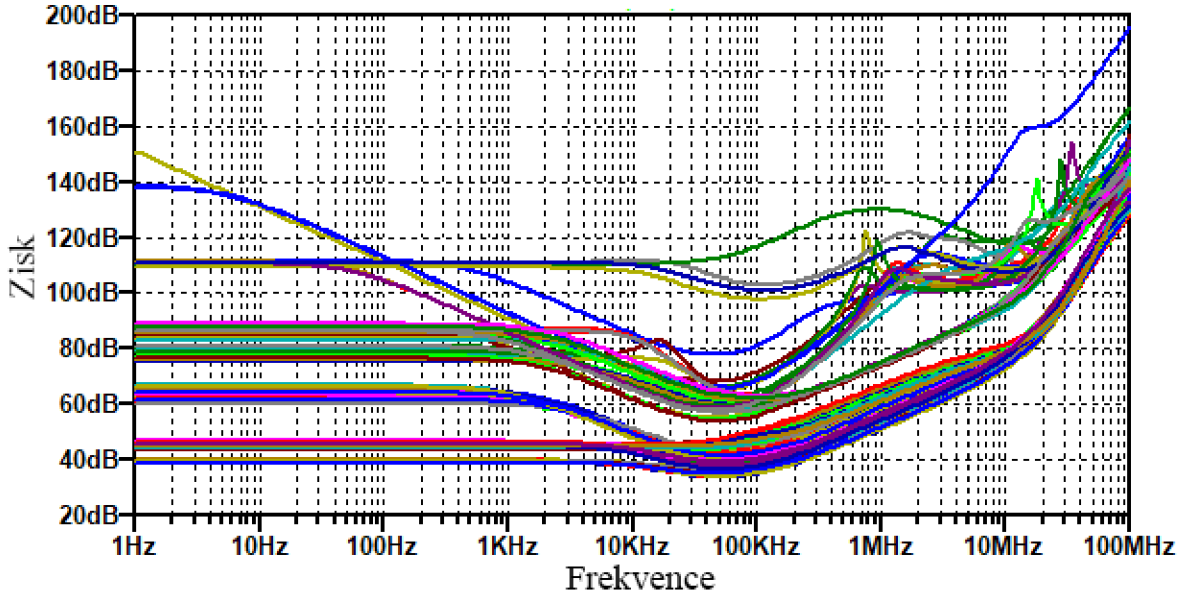
Obrázek 2-12 Simulace otevřené smyčky a stability

Pro následující simulace byly do obvodu zařazeny tolerance součástek pro analýzu nejhoršího případu (worst-case). Pro pasivní součástky se měnila jejich hodnota. U tranzistorů byly tolerance nastaveny pro parametry V_{be} a β . Společně s tolerancí se v simulaci počítalo se změnou teploty v rozmezí od 25 °C až do 125 °C. Simulovaným parametrem je PSRR (power supply rejection ratio). Výsledek je na Obrázku 2-13.



Obrázek 2-13 Simulace PSRR zesilovače

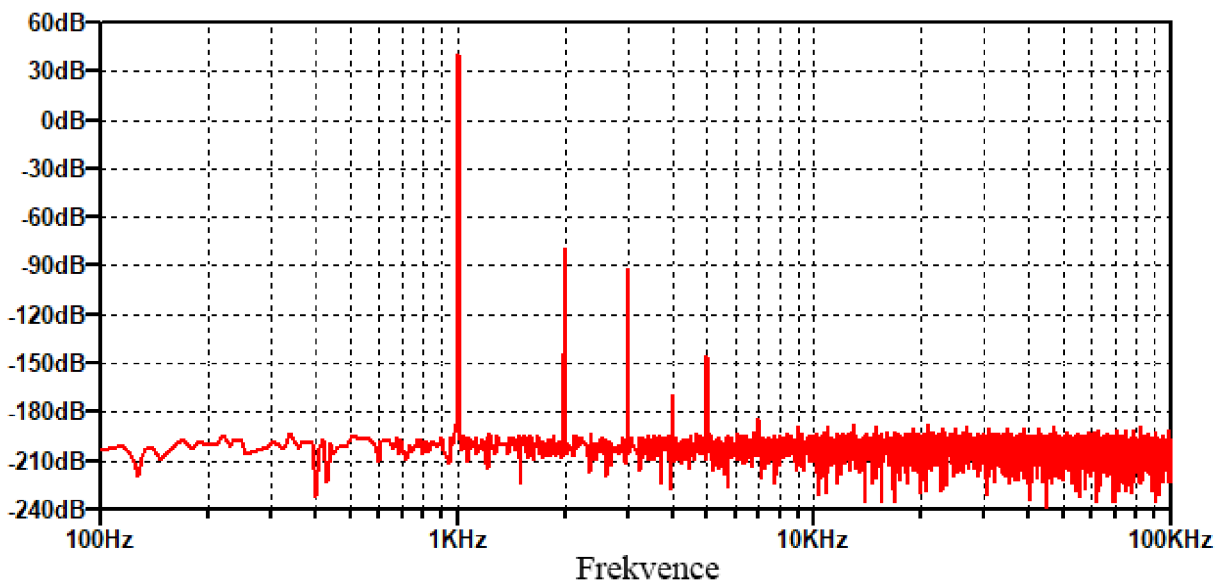
Důležitým parametrem zesilovače je také CMRR (common mode rejection ratio). Výsledek s analýzou nejhoršího případu a teplotním krokováním je na Obrázku 2-14. Zde jsou výsledky velmi různorodé, je to zapříčiněno především nastavenou tolerancí pro V_{be} parametry tranzistorů.



Obrázek 2-14 Simulace CMRR zesilovače

Zkreslení zesilovače THD bylo simulováno pro frekvence 1 kHz, 10 kHz a 20 kHz při výstupním napětí 100 V_{rms}. Zkreslení při této úrovni napětí a 1 kHz udává pro své zesilovače výrobce STAX [25]. Zkreslení THD je tedy při:

- 1 kHz = 0,0004 %
- 10 kHz = 0,0012 %
- 20 kHz = 0,008 %



Obrázek 2-15 Fourierova transformace výstupního signálu 100 V_{rms} a 1 kHz

2.3 Zesilovač pro dynamická sluchátka

Nejvyužívanějším typem zesilovače je s využitím operačních zesilovačů. U některých zařízeních se lze setkat s částečně diskretním obvodem, případně plně diskretním obvodem. Limitující faktor při použití integrovaných operačních zesilovačů je jejich maximální výkon.

2.3.1 Návrhové požadavky

Zesilovač by měl být schopen pracovat do zátěže od 32Ω až do 600Ω . Výpočet potřebného výkonu lze provést dle rovnic (1.2) a (1.3). Pro hodnotu akustického tlaku 110 dB byly srovnány požadavky pro tři sluchátka různých impedancí.

Tabulka 2-1 Porovnání výkonových požadavků pro různá sluchátka pro SPL 110 dB

Sluchátka	Impedance [Ω]	U [V_{rms}]	I [mA_{rms}]
Beyerdynamic DT990	600	5	8
Sennheiser HD600	300	4,5	15
Hifiman HE-500	34	2,5	74

Z přehledu vychází, že na výstup zesilovače je potřeba dodat $5 V_{rms}$ a $74 mA_{rms}$.

Podobně jako u zesilovače pro elektrostatická sluchátka by měl zesilovač mít vstupní impedanci alespoň $10 k\Omega$. Výstupní impedance by měla být co nejnižší. Pro napájecí napětí byla zvolena hodnota $\pm 15 V$.

Výstupní napěťová nesymetrie by se měla blížit nulové hodnotě, případně by neměla přesáhnout desítky mV.

2.3.2 Návrh obvodového řešení

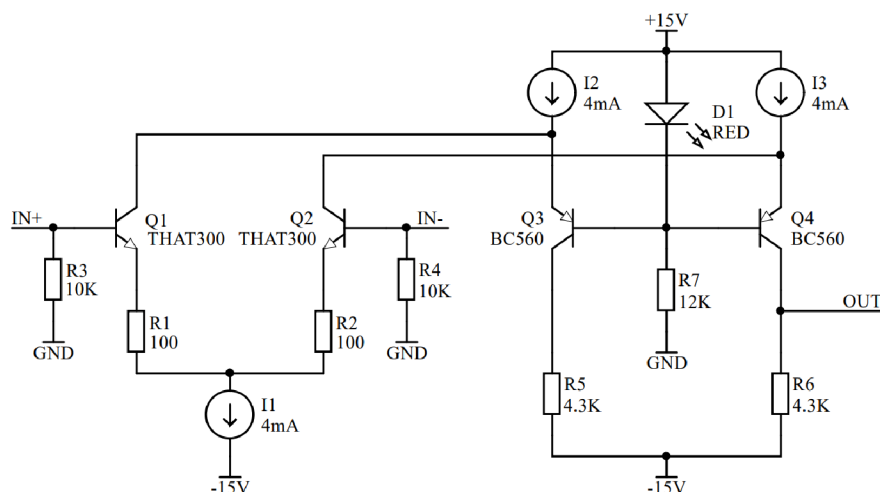
Zesilovač pro dynamická sluchátka se bude skládat ze dvou stupňů. První stupeň slouží k zesílení signálu a druhý stupeň je napěťový sledovač s nízkou výstupní impedancí a schopností dodat dostatečný proud do zátěže.

2.3.3 První stupeň – zesilovač

Jako topologie byla vybrána složená kaskoda. Výhody jsou totožné jako u zapojení kaskodového diferenčního páru, avšak zde není signál omezen snížením napětí o úbytky V_{be} .

Hlavním důvodem diskretního provedení zesilovací části je volba kompenzace pro dosažení požadované stability obvodu. Pokud se použije integrovaný operační zesilovač jako první část zesilovače a separátní sledovač jako druhá, není poté možné ovlivnit vnitřní kompenzaci.

Princip funkce zapojení je obdobný jako u zapojení prvního stupně zesilovače pro elektrostatická sluchátka z Obrázku 2-3.



Obrázek 2-16 Schéma prvního stupně zesilovače

Vstupní impedance obvodu je dána odpory R3 a R4. Pro vstupní pár bylo vybráno opět tranzistorové pole od firmy THAT jako v kapitole 2.2.3. R1 a R2 jsou degenerační odpory. Pro tranzistory Q3 a Q4 byl vybrán typ BC560, což je nízkošumový tranzistor často využívaný v audio aplikacích. Tranzistor má pouzdro TO-92, pokud se vhodně umístí na DPS, lze je částečně tepelně svázat smršťovací bužírkou. LED dioda vytváří úbytek napětí pro správnou funkci těchto tranzistorů. Odpory R5 a R6 slouží ke zpětnému převedení signálu na napětí.

Proud tekoucí ze zdroje I2 se rozdělí v určitém poměru a teče do kolektorů Q1 a Q3. Poměr proudů se určí proudovým zdrojem I1. Pokud se na vstup IN+ přivede signál, prochází poté přes Q1 přímo do emitoru tranzistoru Q3. Proudové zdroje I2 a I3 jej neovlivňují.

Pro výpočet zesílení se použije stejný postup a vzorce z kapitoly 2.2.3.

Transkonduktance vstupního páru je určena dle vztahu:

$$g_{m_{1,2}} = \frac{I_{SS}}{2 \times V_t + I_{SS} \times R_{1,2}} = \frac{4 \times 10^{-3}}{2 \times 26 \times 10^{-3} + 4 \times 10^{-3} \times 100} = 8,85 \text{ mS} \quad (2.23)$$

Pokud není nutné znát přesnou hodnotu zisku obvodu, lze vzorec pro výpočet zesílení zjednodušit na:

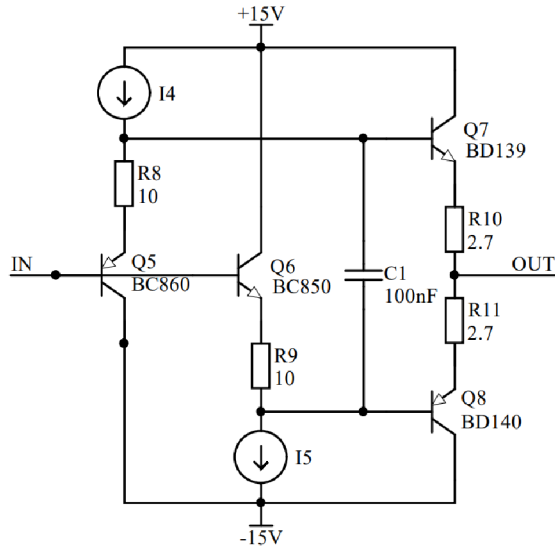
$$A = g_{m_{1,2}} \times R_{5,6} = 8,85 \times 10^{-3} \times 43000 = 35,06 \quad (2.24)$$

$$A_{db} = 20 \times \log(A) = 20 \times \log(35,06) = 30,9 \text{ dB} \quad (2.25)$$

2.3.4 Druhý stupeň – sledovač (buffer)

Druhý stupeň zesilovače je tzv. diamantový buffer, který je na obrázku 2-17. Tvoří jej budící tranzistory Q5, Q6 a výstupní tranzistory Q7, Q8. Pro budící část byly vybrány nízkošumové tranzistory BC850 a BC860. Tranzistor BC860 je SMD ekvivalentem tranzistoru BC560, který je použitý v prvním stupni zesilovače. Odpory R8 a R9 slouží k linearizaci tranzistorů. Proudové zdroje I4 a I5 nastavují pracovní bod pro budící tranzistory.

Pro výstupní tranzistory je použit komplementární pár BD139 a BD140. Odporů R10 a R11 nastavují klidový proud výstupních tranzistorů. Kondenzátor C1 svazuje emitory Q5 a Q6. Zapojení poté pracuje v tzv. push-pull režimu, výsledkem je snížení přechodového zkreslení.

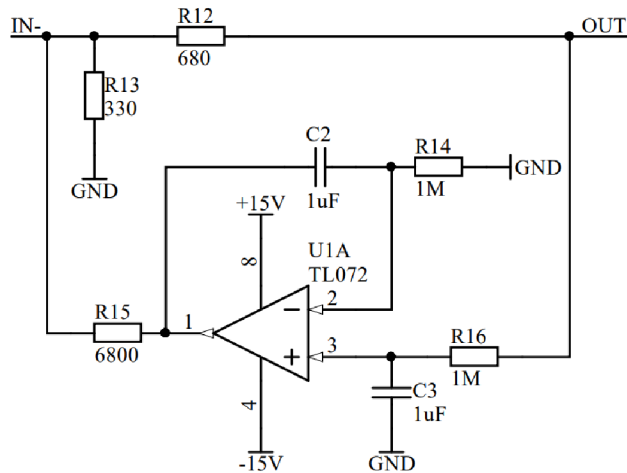


Obrázek 2-17 Schéma druhého stupně zesilovače

2.3.5 Zpětná vazba a DC servo

Zpětná vazba je zapojena jako neinvertující operační zesilovač. Zisk je tedy dán vztahem:

$$A = \frac{R_{12}}{R_{13}} + 1 = \frac{680}{330} + 1 = 3,06 \quad (2.24)$$

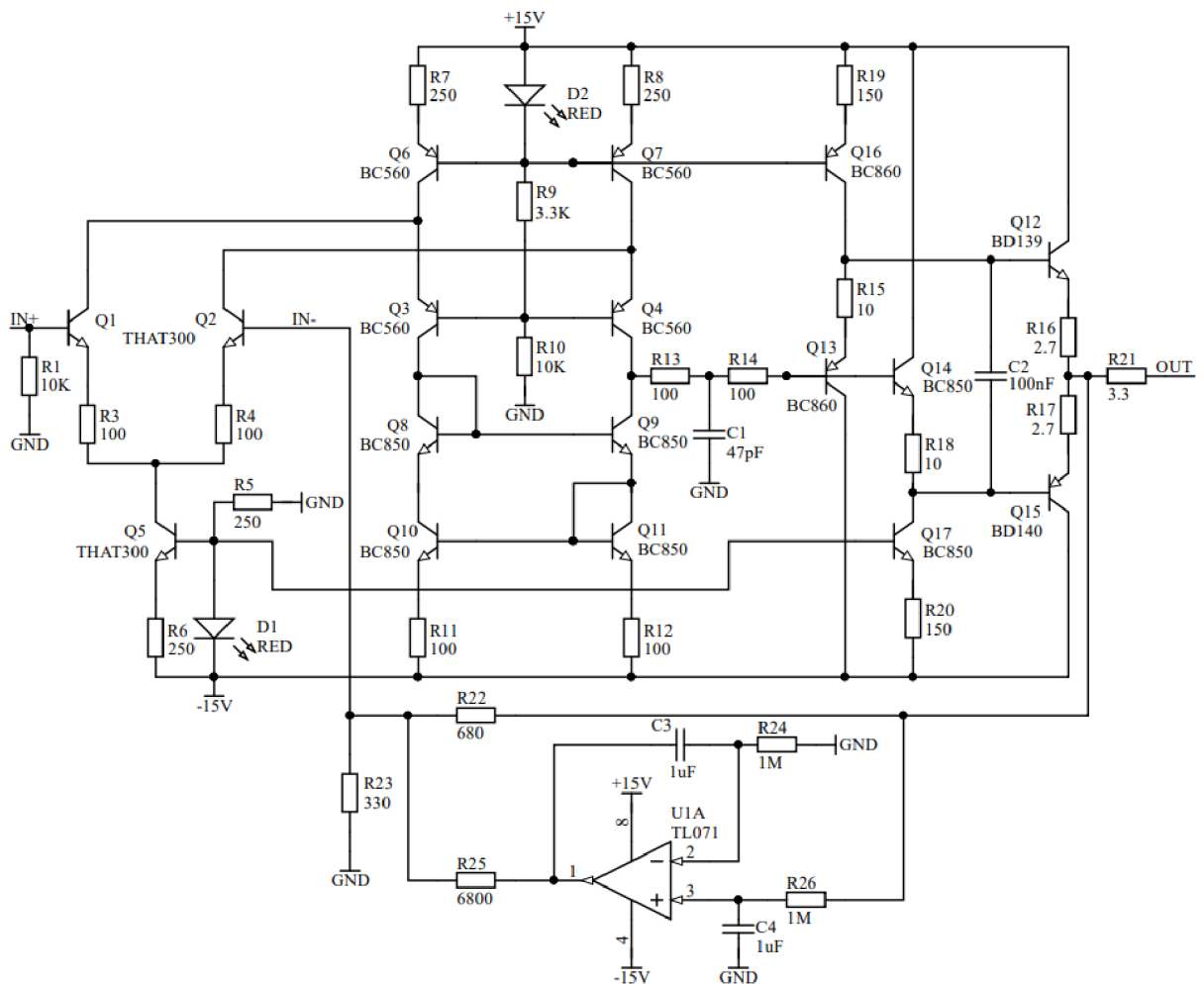


Obrázek 2-18 Zpětná vazba a DC servo

Do obvodu bylo dále zařazeno DC servo, to má za účel odstranit stejnosměrnou složku napětí tím, že aplikuje napětí na invertující vstup zesilovače. Operační zesilovač je zapojen v režimu neinvertujícího integrátoru. Mezní frekvence vytvořené horní propusti je 0,16 Hz. Pomocí odporu R15 je DC servo v obvodu paralelně k odporu R12, změna zisku DC servem je poté zanedbatelná [10].

2.3.6 Schéma celého zesilovače

Ideální proudové zdroje byly nahrazeny LED proudovými zdroji z Obrázku 2-6. Tranzistory Q6, Q7 a Q16 používají pro referenci diodu D2. Tranzistory Q5 a Q17 diodu D1. Místo rezistorů, na kterých vznikal úbytek napětí, je aplikováno modifikované Wilsonovo proudové zrcadlo, které je tvořeno tranzistory Q8, Q9, Q10 a Q11. Kondenzátor C1 je kompenzační pro vylepšení stability obvodu a zabránění oscilacím. Společně s odporem R13 tvoří vysokofrekvenční filtr typu dolní propust, který zabrání oscilacím druhého stupně. Na vstup druhého stupně byl přidán ochranný odpor R14. Na výstup zesilovače byl zařazen odpor R21, který primárně slouží jako ochrana sluchátek, ale také mírně zlepši stabilitu zesilovače.



Obrázek 2-19 Schéma zesilovače pro dynamická sluchátka

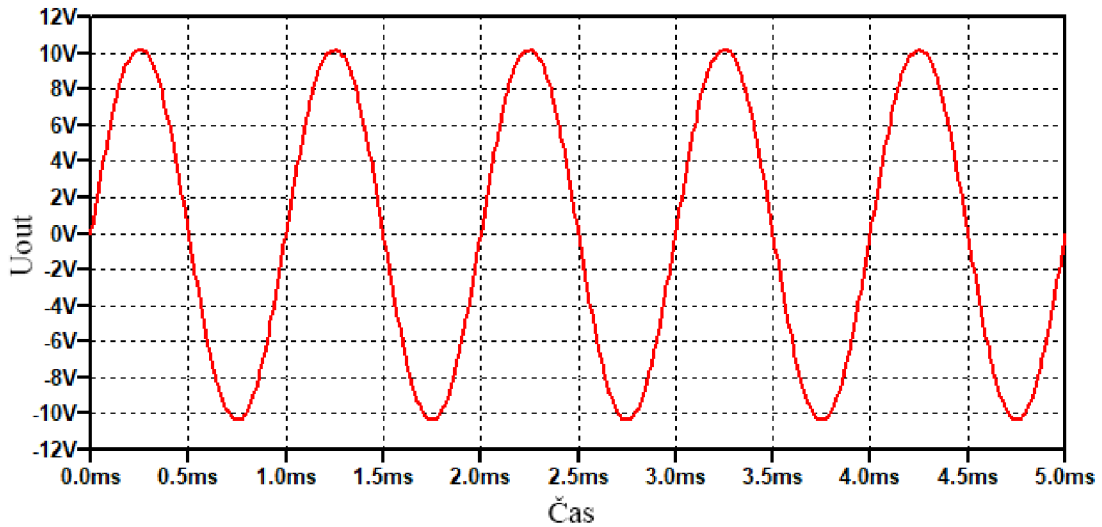
Pro obvod DC serva byl vybrán operační zesilovač TL071, který je často využíván pro tuto aplikaci. Jeho výhodou je nízká cena a vstupní napěťová nesymetrie 3 mV [26].

2.3.7 Simulace zesilovače

Pro ověření funkčnosti obvodu byla opět provedena simulace obvodu v programu LTspice. Pracovní bod obvodu je na Obrázku D-2. Simulace jsou provedeny se zátěží $32\ \Omega$.

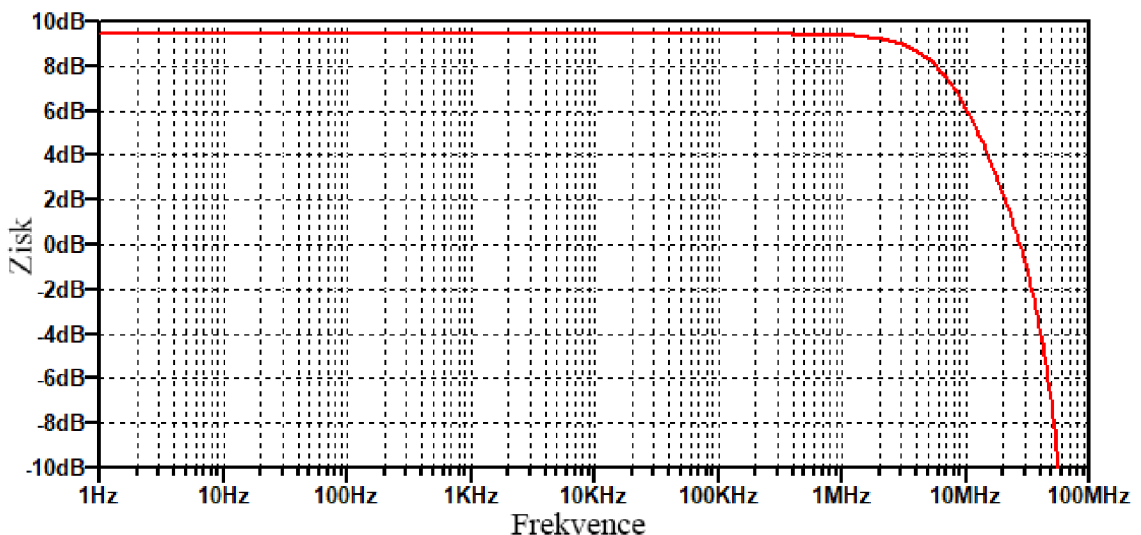
Maximální možné výstupní napětí zesilovače bez zátěže je $9,75\ V_{\text{rms}}$. Pro zátěž:

- $32\ \Omega$ je maximální napětí $7\ V_{\text{rms}}$ a výkon $1,5\ W$
- $300\ \Omega$ je maximální napětí $9\ V_{\text{rms}}$ a výkon $270\ mW$
- $600\ \Omega$ je maximální napětí $9\ V_{\text{rms}}$ a výkon $135\ mW$



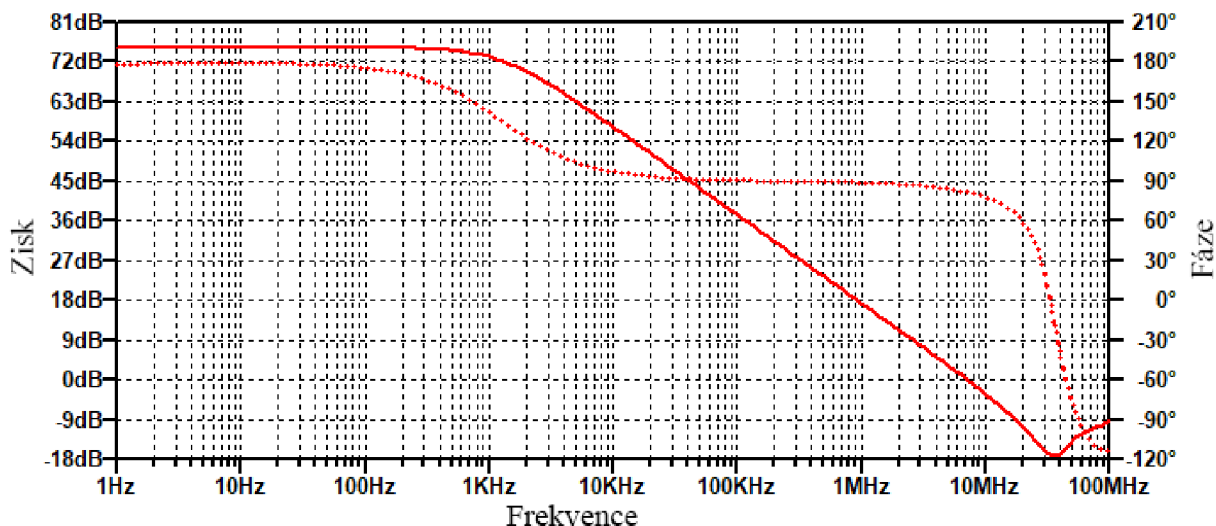
Obrázek 2-20 Výstupní průběh 1 kHz signálu při maximální amplitudě se zátěží $32\ \Omega$

Šířka pásma zesilovače do poklesu o 3 dB je $9,54\ MHz$. Zisk zesilovače je $9,43\ dB$, tato hodnota odpovídá výpočtu z rovnice (2.24).



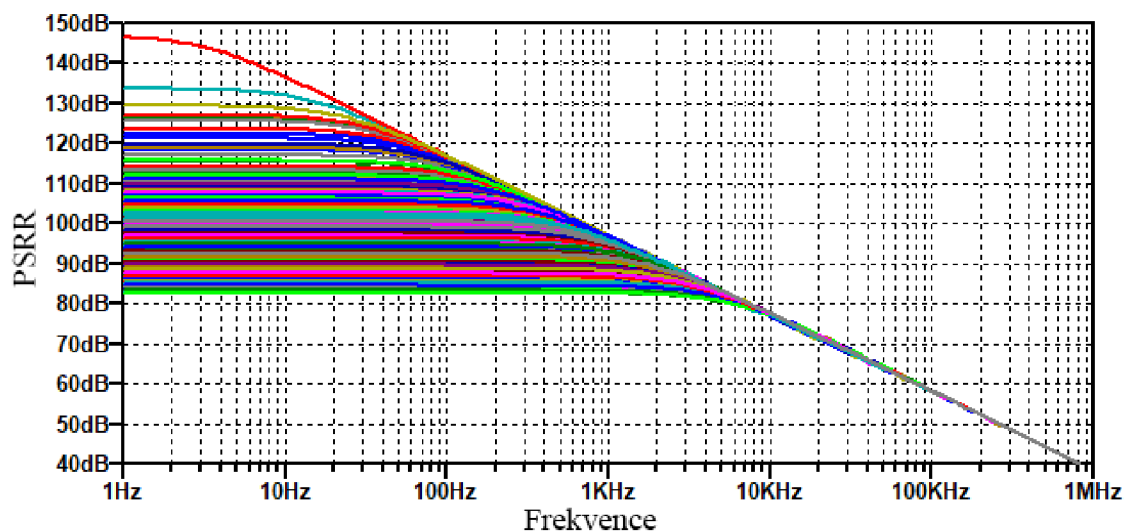
Obrázek 2-21 Simulace přenosové charakteristiky zesilovače

Pro zjištění stability zesilovače byla provedena simulace otevřené smyčky. Stabilitu ovlivňuje kondenzátor C1 z Obrázku 2-19. Hodnota byla pomocí simulace nastavena na hodnotu 47 pF. Výsledkem simulace je šířka pásma (GBW) 7,1 MHz, fázová bezpečnost 79,9 ° a amplitudová bezpečnost 16,2 dB. Bez kompenzace C1 byla fázová bezpečnost 22,3 °.



