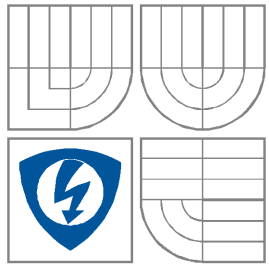




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

AUDIOZESILOVAČ S DIGITÁLNÍM VSTUPEM A VÝKONOVÝM A SLUCHÁTKOVÝM VÝSTUPEM

AUDIO AMPLIFIER WITH DIGITAL INPUT AND POWER AND HEADPHONE OUTPUT STAGE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Milan Abrman

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá kompletním návrhem a realizací zesilovače pro kvalitní domácí poslech schopného zpracovat jak klasický analogový vstupní signál, tak digitální vstupní signál vysokého vzorkovacího kmitočtu a velké bitové hloubky. Součástí práce je kompletní návrh všech funkčních bloků zesilovače, kterými jsou: Vstupní signálová část, S/PDIF přijímač, D/A převodník, vysoce výkonný zesilovač pracující ve třídě D a precizní sluchátkový zesilovač pro dynamický poslech. Tato práce se zabývá také návrhem všech řídicích obvodů zesilovače složených z rotačního enkodéru s tlačítkovou volbou, mikroprocesorové jednotky, digitálního potenciometru a znakového displeje.

KLÍČOVÁ SLOVA

S/PDIF přijímač, D/A převodník, OZ, dynamika, zesilovač, třída D, výkon, mikrokontrolér

ABSTRACT

The aim of this thesis is design and construction of amplifier for high quality home listening experience. Device is able to process both analogue signal and high sampling frequency digital input with high audio bit depth. Scope of the thesis covers the design of all the functional units: input signal circuit, S/PDIF receiver, D/A converter, high performance class D amplifier and precise headphone amplifier for dynamic sound presentation. Thesis also cover design of all control circuits containing rotary encoder with button input, microcontroller unit, digital potentiometer and segment display.

KEYWORDS

S/PDIF receiver, D/A converter, operational amplifier, dynamics, amplifier, class D, power, microcontroller

ABRMAN, M. *Audio zesilovač s digitálním vstupem a výkonovým a sluchátkovým výstupem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 72 s., 36 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Audio zesilovač s digitálním vstupem a výkonovým a sluchátkovým výstupem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

1 AUDIO ZESILOVAČE.....	2
1.1 Třídy zesilovačů	2
1.1.1 Třída A	2
1.1.2 Třída B.....	3
1.1.3 Třída AB.....	3
1.1.4 Třída C.....	3
1.1.5 Třída D.....	3
1.1.6 Třída G.....	4
1.1.7 Třída H.....	4
1.1.8 Třída S.....	5
1.1.9 Třída T.....	5
2 NÁVRH AUDIO ZESILOVAČE.....	6
2.1 Kompletní blokové schéma navrhovaného zesilovače.....	6
2.2 Seznam použitých IO v jednotlivých blocích.....	7
2.3 Popis použitých integrovaných obvodů	8
3 OBVODY PRO D/A PŘEVOD.....	10
3.1 Vstupní digitální část.....	10
3.2 Rozhraní S/PDIF a přijímač S/PDIF.....	12
3.3 D/A převodník.....	16
3.3.1 Požadavky na zvolený D/A převodník.....	16
3.3.2 Návrh D/A převodníku AD1853.....	17
3.3.3 Konektivita s dekodérem S/PDIF.....	20
3.4 Kompletní zapojení D/A převodníku.....	20
4 DIFERENČNÍ ZESILOVAČ A REKONSTRUKČNÍ FILTR.....	22
4.1.1 Návrh bloku diferenčních zesilovačů s LME49720.....	23
4.1.2 Návrh bloku rekonstrukčního filtru s LME49720.....	24
5 ŘÍDÍCÍ OBVODY ZESILOVAČE.....	28
5.1 RESET mikrokontroléru PIC16F876A.....	29
5.2 Nastavení externího hodinového signálu	30
5.3 Využití vstupně/ výstupních portů PIC16F876A.....	30

5.3.1	Využití portu RB mikrokontroléru.....	31
5.3.2	Využití portu RA mikrokontroléru.....	31
5.3.3	Využití portu RC mikrokontroléru.....	32
5.4	Digitální pot. AD5262 a multiplexor 74HCT4052.....	33
6	SLUCHÁTKOVÝ ZESILOVAČ.....	36
6.1	Návrh sluchátkového zesilovače.....	36
6.1.1	Činnost duálních operačních zesilovačů LME49720.....	38
6.1.2	Činnost proudových bufferů LME49600.....	38
7	VÝKONOVÝ ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D.....	39
7.1	Teorie a činnost třídy D.....	39
7.1.1	PWM	40
7.1.2	Výhody a použití třídy D.....	41
7.2	Návrh a realizace koncového stupně ve třídě D.....	41
7.2.1	Budící obvod IRS2092.....	42
7.2.2	„Bootstrap“ obvody.....	45
7.2.3	Koncové MOSFET tranzistory IPP50CN10N.....	45
7.2.4	Výstupní filtr.....	46
7.2.5	Chlazení koncových MOSFET tranzistorů IPP50CN10N.....	49
7.2.6	Kritické části návrhu koncového výkonového stupně ve třídě D.....	50
8	NAPÁJENÍ.....	52
8.1	Napájení výkonové části.....	52
8.2	Napájení bootstrap obvodů	53
8.3	Napájení nízkovýkonových částí zesilovače.....	55
8.3.1	Blok stabilizátorů napětí.....	56
9	MĚŘENÍ.....	59
9.1	Měření výkonového zesilovače ve třídě D.....	59
9.1.1	Měření frekvenční charakteristiky zesilovače ve třídě D.....	59
9.1.2	Měření maximálního výstupního výkonu zesilovače.....	62
9.1.3	Měření rychlosti přeběhu zesilovače pracujícího ve třídě D.....	63
9.1.4	Účinnost použitého zesilovače pracujícího ve třídě D.....	63
9.1.5	Harmonické zkreslení (THD+N) a poměr signál/ šum (SNR).....	65
9.2	Měření sluchátkového zesilovače.....	65
9.2.1	Měření frekvenční charakteristiky sluchátkového zesilovače.....	65

9.2.2 Měření maximálního výstupního sluchátkového zesilovače.....	68
9.2.3 Měření rychlosti přeběhu sluchátkového zesilovače.....	68
9.2.4 Harmonické zkreslení (THD+N) a poměr signál/ šum (SNR).....	69
9.3 Příkon a účinnost celého zařízení.....	69
9.4 Použité měřicí přístroje.....	70
9.5 Závěr měření.....	71
10 ZÁVĚR.....	72
Literatura.....	73
Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	75
Seznam příloh.....	77

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1.1: Kompletní blokové schéma zesilovače.....	6
Obr. 3.1.1: Vstupní digitální část.....	11
Obr. 3.2.1: Zapojení bloku dekodéru S/PDIF CS8416.....	13
Obr. 3.3.1: Schéma zapojení A/D převodníku AD1853.....	18
Obr. 3.4.1: Kompletní schéma zapojení D/A převodníku	21
Obr. 4.1: Schéma zapojení diferenčních zesilovačů a aktivního rekonstrukčního filtru.....	23
Obr. 4.2: Amplitudová frekvenční charakteristika ideálního filtru typu DP (převzato a upraveno [13]).....	25
Obr. 4.3: Impulzní charakteristika ideální rekonstrukčního filtru typu DP (převzato a upraveno [13]).....	25
Obr. 5.1: Schéma zapojení mikrokontroléru PIC16F876A.....	28
Obr. 5.4.1: Schéma zapojení dig. potenciometru AD5262 a multiplexoru 74HCT4052.....	34
Obr. 6.1.1: Schéma zapojení sluchátkového zesilovače.....	37
Obr. 7.1.1: Vznik PWM signálu komparací vstupního NF signálu s pilovitým průběhem, (převzato z [14]).....	40
Obr. 7.2.1: Schéma zapojení jednoho kanálu koncového zesilovače.....	51
Obr. 8.1.1: Schéma zapojení napáječe výkonové části	53
Obr. 8.2.1: Napájení pro bootstrap	54
Obr. 8.3.1: Schéma zapojení 16VA transformátoru.....	55
Obr. 8.3.2: Schéma zapojení bloku stabilizátorů napětí.....	57
Obr. 9.1: Frekvenční charakteristika koncového zesilovače pracujícího ve třídě D.....	61
Obr. 9.2.1: Frekvenční charakteristika sluchátkového zesilovače.....	67
Obr. A.1.1: Schéma zapojení D/A převodníku.....	79
Obr. A.2.1: DPS D/A převodníku, strana bottom, 100 x 80 [mm], M1:1.....	80
Obr. A.3.1: Osazovací plán D/A převodníku, strana bottom, 100 x 80 [mm], M1:1.....	80
Obr. A.4.1: Osazovací plán D/A převodníku, strana top, 100 x 80 [mm], M1:1.....	81
Obr. B.1.1: Schéma zapojení diferenčního zesilovače a aktivního rekonstrukčního filtru.....	83
Obr. B.2.1: DPS diferenčního zesilovače a aktivního rekonstrukčního filtru.....	84
Obr. B.3.1: Osaz. plán diferen. zesil. a aktivního rekon. filtru, strana bottom, 90 x 80 [mm], M1:1.....	84
Obr. B.4.1: Osaz. plán diferen. zesil. a aktivního rekon. filtru, strana top, 90 x 80 [mm], M1:1.....	85
Obr. C.1.1: Schéma zapojení mikrokontroléru PIC16F876A.....	87
Obr. C.2.1: DPS mikrokontroléru PIC16F876A, strana bottom, 64 x 58 [mm], M1:1.....	88
Obr. C.3.1: Osazovací plán mikrokontroléru PIC16F876A, strana bottom, 64 x 58 [mm], M1:1.....	88