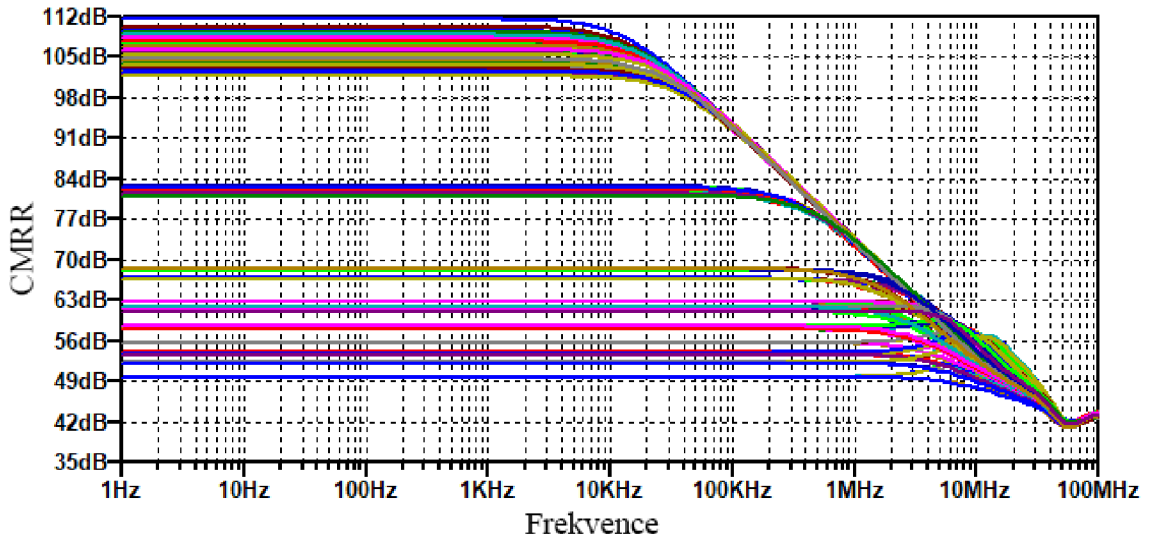
Obrázek 2-22 Simulace otevřené smyčky a stability

Stejným způsobem jako v kapitole 2.2.9 byla nastavena analýza nejhoršího případu. Tedy tolerance hodnot pro součástky, velikosti přechodů a proudového zesílení. Na Obrázku 2-23 jsou výsledky simulace PSRR.



Obrázek 2-23 Simulace PSRR zesilovače

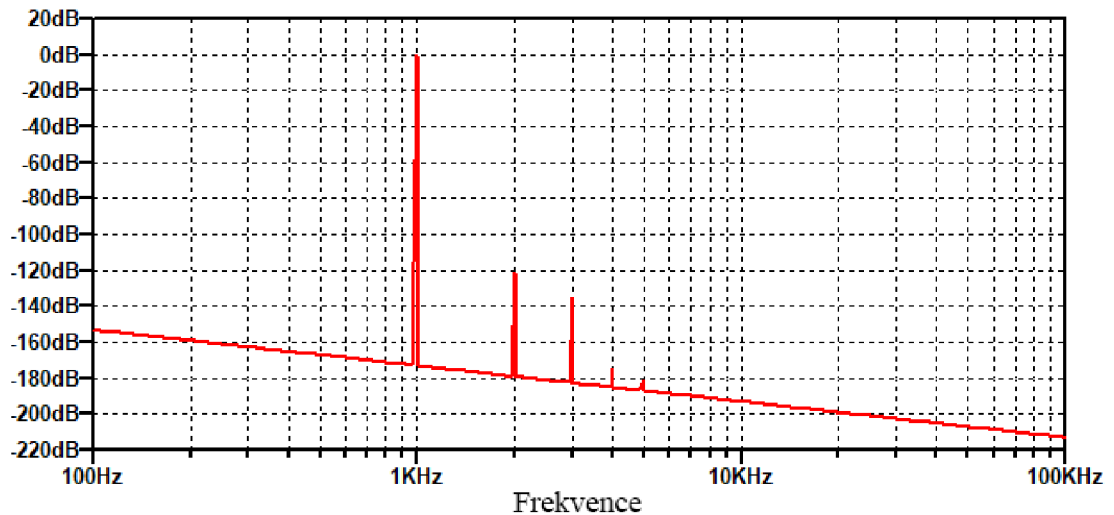
Pokud se modifikuje zpětná vazba a odstraní se DC servo tak, aby zesilovač využíval symetrických vstupů jako na Obrázku 1-4, můžeme poté změřit parametr CMRR. Výsledek je na Obrázku 2-24.



Obrázek 2-24 Simulace CMRR zesilovače

Zkreslení zesilovače THD bylo simulováno pro frekvence 1 kHz, 10 kHz a 20 kHz při výstupu 1 V_{rms} se zátěží 32 Ω. Zkreslení THD je tedy při:

- 1 kHz = 0,0003 %
- 10 kHz = 0,0005 %
- 20 kHz = 0,0008 %



Obrázek 2-25 Fourierova transformace výstupního signálu 1 V_{rms}, 1 kHz se zátěží 32 Ω

2.4 D/A převodník

Obvod D/A převodníku lze rozdělit do tří hlavních částí. První částí je vstupní digitální blok, který může obsahovat převodník USB, případně SPDIF, na požadovaný formát. Druhou částí je samotný D/A převodník a třetí částí jsou diferenční zesilovače, filtry a případně převodník proudu na napětí, pokud má D/A převodník proudové výstupy.

2.4.1 Návrhové požadavky

Převodník by měl být schopný pracovat s bitovou hloubkou až 24 bitů a vzorkovacím kmitočtem až 192 kHz. Pro propojení převodníku s PC, případně jiným zařízením, bude sloužit USB rozhraní, které bude následně převedeno na I2S sběrnici. Ovládání převodníku bude řízeno pomocí mikrokontroléru. Dalším požadavkem pro převodník je linkový výstup pro symetrické a nesymetrické rozhraní.

Pro regulaci hlasitosti celého zařízení bylo zvoleno řešení, kdy se hlasitost bude měnit pomocí integrovaného atenuátoru v převodníku. Velkou výhodou tohoto řešení je absence potenciometru, či jiného externího atenuačního obvodu.

2.4.2 Výběr převodníku

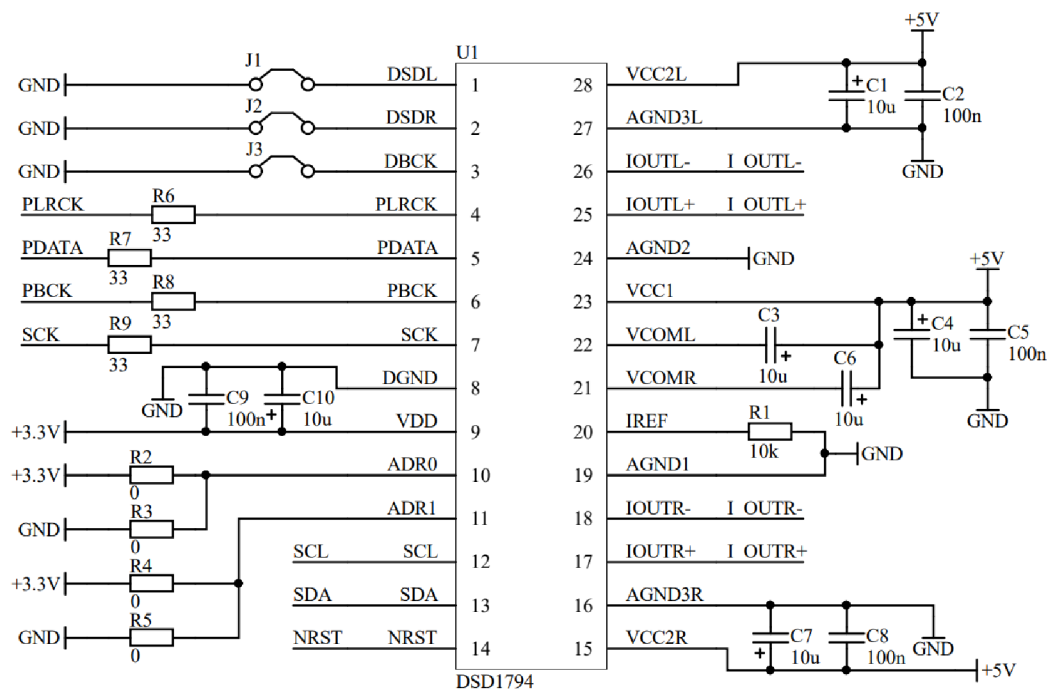
Čip D/A převodníku je nejdůležitější část řetězce pro převod signálu, je tedy nutné vybírat čip s ohledem na jeho parametry. Pro splnění všech požadavků byl vybrán delta – sigma D/A převodník DSD1794 od výrobce Texas Instrument. Hlavní parametry jsou:

- Vzorkovací kmitočet: 10 kHz až 200 kHz
- Rozlišení: 24 bitů
- SNR: 127 dB
- Vstupní formát: PCM, DSD
- Ovládání převodníku: I2C sběrnice
- Digitální atenuátor: 0 dB až -120 dB s krokem 0,5 dB

Pro vstupní formát PCM lze využít datových typů levé, pravé zarovnání a I2S. Napájecí napětí potřebné pro správnou funkci převodníku je 5 V pro analogovou část a 3,3 pro digitální část. Převodník obsahuje diferenční proudové výstupy. Proudový rozsah výstupů je 7,8 mA_{p-p} s offsetem -6,2 mA. Je tedy nutné na výstup D/A převodníku připojit převodník proudu na napětí [27].

2.4.3 Návrh zapojení převodníku DSD1794

Při návrhu zapojení D/A převodníku bylo použito doporučené zapojení od výrobce, které bylo upraveno. Schéma zapojení je na Obrázku 2-26. Ovládání přes I2C sběrnici umožňuje zjednodušené zapojení oproti hardwarovému ovládání převodníků [27].



Obrázek 2-26 schéma zapojení D/A převodníku DSD1794

Piny 1,2 a 3 slouží pro připojení datového formátu DSD, který nebude využíván a jsou připojeny na zem přes zkratovací propojky. Vstupem pro formát I2S jsou PLRCK, PDATA, PBCK a SCK. Před vstupy jsou zařazeny odpory 33 Ω , které slouží jako impedanční přizpůsobení pro ochranu vstupních pinů. Pro zvolení I2C adresy převodníku slouží piny ADR0 a ADR1. Převodník má 7bitovou adresu, 5 bitů je předem nastaveno a 2 bity je možné změnit, pokud se na adresní piny připojí logická 0, nebo logická 1. Nastavení adresy je možné změnit podle osazení nulových odporů. Zapojení pinů VCOML, VCOMR a IREF je dle doporučeného zapojení převodníku [28].

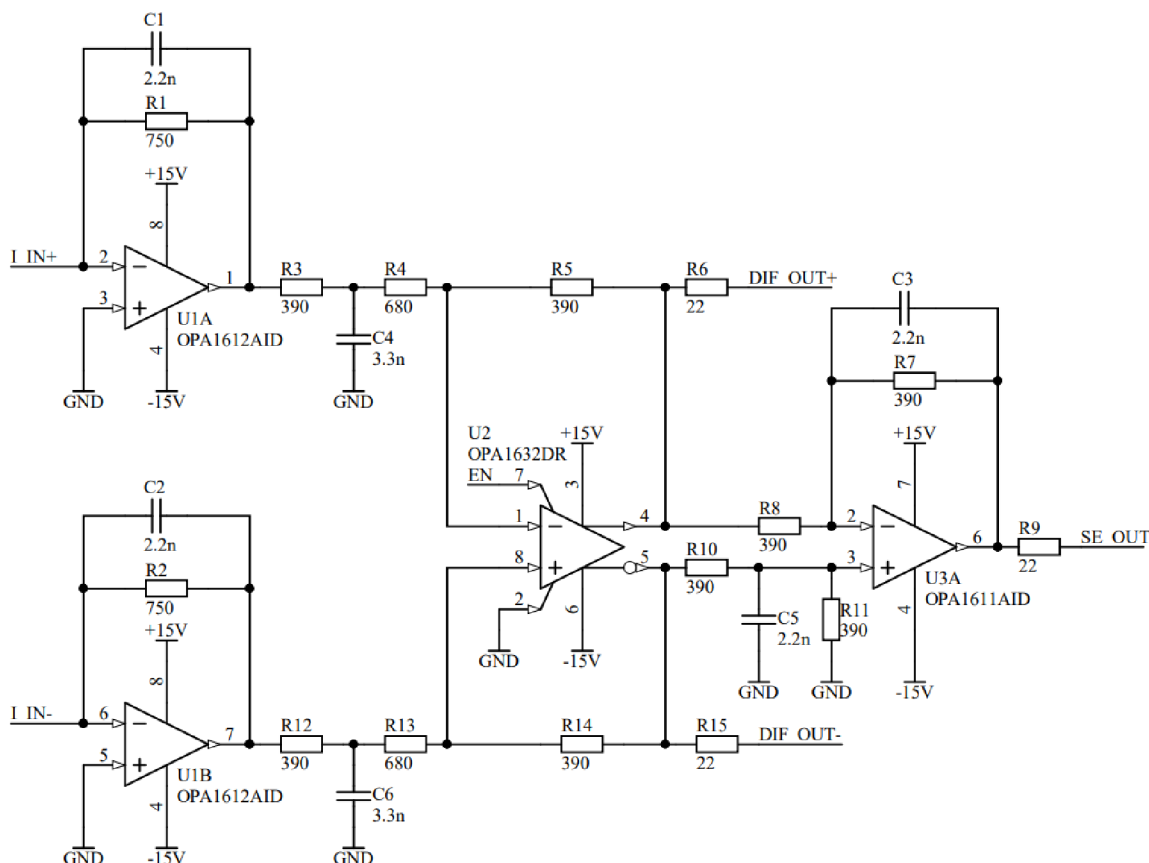
2.4.4 Návrh převodníku proudu na napětí a diferenčního zesilovače

Výstupy převodníku jsou proudové, je tedy nutné je převést na napětí. Pro převod byl vybrán operační zesilovač OPA1612, který má parametry:

- Napěťový šum při 1 kHz: 1,1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Rychlost přeběhu: 27 V/ μs
- Zkreslení při 1 kHz: 0.000015%
- CMMR: 120 dB

Jelikož je na výstupu I/V převodníku přítomný napěťový offset, je potřeba zařadit do obvodu plně diferenční zesilovač, který dokáže offset potlačit. Vybrán byl obvod OPA1632, jehož parametry jsou:

- Napěťový šum při 10 kHz: 1,3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Rychlost přeběhu: 50 V/ μs
- Zkreslení při 1 kHz: 0.000022%
- CMMR: 90 dB
- Obsahuje diferenční výstup



Obrázek 2-27 Obvod I/V převodníku a diferenčního zesilovače

O převod proudu na napětí se stará operační zesilovač U1. Proud tekoucí z D/A převodníku vytvoří napětí přes odpor R1. Hodnota napětí je dána rovnicí [27]:

$$V_i = I_{in} \times R_{1,2} = 3,9 \times 10^{-3} \times 750 = 2,93 V_p \quad (2.25)$$

Mezní kmitočet pro filtr, který tvoří R1 a C1 je dán vztahem:

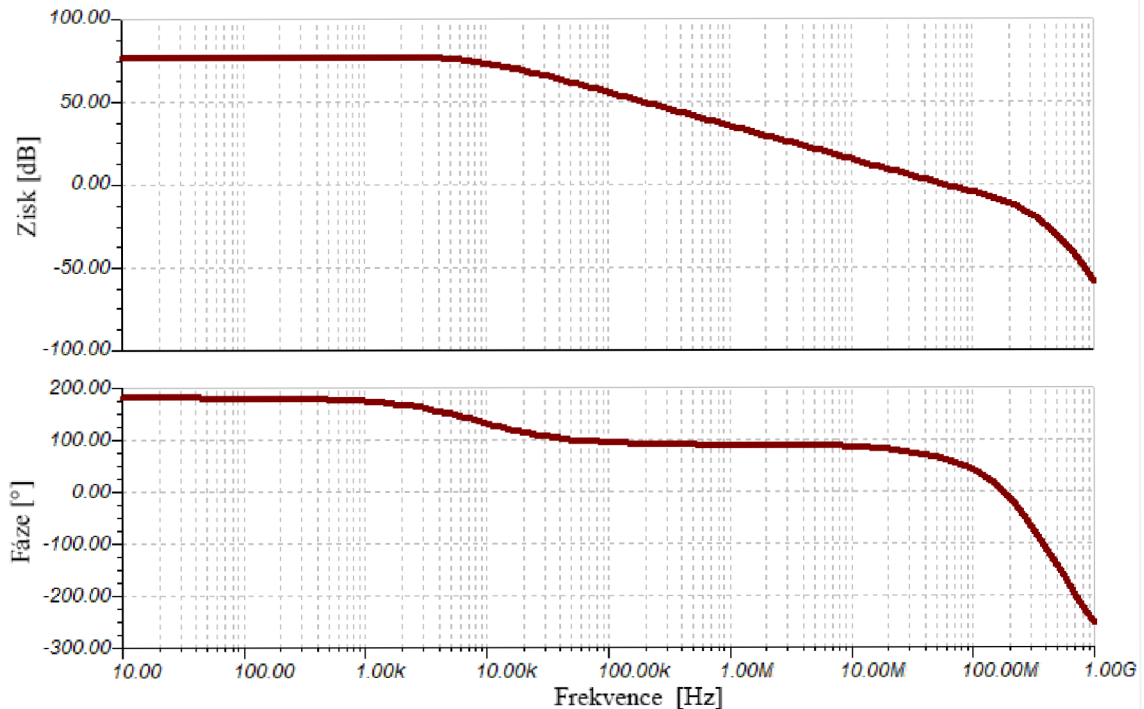
$$f_{m1} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times C_1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 2,2 \times 10^{-9} \times 750} = 96,46 \text{ kHz} \quad (2.26)$$

Za operační zesilovač U1 byla zařazena dolní propust, kterou tvoří odpor R3 a kondenzátor C4. Mezní kmitočet se vypočítá opět dle rovnice (2.26), jeho hodnota je 123,7 kHz.

Zapojení operačních zesilovačů U1 generuje napětový offset a dále toto zapojení není vhodné např. pro připojení k předzesilovači, či jinému obvodu. Proto je nutné použít plně diferenční zesilovač U2. Jsou tak zachovány diferenční výstupy a přes pin 2 (Vocm), který je připojen k zemi, jsou výstupy vztaženy k zemi. Pomocí odporů R4 a R5 se upraví zisk obvodu dle rovnice [29]:

$$V_{Dif_out} = I_{in} \times R_{1,2} \times \frac{R_{5,14}}{R_{4,13}} = 3,9 \times 10^{-3} \times 750 \times \frac{390}{680} = 1,68 V_p \quad (2.27)$$

Pro ověření stability U2 byla provedena simulace otevřené smyčky. Simulace byla provedena v programu TINA-TI SPICE, kvůli modelu operačního zesilovače OPA1632. Fázová bezpečnost dle simulace vyšla $62,3^\circ$ při šířce pásma 58.6 MHz. Amplitudová bezpečnost je 10 dB.



Obrázek 2-28 Šířka pásma zesilovače a fázová charakteristika

Poslední částí obvodu je diferenční zesilovač, který převádí symetrický signál na nesymetrický. Pro tuto úlohu byl vybrán OPA1611. Od OPA1612 se liší pouze počtem operačních zesilovačů v pouzdře. Napěťový zisk je 1 a mezní kmitočet filtru, vypočítaný dle rovnice (2.26), je 185 kHz. Odporů R6, R9 a R15 slouží k ochraně připojených zařízení na výstupy obvodu.

2.4.5 Výběr převodníku USB na I2S

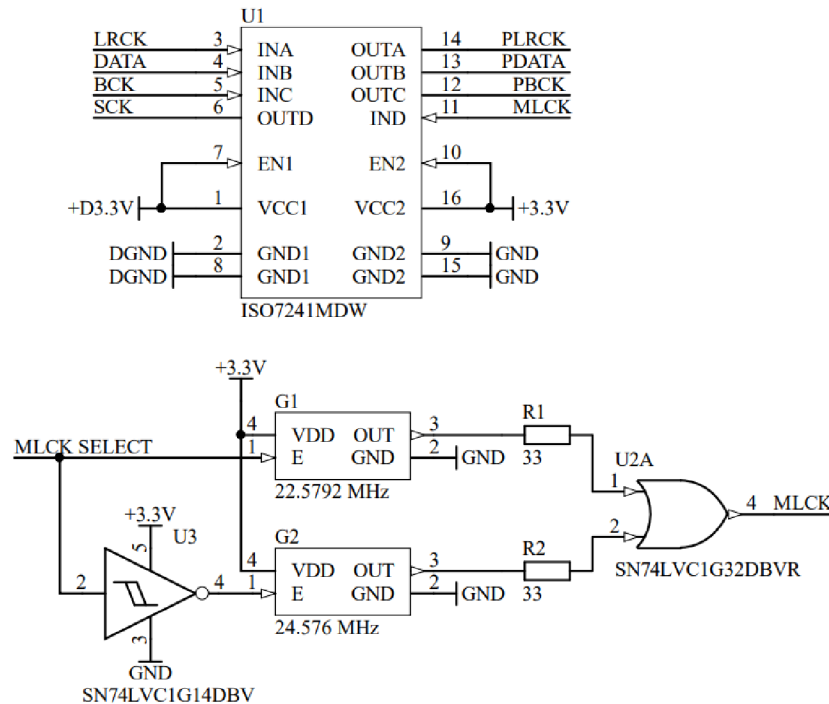
Pro převod USB na I2S byl vybrán sestavený modul OEM board od firmy JLSounds [30]. Modul zvládá rozlišení až 32 bitů a 768 kHz. Dále je zde možnost připojení hodinového signálu z oscilátorů, tzv. master clock.



Obrázek 2-29 Převodník USB na I2S [30]

2.4.6 Galvanické oddělení USB/I2S a D/A převodníku

Izolaci se zabrání vytvoření zemní smyčky při připojení zařízení k PC. Pro galvanickou izolaci I2S sběrnice byl vybrán obvod ISO7241, ten umožňuje oddělit čtyři signály. Je výhodné umístit oscilátory na izolovanou stranu D/A převodníku, k hodinovému signálu se poté nepřidává jitter izolátoru. Signál tedy prochází přes izolátor pouze do procesoru USB modulu, kde přidávaný jitter není kritický.



Obrázek 2-30 Digitální izolátor a zapojení oscilátorů

Z USB modulu prochází I2S signál do D/A převodníku. Opačným směrem prochází hodinový signál master clock. Pro využití typických audio vzorkovacích frekvencí je nutné použít oscilátory 22,5792 a 24,576 MHz, které jsou násobkem frekvencí 44,1 kHz a 44 kHz. Přepnutí zajišťuje ovládací signál z USB modulu. Oscilátory lze ovládat pomocí povolovacích pinů. Jelikož výstup oscilátorů může být zatížen velmi nízkou kapacitní zátěží, je využito rychlého hradla OR, které má nízkou vstupní kapacitu a neovlivní tak hodinový signál.

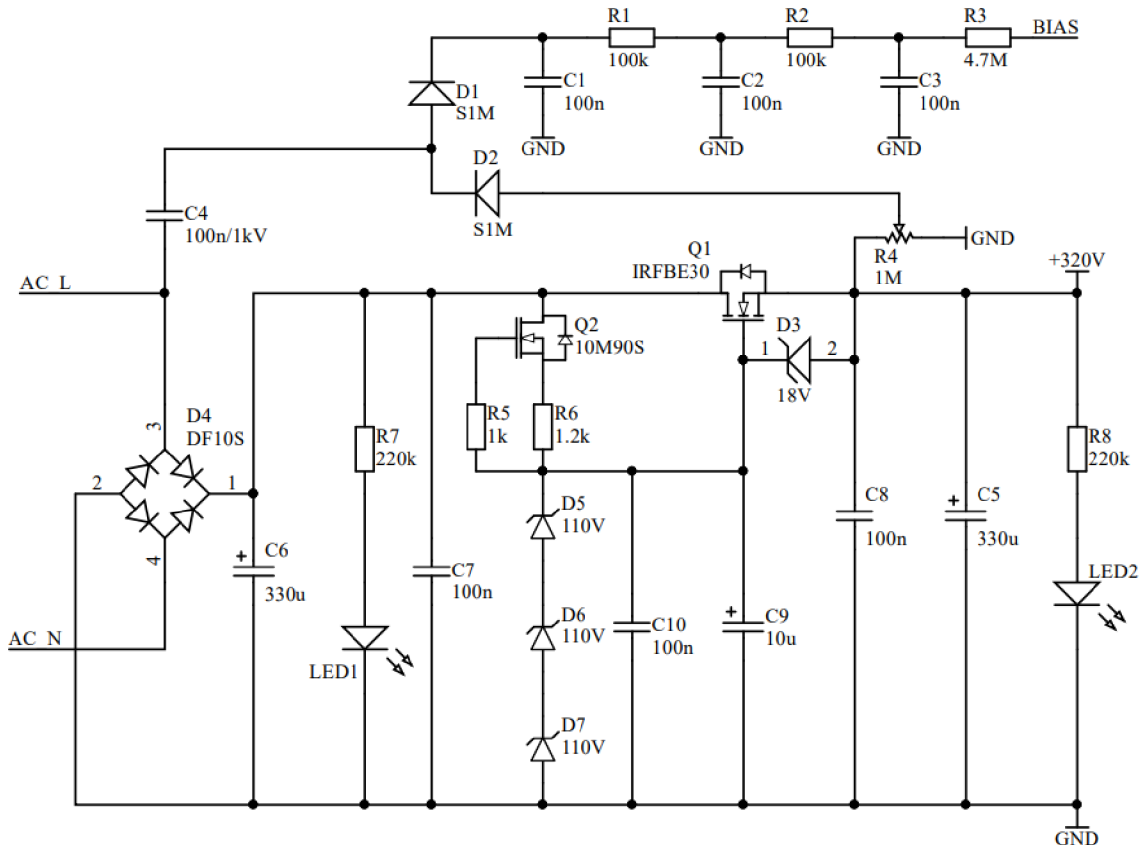
USB modul obsahuje také trojici výstupů, pomocí kterých lze určit, která vzorkovací frekvence je právě využívána [30]. Pro galvanické oddělení těchto signálů, společně se signálem pro výběr vzorkovací frekvence, se využije optočlen ACPL-847.

2.5 Napájecí zdroje

Pro napájení jednotlivých bloků byl zvolen koncept lineárních regulátorů.

2.5.1 Zdroj napětí ±320 V

Pro regulaci napětí bylo navrženo řešení využívající MOS tranzistor a Zenerovy diody jako reference. K vytvoření symetrického napájení se spojí paralelně dvě tato zapojení. Podmínkou je však použití oddělených vinutí transformátoru.

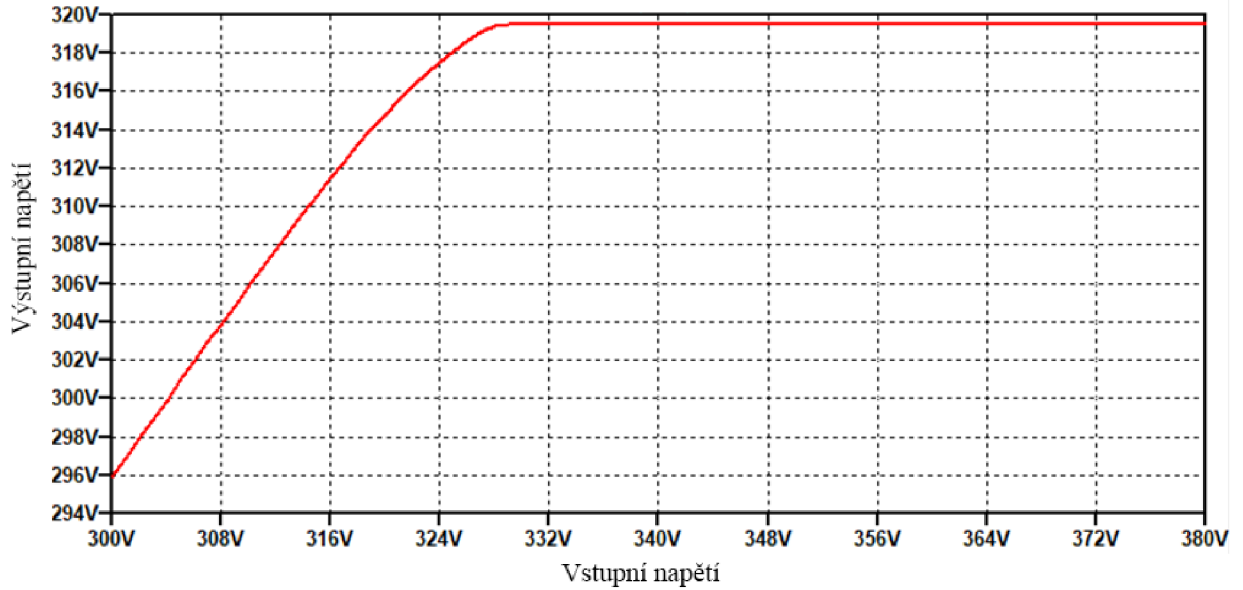


Obrázek 2-31 Zapojení napájecího zdroje 320 V

Zapojení je složeno z diodového můstku pro usměrnění, stabilizace s filtrací a násobiče napětí. Referenci pro stabilizátor tvoří diody D5, D6 a D7, které jsou připojeny ke zdroji konstantního proudu. Proud je nastaven rezistorem R6. Kondenzátory C9 a C10 snižují zvlnění reference, a tedy i výsledné zvlnění na výstupu. Diody D3 slouží k ochraně elektrody Gate tranzistoru Q1. LED diody s odpory R7 a R8 slouží pro vybíjení obvodu v případě vypnutí a také jako indikace funkčnosti zdroje. Jelikož elektrostatická sluchátka potřebují ke své funkci polarizační napětí, je nutné použít napěťový násobič. Potenciometrem R4 se nastaví polarizační napětí na hodnotu 580 V. Je zde přidána filtrace, kterou zajišťují dva RC články. Odpor R3 slouží pro omezení proudu pro polarizaci a ochranu. Výstupní napětí regulátoru je dáno vztahem:

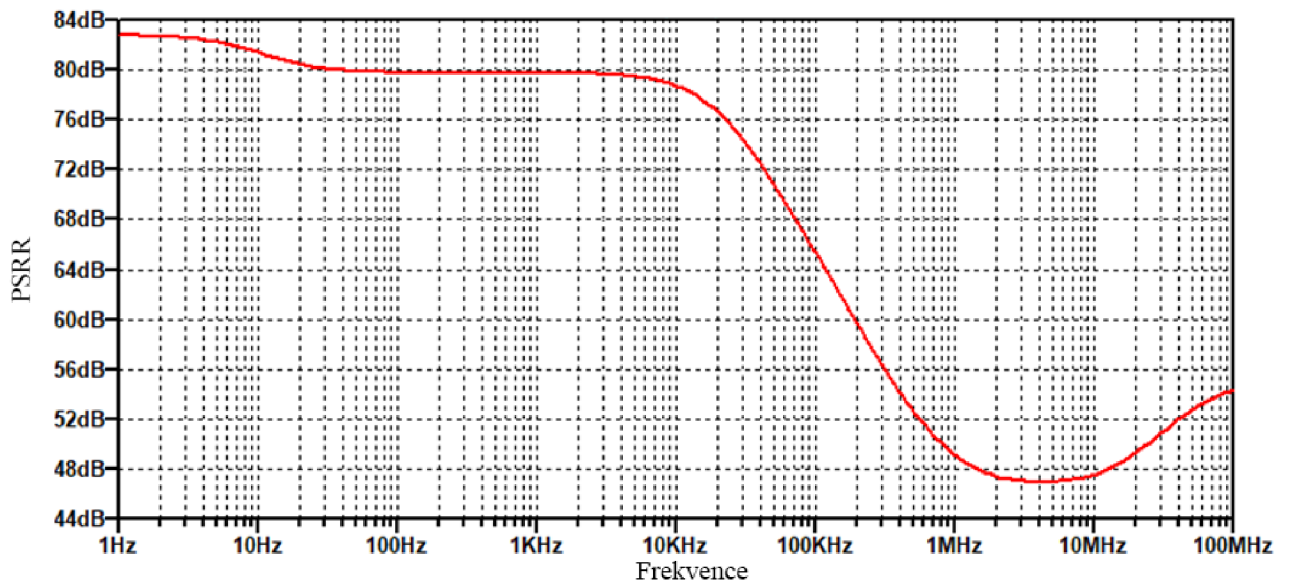
$$V_{out} = U_{zen} - U_{gs} = (3 \times 110) - 10 = 320 \text{ V} \quad (2.28)$$

Pro ověření funkčnosti navrženého zapojení byla provedena simulace se zátěží s odběrem 60 mA. Pro správnou funkci zdroje je nutné, aby na vstupu bylo napětí alespoň 328 V.



Obrázek 2-32 Simulace závislosti výstupního napětí na vstupním

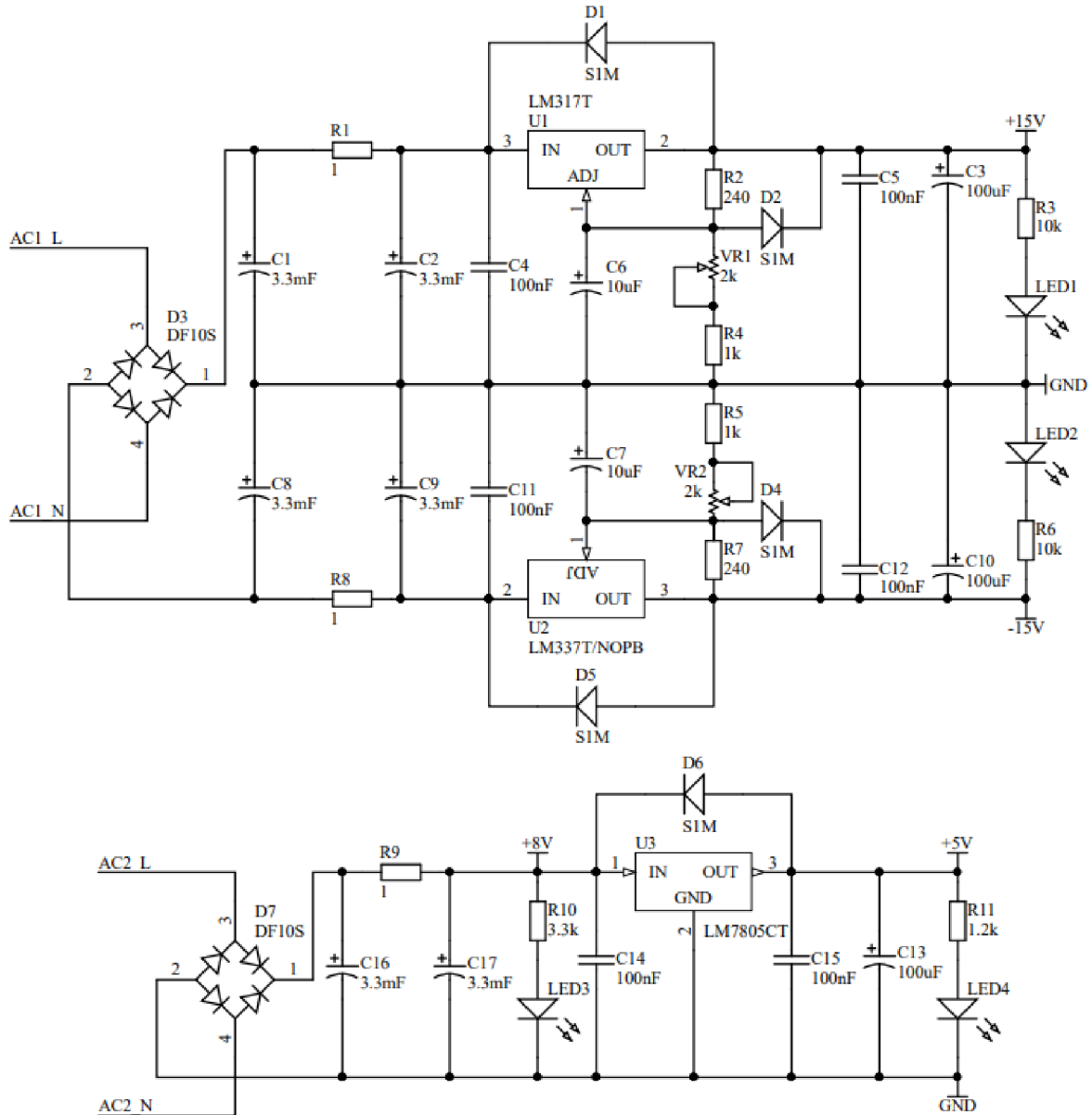
Následně byl odsimulován parametr PSRR. Díky zdroji konstantního proudu pro Zenerovy diody je PSRR relativně vysoké. Pokud by se místo tohoto zdroje použil pouze rezistor, bude rozdíl na nízkých frekvencích více jak 40 dB.



Obrázek 2-33 Simulace PSRR zdroje

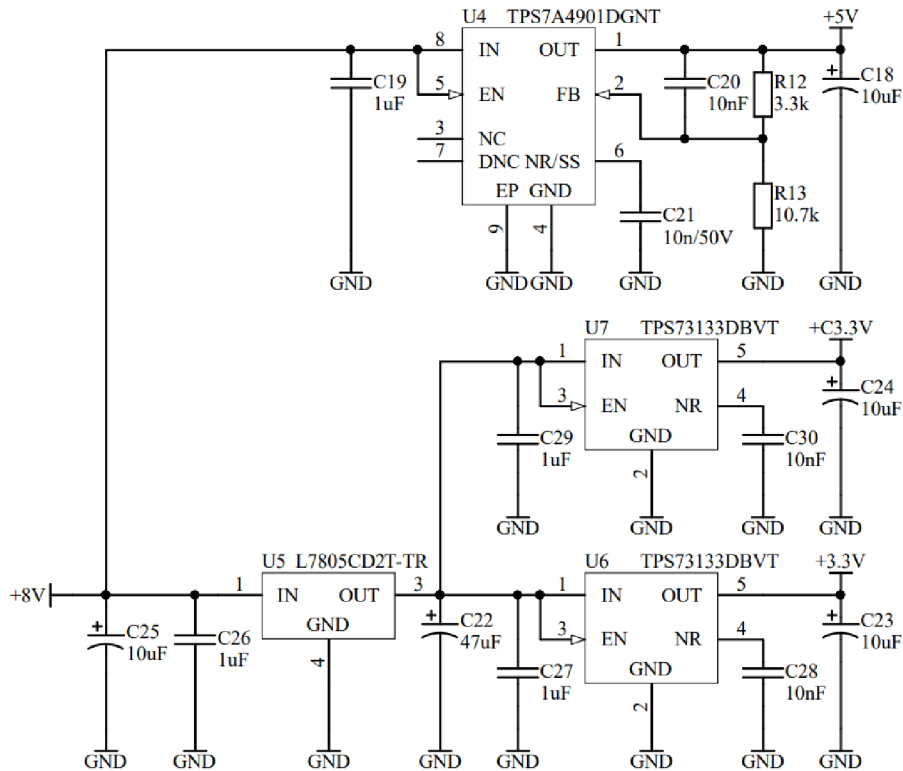
2.5.2 Zdroj napětí ±15 V, 5 V a 3,3 V

Zapojení se skládají z CRC filtrů a lineárních stabilizátorů. Pro CRC filtr byly zvoleny kondenzátory 3,3 mF a odpor 1 Ω. Dále bylo využito regulátorů LM317 a LM337 pro vytvoření symetrického napájení ± 15 V.



Obrázek 2-34 Zapojení napájecího zdroje ± 15 V a 5 V

Regulátor U3 vytváří napětí +5 V pro řídicí modul s mikrokontrolérem. Napájení pro D/A převodník má vlastní regulátory, pro které se využije napětí za CRC článkem. Pro analogovou část převodníku byl vybrán LDO regulátor TPS7A4901. Pro vytvoření napětí 3,3 V se nejprve využije regulátor 7805 a poté LDO TPS73133. Následně nejsou výkonové ztráty tak vysoké. Pokud by se nevyužilo snížení napětí na 5 V, regulátor by se neuchladil. V zapojení jsou separátní regulátory pro oscilátory a digitální část převodníku.



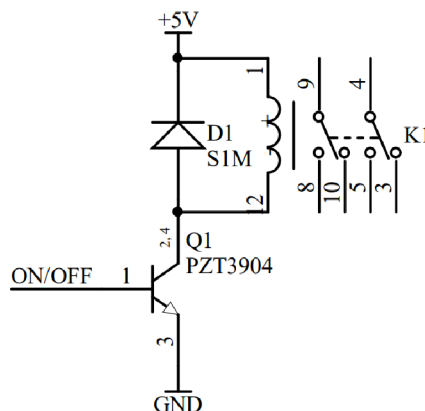
Obrázek 2-35 Zapojení napájecího zdroje pro D/A převodník

2.6 Přepínání vstupů a výběr sepnutí napájecích zdrojů

Pro přepínání byl zvolen koncept s reléovou logikou, kdy se pomocí mikrokontroléru zvolí, které relé má být sepnuté.

2.6.1 Přepínání vstupů

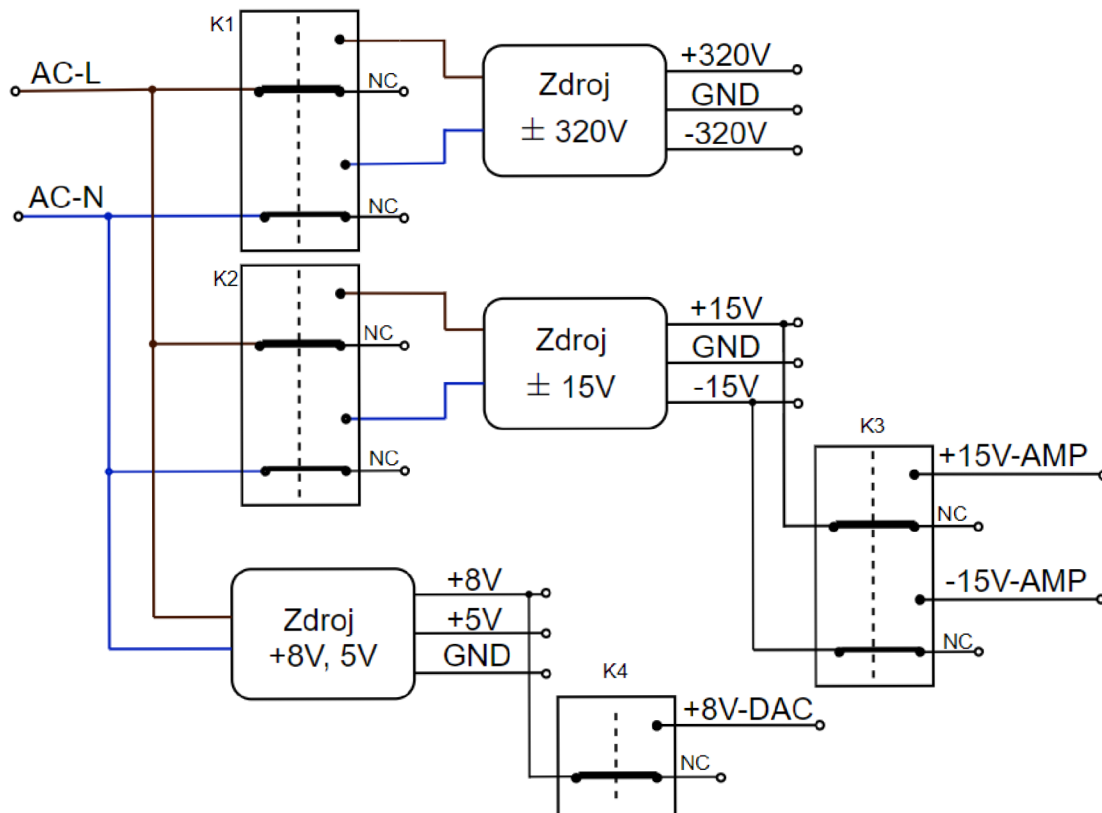
Zde byl vybrán typ signálového relé DPDT, tj. typ, kde jsou dva přepínacími kontakty. Pro sepnutí byl vybrán NPN tranzistor PZT3904.



Obrázek 2-36 Zapojení přepínače pro relé

2.6.2 Výběr sepnutí napájecích zdrojů

Výběr, které funkční bloky zařízení budou aktivní, zajišťují relé, která spínají síťové napětí. Pro spínání cívek relé je použito zapojení z Obrázku 2-36.

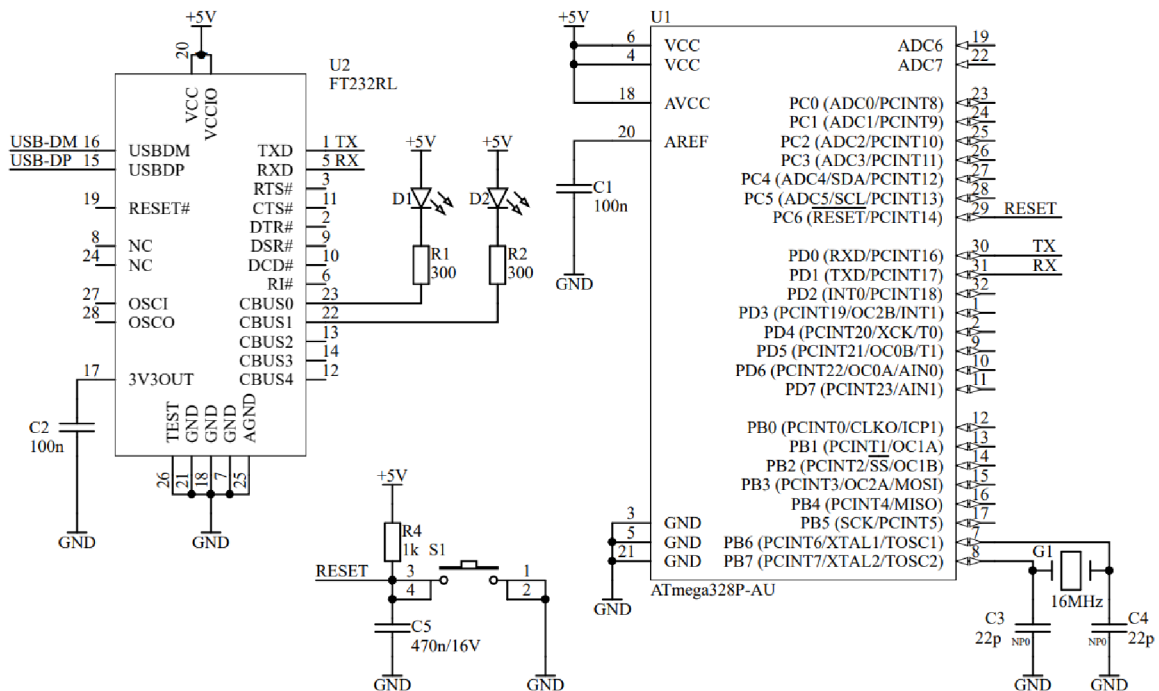


Obrázek 2-37 Blokové zapojení pro spínání napájení

Aby bylo možné relé spínat, musí být mikrokontrolér napájený pomocí +5 V. Zdroj, který toto napětí generuje, je tedy připojený mimo reléovou logiku. Poté je možné sepnout vysokonapěťový nebo nízkonapěťový zdroj. U nízkonapěťového zdroje je dále na výběr, zda má být aktivní D/A převodník, nebo zesilovač pro dynamická sluchátka.

2.7 Mikrokontrolér a ovládací periferie

Pro řízení funkčních bloků byl vybrán mikrokontrolér ATmega328, který disponuje I2C sběrnici a dostatečným počtem I/O pinů. Hlavní funkcí bude spínání relé, ovládání obrazovky s enkodérem a nastavení registrů D/A převodníku. Dále je do obvodu zařazen převodník USB na UART, který bude sloužit především pro odladění funkčnosti zařízení.



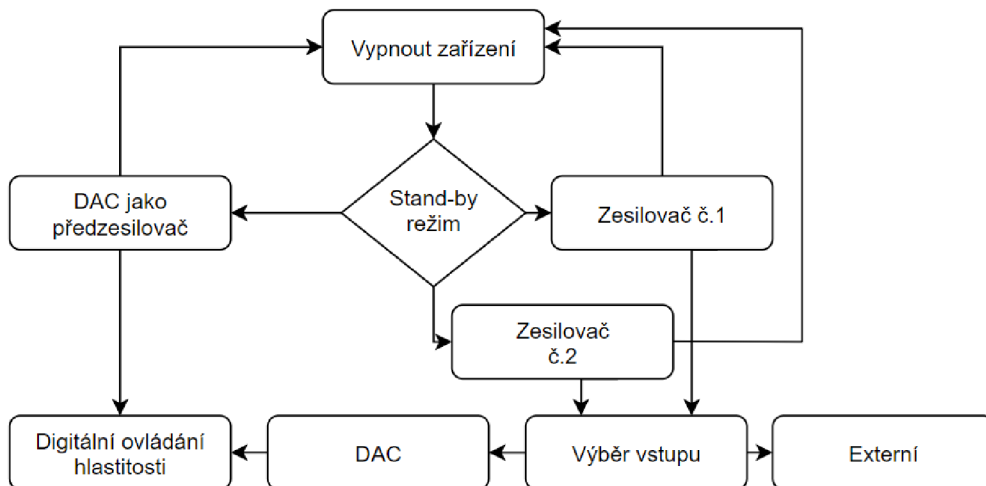
Obrázek 2-38 Zapojení ATmega328 a FT232

Pro správnou funkci mikroprocesoru je nutné do obvodu zařadit krystal s frekvencí 16 MHz a pro účely programování tlačítko, které vyvolá reset. Pro indikaci funkčnosti sériové linky jsou v zapojení LED diody D1 a D2.

D/A převodník se připojí přes I2C sběrnici, která využívá piny PC5 a PC6. Dále se získává informace o vzorkovací frekvenci pomocí tří signálů, které jsou připojeny na I/O piny. Enkodér nevyžaduje externí součástky a připojení je realizováno pouze přes I/O piny. OLED obrazovka, která bude sloužit k zobrazení informací, se připojí přes I2C sběrnici, stejně jako D/A převodník. Pro reléovou logiku se využijí zbývající piny mikrokontroléru.

2.7.1 Řízení činnosti mikrokontroléru

Na Obrázku 2-39 je vývojový diagram pro řízení činnosti. Ve výchozím stavu je zařízení v nečinnosti. Uživatel má možnost si enkodérem vybrat, který funkční blok zařízení bude následně sepnutý. Na obrazovce se zobrazuje aktuálně vybrané zařízení. Pokud je jako zdroj signálu vybrán D/A převodník, je možné následně regulovat hlasitost digitálně přes enkodér, poté je na obrazovce ukázána hodnota hlasitosti a vzorkovací frekvence.



Obrázek 2-39 Vývojový diagram programu pro mikrokontrolér

Aby bylo možné ovládat integrovaný atenuátor převodníku, je nutné nejprve inicializovat registr č. 18 [27]. Zde se zapsáním hodnoty log. 1 do bitu ATLD aktivuje digitální regulace hlasitosti. Bity FMT nastavují vstupní formát pro data. Zde se ponechá nastavení pro 24bitový I2S formát.

	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
Registr 16	ATL7	ATL6	ATL5	ATL4	ATL3	ATL2	ATL1	ATL0
Registr 17	ATR7	ATR6	ATR5	ATR4	ATR3	ATR2	ATR1	ATR0
Registr 18	ATLD	FMT2	FMT1	FMT0	DMF1	DMF0	DME	MUTE

Obrázek 2-40 Řídící registry D/A převodníku [27]

Následně se přes registry 16 a 17, které ovládají levý a pravý kanál, binárně zapisují hodnoty atenuátoru od 0 dB až po -120 dB. Jako výsledný krok atenuátoru byl zvolen 2,5 dB. Změna tedy bude probíhat od 0 dB po -85 dB, kdy další krok je tzv. Mute, kdy je zvukový výstup převodníku vypnut. Zároveň probíhá konverze na číslo, které se ukáže na obrazovce, převod je ukázán v Tabulce 2-2.

Tabulka 2-2 Převod kroků atenuátoru

Registr	Atenuátor [dB]	Hlasitost
1111 1111b	0	35
1111 1010b	-2,5	34
1111 0101b	-5	33
.	.	.
.	.	.
.	.	.
0101 0101b	-85	1
0000 0000b	Výstup vypnut	0

3 VÝPOČTY CHLAZENÍ A NÁVRH DPS

Obsahem této části je návrh desek plošných spojů společně s výpočty chlazení. Návrh DPS je proveden v programu Altium Designer.

3.1 Zesilovač pro elektrostatická sluchátka

Pro chlazení druhého stupně zesilovače je nutné použít chladiče pro čtyři tranzistory, kdy je nutné uchládit výkon o hodnotě 2,3 W. Výpočet požadovaného chladiče je zjednodušený, jelikož zesilovač pracuje ve třídě A.

Pro tranzistor C2M1000170D je maximální dovolená teplota přechodu 150 °C. Pro výpočty je uvažována teplota okolí 40 °C. Bez použití chladiče bude teplota přechodu [20]:

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta_{ja}} \times P = 40 + 40 \times 2,3 = 132 \text{ °C} \quad (3.1)$$

Kde ϑ_j je teplota přechodu, ϑ_a je teplota okolí, $R_{\vartheta_{ja}}$ je tepelný odpor dle katalogového listu a P je výkon.

Při určení maximální teploty přechodu 70 °C, kdy je zajištěno, že tranzistor nebude pracovat na hranici životnosti, se určí potřebný tepelný odpor chladiče jako [31]:

$$R_{\vartheta} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{P} = \frac{70 - 40}{2,3} = 13 \text{ °C/W} \quad (3.2)$$

$$R_{\vartheta_{sa}} = R_{\vartheta} - R_{\vartheta_{jc}} - R_{\vartheta_{cs}} = 13 - 1,8 - 1,2 = 10 \text{ °C/W} \quad (3.3)$$

Kde R_{ϑ} je celkový tepelný odpor, ϑ_{jmax} je maximální teplota přechodu, $R_{\vartheta_{sa}}$ je tepelný odpor chladiče, $R_{\vartheta_{jc}}$ je tepelný odpor pouzdra tranzistoru a $R_{\vartheta_{cs}}$ je tepelný odpor keramické izolační podložky.

Výsledkem tedy je, že je nutné použít chladič s tepelným odporem 10 °C/W. Pro zajištění co nejlepších tepelných vlastností a snížení vyzařování tepla z chladiče do okolí byl zvolen chladič s tepelným odporem 3,1 °C/W. Teplota přechodu tranzistoru a povrchu chladiče je následně:

$$R_{\vartheta} = R_{\vartheta_{jc}} + R_{\vartheta_{cs}} + R_{\vartheta_{sa}} = 1,8 + 1,2 + 3,1 = 6,1 \text{ °C/W} \quad (3.4)$$

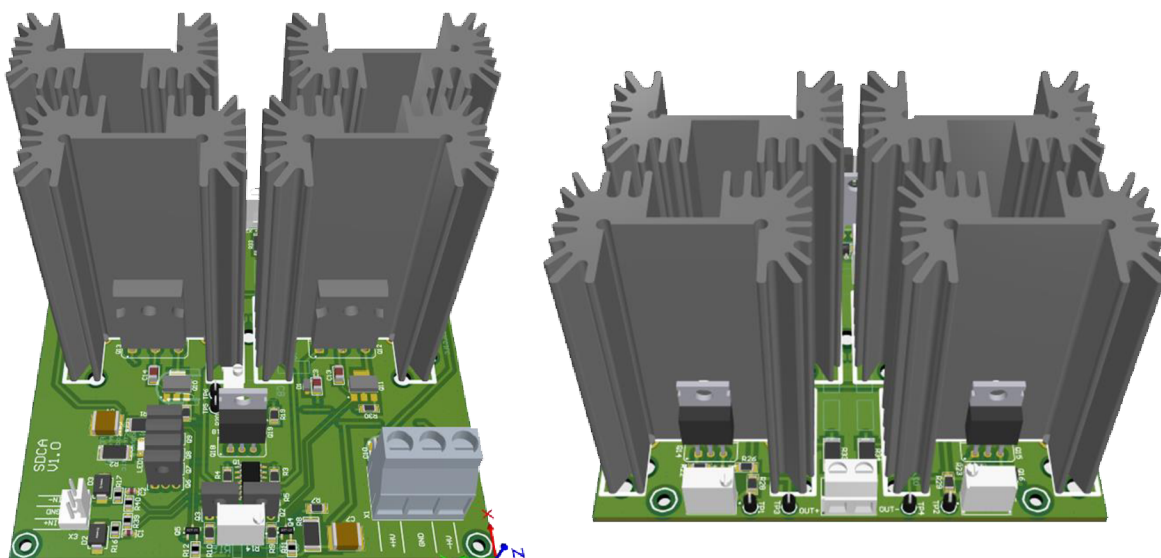
$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta} \times P = 40 + 6,1 \times 2,3 = 54 \text{ °C} \quad (3.5)$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\vartheta_{sa}} \times P = 40 + 3,1 \times 2,3 = 47,1 \text{ °C} \quad (3.6)$$

S použitým chladičem bude teplota přechodu 54 °C a teplota povrchu chladiče 47,1 °C. Pro dobré proudění vzduchu je vhodné na desce plošných spojů umístit pod chladič dostatečně velké otvory.

Pro tranzistor 10M90S, který má pouzdro TO-220, bude se stejným chladičem teplota přechodu 57 °C a povrchu chladiče 47,1 °C.

Z důvodu vysokého napětí bylo nutné stanovit izolační vzdálenosti mezi vodiči na DPS. Dle normy IPC-2221B (Generic Standard on Printed Board Design) byly stanoveny nejmenší izolační vzdálenosti pro napětí 320 V alespoň 0,8 mm [32].



Obrázek 3-1 Navržený kanál zesilovače pro elektrostatická sluchátka

DPS byla navržena jako dvouvrstvá s rozměry 100x100 mm. Při návrhu byl kladen důraz na částečnou symetrii návrhu. Pro ochranu vstupu zesilovače byly do obvodu přidány transily SMBJ12. Dále jsou na DPS umístěny potenciometry pro korekci pracovního bodu zesilovače s cílem eliminace napěťového offsetu na výstupu.