Obr. C.4.1: Osazovací plán mikrokontroléru PIC16F876A, strana top, 64 x 58 [mm], M1:1.....	89
Obr. D.1.1: Schéma zapojení digitální pot. AD5262 a multiplexoru 74HCT4052.....	91
Obr. D.2.1: DPS potenciometru a multiplexoru, strana bottom, 60 x 64 [mm], M1:1.....	92
Obr. D.3.1: Osazovací plán potenciometru a multiplexoru, strana bottom, 60 x 64 [mm], M1:1.....	92
Obr. D.4.1: Osazovací plán potenciometru a multiplexoru, strana top, 60 x 64 [mm], M1:1.....	93
Obr. E.1.1: Schéma zapojení sluchátkového zesilovače.....	95
Obr. E.2.1: DPS sluchátkového zesilovače, strana bottom, 68 x 59 [mm], M1:1.....	96
Obr. E.3.1: Osazovací plán sluchátkového zesilovače, strana bottom, 68 x 59 [mm], M1:1.....	96
Obr. E.4.1: Osazovací plán sluchátkového zesilovače, strana top, 68 x 59 [mm], M1:1.....	97
Obr. F.1.1: Schéma zapojení jednoho kanálu výkonového zesilovače.....	99
Obr. F.2.1: DPS výkonového zesilovače, strana bottom, 95 x 73 [mm], M1:1.....	100
Obr. F.3.1: Osazovací plán výkonového zesilovače, strana bottom, 95 x 73 [mm], M1:1.....	100
Obr. F.4.1: Osazovací plán výkonového zesilovače, strana top, 95 x 73 [mm], M1:1.....	101
Obr. G.1.1: Schéma napáječe výkonové části.....	103
Obr. G.2.1: Schéma zapojení napáječe bootstrap obvodů.....	103
Obr. G.3.1: DPS napáječe výkonové části, strana bottom, 90 x 72 [mm], M1:1.....	104
Obr. G.4.1: DPS napájení bootstrap obvodů, strana bottom, 53 x 41 [mm], M1:1.....	104
Obr. G.5.1: Osazovací plán napáječe výkonové části, strana top, 90 x 72 [mm], M1:1.....	105
Obr. G.6.1: Osazovací plán napájecích obvodů pro bootstrap, strana top, 90 x 72 [mm], M1:1.....	105
Obr. H.1.1: Schéma zapojení napáječe nízkovýkonové části.....	107
Obr. H.2.1: DPS napáječe nízkovýkonové části, strana bottom, 100 x 80 [mm], M1:1.....	107
Obr. H.3.1: Osazovací plán napáječe nízkovýkonové části, strana top, 100 x 80 [mm], M1:1.....	108
Obr. H.5.1: Schema zapojení bloku stabilizátorů.....	109
Obr. H.6.1: DPS bloku stabilizátorů, strana bottom, 100 x 76 [mm], M1:1.....	110
Obr. H.7.1: Osazovací plán bloku stabilizátorů, strana top, 100 x 76 [mm], M1:1.....	110
Obr. I.1.1: Přední panel zařízení	112
Obr. I.2.1: Zadní panel zařízení včetně jeho vnitřní části.....	113
Obr. I.3.1: Vnitřní část zařízení.....	114

SEZNAM TABULEK

Tab. 3.2.1: Přehled možného HW nastavení obvodu CS8416, (převzato [3]).....	14
Tab. 3.2.2: Výběr aktivního vstupního signálu CS8416.....	15
Tab. 3.2.3: Výběr výstupního datového formátu CS8416, (převzato [3]).....	15
Tab. 3.3.1 Základní požadavky na AD1853	17
Tab. 3.3.2: Nastavení převzorkování AD1853, (převzato z [4]).....	18
Tab. 4.1: Parametry operačního zesilovače LME49720.....	22
Tab. 5.2.1: Volba keramických kondenzátorů pro typ XT oscilátoru.....	30
Tab. 6.1.1: Přehled základních požadavků na sluchátkový zesilovač.....	37
Tab. 7.2.1: Požadavky na výkonový zesilovač pracující ve třídě D.....	43
Tab. 9.1: Změřené hodnoty pro frekvenční charakteristiky výkonového stupně.....	60
Tab. 9.2.1: Změřené hodnoty pro frekvenční charakteristiky sluchátkového zesilovače.....	66
Tab. 9.4.1: Seznam použitých měřících přístrojů.....	70
Tab. A.5.1: Seznam použitých součástek ve vstupní signálové části.....	81
Tab. B.5.1: Seznam použitých součástek v diferen zesil. a aktivním rekon. filtru.....	85
Tab. C.5.1: Seznam součástek pro mikrokontrolér PIC16F876A.....	89
Tab. D.5.1: Seznam součástek pro digitální potenciometr a multiplexor.....	93
Tab. E.5.1: Seznam součástek v digitálním potenciometru s AD5222.....	97
Tab. F.5.1: Seznam součástek v jedné výkonové větvi zesilovače ve třídě D.....	101
Tab. G.7.1: Seznam součástek pro napájecí obvody výkonové části.....	106
Tab. G.8.1: Seznam použitých součástek pro napájení bootstrap obvodů.....	106
Tab. H.4.1: Seznam použitých součástek pro napáječ nízkovýkonové části.....	108
Tab. H.8.1: Seznam použitých součástek v bloku stabilizátorů.....	111

ÚVOD

Cílem této práce je návrh a konstrukce nízkofrekvenčního výkonového audio zesilovače pracujícího ve třídě D spolu s vysoce jakostním sluchátkovým zesilovačem. Oba dva tyto zesilovače jsou součástí jednoho funkčního zařízení, jehož předností je schopnost zpracovávat vstupní signály analogové i digitální (optický, koaxiální), dále vlastní interní D/A převodník studiové kvality s vysokým vzorkovacím kmitočtem až 192 kHz a bitovým rozlišením 24bitů. V neposlední řadě je to také MCU, které se stará za pomoci otočného enkodéru (s tlačítkovou volbou) a digitálního potenciometru o řízení hlasitosti zesilovače, o výběr vstupního signálu (analog, optický, koaxiální) a také komunikaci s displejem. Na displeji je zobrazován aktivní vstupní signál a také námi nastavená úroveň hlasitosti.