3.2 Zesilovač pro dynamická sluchátka

Koncový stupeň zesilovače pracuje ve třídě A, kdy je nutné chladit výkon o hodnotě 1,6 W. Pro chlazení tranzistorů byl vybrán chladič s tepelným odporem 10,14 °C/W. Vzorce pro výpočty jsou stejné jako v kapitole 3.1.1:

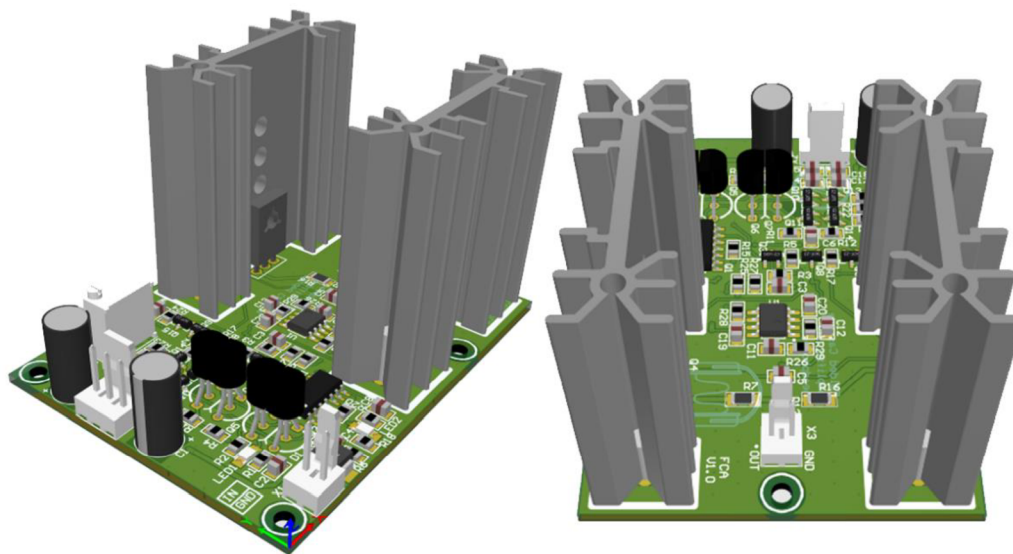
$$R_{\vartheta} = R_{\vartheta jc} + R_{\vartheta cs} + R_{\vartheta sa} = 10 + 4 + 10,14 = 24,1 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W} \quad (3.7)$$

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta} \times P = 40 + 24,1 \times 1,6 = 78,6 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.8)$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\vartheta sa} \times P = 40 + 10,14 \times 1,6 = 56,2 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.9)$$

Teplota přechodu tranzistoru bude 78,6 °C a povrchu chladiče 56,2 °C. Maximální přípustná teplota přechodu tranzistoru je dle katalogového listu 150 °C [33].

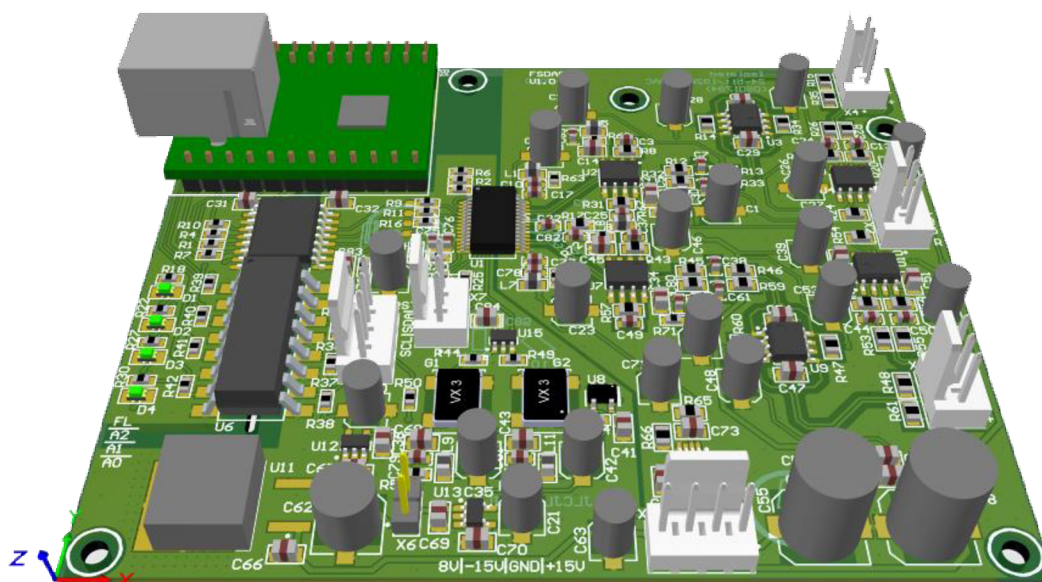
DPS byla navržena jako dvouvrstvá s rozměry 65x50 mm. Důraz byl opět kladen na částečnou symetrii návrhu. Vývodové tranzistory jsou umístěny tak, aby je bylo možné tepelně svázat pomocí smršťovací bužírky.



Obrázek 3-2 Navržený kanál zesilovače pro dynamická sluchátka

3.3 D/A převodník

DPS byla navržena jako dvouvrstvá s rozměry 95x80 mm. Regulátory napětí pro napájení D/A převodníku, oscilátorů a izolátorů jsou umístěny přímo na DPS. Obvod s převodníkem USB na I2S je izolován a není tak vodivě spojen s D/A převodníkem. Při návrhu diferenciálních signálů byla dodržena pravidla pro jejich návrh [34]. Diferenciální signály jsou zatíženy chybou délky spoje maximálně o 1,5 %. Spojení analogové a digitální země bylo provedeno u konektoru napájení tak, aby nedocházelo k rušení.



Obrázek 3-3 Navržený D/A převodník

3.4 Napájecí zdroj ± 320 V

Výkonové ztráty lineárního regulátoru se vypočítají dle rovnice:

$$U_u = U_{in} - U_{zener} = 360 - 320 = 40 \text{ V} \quad (3.10)$$

$$P_z = U_u * I_z = 40 \times 60 \times 10^{-3} = 2,4 \text{ W} \quad (3.11)$$

Kde U_u je úbytek napětí na regulátoru, U_{in} je vstupní napětí, P_z jsou výkonové ztráty a I_z je odebraný proud.

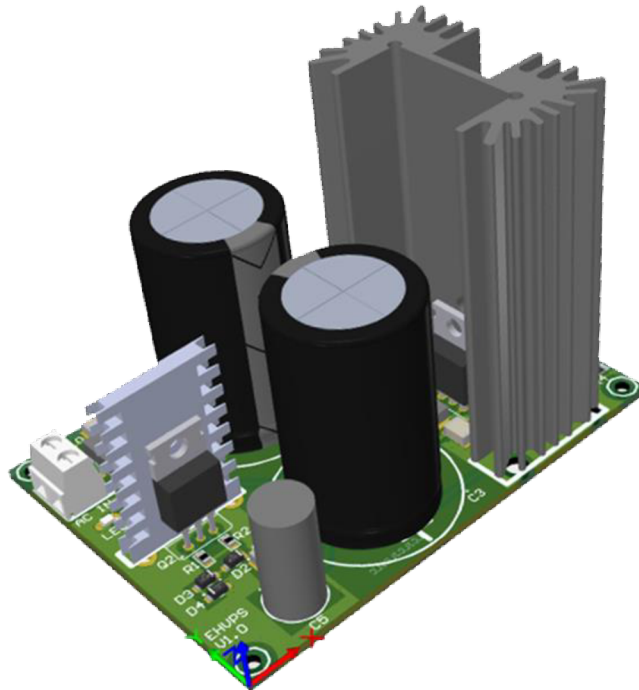
Pro výpočet bylo zvoleno vstupní napětí 360 V, které představuje nejhorší případ. U odebraného proudu byla určena hodnota 60 mA. Jedna větev napájení zesilovače odebírá přibližně 20 mA a lineární regulátor pro svoji funkci potřebuje přibližně 10 mA. Výsledkem jsou výkonové ztráty 2,4 W na tranzistoru. Při použití chladiče s tepelným odporem 3,1 °C/W z kapitoly 3.1.1 se teplota přechodu tranzistoru a povrchu chladiče vypočítá jako:

$$R_{\theta} = R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}} = 2,3 + 1,2 + 3,1 = 6,6 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (3.12)$$

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\theta} \times P = 40 + 6,6 \times 2,4 = 55,84 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (3.13)$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\theta_{sa}} \times P = 40 + 3,1 \times 2,4 = 47,5 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (3.14)$$

DPS byla navržena jako dvouvrstvá s rozměry 90x66 mm. Pro zajištění optimálních tepelných podmínek byl pro tranzistor, který zajišťuje zdroj konstantního proudu, přidán malý chladič s tepelným odporem 22 °C/W.



Obrázek 3-4 Navržený zdroj 320 V

3.5 Napájecí zdroj ±15 V a 5 V

U regulátorů pro napětí ±15 V jsou výkonové ztráty 1,5 W pro vstupní napětí 18 V a odběr 0,5 A. Při použití chladiče s tepelným odporem 10,14 °C/W se teplota přechodu a povrchu chladiče určí jako:

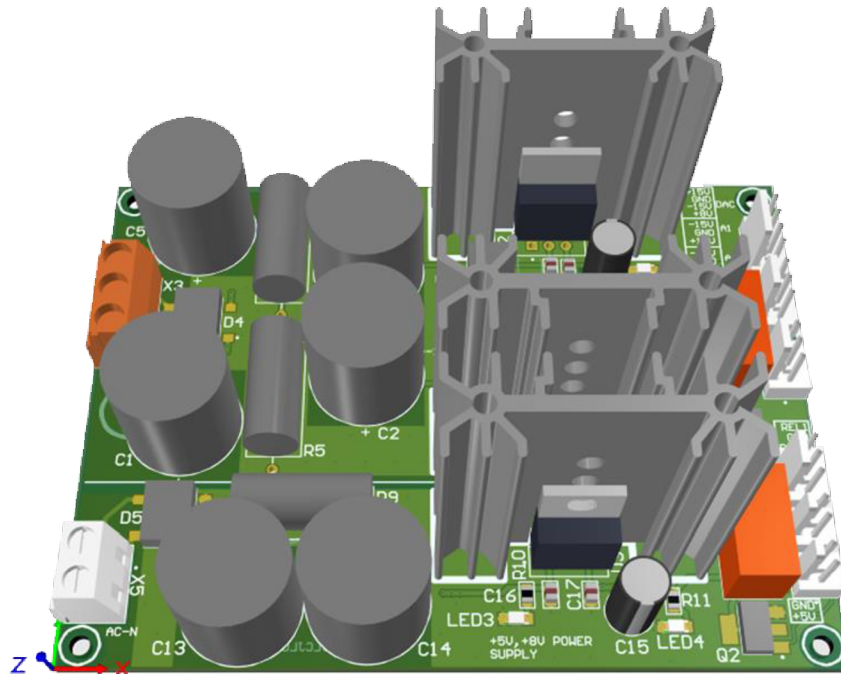
$$R_{\vartheta} = R_{\vartheta_{jc}} + R_{\vartheta_{cs}} + R_{\vartheta_{sa}} = 4,2 + 4 + 10,14 = 18,3 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (3.15)$$

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_{\vartheta} \times P = 40 + 18,3 \times 1,5 = 67,5 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (3.16)$$

$$\vartheta_c = \vartheta_a + R_{\vartheta_{sa}} \times P = 40 + 10,14 \times 1,5 = 55,2 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (3.17)$$

Pro regulátor 7805 poté budou výkonové ztráty 0,9 W při vstupním napětí 8 V a odběru 0,3 A. Při použití stejného chladiče jako u regulátorů ± 15 V bude teplota přechodu 57,2 °C a povrchu chladiče 49,1 °C.

DPS byla navržena jako dvouvrstvá s rozměry 100x75 mm.



Obrázek 3-5 Navržený zdroj ± 15 V a 5 V

4 MĚŘENÍ

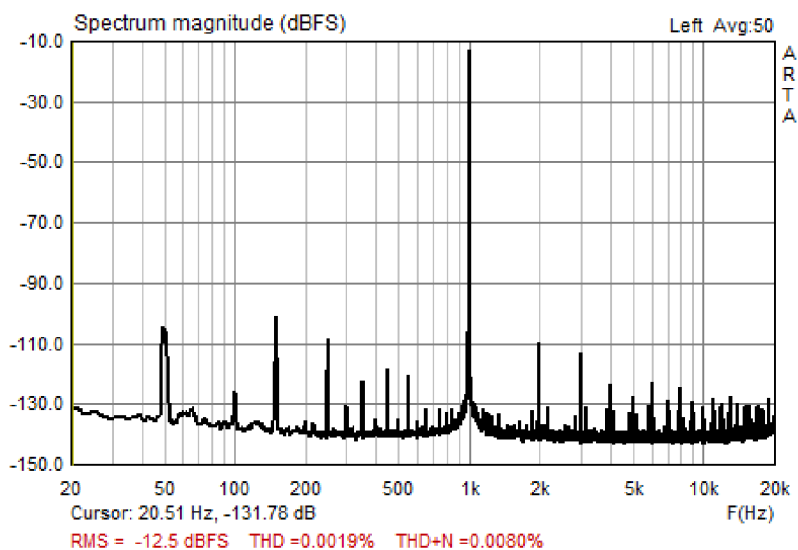
V této kapitole jsou shrnuty všechny dosažené výsledky navrhnutého a zrealizovaného zařízení.

4.1 Měřicí přístroje

- Osciloskop Hantek DSO5102P [35]
 - Vstupní impedance 1 M Ω a 20 pF
 - Přesnost ± 3 % pro 5 V/div až do 10 mV/div
- Funkční generátor MHS-5200-20M [36]
 - Výstupní impedance 50 Ω
 - Maximální chyba amplitudy ± 1 %
 - Maximální chyba frekvence $\pm 5 \times 10^{-6}$
- Multimetr UNI-T UT 71C [37]
- Zvuková karta Lexicon Omega [38]
 - 24bitový A/D převodník
 - Vstupní impedance 600 Ω pro mikrofonový vstup
 - THD+N < 0,005 % pro šířku pásma 20 Hz až 20 kHz
- Zvuková USB karta s D/A převodníkem PCM5102 [39]
 - SNR 95 dB
 - THD+N > 0,005% při zátěži 10 k Ω

4.1.1 Reference pro měření parametrů pomocí FFT

Pro měření harmonického zkreslení, odstupu signálu od šumu a přeslechů byl u zesilovače pro elektrostatická sluchátka využit diferenciální výstup z realizovaného D/A převodníku. U zesilovače pro dynamická sluchátka byla použita zvuková USB karta s nesymetrickým výstupem pro zdroj signálu, spektrum signálu je na Obrázku 4-1.



Obrázek 4-1 Spektrum PCM5102 zvukové karty při 1 kHz a 1 V_{rms} na výstupu

Měření je provedeno v ARTA, což je program pro analýzu spektra v reálném čase a měření frekvenční odezvy. Pro analýzu spektra byly nastaveny parametry:

- Vzorkovací frekvence: 48 kHz
- Délka FFT: 131072
- Okno: Blackman4
- Průměrování: Lineární

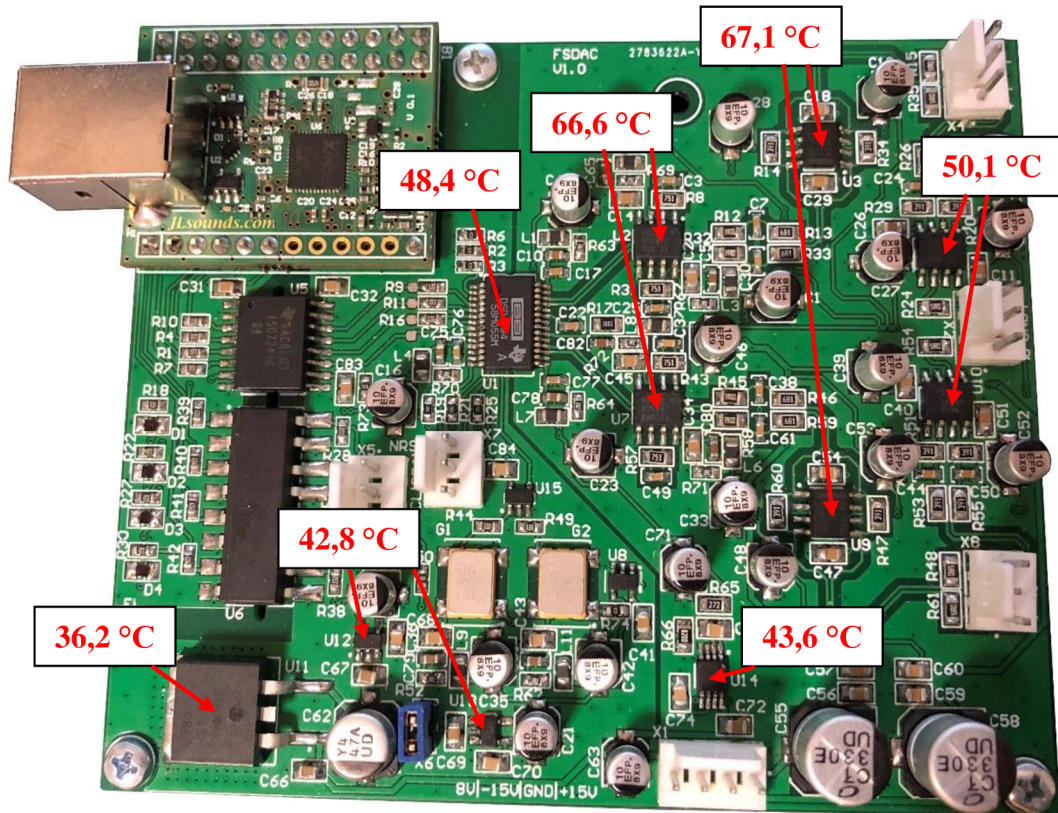
4.2 D/A převodník

Zde bylo provedeno ověření funkčnosti, měření šířky pásma, přeslechů, odstupu signál-šum, odezvy na obdélníkový signál a harmonického zkreslení. Měření probíhalo při zátěži 600 Ω .

4.2.1 Ověření funkčnosti převodníku

Po ustálení byly změřeny hodnoty +14,65 V a -14,74 V pro napájení operačních zesilovačů. Analogová část D/A převodníku byla napájena napětím 5,1 V a digitální část 3,29 V. Napěťová nesymetrie na výstupech převodníku byla shodně 0,1 mV.

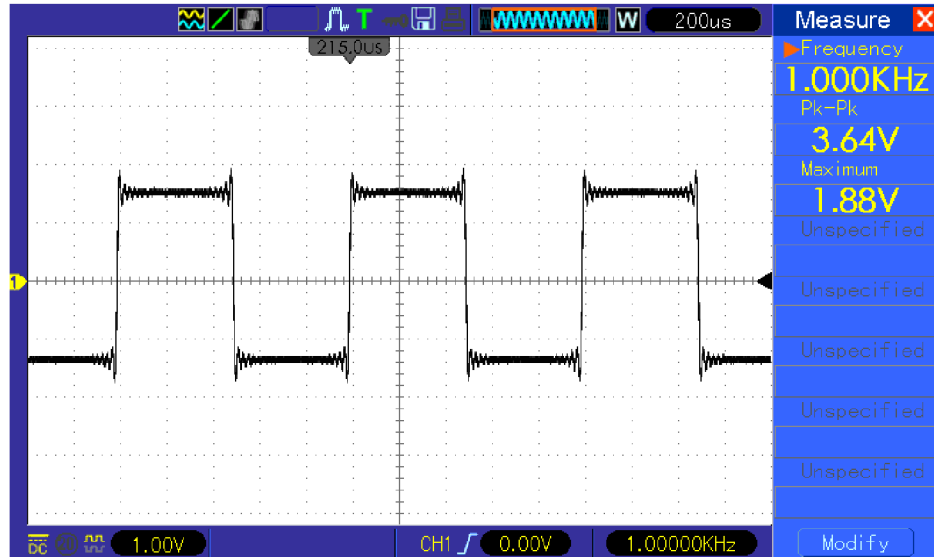
Pomocí termočlánků byly změřeny teploty na povrchu operačních zesilovačů, napěťových regulátorů a D/A převodníku. Výsledkem je, že nejvyšší teploty jsou na plně diferenciálních operačních zesilovačích (67,1 °C) a převodnicích proudu na napětí (66,6 °C).



Obrázek 4-2 Teploty na povrchu součástek D/A převodníku

Při ověření funkčnosti zesilovače byla změřena maximální výstupní úroveň napětí, která má hodnotu $1,5 V_{\text{rms}}$.

Následně proběhlo ověření pro obdélníkový signál. Zákmity na hranách jsou způsobeny vnitřním filtrem převodníku, funkčnost převodníku je tedy správná.

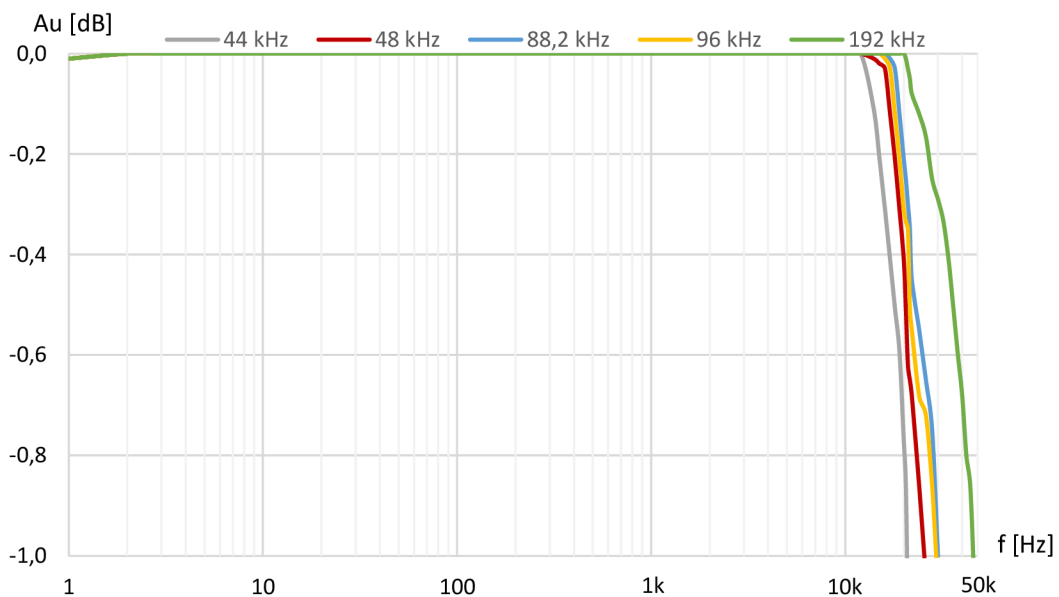


Obrázek 4-3 Obdélníkový signál na výstupu převodníku

4.2.2 Šířka pásma

Zde byla rozmítána frekvence od 1 Hz až do 50 kHz, tato frekvence byla maximum, kterou dokázal program generovat. Měření bylo provedeno pro všechny dostupné vzorkovací frekvence D/A převodníku.

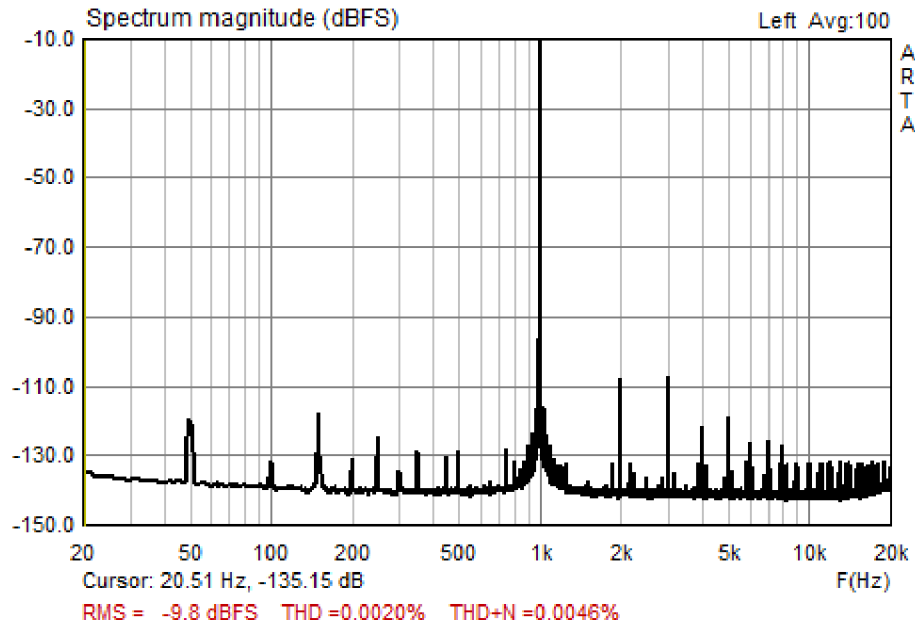
Z výsledku je vidět, že se přenosová charakteristika ve slyšitelném spektru nemění.



Obrázek 4-4 Šířka pásma D/A převodníku

4.2.3 Celkové harmonické zkreslení, odstup signál-šum a přeslechy

Měření probíhalo při nastaveném výstupním napětí s amplitudou $1,5 V_{\text{rms}}$. Vstupní úroveň zvukové karty byla nastavena tak, aby neprobíhalo zkreslení z důsledku limitace použitého A/D převodníku. Na Obrázku 4-4 je spektrum signálu pro frekvenci 1 kHz s hodnotou THD a THD+N pro diferenciální výstup.



Obrázek 4-5 Spektrum signálu $1 V_{\text{rms}}$, 1 kHz diferenciálního výstupu

Odstup signálu od šumu (SNR) charakterizuje poměr základního signálu k šumovému spektru. Do šumového spektra se nepočítá signál a jeho harmonické složky.

Hodnota dynamického rozsahu (SFDR) je dána rozdílem fundamentální složky, tedy signálu a nejbližší spektrální složky včetně harmonických složek signálu [40].

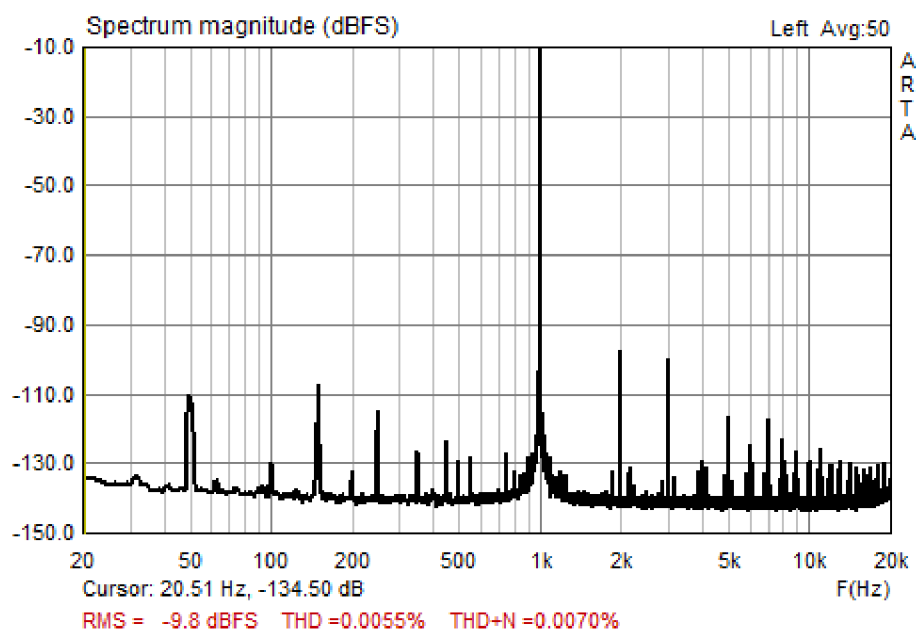
Hodnota SNR a SFDR byla odečtena z Obrázku 4-5. Výsledkem tedy je:

- THD = 0,002 % a THD+N = 0,0046 %
- SNR = 110 dB
- SFDR = 99 dB

Pro nesymetrický výstup převodníku jsou výsledky z Obrázku 4-6:

- THD = 0,0055 % a THD+N = 0,007 %
- SNR = 97 dB
- SFDR = 85 dB

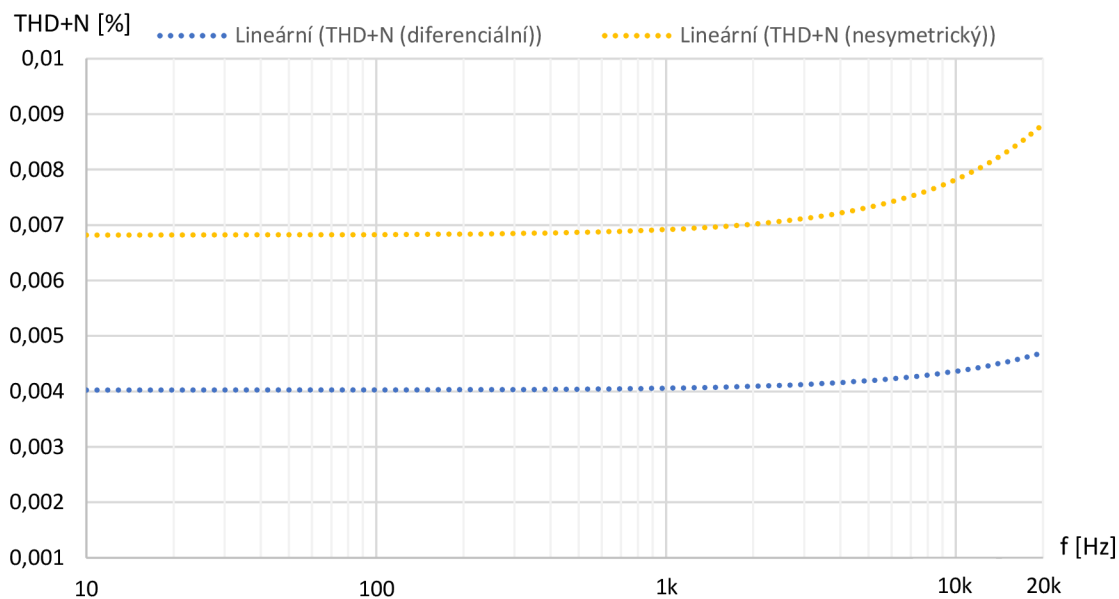
Vyšší THD a THD+N pro nesymetrický výstup je nejspíše způsobeno převodem z diferenciálního signálu na nesymetrický pomocí operačního zesilovače.