Celá práce je rozdělena do tří hlavních částí. První částí je teoretický úvod a seznámení se s problematikou týkající se návrhu veškerých částí zesilovače. Druhou částí je pak již samotná konstrukce. Poslední částí je celkové proměření parametrů zesilovače a srovnání naměřených údajů s údaji teoretickými.

Hlavním požadavkem při návrhu a další realizaci je minimální harmonické zkreslení a silná dynamika zvuku. Na tento požadavek je přihlédnuto již výběrem součástkové základny. V zesilovači výkonovém i sluchátkovém jsou použity velmi kvalitní IO, které by neměly vnášet téměř žádné harmonické zkreslení či šum. Samozřejmě při návrhu a konečné realizaci je potřeba se zaměřit na případné další rušivé složky, které by mohly nežádoucím způsobem ovlivnit celý zesilovač.

Výkonová větev zesilovače bude pracovat ve třídě D s poměrně velkým výstupním výkonem 2x100 W do impedance reprosoustavy 6 Ω . To sebou nese poměrně značné výkonové nároky na napájecí zdroj. Naopak ovšem velkou výhodou spínaného režimu (třída D) jsou poměrně malé nároky na chlazení koncových tranzistorů. Jinými slovy ve spínaném režimu je ztrátový výkon na koncových tranzistorech poměrně malý i při vysokém výstupním výkonu těchto tranzistorů. Díky tomu mohou být zvoleny i při takovém výstupním výkonu poměrně kompaktní rozměry chladičů , což se projeví pozitivně na celkové velikosti zařízení.

Sluchátková větev zesilovače bude postavena na velmi precizních IO spolu s výkonovým bufferem. Zejména u sluchátkového zesilovače jsou kladeny největší nároky na věrnost, dynamiku a minimální harmonické zkreslení. Sluchátkový odposlech bude schopen vybudit i ty nejnáročnější sluchátka do vysokých impedancí až 600 Ω (např. AKG K701 aj.) , při zachování studiové kvality poslechu. Výkonový buffer bude použit s ohledem na dostatek výkonu i pro silně dynamický poslech.

Srdcem zesilovače bude MCU spolu s otočným enkodérem, digitálním potenciometrem, multiplexorem a v neposlední řadě LCD displejem. Za pomoci těchto obvodů bude zesilovači nastavována úroveň hlasitosti a také výběru příslušného vstupního signálu (koaxiální, optický, analogový). Všechny tyto údaje budou poté zobrazeny na LCD displeji. Funkčnost celého tohoto bloku bude zajištěna naprogramováním MCU v jazyce C.

1 AUDIO ZESILOVAČE

Zesilovače se obecně dělí podle nejrůznějších kritérií, kterými může být například frekvenční rozsah, poloha klidového pracovního bodu (třídy A, B, AB, C atd.) nebo také podle způsobu zapojení tranzistorů (SC, SE, SB). Dělení dále pokračuje podle konstrukce a použitých aktivních součástek (elektronkový, tranzistorový, zesilovače s IO aj.). V neposlední řadě se zesilovače dělí také podle aplikační oblasti, ve které má být příslušný zesilovač použit.

Audio zesilovače jsou jakousi specifickou aplikační skupinou obecného zesilovače sloužícího ke zpracovávání audiosignálů (vstupních signálů v rozsazích jednotek Hz až do maximálně 20 kHz či 25 kHz). Toto frekvenční pásmo, které musí zesilovač zpracovat, odpovídá frekvenčnímu rozsahu, jež je schopno zaznamenat lidské sluchové ústrojí. V rámci této práce jsou podstatné však dvě konstrukce audio zesilovačů. Tedy dvě konstrukce zesilovačů s využitím v audiotechnice. Ovšem tyto dva zesilovače se od sebe podstatně liší. A to jak samotnou konstrukcí, výkonem, tak technologií jakou zesilovače pracují. První konstrukcí je zesilovač výkonový pracující v nespojitém, nebo-li v impulzním režimu. Jedná se o tzv. třídu D. Zesilovače této třídy se někdy nazývají tzv. digitálními zesilovači, což je ovšem poněkud matoucí označení. Druhou konstrukcí je pak vysoce jakostní sluchátkový zesilovač, postaven na precizních IO pracující v klasickém spojitém režimu.

Obecně audio zesilovače slouží ke zprostředkování zvukového zážitku posluchači. Nacházejí se v celé řadě aplikací. Od přenosných zařízení jako jsou přenosné hudební přehrávače, kdy je zapotřebí velmi malého výstupního výkonu desítky mW, až po vysokovýkonné, jakými jsou celé zesilovací boxy pro ozvučení kin, koncertů či jiných podobných akcí. Kdy je potřeba výkonu až do desítek kW.

1.1 Třídy zesilovačů

Řazení zesilovačů podle třídy závisí na poloze klidového pracovního bodu zesilovače, respektive na poloze klidového pracovního bodu koncových tranzistorů. Každá třída takového zesilovače charakterizuje pracovní vlastnosti nebo také principy, na kterých poté příslušný zesilovač funguje. Tříd zesilovačů je celá řada. V průběhu let a vývoje aktivních prvků postupně vznikaly další nové třídy těchto zesilovačů[1].

1.1.1 Třída A

U zesilovačů této třídy pracují výstupní tranzistory v tzv. jednočinném zapojení (jeden tranzistor zpracovává obě polarity signálu) a v lineární části výstupní charakteristiky mají tyto tranzistory nastavený takový klidový proud, který je drží neustále v otevřeném (vodivém) stavu. To sebou však nese určité výhody, ale také určitá úskalí této třídy. Jasnou výhodou vycházející z polohy klidového pracovního bodu, vzhledem k charakteristikám takového zesilovače, je velmi malé zkreslení. Nevýhodami jsou pak velké energetické nároky na napájení, velmi malá účinnost a z toho plynoucí velké nároky na chlazení. To vše opět vychází z polohy klidového pracovního bodu.

S ohledem na tyto vlastnosti se třída A používá poměrně málo. Největší zastoupení má u předzesilovačů, u kterých se pracuje s relativně malými výkony a zároveň je potřeba co nejmenšího zkreslení.

1.1.2 Třída B

V podstatě se jedná, do jisté míry, o upravenou třídu A. Rozdíl je v poloze klidového pracovního bodu. Výstupní tranzistory nejsou buzeny žádným klidovým proudem. Jsou tedy zcela uzavřeny. Oproti třídě A pracují však ještě navíc výstupní tranzistory v tzv. dvojčinném zapojení. Pro zpracování signálu jsou použity dvě větve (dva tranzistory). Každý z těchto tranzistorů je buzen jednou polaritou signálu. Tedy jedna větev zpracovává kladnou půlvlnu signálu a druhá zápornou. Větve se v činnosti střídají a doplňují se. Toto dvojčinné zapojení s sebou nese určité výhody i nevýhody. Výhodou je jednoznačná úspora energie a tedy podstatně menší energetické nároky na napájení a z toho plynoucí podstatně větší účinnost (i tak však menší než 50 %), jak je patrné z polohy klidového pracovního bodu. Bez přítomnosti vstupního signálu neodebírají téměř žádnou energii ze zdroje. Nevýhodou této třídy je pak zkreslení vycházející z dvojčinného zapojení. Přechod mezi vodivým a nevodivým stavem u použitých součástek je pozvolný. Klidový proud v reálném zesilovači nemůže být nulový, proto při zpracování velmi slabých signálů budou v obou půlvlnách pracovat oba tranzistory, což se projeví zejména u signálů malých amplitud vznikem tzv. přechodového zkreslení. Právě proto tato třída nemá větší uplatnění v audiotechnice [1].

1.1.3 Třída AB

Tato třída je jakýmsi kompromisem mezi třídami A a B. Jinými slovy si z obou dvou těchto předešlých tříd přejímá jejich výhody. Konstrukčně však vychází z třídy B. Ve srovnání s A třídou mají daleko větší účinnost, ve srovnání s třídou B mají naopak daleko menší zkreslení. To vše způsobí jednoduchý posun pracovního bodu obou tranzistorů zavedením malého klidového proudu. Tímto malým klidovým proudem dojde k podstatnému zmenšení přechodového zkreslení, vlivem posunu klidového pracovního bodu z oblasti nelinearity, jako tomu bylo u třídy B. U signálů malých amplitud jsou aktivní oba tranzistory (třída A). Naopak u signálů velkých amplitud je jeden z těchto dvou koncových tranzistorů po určitou část periody uzavřen. Což je princip činnosti známý z třídy B. Výhodou je menší energetická náročnost jako u třídy A a menší zkreslení jako u třídy B. Proto jsou tyto zesilovače součástí většiny tzv. lineárních zesilovačů [1].

1.1.4 Třída C

Tato třída nemá uplatnění v nízkofrekvenční audiotechnice. Je však hojně využívána ve vysokofrekvenční technice pro FM a AM vysílače.

1.1.5 Třída D

Třída D je třídou značně se lišící od předchozích. Jedná se o tzv. digitální zesilovače. Označení digitální zesilovače vzešlo z principu činnosti této třídy. Zesilovače této třídy jsou nelineární. Již nevyužívají spojitý režim tranzistorů. Naopak využívají tranzistory jako spínače. Činnost této třídy se dá přirovnat činnosti spínaného zdroje.