Obrázek 4-6 Spektrum signálu 1 V_{rms}, 1 kHz nesymetrického výstupu

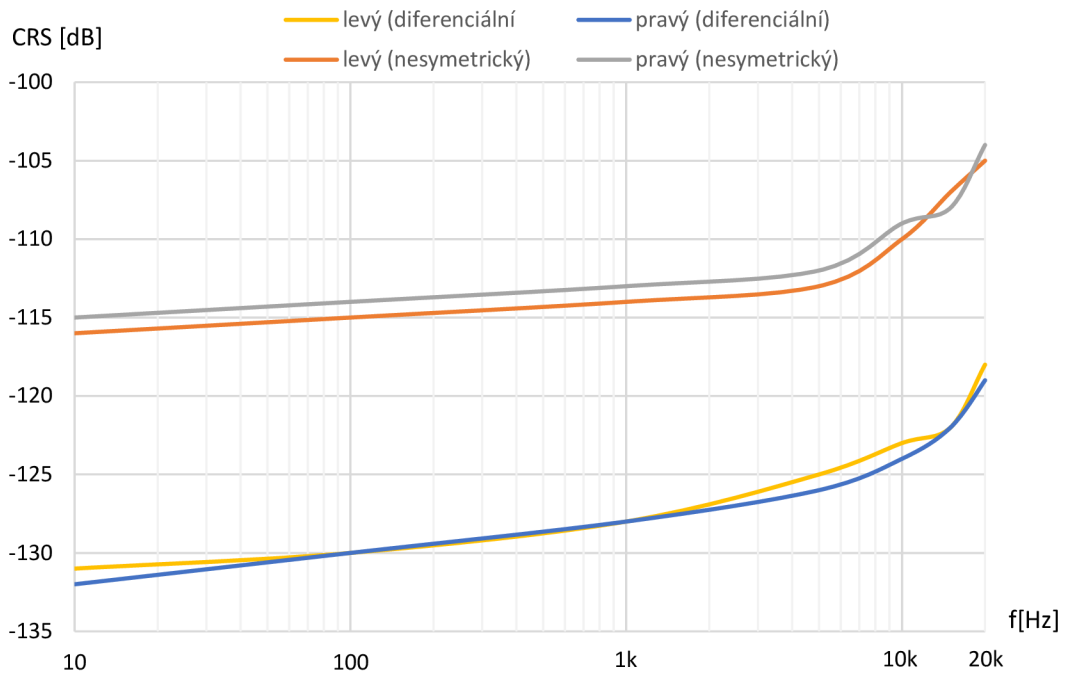
Při srovnání spektra pro diferenciální a nesymetrický výstup je největší rozdíl v potlačení 50 Hz složky o 10 dB v prospěch diferenciálního výstupu.

Na Obrázku 4-7 jsou naměřené hodnoty THD+N pro frekvence od 10 Hz až do 20 kHz. Při měření nesymetrického výstupu se hodnota zkreslení začala významně zvětšovat od frekvence 5 kHz. Tento nárůst je způsobený zvětšenou třetí harmonickou složkou signálu. Při frekvencích nad 10 kHz se zkreslení snižuje, což je chyba měření, jelikož harmonické složky signálu jsou mimo měřitelné frekvence použité zvukové karty pro měření.



Obrázek 4-7 Závislost THD+N na frekvenci pro diferenční a nesymetrický výstup

Při měření přeslechů se opět využilo spektrální analýzy. Zde se na jeden kanál zesilovače přivede signál o určené frekvenci a hodnotě, které jsou na Obrázku 4-5 a 4-6. Následně se analyzuje druhý kanál a odečtou se úrovně fundamentálního signálu.



Obrázek 4-8 Závislost přeslechů na frekvenci pro diferenciální a nesymetrický výstup

Výsledek měření potvrdil, že diferenciální signál je téměř bez přeslechů, jelikož se signál nevrací přes společnou zem.

4.3 Zesilovač pro dynamická sluchátka

Bylo provedeno ověření funkčnosti, měření šířky pásma, přeslechů, odstupu signálu od šumu, odezvy na obdélníkový signál a harmonického zkreslení. Kromě měření výkonu do různých zátěží byl zesilovač měřen se zátěží 32 Ω .

4.3.1 Ověření funkčnosti

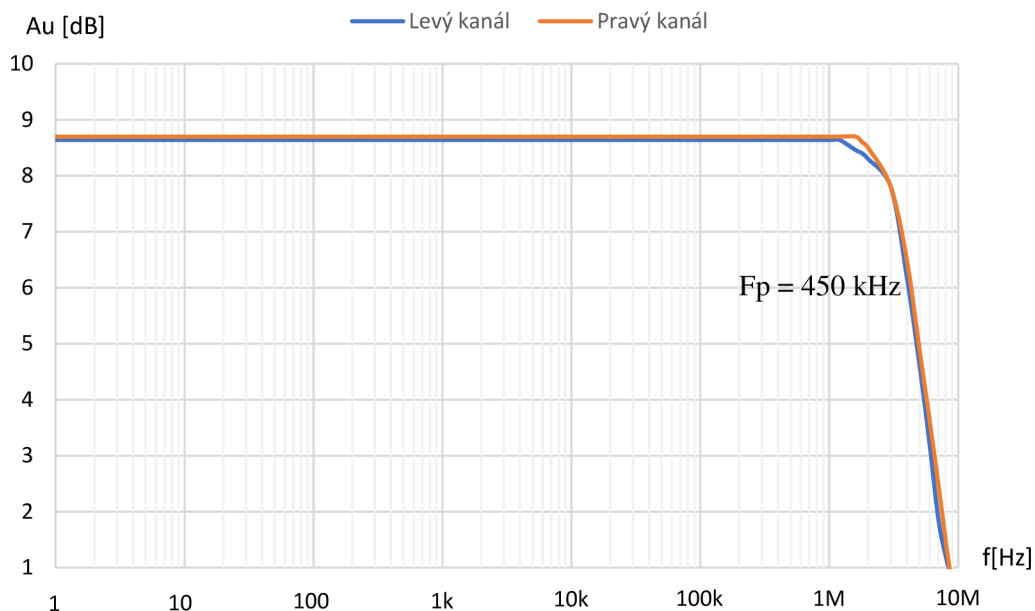
Hodnoty symetrického napájení jsou stejné jako v případě D/A převodníku, tedy +14,65 V pro kladnou větev a -14,74 V pro zápornou. Napěťová nesymetrie na výstupu byla 0,4 mV pro levý kanál a 0,5 mV pro pravý kanál. Tato hodnota je ovlivněna nesymetrií operačního zesilovače použitého pro DC servo. Výstupní impedance měla hodnotu 2,7 Ω . Dále bylo změřeno maximální možné výstupní napětí a výkon pro zátěž:

- 32 Ω - maximální napětí 8,1 V_{rms} a výkon 2,1 W
- 320 Ω - maximální napětí 8,8 V_{rms} a výkon 240 mW
- 585 Ω - maximální napětí 8,8 V_{rms} a výkon 132 mW

Při zátěži 32 Ω a výkonu 2,1 W byla termočlánkem po ustálení změřena teplota 37 °C na jednotlivých chladičích.

4.3.2 Šířka pásma

Při měření byla rozmitána frekvence od 1 Hz do 9 MHz se vstupním diferenciálním sinusovým signálem $0,7 V_{rms}$.

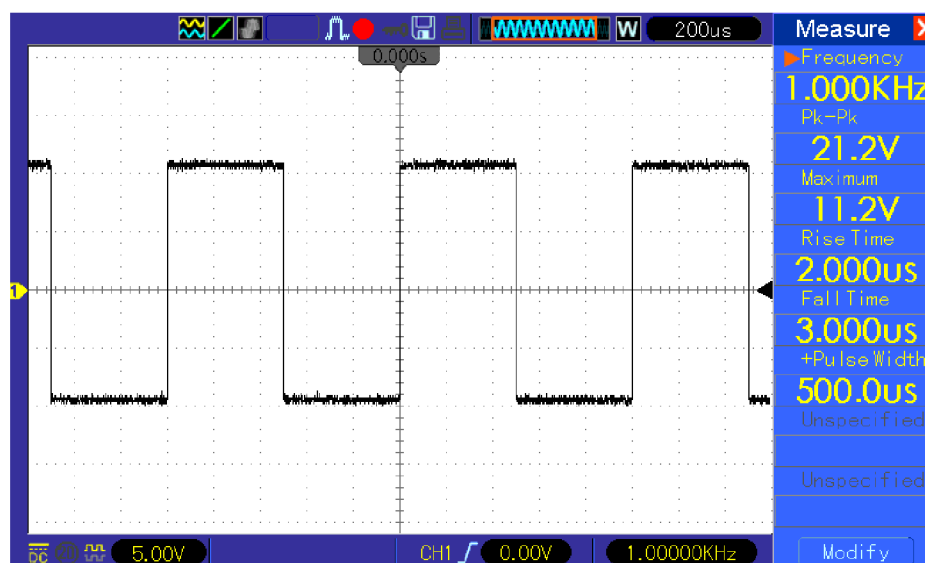


Obrázek 4-9 Šířka pásma zesilovače pro dynamická sluchátka

Zesílení A_u má hodnotu 8,6 dB. Pokles o 3 dB nastává na frekvenci 450 kHz a šířka pásma GBW je 8,6 MHz.

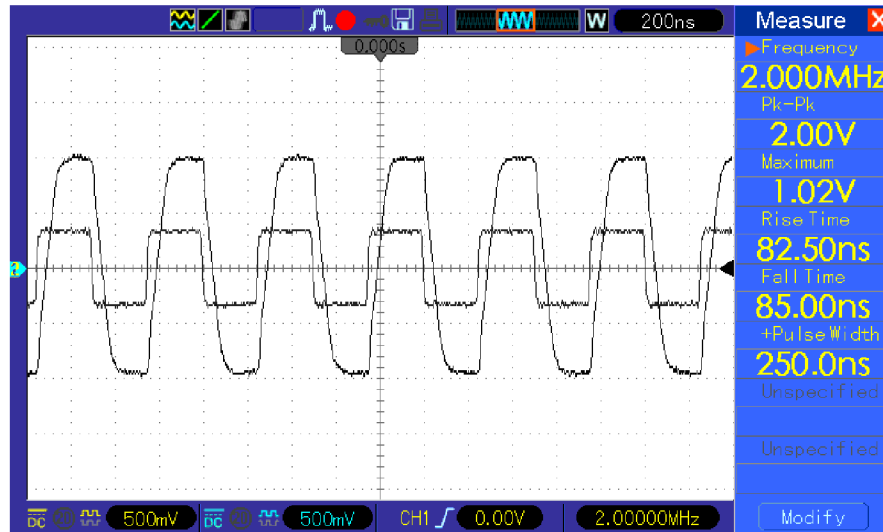
4.3.3 Odezva na obdélníkový signál a rychlost přeběhu

Pro ověření, že nedochází k oscilacím a zákmitům, byl na vstup zesilovače přiveden obdélníkový signál o různých frekvencích. Výsledkem je ověření, že je zesilovač stabilní.



Obrázek 4-10 Výstupní průběh zesilovače pro 1 kHz obdélníkový signál

Na frekvenci 2 MHz lze vidět posunutou fázi výstupu oproti vstupu, k oscilacím na výstupu zesilovače nedochází.



Obrázek 4-11 Výstupní průběh zesilovače pro 2 MHz obdélkový signál

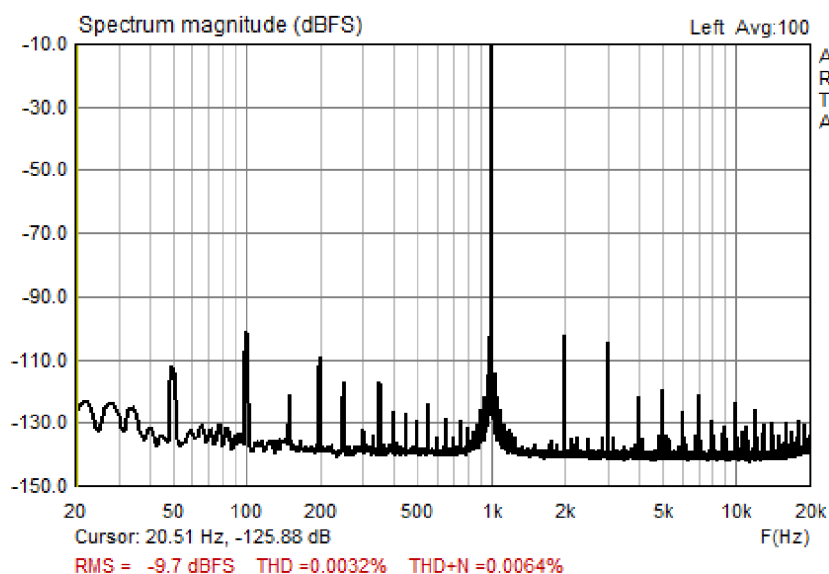
U měření rychlosti přeběhu zesilovače byl výstup přiveden před limitaci. Rychlost přeběhu se poté vypočítá jako:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{18,4}{1,015 \times 10^{-6}} \times 10^{-6} = 18,1 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (4.1)$$

Kde SR je rychlost přeběhu, ΔV je odečtená hodnota napětí z hrany signálu a ΔT je doba délky hrany signálu.

4.3.4 Celkové harmonické zkreslení, odstup signál-šum a přeslechy

Měření probíhalo při výstupním napětí s amplitudou $2 V_{\text{rms}}$.

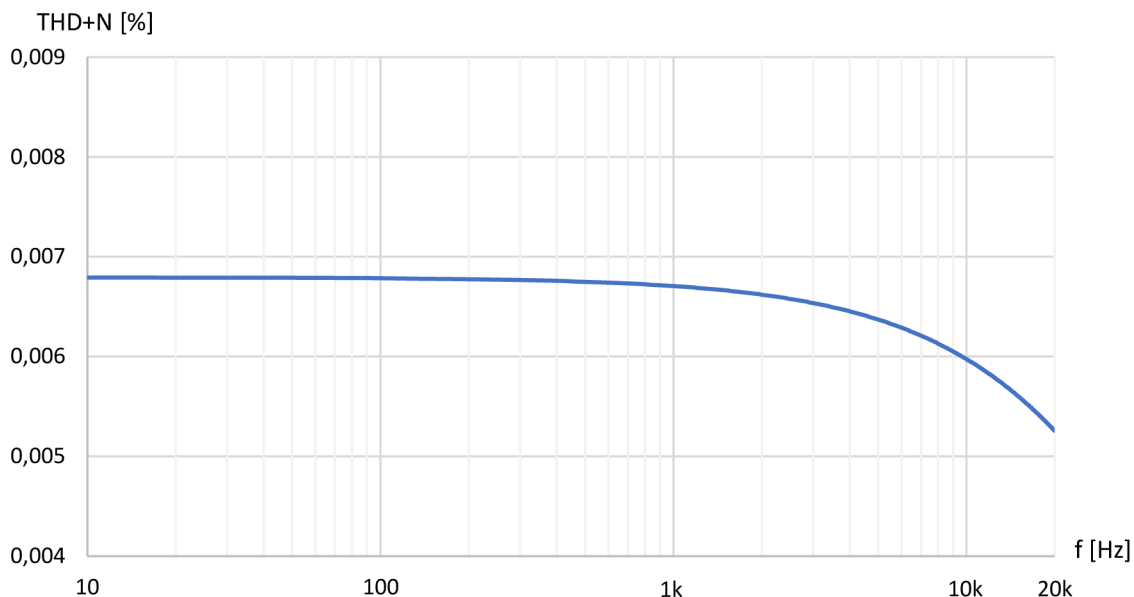


Obrázek 4-12 Spektrum signálu $2 V_{\text{rms}}$ s frekvencí 1 kHz na výstupu zesilovače

Z Obrázku 4-12 se určily hodnoty:

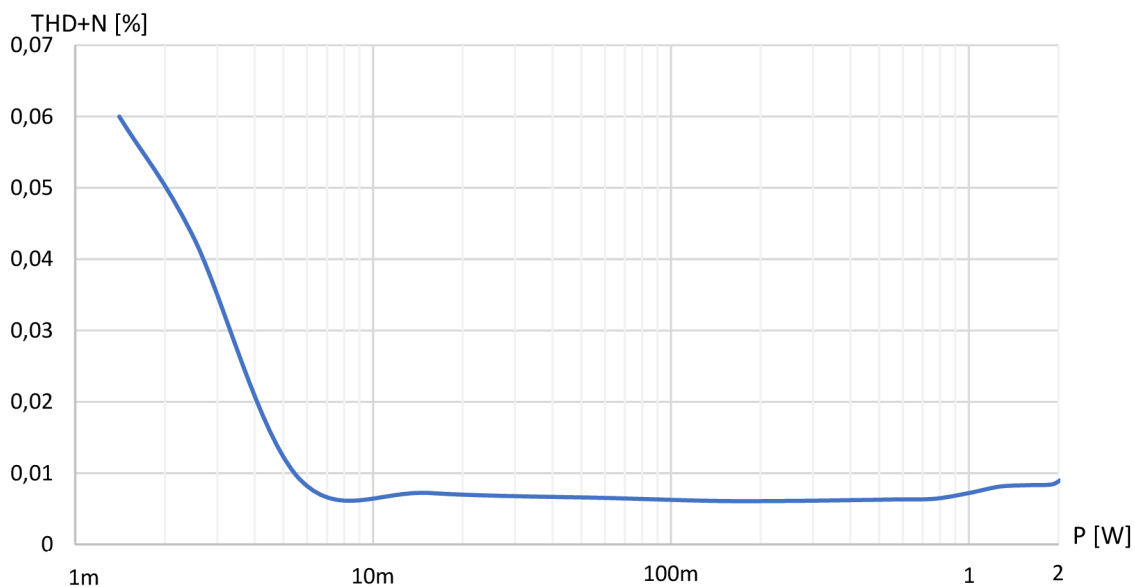
- THD = 0,0032 % a THD+N = 0,0064 %
- SNR = 91 dB

Na Obrázku 4-13 je závislost THD+N na frekvenci. Výkyvy ve zkreslení jsou zřejmě způsobeny měřicími přístroji. Míra zkreslení tak zůstává relativně stejná pro celé slyšitelné spektrum.



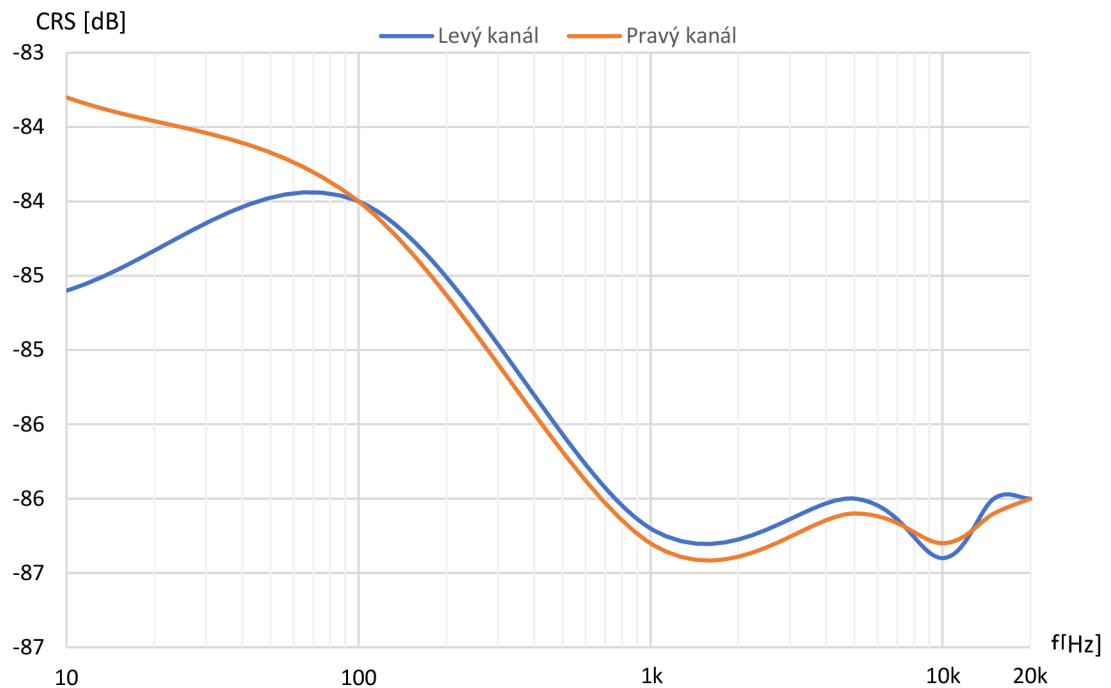
Obrázek 4-13 Závislost THD+N na frekvenci na výstupu zesilovače.

Následně proběhlo měření závislosti THD+N na výkonu dodaného do zátěže. Hodnota zkreslení se ustálí zhruba od hodnoty 10 mW.



Obrázek 4-14 Závislost THD+N na výkonu dodaného do zátěže

Posledním měřením pro dynamický zesilovač byla závislost přeslechů na frekvenci. Pro frekvence pod 100 Hz může být odlišnost způsobena signálovými kabely, případně i napájecími.



Obrázek 4-15 Závislost přeslechů na frekvenci zesilovače pro dynamická sluchátka

4.4 Zesilovač pro elektrostatická sluchátka

Pro zesilovač bylo provedeno měření a nastavení pracovního bodu zesilovače, měření šířky pásma, přeslechu, odstupu signál-šum, odezvy na obdélníkový signál a harmonického zkreslení. Všechna měření byla provedena s připojenými elektrostatickými sluchátky s kapacitou 110 pF.

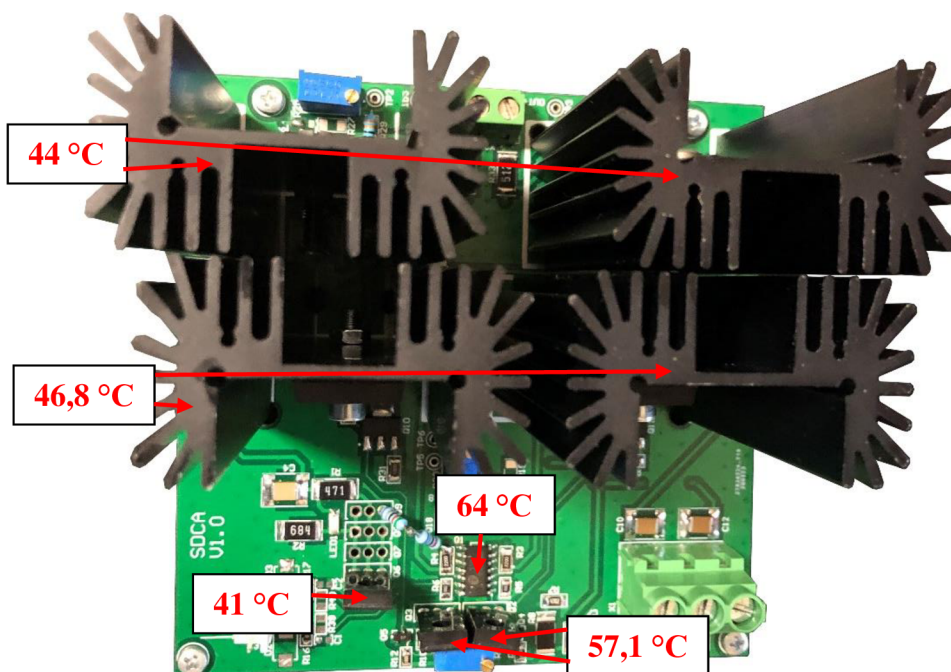
4.4.1 Nastavení pracovního bodu a ověření funkčnosti zesilovače

Spojené napájecí zdroje pro vytvoření symetrického napájení se s připojenou zátěží ustálily na hodnotách +328 V a -337 V. Hodnoty se oproti návrhu liší, jelikož MOS tranzistor a Zenerovy diody mají poměrně velké tolerance parametrů. Pomocí potenciometrů na modulech zesilovače se nastavil pracovní bod tak, aby druhý stupeň zesilovače měl klidový proud 7 mA a co nejvíce se eliminovala napěťová nesymetrie na výstupu. Po ustálení pracovního bodu zesilovače byly hodnoty napěťové nesymetrie:

- Levý kanál: 2,8 V (OUT-) a 4,5 V (OUT+)
- Pravý kanál: 5,6 V (OUT-) a -1,2 V (OUT+)

Dále byla ověřena funkčnost zesilovače přivedením sinusového signálu na jeho vstup. Maximální hodnota amplitudy na výstupu bez limitace byla 435 V_{rms}.

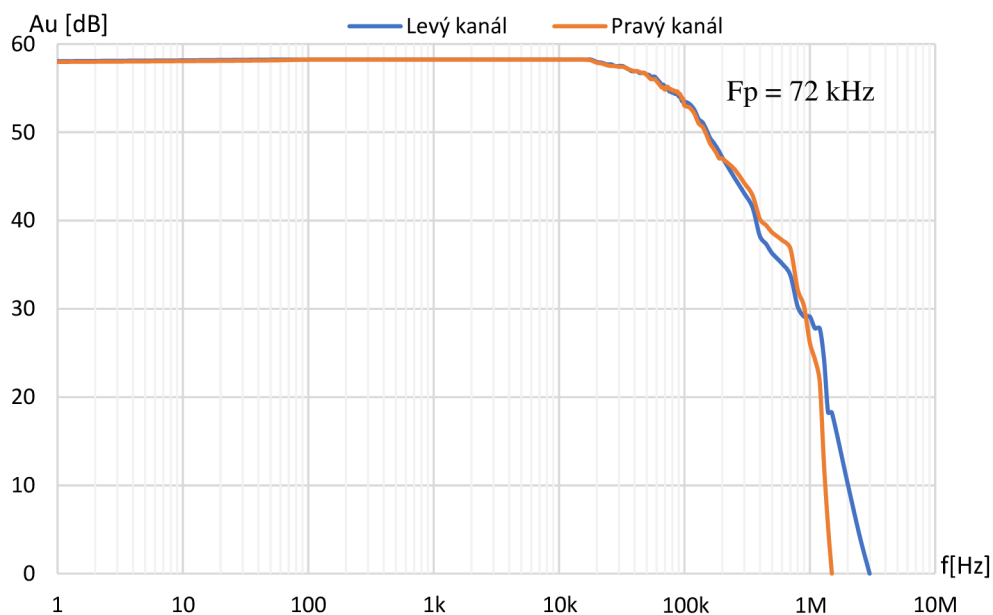
Pomocí termočlánků byly změřeny teploty na povrchu chladičů a tranzistorů. Nejvyšší teplota je na tranzistorovém poli vstupního diferenciálního páru ($64\text{ }^{\circ}\text{C}$) a tranzistoru, který slouží jako zdroj proudu pro první stupeň zesilovače ($57,1\text{ }^{\circ}\text{C}$).



Obrázek 4-16 Teploty na povrchu chladičů a tranzistorů zesilovače

4.4.2 Šířka pásma

Při měření byla rozmitána frekvence od 1 Hz do 3 MHz, se vstupním diferenciálním sinusovým signálem s amplitudou $0,35\text{ V}_{\text{rms}}$.

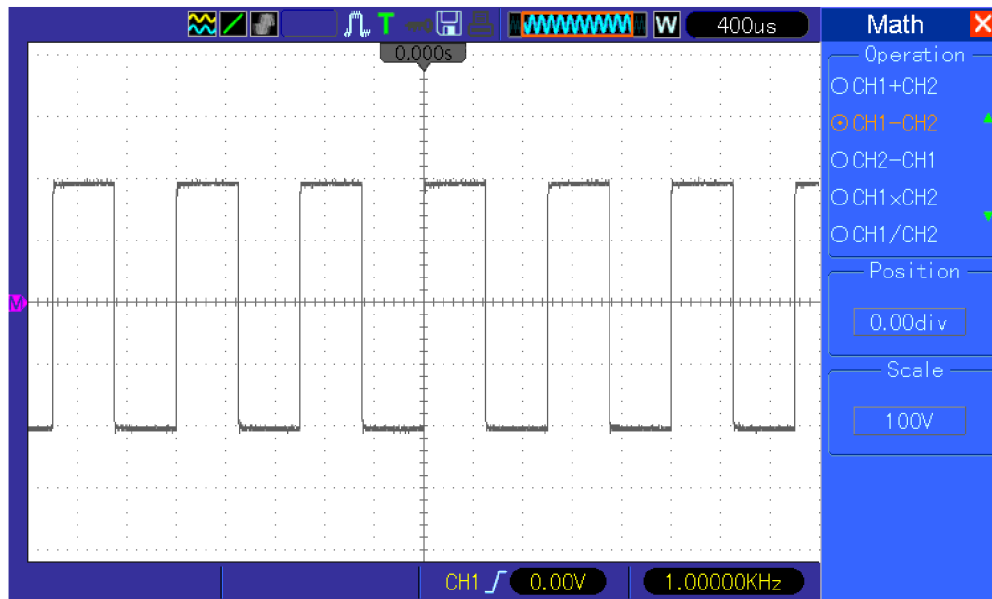


Obrázek 4-17 Šířka pásma zesilovače pro elektrostatická sluchátka

Zesílení A_u má hodnotu 58,2 dB. Pokles o 3 dB nastává na frekvenci 72 kHz a šířka pásma GBW je 3 MHz pro levý kanál a 1,5 MHz pro pravý kanál. Pokles zesílení na frekvenci 20 kHz je 0,2 dB.

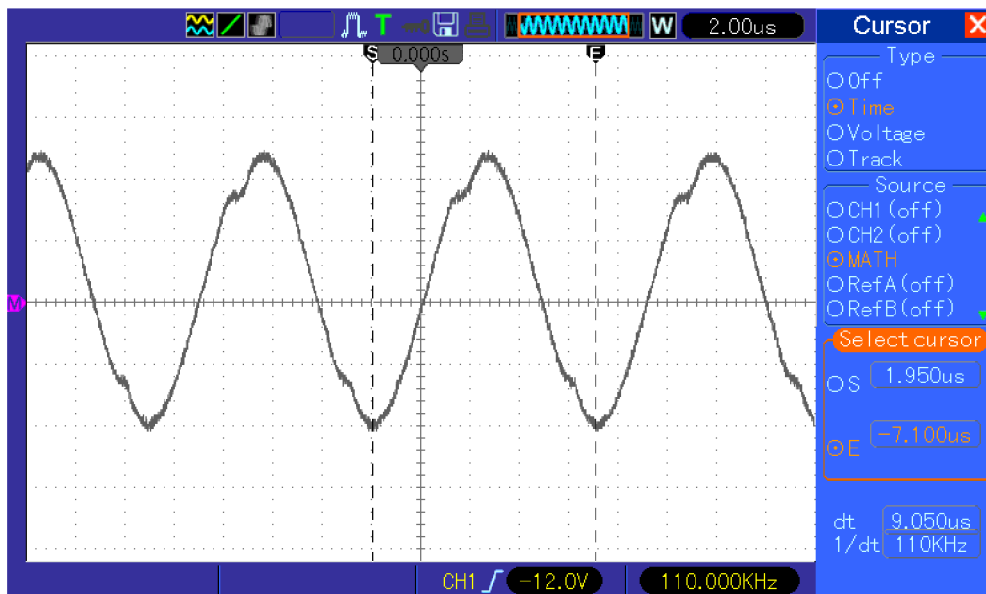
4.4.3 Odezva na obdélníkový signál a rychlost přeběhu

Pro ověření, že nedochází k oscilacím a zákmitům, byl na vstup zesilovače přiveden obdélníkový signál o různých frekvencích. Výsledkem je ověření, že je zesilovač stabilní.



Obrázek 4-18 Odezva na obdélníkový signál 1 kHz

Při přivádění sinusového signálu s frekvencí 110 kHz se průběh začíná deformovat, jelikož zesilovač už není schopný dodat dostatečný výkon do zátěže, což odpovídá rovnicím (2.2) a (2.3).



Obrázek 4-19 Deformovaný sinusový signál při frekvenci 110 kHz

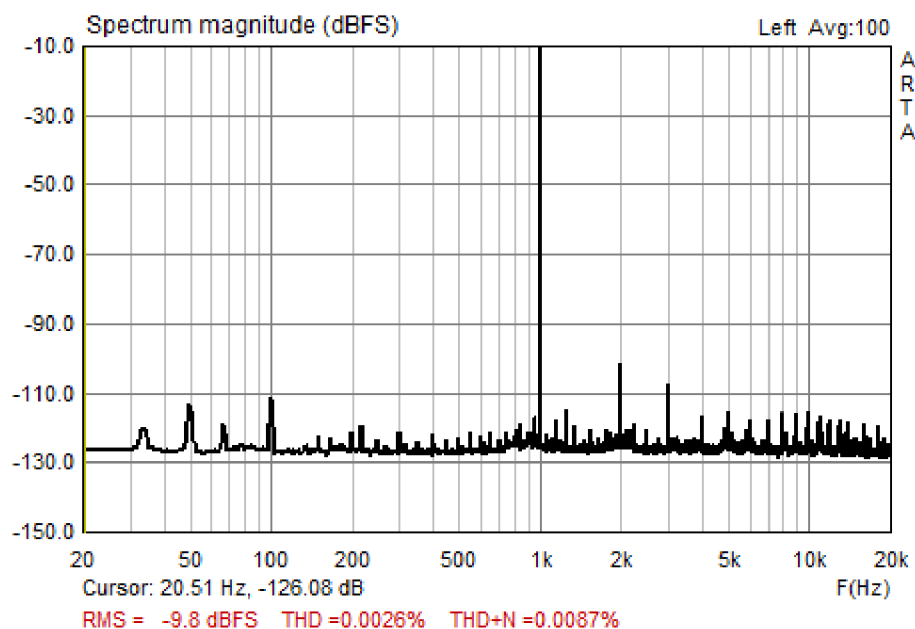
Pro měření rychlosti přeběhu zesilovače byl výstup přiveden před limitací. Rychlost přeběhu je tedy:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{963}{18 \times 10^{-6}} \times 10^{-6} = 53,5 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (4.2)$$

4.4.4 Celkové harmonické zkreslení, odstup signál-šum a přeslechy

Měření probíhalo při výstupním napětí s amplitudou 100 V_{rms}. Jelikož je tato hodnota nepoužitelná pro vstup zvukové karty, bylo nutné využít odporový dělič 1:10. Vstupní impedance zvukové karty je 600 Ω, s připojeným děličem by měřený signál měl velmi nízkou amplitudu. Upravil se tedy vstupní obvod jednoho kanálu zvukové karty výměnou odporů, výsledkem byla vstupní impedance 47 kΩ.

Výsledky v této podkapitole jsou tedy pouze experimentální, jelikož není možné stanovit míru ovlivnění výsledků upraveným obvodem a použitým děličem.

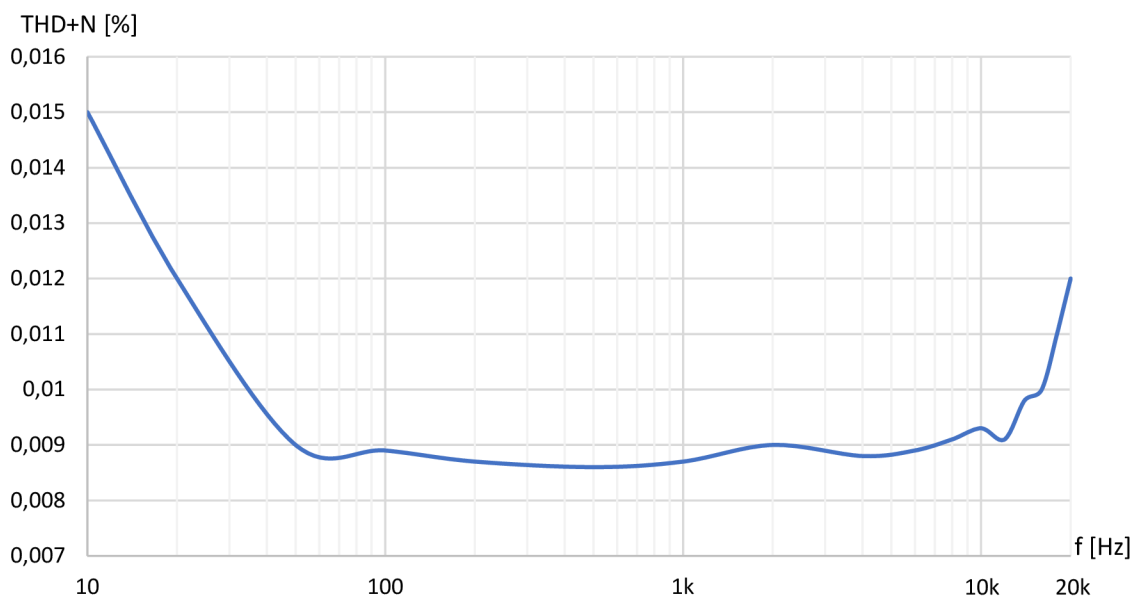


Obrázek 4-20 Spektrum signálu 180 V_{rms} s frekvencí 1 kHz na výstupu zesilovače

Výsledkem jsou tedy hodnoty:

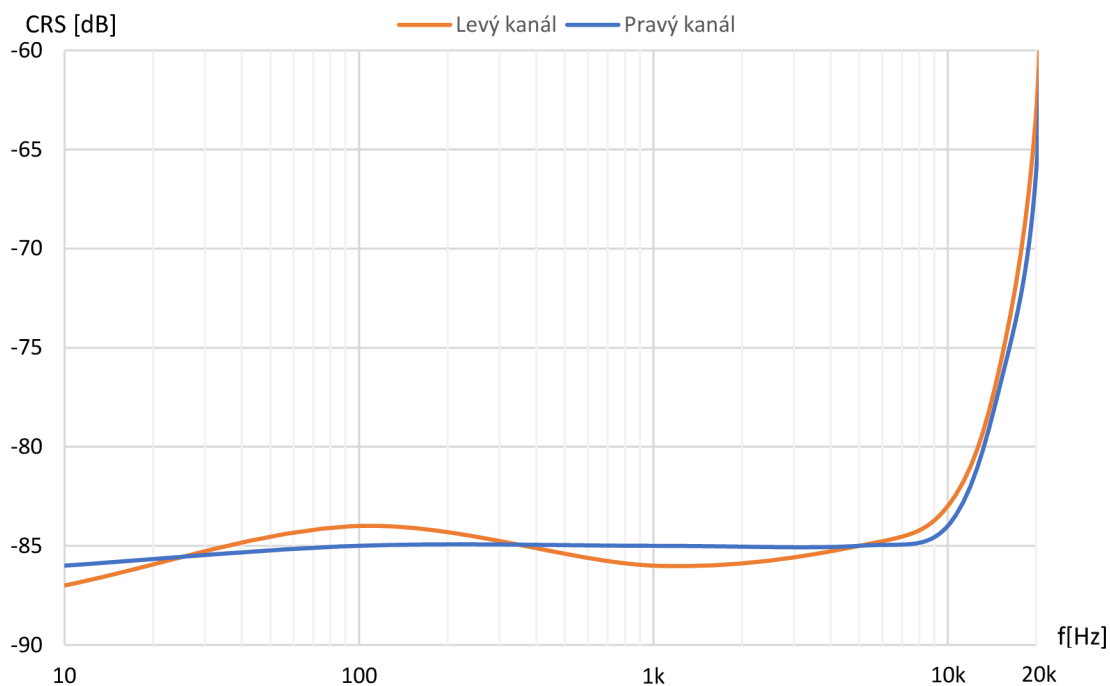
- THD = 0,0026 % a THD+N = 0,00874 %
- SNR = 101 dB
- Šumové dno je posunuto o 10 dB oproti předchozím měření pro D/A převodník a zesilovače pro dynamická sluchátka

Dalším bodem měření byla závislost zkreslení na frekvenci. Výsledek je na Obrázku 4-21. Křivka do značné míry kopíruje závislost zkreslení průběhu z D/A převodníku, který je na Obrázku 4-7.



Obrázek 4-21 Závislost THD+N na frekvenci na výstupu elektrostatického zesilovače

Posledním měřením byla závislost přeslechů na frekvenci na Obrázku 4-22. Křivka opět kopíruje průběh přeslechů pro D/A převodník. Hodnoty mohou být do značné míry zkresleny zapojením pro měření.



Obrázek 4-22 Závislost přeslechů na frekvenci zesilovače pro elektrostatická sluchátka

ZÁVĚR

Na začátku diplomové práce byl proveden rozbor jednotlivých typů sluchátek z hlediska jejich parametrů, které souvisí s nároky pro zesilovač. Následně byl stručně popsán rozdíl mezi audio rozhraními, třídami zesilovačů a D/A převodníky.

Druhá kapitola práce byla zaměřena na návrh zesilovačů pro elektrostatická, dynamická sluchátka, D/A převodníku, napájecích zdrojů a ovládání zařízení. U zesilovače pro elektrostatické sluchátka bylo využito kaskodového diferenčního páru pro oba stupně zesilovače. Pro dynamická sluchátka byl zesilovač navržen jako dvoustupňový, kdy první stupeň je složená kaskoda a druhý stupeň je tzv. diamantový buffer, který slouží jako sledovač. Návrh zesilovačů byl podpořen výpočty pro základní ověření funkčnosti a dále byly obvody podrobeny simulaci a vylepšovány na základě simulací. U D/A převodníku byl vybrán čip s diferenciálními proudovými výstupy, které jsou následně převedeny na napětí pomocí diferenciálních zesilovačů. Pro vstupní data byl vybrán modul USB/I2S, který je galvanicky oddělený od D/A převodníku a je tak zabráněno vytvoření zemní smyčky. Následně byl proveden návrh napájecích zdrojů s lineárními regulátory a malý řídicí obvod s mikrokontrolérem.

V třetí kapitole se pomocí výpočtů určily velikosti chladičů. Následně byl proveden návrh desek plošných spojů, kdy u zesilovače pro elektrostatická sluchátka a u příslušného napájecího zdroje byly dodrženy stanovené izolační vzdálenosti. U D/A převodníku byl kladen důraz především na symetrii diferenčního signálu. Poslední kapitola se zabývala měřením a testováním realizovaného zařízení.

Výsledky převodníku se symetrickými výstupy:

- Maximální amplituda napětí na výstupu: $1,5 V_{rms}$ (600Ω zátěž)
- THD = 0,002 %, THD+N = 0,0046 % (při frekvenci 1 kHz)
- SNR = 110 dB
- Přeslech mezi kanály: -128 dB (při frekvenci 1 kHz)

Výsledky zesilovače pro dynamická sluchátka:

- Maximální výkon 2,1 W při zátěži 32Ω
- Šířka pásma zesilovače: 1 Hz až 450 kHz (pokles o 3 dB)
- Rychlost přeběhu $18,1 V/\mu s$
- Zisk 8,6 dB
- THD = 0,0032 %, THD+N = 0,0064 % (při frekvenci 1 kHz)
- SNR = 91 dB
- Přeslech mezi kanály: -86,5 dB (při frekvenci 1 kHz)

Výsledky zesilovače pro elektrostatická sluchátka:

- Maximální amplituda napětí na výstupu: $435 V_{rms}$
- Šířka pásma zesilovače: 1 Hz až 72 kHz (pokles o 3 dB)
- Rychlost přeběhu $53,5 V/\mu s$
- Zisk 58,2 dB
- THD = 0,0026 %, THD+N = 0,00874 % (při frekvenci 1 kHz)
- SNR = 101 dB
- Přeslech mezi kanály: -85 dB (při frekvenci 1 kHz)

Měření bylo provedeno experimentálně a zejména při měření pomocí FFT byly výsledky ovlivněny chybou měření zvukové karty, jelikož jsou parametry navrženého zařízení pravděpodobně lepší než u měřicího zařízení.

Diplomová práce je prototyp, jelikož se jedná o první iterace DPS, kdy se při návrhu objevily menší chyby, které by bylo potřeba v dalších verzích opravit. Zařízení se celkem skládá z deseti DPS a čtyř transformátorů, je tedy modulární a je zde možnost pro další vývoj a zdokonalení. Zařízení je ve výsledku plně funkční a spolehlivé. Podařilo se tak zkombinovat různé technologie do jednoho zařízení, kdy není nutné přepojování mezi různými zesilovači a D/A převodníkem a je zajištěn přednes s velmi nízkým zkreslením a čistotou.

LITERATURA

- [1] *Diyaudioheaven* [online]. [cit. 2019-10-14]. Dostupné z: <https://diyaudioheaven.wordpress.com/headphones/headphone-driver-types/>
- [2] *Sennheiser HD 600 manual* [online]. [cit. 2019-10-31]. Dostupné z: https://www.bhphotovideo.com/lit_files/96697.pdf
- [3] MUSIL, Tomáš. *ELEKTRONKOVÝ SLUCHÁTKOVÝ ZESILOVAČ* [online]. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav mikroelektroniky., 2015 [cit. 2019-10-31]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=105990. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
- [4] VERWAAL, Frank. *The Design of Electrostatic Loudspeakers* [online]. Rev. 3. 2011 [cit. 2017-11-09]. Dostupné z: http://home.kpn.nl/verwa255/esl/ESL_English_2011.pdf
- [5] *Headphone-power-calculator* [online]. [cit. 2019-10-31]. Dostupné z: <https://www.headphonesty.com/headphone-power-calculator/>
- [6] *STAX SR-007 MK II* [online]. [cit. 2019-10-31]. Dostupné z: https://stax-international.com/products/sr-007-mk_2/
- [7] HANOUSEK, Filip. *KONSTRUKCE ELEKTROSTATICKÝCH SLUCHÁTEK* [online]. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav mikroelektroniky., 2018 [cit. 2019-11-01]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=175779. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Michal Pavlík, Ph.D.
- [8] *Sound Pressure* [online]. [cit. 2019-11-01]. Dostupné z: https://www.engineeringtoolbox.com/sound-pressure-d_711.html
- [9] SELF, Douglas. *Small Signal Audio Design*. Second Edition. Focal Press: Routledge, 2015. ISBN 978-0415709736.
- [10] SELF, Douglas. *Audio Power Amplifier Design Handbook*. 5th Edition. Abingdon-on-Thames: Routledge, 2009. ISBN 0240521625.
- [11] HOROWITZ, Paul. *The art of electronics*. Third edition. New York, NY: Cambridge University Press, [2015]. ISBN 978-052-1809-269.
- [12] *DA_prevodniky* [online]. [cit. 2019-10-17]. Dostupné z: http://noel.feld.cvut.cz/vyu/scs/prezentace2007/DA_prevodniky/
- [13] ZUMBAHLEN, Hank. *BASIC LINEAR DESIGN: CHAPTER 6: CONVERTERS* [online]. 2007, , 216 [cit. 2019-10-19]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Basic-Linear-Design/Introduction.pdf>
- [14] PHILIPS SEMICONDUCTORS. *I2S bus specification* [online]. June 5, 1996 [cit. 2019-11-07]. Dostupné z: <https://www.sparkfun.com/datasheets/BreakoutBoards/I2SBUS.pdf>
- [15] BALLOU, Glen. *Handbook for Sound Engineers*. 4th Edition. Routledge: Focal Press, 2008. ISBN 0240809696.
- [16] *KSA1156* [online]. [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: <https://www.dos4ever.com/uTracerNotebook/KSA1156.pdf>

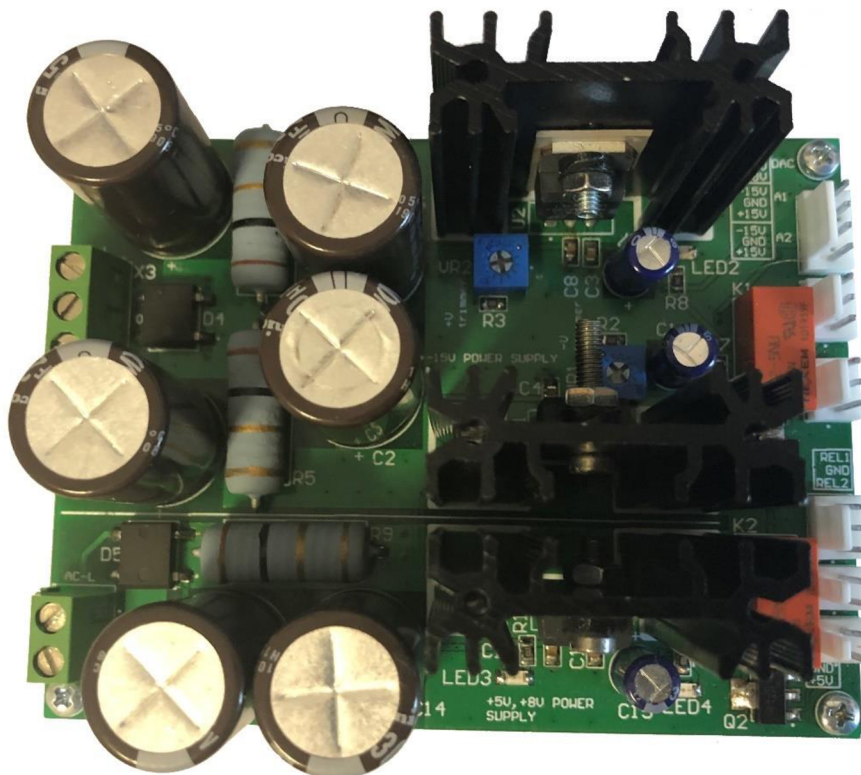
- [17] *THAT 300 Series* [online]. [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/1904504.pdf?_ga=2.184391142.1516799058.1576013828-619732315.1567240218
- [18] WU, Ming C. *BJT Differential Amplifiers: UC Berkeley* [online]. 2008, , 4 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: http://www-inst.eecs.berkeley.edu/~ee105/sp08/lectures/lecture23_4.pdf
- [19] *MPSA42/MMBTA42/PZTA42: Datasheet* [online]. [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/1875329.pdf?_ga=2.107845442.1516799058.1576013828-619732315.1567240218
- [20] *C2M1000170D: Silicon Carbide Power MOSFET* [online]. 2015 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/173/C2M1000170D.pdf>
- [21] *IRFBE30: Datasheet* [online]. [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91118/91118.pdf>
- [22] *Two Stage CE Amplifier using Series Voltage Negative Feedback* [online]. [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <https://www.eeguide.com/two-stage-ce-amplifier-using-series-voltage-negative-feedback/>
- [23] JUNG, Walt. *Sources 101: Audio current regulators: Part 1: High Voltage* [online]. [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: https://audioxpress.com/assets/upload/files/Sources_101_P2.pdf
- [24] *Class AB and Rubber diodes* [online]. [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: https://www.st-andrews.ac.uk/~www_pa/Scots_Guide/audio/part2/page3.html
- [25] *STAX SRM-353X* [online]. [cit. 2019-12-13]. Dostupné z: <https://stax-international.com/products/srm-353x/>
- [26] *TL07xx Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers: Datasheet* [online]. [cit. 2019-12-12]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl074a.pdf>
- [27] *DSD1794: Audio digital to analog converter* [online]. [cit. 2019-11-17]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dsd1794a.pdf>
- [28] *DEM-PCM1794* [online]. [cit. 2019-11-19]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/sleu037/sleu037.pdf>
- [29] Analog Engineer's Circuit: Data Converters: Current-to-voltage converter circuit for audio DACs [online]. [cit. 2019-11-18]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sbaa333/sbaa333.pdf>
- [30] *OEM board I2S over USB Audio* [online]. [cit. 2020-03-04]. Dostupné z: [http://jlsounds.com/oem.html?fbclid=IwAR00_mfV8RHsRaxFVdSwuAVm9-
pmTXw0SMQyoNkG1qky8tqyrCft7gwDrBQ](http://jlsounds.com/oem.html?fbclid=IwAR00_mfV8RHsRaxFVdSwuAVm9-
pmTXw0SMQyoNkG1qky8tqyrCft7gwDrBQ)
- [31] KAZDA. *Výpočty chlazení elektronických součástí: s řešenými příklady* [online]. [cit. 2020-03-05]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [32] Standard ipc-2221b [online]. [cit. 2020-05-03]. Dostupné z: <https://www.dps-az.cz/zajimavosti/id:5469/aktualizovany-standard-ipc-2221b>
- [33] *BD135, BD136, BD139, BD140* [online]. [cit. 2020-03-06]. Dostupné z: <https://datasheet.octopart.com/BD139-STMicroelectronics-datasheet-5315526.pdf>
- [34] *High-Speed Interface Layout Guidelines* [online]. August 2014 [cit. 2020-03-06]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/spraar7h/spraar7h.pdf>
- [35] *DSO5102p Manual* [online]. [cit. 2020-05-03]. Dostupné z: https://www.circuitspecialists.com/content/183992/dso5102p_manual.pdf

- [36] MHS-5200A Manual [online]. [cit. 2020-05-03]. Dostupné z:
http://gotronik.pl/img/manual_MHS-5200A.PDF
- [37] UNI-T UT 71C [online]. [cit. 2020-05-06]. Dostupné z: <https://www.uni-t.cz/p/multimetr-uni-t-ut-71c>
- [38] Lexicon Omega manual [online]. [cit. 2020-05-03]. Dostupné z:
http://www.avc.hr/salesprogram/files/db_files/files/lexicon-um-omega-studio-series.pdf
- [39] Sa9227-pcm5102a [online]. [cit. 2020-05-05]. Dostupné z:
<https://www.audiophonics.fr/en/devices-hifi-audio-dac/sa9227-pcm5102a-32bits384khz-asynchronous-usb-dac-p-10573.html>
- [40] Measuring of dynamic figures: SNR, THD, SFDR [online]. [cit. 2020-05-05]. Dostupné z:
<http://www.cse.psu.edu/~chip/course/analog/lecture/SFDR1.pdf>

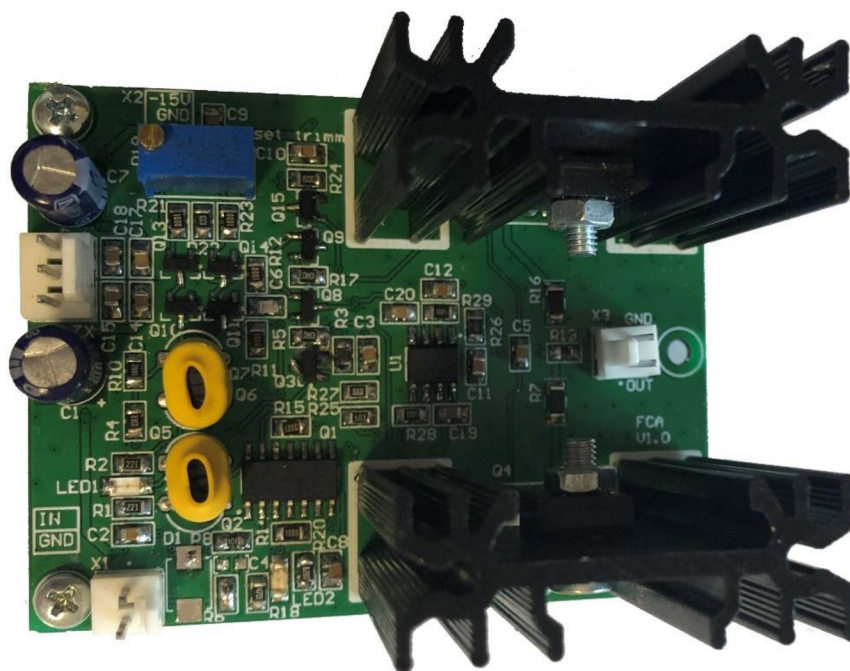
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

<i>SPL</i>	Akustický tlak [dB]
<i>I2C</i>	Inter Integrated Circuit
<i>I2S</i>	Inter IC Sound
<i>X_c</i>	Reaktance [Ω]
<i>g_m</i>	Transkonduktance [S]
<i>r_{π}</i>	Vstupní odpor [Ω]
<i>r_o</i>	Výstupní odpor [Ω]
<i>CCS</i>	Zdroj konstantního proudu
<i>PSRR</i>	Power supply rejection ratio [dB]
<i>GBW</i>	Gain bandwidth [Hz]
<i>CMRR</i>	Common mode rejection ratio [dB]
<i>FFT</i>	Rychlá Fourierova transformace
<i>THD+N</i>	Total harmonic distortion + noise [%]
<i>SPDIF</i>	Sony/Philips Digital InterFace
<i>PCM</i>	Pulse code modulation
<i>DSD</i>	Direct stream digital
<i>SNR</i>	Odstup signálu od šumu [dB]
<i>DPDT</i>	Typ relé, které má dva přepínací kontakty
<i>UART</i>	Universal asynchronous receiver transmitter
<i>OLED</i>	Organic light emitting diode
<i>DPS</i>	Deska plošných spojů
<i>R_θ</i>	Tepelný odpor [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]
<i>θ_j</i>	Teplota přechodu [$^{\circ}\text{C}$]
<i>SFDR</i>	Spurious free dynamic range [dB]
<i>SR</i>	Rychlost přeběhu [V/ μs]