Pracují na kmitočtu mnohonásobně větším, než-li je kmitočet zpracovávaného audio signálu. Pro svou činnost používají pulzně šířkovou modulaci (PWM), kdy zesilovač pouští na výstup rychlé změny obdélníkového signálu ve dvou stavech (maximální a nulové). Reproduktor není schopen na takto rychlé změny reagovat a reaguje pouze na poměr časových intervalů maximálního a nulového napětí. Na ochranu reproduktoru se však používá na výstupu ještě dolní propust, která tyto vysokofrekvenční složky odfiltruje. Účinnost vlivem spínaného režimu tranzistoru, kdy výstupní tranzistory jsou buďto plně otevřeny nebo úplně zavřeny, vzrostla až na 80%. Tímto principem činnosti, kdy jsou tranzistory plně vodivé nebo zcela uzavřené, se zcela eliminuje situace částečně vodivého tranzistoru. Na takovémto částečně otevřeném tranzistoru by poté vlivem velkého výstupního proudu vnikla značná výkonová ztráta, která by se musela uchládit podstatně větším chladičem, než-li potřebuje zesilovač ve třídě D. Ve srovnání s třídou B, kde je technicky nemožné získat účinnost větší než 50 % a třídou A, u níž je účinnost ještě znatelně horší a to 20-30 %. Tato třída vnesla podstatné inovace oproti doposud známým třídám. Zesilovače nepotřebují tak velké chladiče při zachování vysokého výstupního výkonu. Obecně třída D zažívá velký rozvoj v audiotechnice a stala se podkladem pro vznik dalších specifických tříd. Jako jsou třídy S a T [1].

1.1.6 Třída G

Třída G se konstrukčně vrací ke třídě AB. V podstatě z této třídy vychází, neboť využívá koncový stupeň koncipovaný ve třídě AB. Ovšem na rozdíl od třídy AB, využívá třída G jiný princip napájení. Úroveň napětí není konstantní, ale podle potřeby (podle aktuálního výstupního výkonu) se napětí zvyšuje nebo snižuje. Nastane-li situace, kdy je potřeba značného výstupního výkonu (překročí-li výstupní výkon jistou nastavenou hladinu), připojí se vyšší napájecí napětí. Při nižších výkonových nárocích, dojde opět ke snížení napětíové úrovně. Napájení bývá zpravidla dvou nebo i víceúrovňové. Tato skoková změna napájecího napětí reagující na aktuální výkon zesilovače má za následek nárůst účinnosti ve srovnání s třídou AB. Dochází totiž k podstatné úspoře elektrické energie. Maximálního napájecího napětí využije struktura tohoto zesilovače pouze v době potřeby nejvyššího výstupního výkonu. Zatímco u třídy AB, pracuje zesilovač neustále s maximálním napájecím napětím. Nevýhodou je však potřeba více napájecích zdrojů (podle počtu napájecích úrovní). Daleko komplexněji to má vyřešena třída H [1].

1.1.7 Třída H

Komplexněji vyřešeným napájením třídy G vznikla třída H. Veškerá práce třídy H je totožná s třídou G. Ovšem napětíové úrovně, kterými jsou napájeny koncové tranzistory, zde nejsou připojovány skokově (2 a více úrovní), ale přesně sledují aktuální výkonové poměry na výstupních tranzistorech a jsou tak plynule měněny. Je tak zaručeno, že výstupní tranzistory budou mít v daný moment vždy správnou velikost napájecího napětí a nebude tak docházet ke zbytečným ztrátám elektrické energie a nebo naopak k nedostatku energie. Tímto přesným řízením napájecího napětí dochází ke zvětšení účinnosti ve srovnání s třídou G. Nevýhodou je však poměrně dosti složité zapojení [1].

1.1.8 Třída S

Třída S je modernější modifikací třídy D. Princip práce je velmi podobný jako u třídy D. Jsou také považovány za tzv. digitální zesilovače. Vylepšení nastalo v jejich konstrukci. A tak již tyto zesilovače, oproti zesilovačům v D třídě, nepotřebují výstupní LC filtr (typ dolní propust) pro odstranění vysokofrekvenční spínací frekvence [1].

1.1.9 Třída T

Označení a používání této třídy bylo zavedeno firmou Tripath. Dosaženými parametry a vlastnostmi této třídy se jedná o skutečný průlom v nelineárním (digitálním) zpracováním signálu. Opět i tyto zesilovače jsou konstrukčně, zejména pak svou funkcí, podobným těm ve třídě D. Podstatného vylepšení se však dočkal algoritmus řízení.

Firma Tripath, která vyvinula třídu T, také k této třídě vytvořila její specifický a propracovaný algoritmus řízení. Jedná se o speciální algoritmus, který je odvozen od algoritmů využívajících se v signálových procesorech a telekomunikaci. Jde o modulaci zpracovávaného nízkofrekvenčního vstupního signálu se signálem s vysokým vzorkovacím kmitočtem. Přičemž tato technologie kombinuje zpracování analogového i digitálního signálu.

Výsledkem této přepracované technologie řízení je nárůst účinnosti až k hranici 90%. Z takto velké účinnosti jasně vyplývají poměrně nízké nároky na chlazení a celkovou velikost použitého chladiče. Zároveň zesilovače této třídy dosahují špičkových hudebních vlastností jako je minimální zkreslení a vysoké výstupní výkony atd.