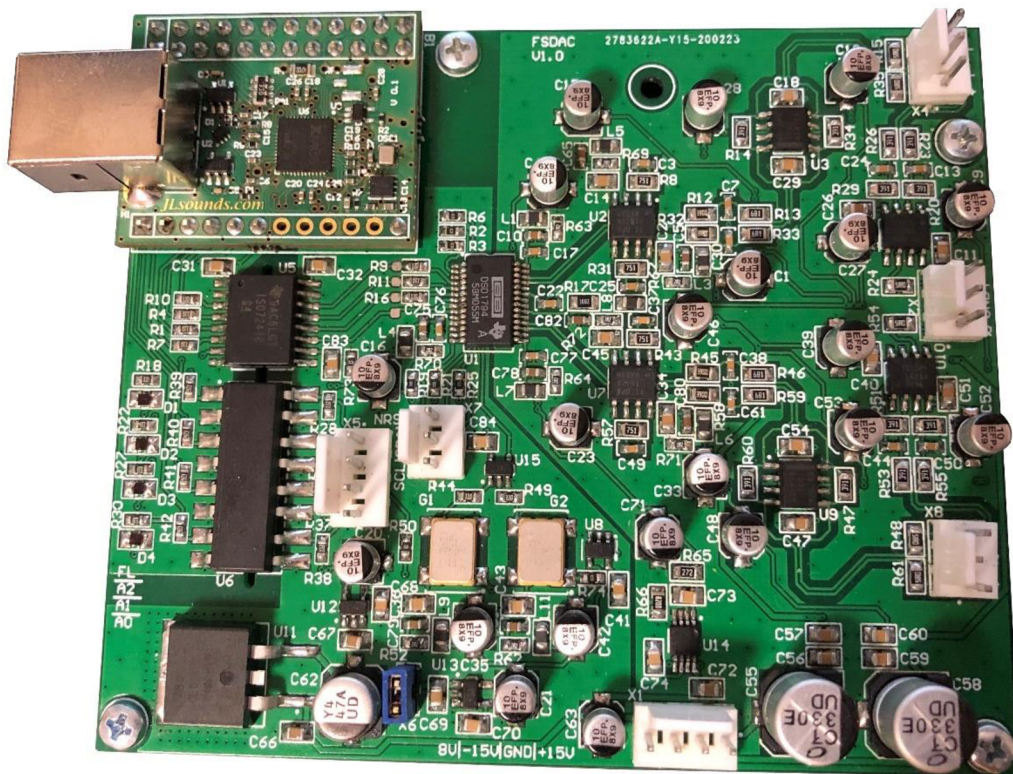
A. PŘÍLOHY - FOTODOKUMENTACE



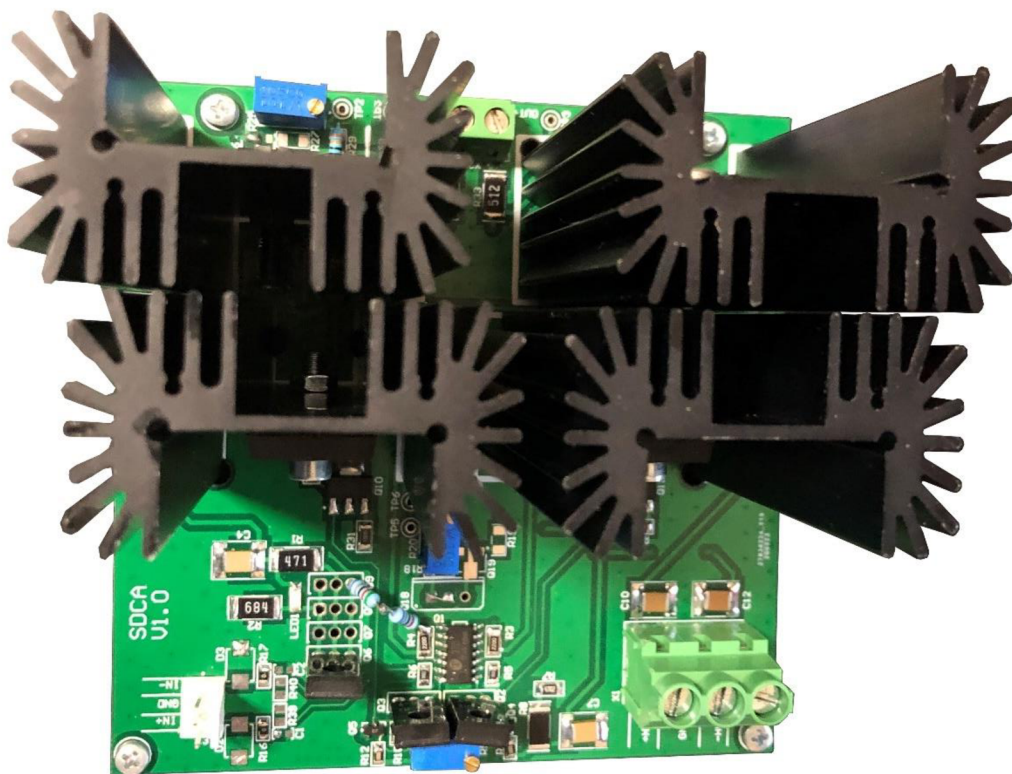
Obrázek A-1 DPS zdroje ± 15 V a 5 V



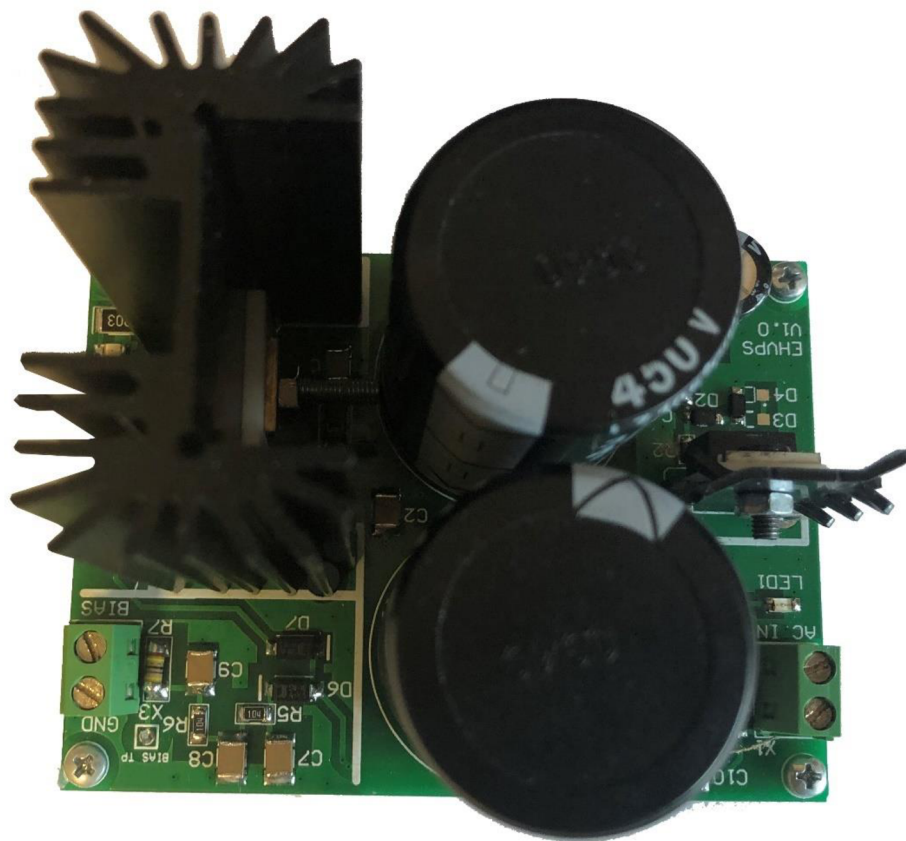
Obrázek A-2 DPS jednoho kanálu zesilovače pro dynamická sluchátka



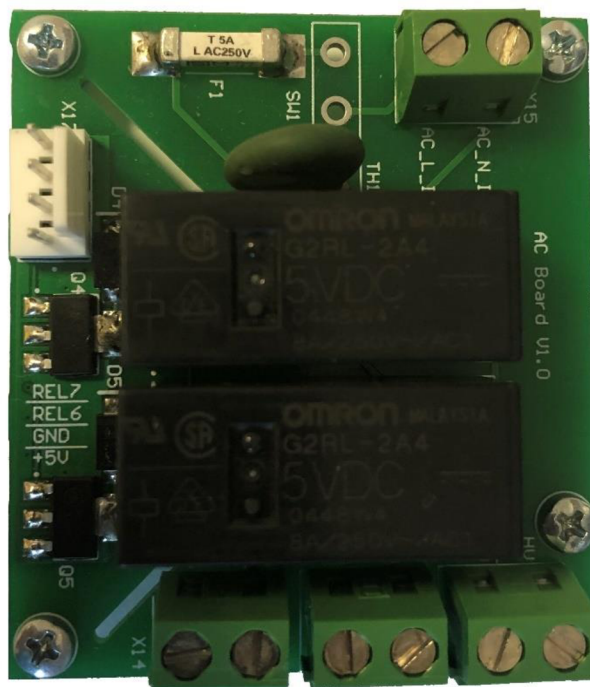
Obrázek A-3 DPS D/A převodníku



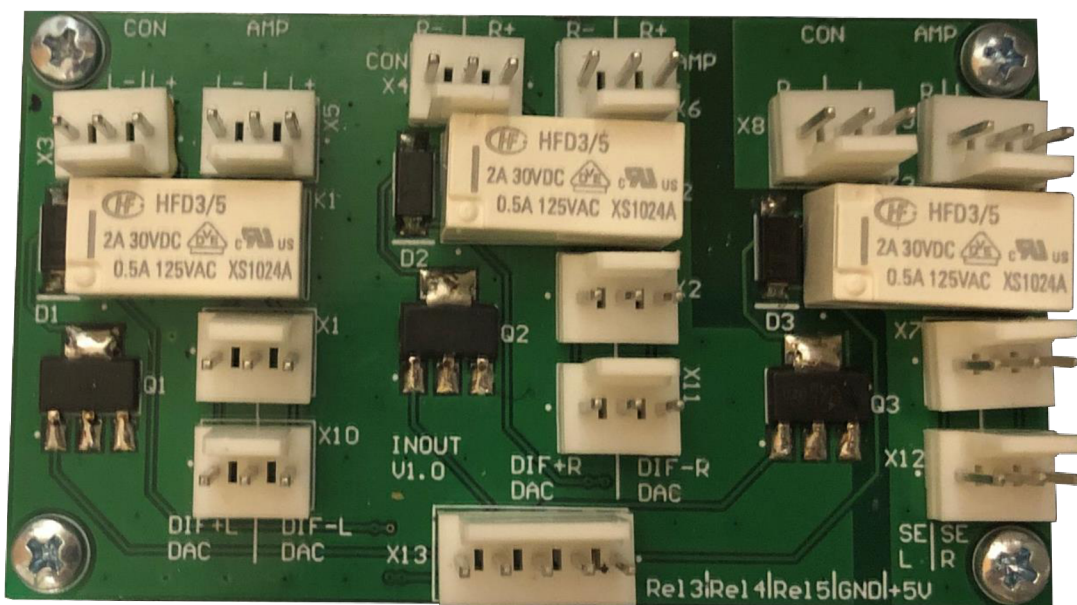
Obrázek A-4 DPS jednoho kanálu zesilovače pro elektrostatická sluchátka



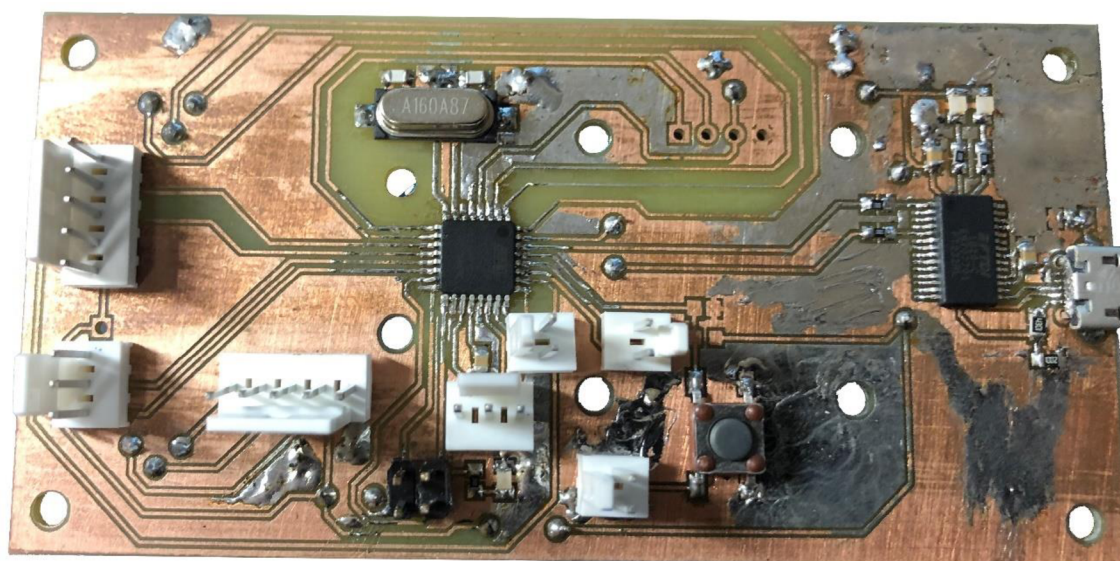
Obrázek A-5 DPS zdroje +320 V



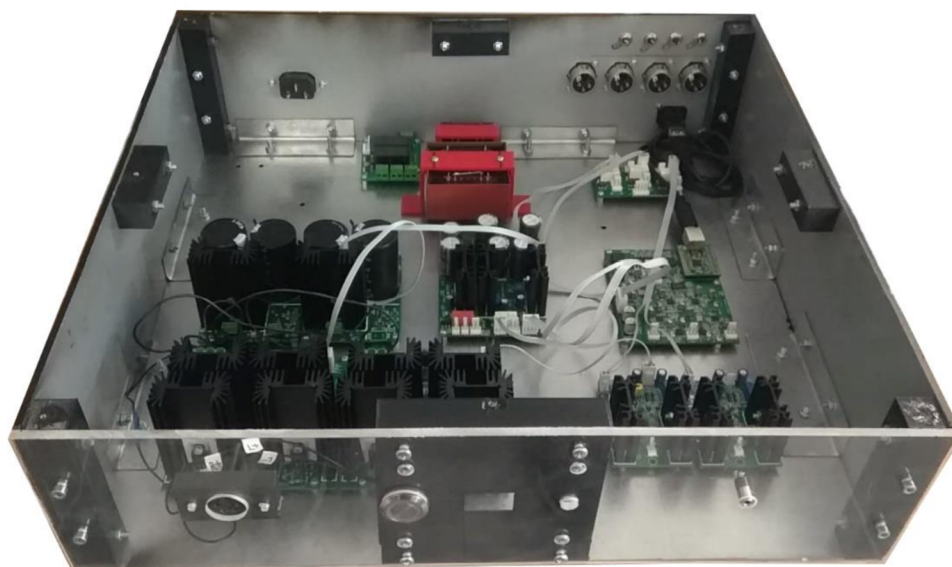
Obrázek A-6 DPS s relé pro přepínání síťového napětí



Obrázek A-7 DPS s relé pro přepínání signálů



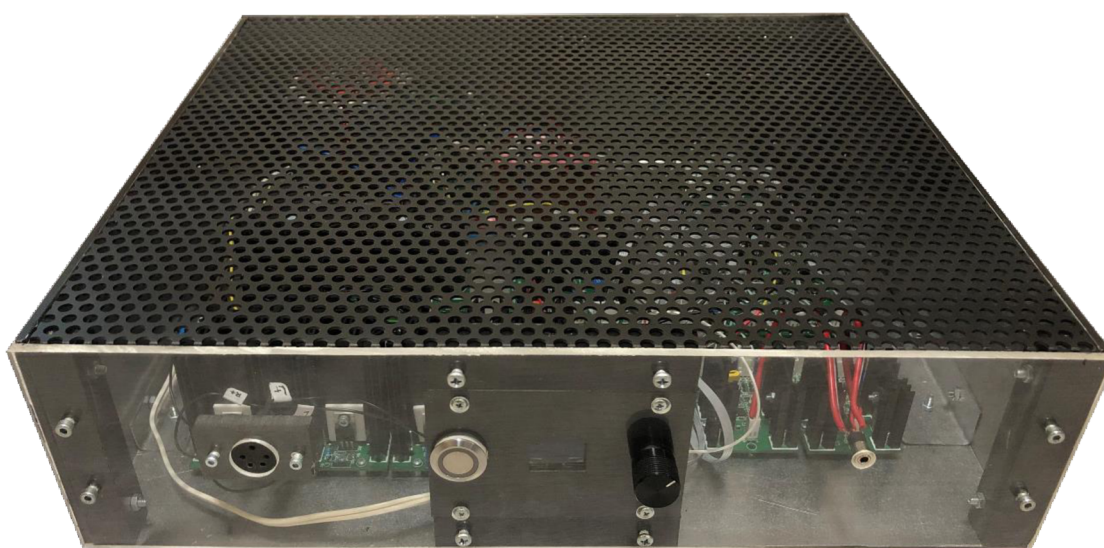
Obrázek A-8 DPS mikrokontroléru



Obrázek A-9 Rozmístění DPS v krabici



Obrázek A-10 Zrealizovaný prototyp zařízení – zadní strana



Obrázek A-11 Zrealizovaný prototyp zařízení – přední strana

B. PŘÍLOHY – UKÁZKA ČÁSTI ZDROJOVÉHO KÓDU MCU

```
void attenuation_load_control() /*zapne možnost ovladani vnitřního
attenuatoru */
{   Wire.beginTransmission(DSD1794); /*zahajeni komunikace
s převodníkem */
    Wire.write(reg18); //vyber registru
    Wire.write(0xD0); // zapis do registru
    Wire.endTransmission(); } //ukončení komunikace s převodníkem

void reg16_read() // vycitění registru 16 do terminalu
{ Wire.beginTransmission(DSD1794);
  Wire.write(reg16);
  Wire.endTransmission();
  Wire.requestFrom(DSD1794,1);
  vol1 = Wire.read();
}

void frekvence()
{
  valFA0 = digitalRead(FA0);
  valFA1 = digitalRead(FA1);
  valFA2 = digitalRead(FA2);
  u8g2.setFont(u8g2_font_helvB14_tr);
  if(valFA2 == HIGH && valFA1 == HIGH && valFA0 ==HIGH)
  {
    u8g2.drawStr( 0,60 , "44.1kHz");
  }
  if(valFA2 == HIGH && valFA1 == HIGH && valFA0 ==LOW)
  {
    u8g2.drawStr( 0,60 , "48kHz");
  }
  if(valFA2 == HIGH && valFA1 == LOW && valFA0 ==HIGH)
  {
    u8g2.drawStr( 0,60 , "88,2kHz");
  }
  if(valFA2 == HIGH && valFA1 == LOW && valFA0 ==LOW)
  {
    u8g2.drawStr( 0,60 , "96kHz");
  }
  if(valFA2 == LOW && valFA1 == HIGH && valFA0 ==HIGH)
  {
    u8g2.drawStr( 0,60 , "176,4kHz");
  }
  if(valFA2 == LOW && valFA1 == HIGH && valFA0 ==LOW)
  {
    u8g2.drawStr( 0,60 , "192kHz");
  }
}

void ovladani_hlasitosti_display() /*vykreslení obrazovky pro
regulaci hlasitosti */
{
  if (val5 < 1)
  {
    u8g2.firstPage();
  }
}
```



```

do {u8g2.setFont(u8g2_font_helvB08_tr);
    char buf[3];
    u8g2.setFont(u8g2_font_fub30_tr);
    sprintf (buf, "%d", volume);
    u8g2.drawStr(80, 55, buf);
    frekvence();}
while( u8g2.nextPage() );
val++;
}
char buf[3];
sprintf (buf, "%d", volume);
u8g2.drawStr(80, 55, buf);
frekvence();
}

void tlacitko_enkoderu() /*funkce pro vycteni stavu tlacitka
enkoderu */
{tlcStav = encoder.getButton();
if (tlcStav != 0)
{switch (tlcStav)
{case ClickEncoder::Open: //0
break;
case ClickEncoder::Closed: //1
break;
case ClickEncoder::Pressed: //2
break;
case ClickEncoder::Held: //3
break;
case ClickEncoder::Released: //4
break;
case ClickEncoder::Clicked: //5
break;
case ClickEncoder::DoubleClicked: //6
break; }}}

void hlasitost() // funkce ovladani hlasitosti enkoderem
{
enkStav += encoder.getValue(); //porovnani hodnoty enkoderu a
vyhodnoceni
if (enkStav != defStav) // pokud je nova hodnota jina, zapise se
tato hodnota jako vychazi
{defStav = enkStav;

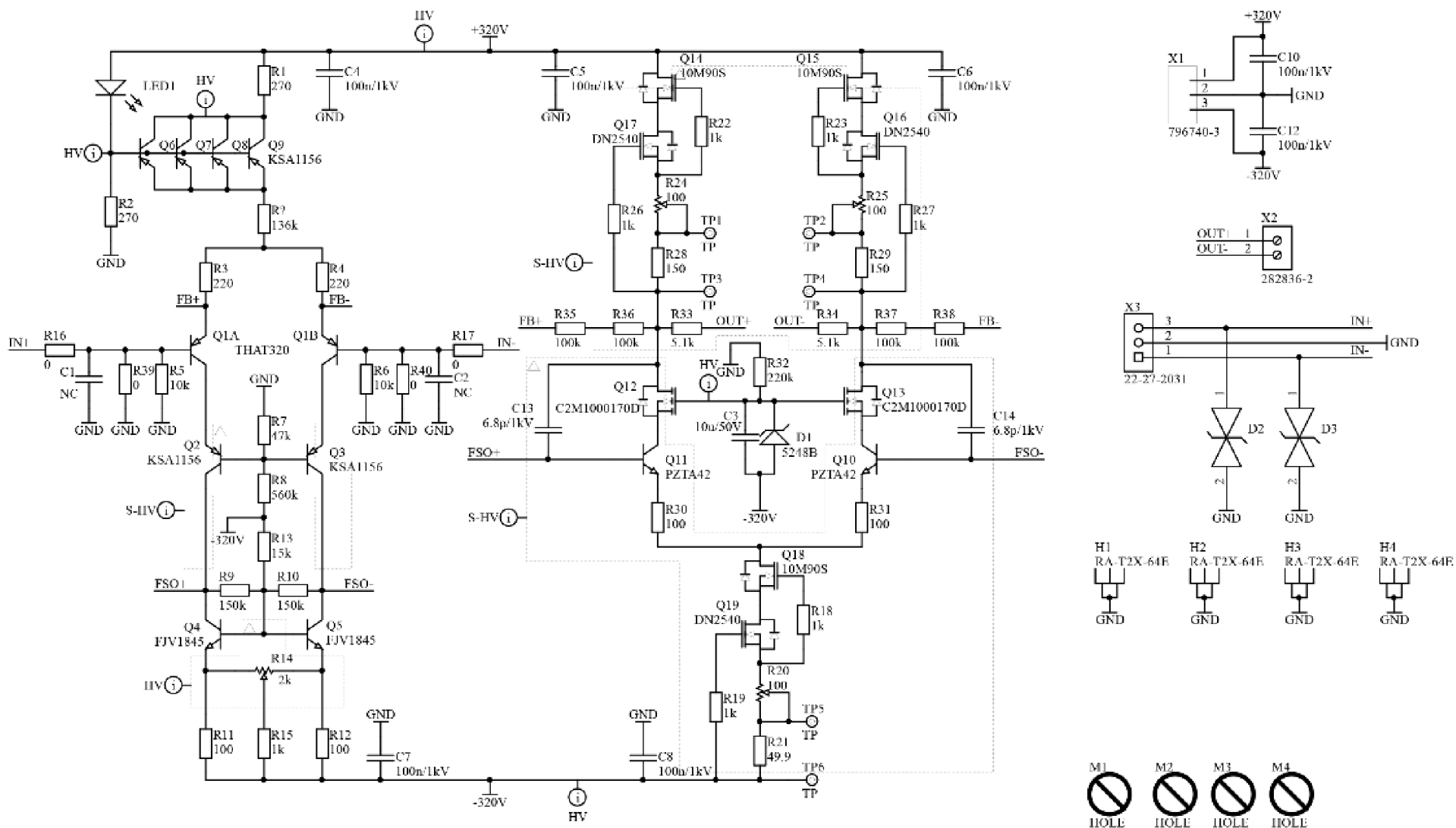
if (enkStav >= 51) //omezeni maximalni hodnoty na 51
{ enkStav = 51;
atten = 255;}
if (enkStav <= 16) //omezeni minimalni hodnoty na 1
{enkStav = 16; }
atten = enkStav * 5;
volume = enkStav - 16;
attenuation_left_channel_control(); //zapsani hodnoty
enkoderu do registru
attenuation_rght_channel_control(); }
ovladani_hlasitosti_display();
tlacitko_enkoderu();
if (tlcStav == 5) //pokud je tlacitko enkoderu jendou zmacknuto,
display se vrati o uroven nize
{uvodni_obrazovka();}}

```

C. PŘÍLOHY – SCHÉMATA

Seznam schémat:

- Zesilovač pro elektrostatická sluchátka
- Zdroj 320 V
- Zesilovač pro dynamická sluchátka
- Zdroje +-15 V, 5 V
- D/A převodník
- Síťový přepínač
- Signálový přepínač
- Mikrokontrolér



Obrázek C-1 Schéma zesilovače pro elektrostatická sluchátka

Title **Zesilovač pro ES**

Size: A4

Number:*

Revision:1

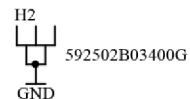
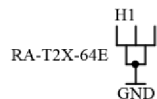
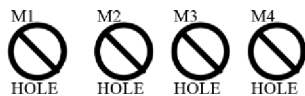
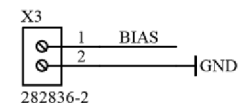
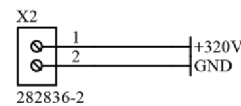
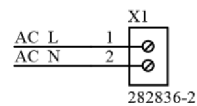
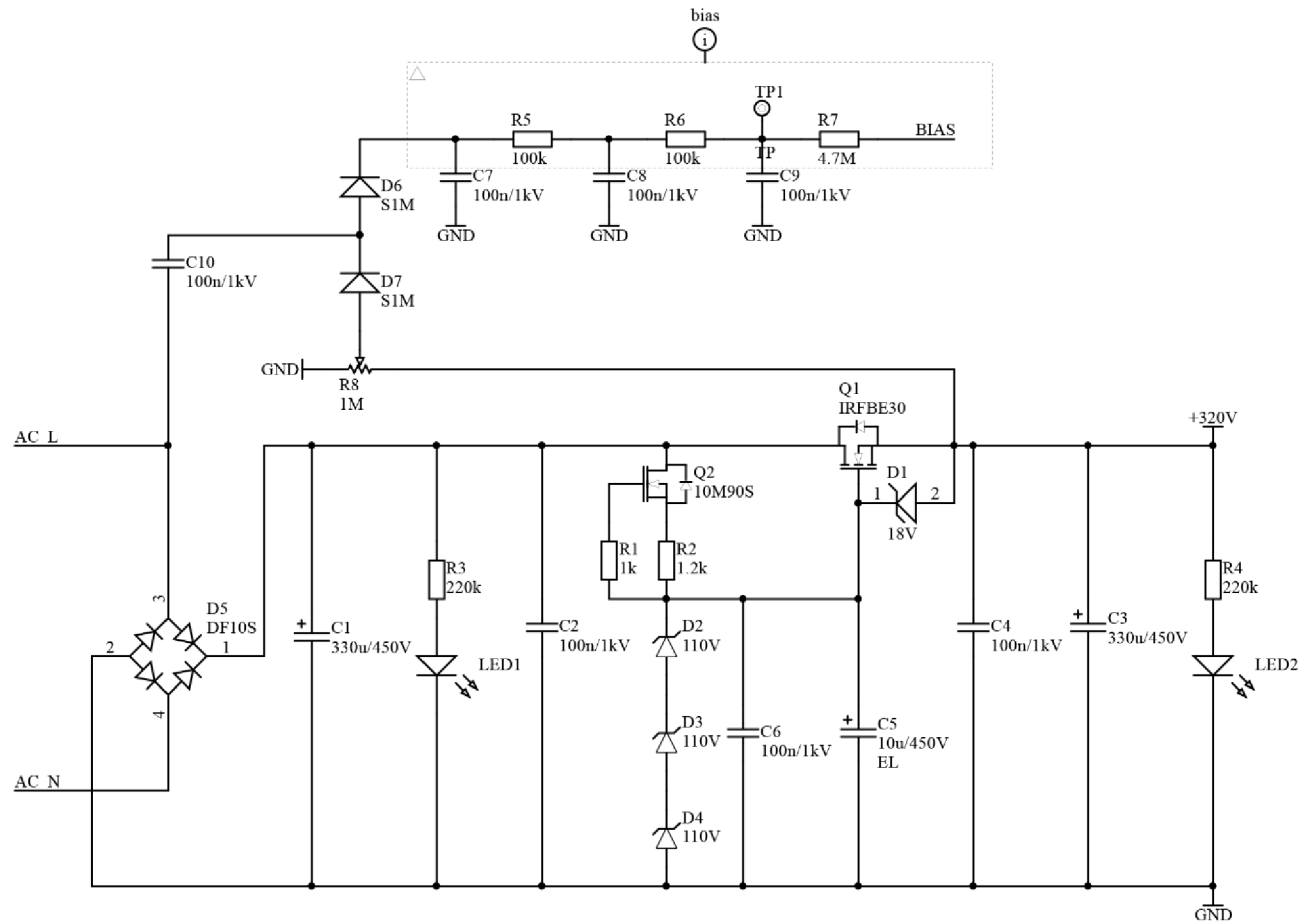
Date: 30.05.2020

Time: 0:00:12

Sheet* of *

File: D:\Dokumenty\altum\Projekty\HV amp V2\HV amp.SchDoc



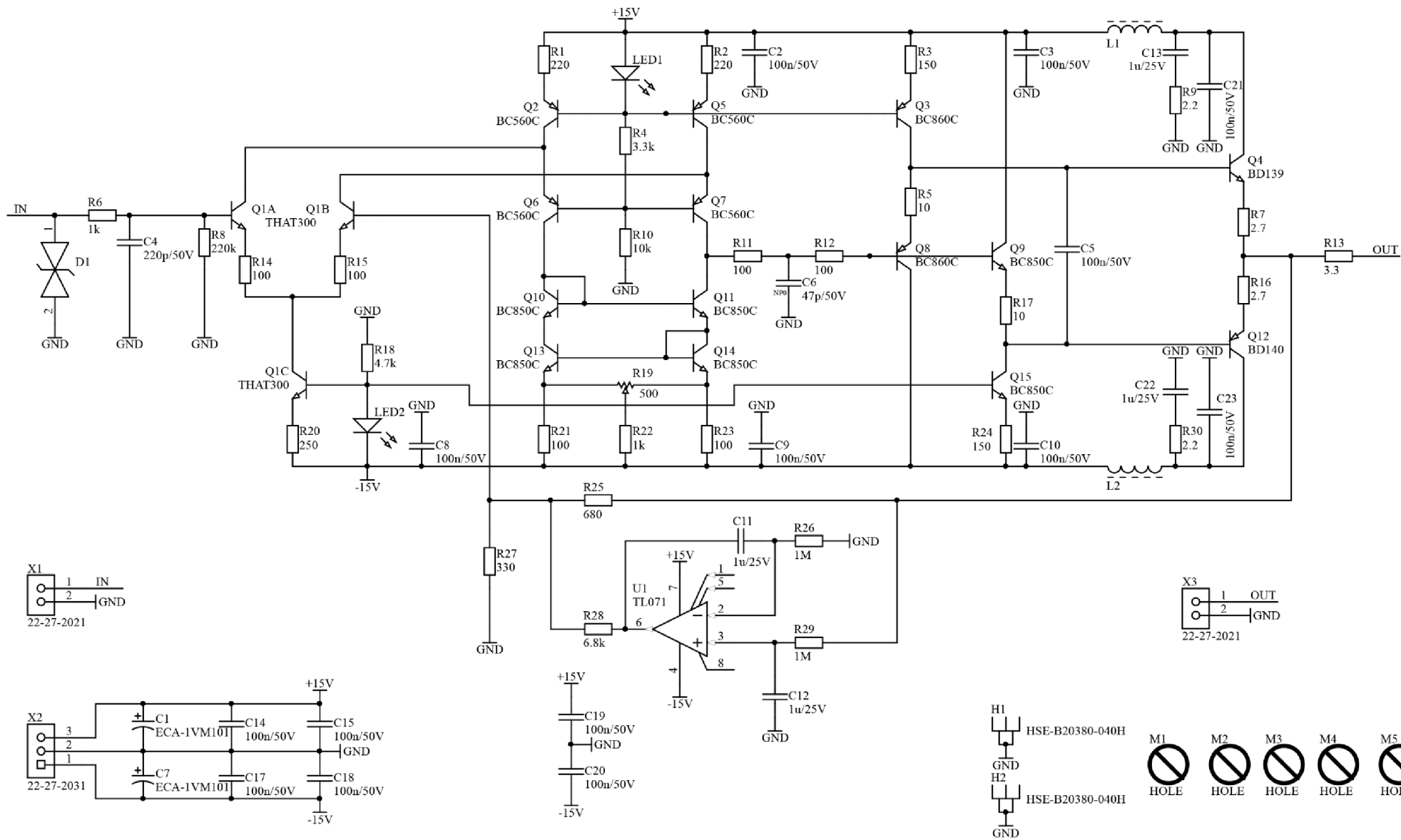


Obrázek C-2 Schéma zdroje 320 V

Title **320V zdroj**

Size: A4 Number:* Revision:1
 Date: 30.05.2020 Time: 0:12:59 Sheet* of *
 File: D:\Dokumenty\altium\Projekty\HV zdroj\HV zdroj.SchDoc