Určitým úskalím při návrhu takových zesilovačů může být nevhodně navržená deska s plošnými spoji, nevhodné rozmístění jednotlivých součástek, či odchylky parametrů použitých součástek. Tyto aspekty mají fatální následky na výslednou kvalitu zesilovače a mohou ji velmi snadno degradovat[1].

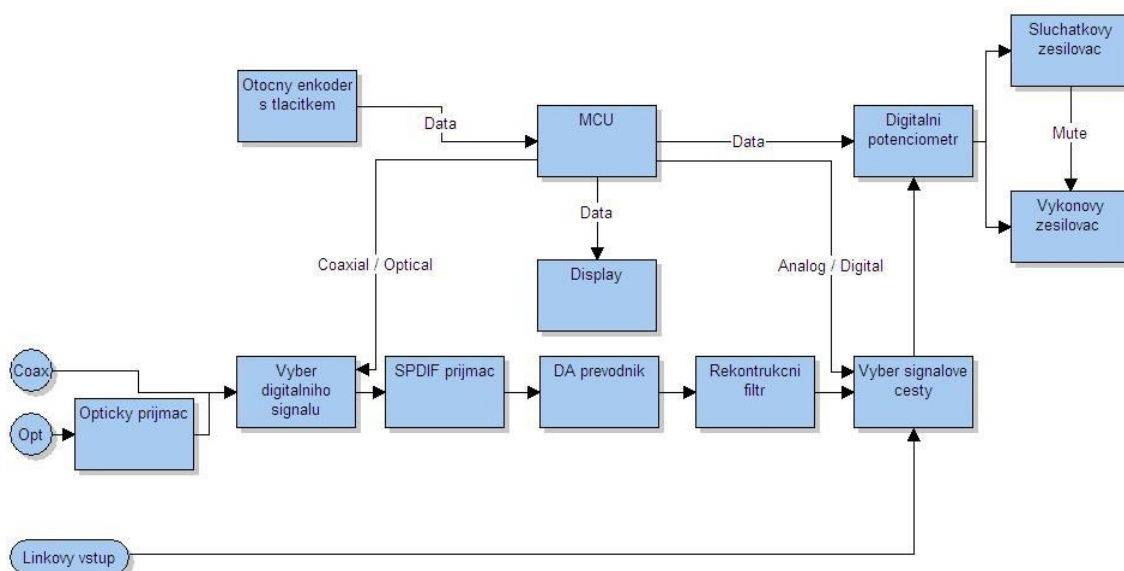
2 NÁVRH AUDIO ZESILOVAČE

V této kapitole bude uvedeno a podrobně rozebráno kompletní blokové schéma navrhovaného zesilovače, viz Obr. 2.1.1. Popsány nejdůležitější bloky, respektive nejdůležitější integrované obvody v těchto blocích a zdůvodnění právě jejich použití. Veškerý návrh a zejména výběr součástkové základny celého navrhovaného zesilovače, je postaven na myšlence, dosažení co možná nejlepších parametrů a dosažení tak co možná nejlepšího a nejvěrnějšího poslechu hudby té nejvyšší kvality.

V následujících kapitolách a podkapitolách budou detailně rozebrány dílčí bloky. Kdy vždy ke každému bloku v blokovém schématu bude uvedeno jeho schéma zapojení, ze kterého návrh vycházel a také jeho deska plošných spojů.

Návrh veškerých částí zesilovače a to jak schémat, tak desek plošných spojů (DPS), byl proveden za pomoci PC programu Eagle. Veškeré DPS uvnitř celého zařízení byly navrženy a realizovány jako jednostranné DPS. Důvod použití jednostranných DPS je důkazem, že i takto relativně složité a rozsáhlé zařízení lze vyrobit v čistě domácích a amatérských podmínkách. Jasnou a asi nejdůležitější výhodou použití jednostranných DPS ve srovnání s těmi oboustrannými je cena. Nevýhodou je značná komplikovanost návrhu jednostranné DPS a značná prostorová rozsáhlost, neboť oboustranná DPS stejného navrhovaného bloku může být co do velikosti v podstatě poloviční.

2.1 Kompletní blokové schéma navrhovaného zesilovače



Obr. 2.1.1: Kompletní blokové schéma zesilovače

Obecné schéma zesilovacího boxu je tvořeno z několika dílčích funkčních bloků, které

budou v následujících podkapitolách rozebrány a popsány. Ke každému bloku bude uvedeno schéma zapojení, typ použitého integrovaného obvodu s jeho požadovanými parametry a také DPS. Rozdělení blokového schématu do těchto příslušných funkčních bloků představuje rozdělení a uspořádání DPS při samotné výrobě zesilovače. Zesilovač bude tedy rozdělen do soustavy menších desek, které na sebe logicky navazují podobně jako v blokovém schématu, což bude mít za následek snadnější návrh a výrobu, v neposlední řadě pak snadnější odlaďování celého systému spolu s případným dohledáváním chyb.