Obrázek C-3 Schéma zesilovače pro dynamická sluchátka

Title Zesilovač pro DS		
Size: A4	Number:*	Revision:1
Date: 30.05.2020	Time: 0:20:45	Sheet* of *
File: D:\Dokumenty\altium\Projekty\LV amp\LV amp.SchDoc		



A

B

C

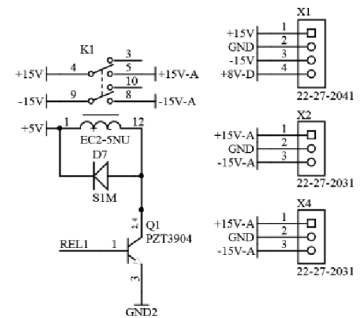
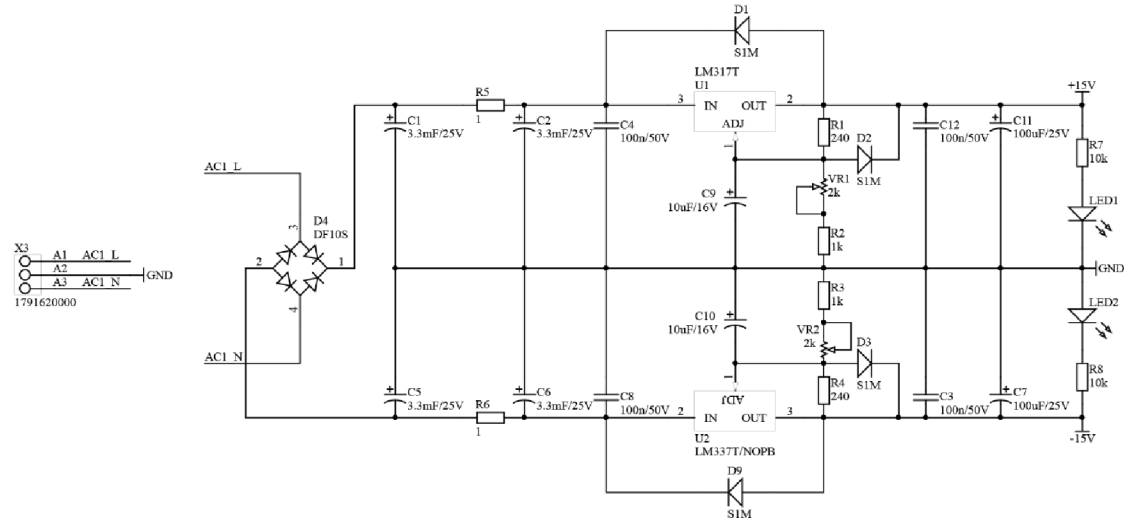
D

A

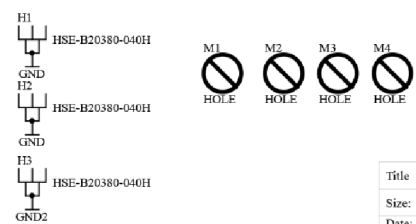
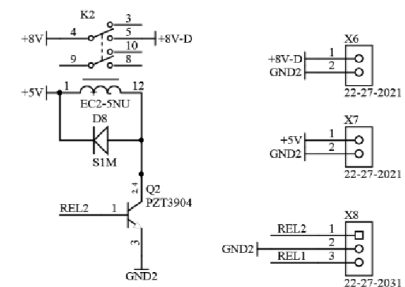
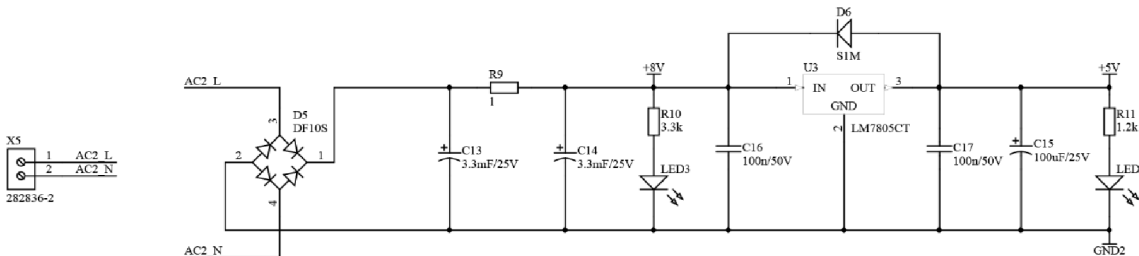
B

C

D



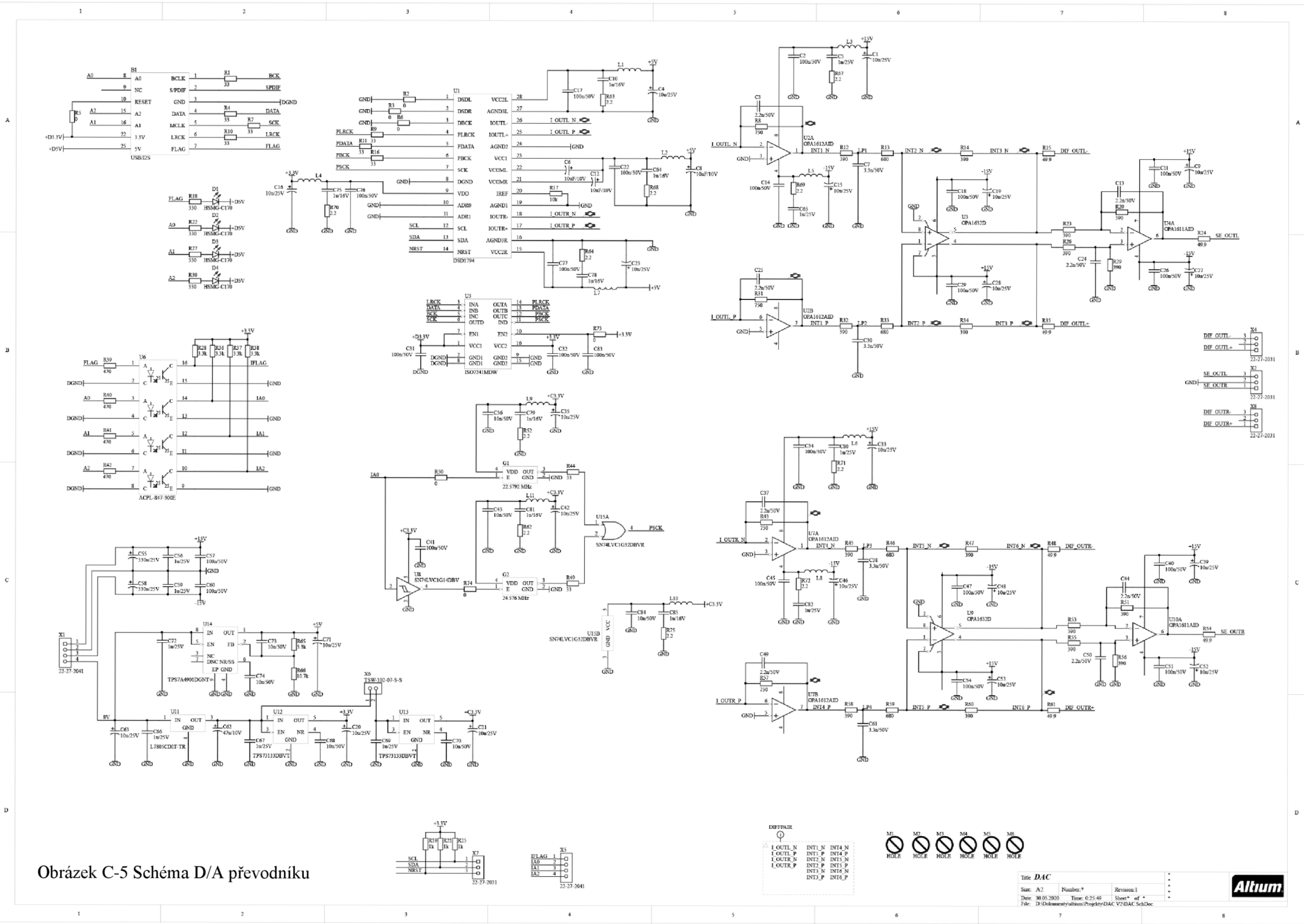
GND | GND2



Obrázek C-4 Schéma zdroje +/-15 V, 5 V

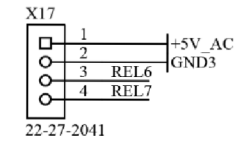
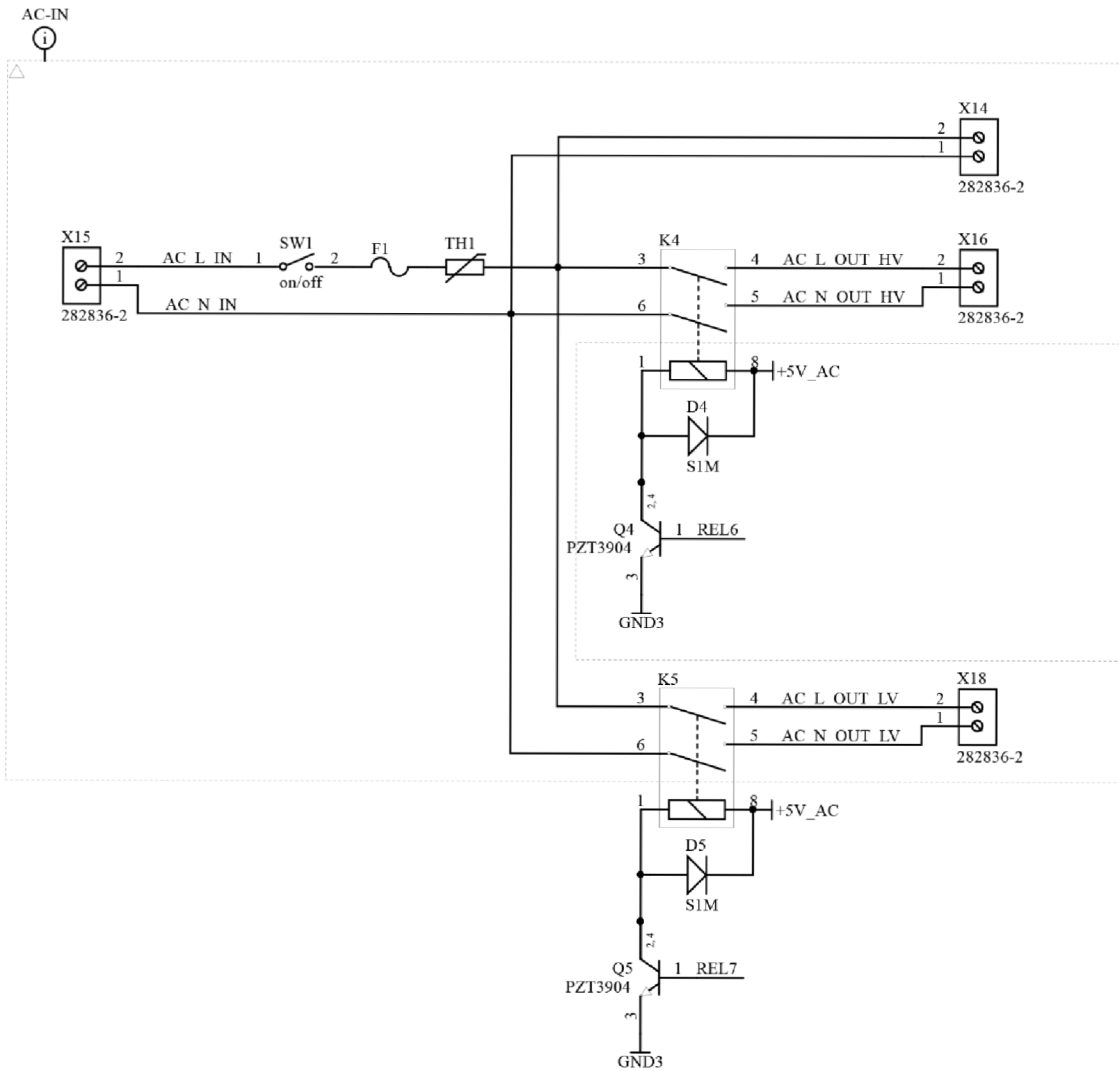
Title Zdroj +/-15V, 5V		
Date: 30.05.2020	Time: 0:22:45	Sheet* of *
File: D:\Dokumenty\altium\Projekty\LV zdroj\LV zdroj_SchDoc		





Obrázek C-5 Schéma D/A převodníku





Obrázek C-6 Schéma síťového přepínače

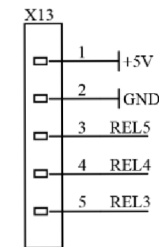
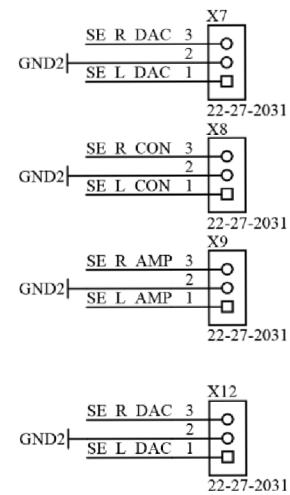
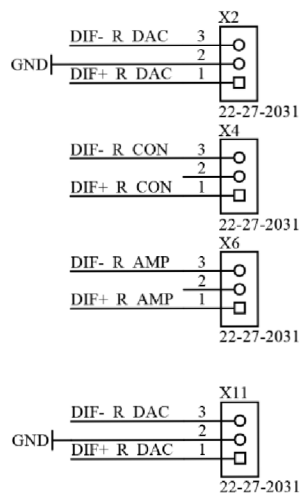
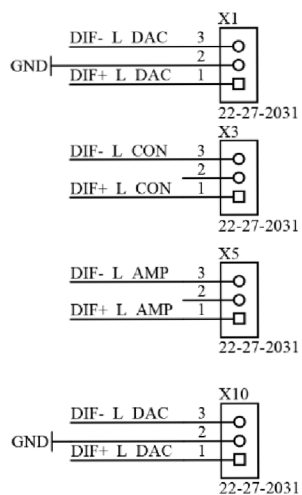
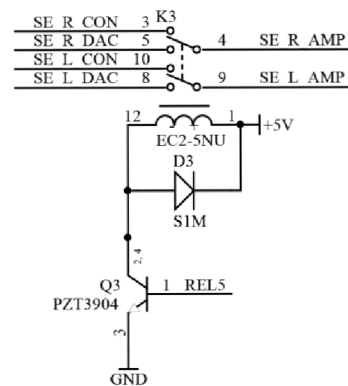
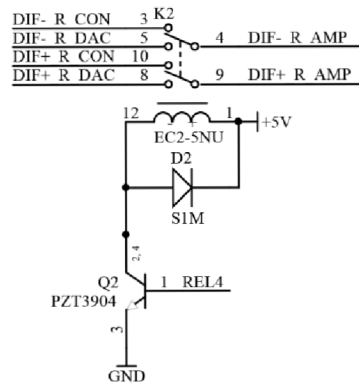
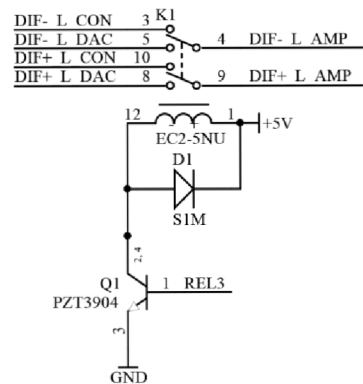


Title REL			*
Size: A4			*
Number:*	Revision:1		*
Date: 30.05.2020	Time: 0:27:36	Sheet* of *	*
File: D:\Dokumenty\altium\Projekty\INOUT-REL-AC\rel.SchDoc			*



DIFFERENTIAL INPUT SELECTION

SINGLE ENDED INPUT SELECTION

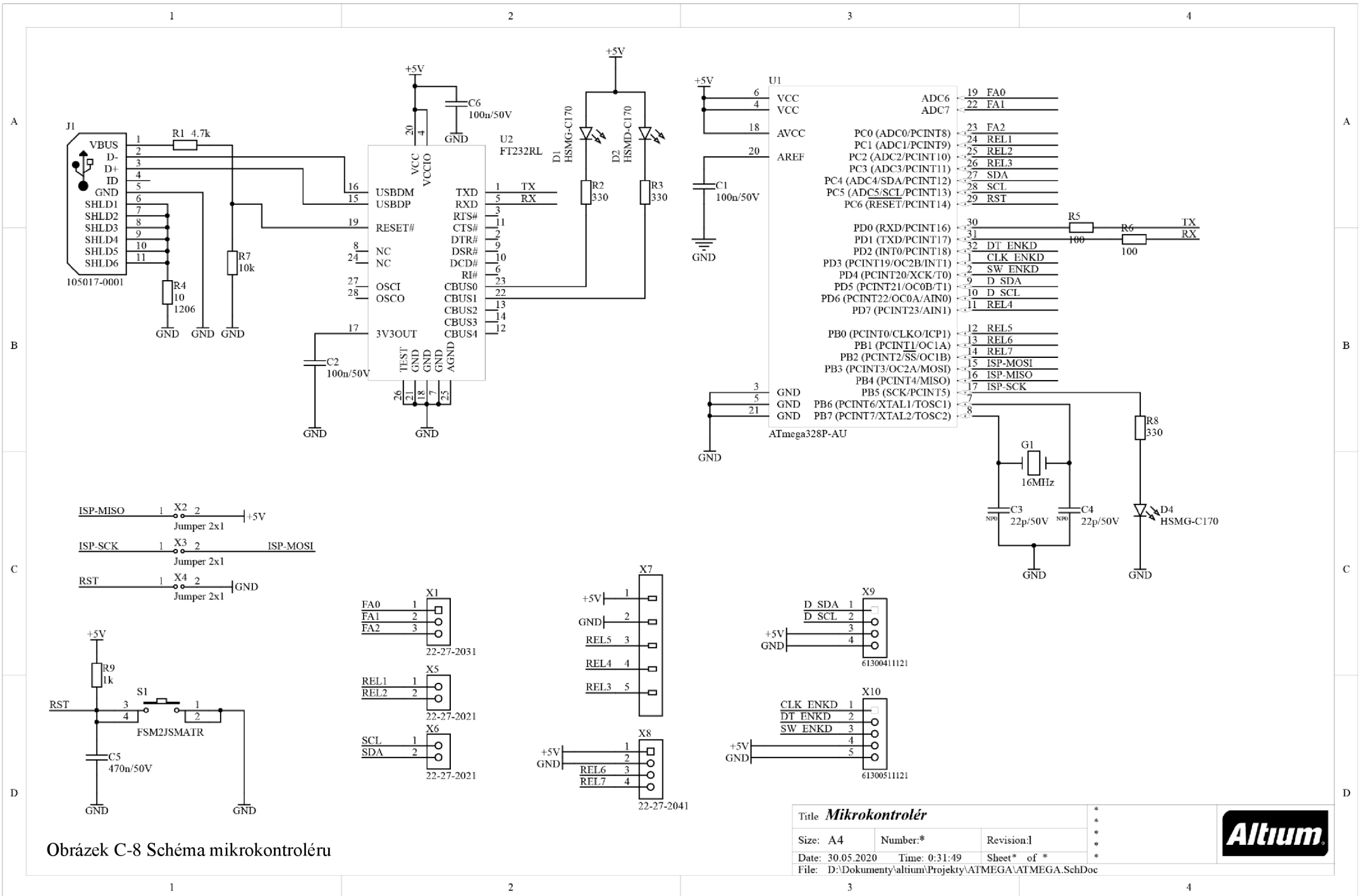


Obrázek C-7 Schéma signálového přepínače



Title INOUT			*
Size: A4	Number:*	Revision:1	*
Date: 30.05.2020	Time: 0:27:52	Sheet* of *	*
File: D:\Dokumenty\altium\Projekty\INOUT-REL-AC\inout.SchDoc			*



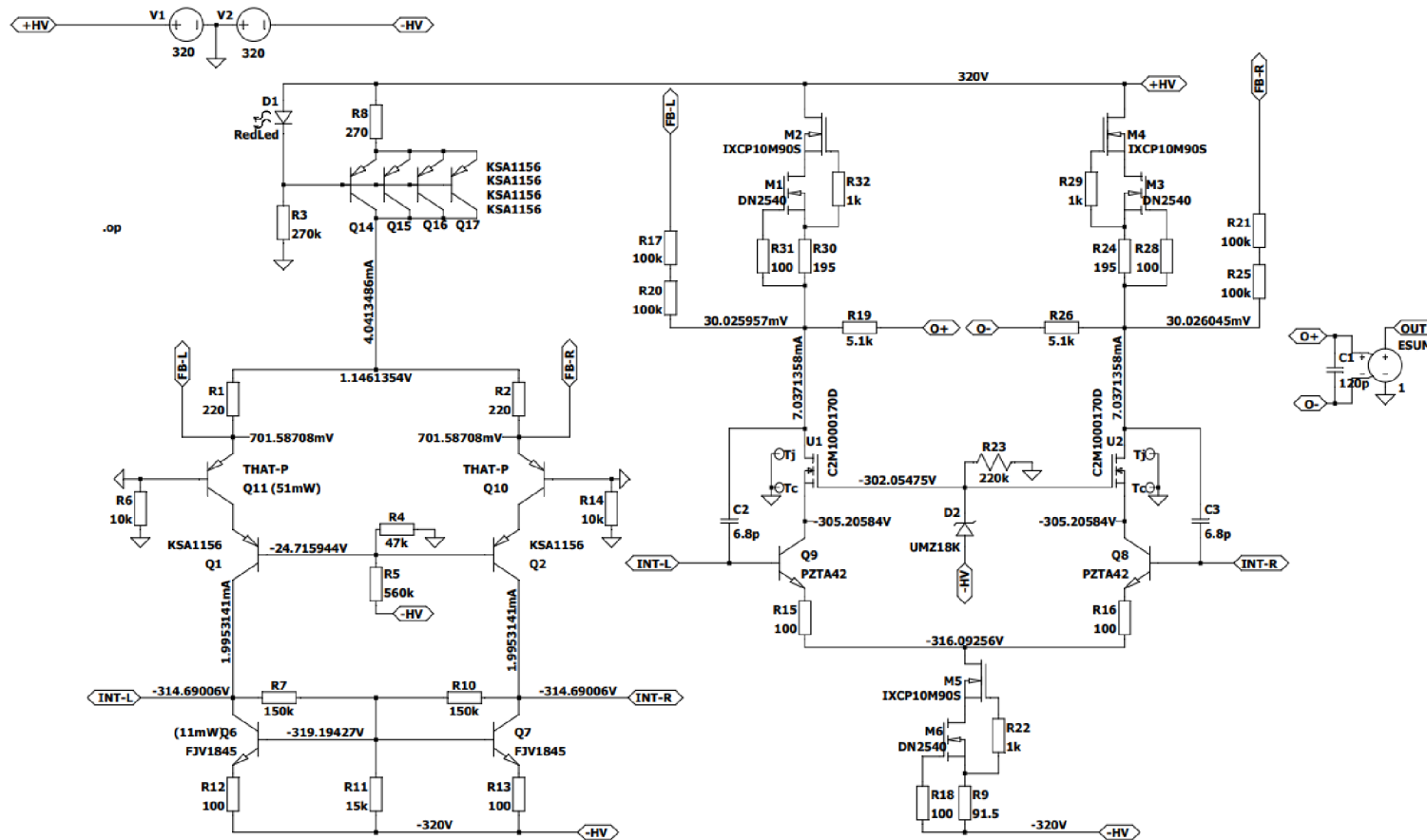


Obrázek C-8 Schéma mikrokontroléru

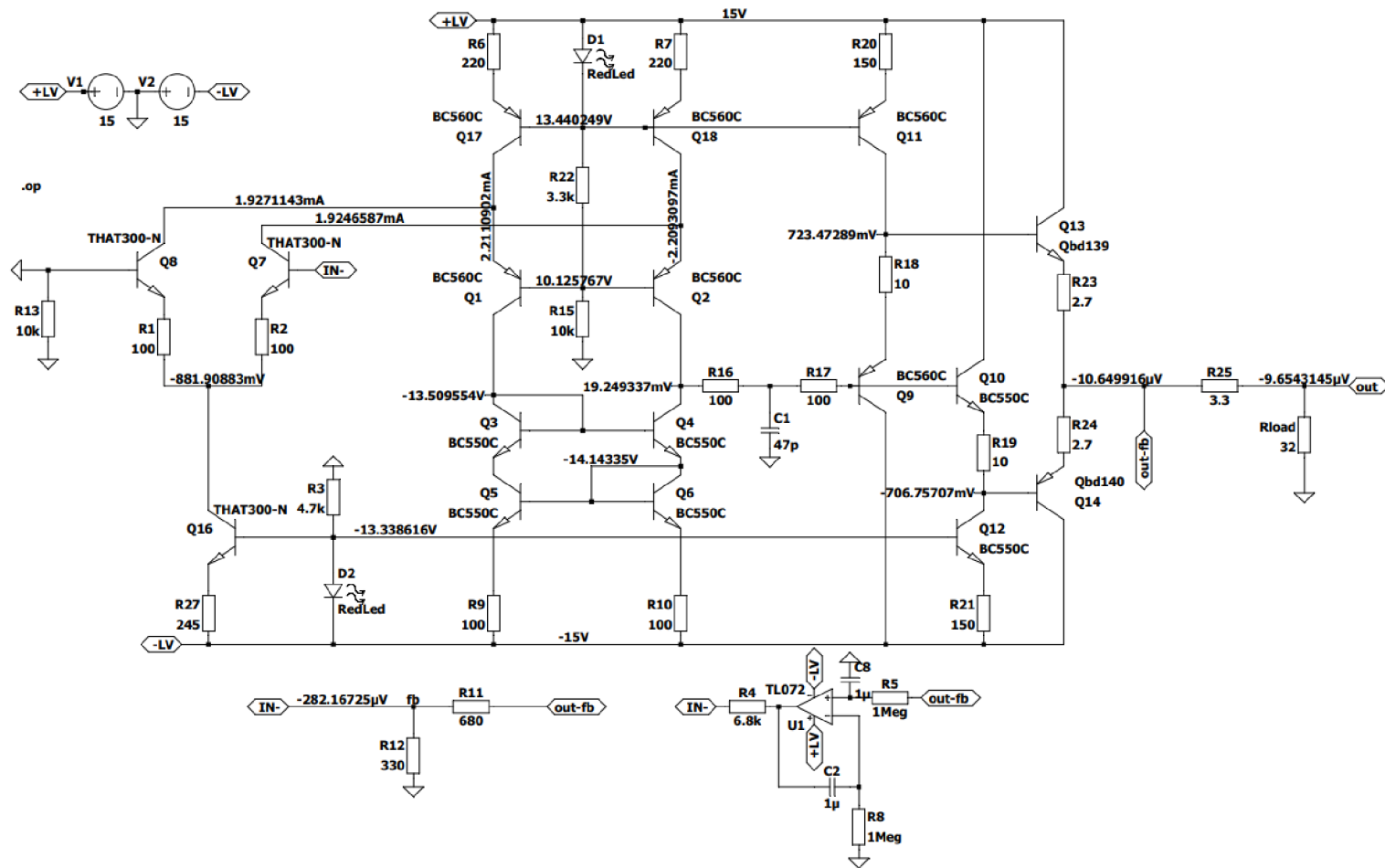
Title Mikrokontrolér		
Size: A4	Number:*	Revision: I
Date: 30.05.2020	Time: 0:31:49	Sheet* of *
File: D:\Dokumenty\altium\Projekty\ATMEGA\ATMEGA.SchDoc		



D. PŘÍLOHY – SIMULACE



Obrázek D-1 Pracovní bod pro simulace z kapitoly 2.2.9



Obrázek D-2 Pracovní bod pro simulace z kapitoly 2.3.7