Blokové schéma viz Obr. 2.1.1 se tedy dělí na následující funkční části:

- Vstupní signálová část
 - Zpracovávající optický (digitální) signál
 - Zpracovávající koaxiální (digitální) signál
 - Zpracovávající klasický linkový (analogový) signál
- Přijímač S/PDIF
 - Výběr příslušné signálové cesty
- D/A převodník
 - Rekonstrukční filtr
- Řídící obvody
 - MCU
 - LCD displej
 - Otočný enkodér s tlačítkovou volbou
 - Digitální potenciometr
- Výkonový zesilovač pracující ve třídě D
- Vysoce jakostní koncový sluchátkový zesilovač
- Napájecí obvody

2.2 Seznam použitých IO v jednotlivých blocích

Základem toho, aby byly splněny požadavky návrhu, zejména aby poté zesilovač pracoval korektně a přesně tak, jak je teoreticky předpokládáno a požadováno, je nutná správná volba klíčových integrovaných obvodů do příslušných částí zesilovače. Ve výpise integrovaných obvodů je uveden vždy typ tohoto obvodu spolu s typem jeho pouzdra. V závorce je pak vždy uveden výrobce příslušného integrovaného obvodu.

Použité IO v jednotlivých částech blokového schématu zesilovače viz Obr. 2.1.1:

- Optický přijímač
 - GP1FAV31RK0F (Sharp)
- S/PDIF přijímač

- CS8416 (Cirrus Logic) SOIC 28
- D/A převodník
 - AD1853 (Analog Devices) TSSOP 28
- Diferenční zesilovač a rekonstrukční filtr s precizními OZ
 - LME49720 (Texas Instruments) SOIC 8
- Digitální potenciometr
 - AD5262 (Analog Devices) TSSOP 16
- MCU
 - PIC16F876A (Microchip) SOIC 28
- Sluchátkový zesilovač
 - OZ pro zesilovač LME49720 (Texas Instruments) SOIC 8
 - OZ pro výkonový buffer LME49600 (Texas Instruments) TO-263
- Výkonový zesilovač třída D
 - Budící obvody IRS2092 (International Rectifier) SOIC 16
 - Koncové MOSFET tranzistory IPP50CN10N (Infineon) TO-220
- Výběr signálů
 - Multiplexor 74HCT4052 (Texas Instruments)

2.3 Popis použitých integrovaných obvodů

Jako optický přijímač byl zvolen přijímač GP1FAV31RK0F od výrobce Sharp. Jedná o optický přijímač dosahující vysoké rychlosti 15,5 Mb/s , která je pro potřeby audio techniky naprosto dostačující [2].

Pro přijímač S/PDIF byl jako nejvhodnější integrovaný obvod zvolen CS8416 od výrobce Cirrus Logic. Jedná o přijímač pracující do vzorkovacího kmitočtu 192kHz a s bitovou hloubkou slova 24bitů. Může pracovat ve dvou režimech. Prvním je tzv. softwarový režim, kdy je zapotřebí další řídicí mikrokontrolér a druhým je tzv. hardwarový režim, kdy odpadá nutnost použití mikrokontroléru. Pro navrhovaný zesilovač byl zvolen režim hardwarový, který svou činností a funkčností bude plně dostačovat [3].

Jako D/A převodník byl vybrán špičkový sigma-delta převodník AD1853 od firmy Analog Devices. Stejně jako dekodér S/PDIF signálu, dokáže i tento převodník pracovat v hardwarovém režimu. Převodník je schopen zpracovat vzorkovací kmitočty od 32 kHz až do 192kHz s bitovou hloubkou 16/ 18/ 20/ 24bitů. Odstup signál/šum (SNR) dosahuje hodnoty až 120 dB [4].

Jako operační zesilovače v diferenčním zesilovači a aktivním filtru následujícím za D/A převodníkem byly zvoleny precizní operační zesilovače LME49720 od firmy Texas Instruments. Jedná se o totožné špičkové operační zesilovače jaké jsou použity ve

sluchátkovém zesilovači. Operační zesilovače jsou duální s ultra nízkým zkreslením THD+N (až 0,000003 %) a ultra nízkým šumem pracující spolehlivě až do kmitočtu 55 MHz. U operačních zesilovačů pro tuto aplikační oblast jsou dalšími důležitými parametry rychlost přeběhu a parametr CMRR. Rychlost přeběhu je až ± 20 V/ μ S. Parametr CMRR nabývá hodnoty až 120 dB [5].

Jako digitální potenciometr, komunikující s mikrokontrolérem po SPI byl použit AD5262 opět od firmy Analog Devices. Jedná se o duální (stereo) 256 poziční inkrementační/ dekrementační digitální potenciometr s impedancí 20 k Ω [6].

Pro celkové řízení zesilovače, jakým je výběr vstupních signálů, řízení hlasitosti za pomoci otočného enkodéru spolu s digitálním potenciometrem a komunikaci s displejem, byl vybrán 8 bitový mikrokontrolér PIC16F876A od výrobce Microchip [7].

Sluchátkový zesilovač je založen na dvou klíčových integrovaných obvodech pocházejících z dílny firmy Texas Instruments. Jedná se o duální, precizní, vysoce výkonný a vysoce jakostní audio zesilovač LME49720. Jehož THD+N dosahuje 0.00003 % a úroveň SNR dosahuje 120 dB [5]. Druhým klíčovým integrovaným obvodem ve sluchátkovém zesilovači je vysoce výkonný a vysoce jakostní proudový buffer LME49600. Pomocí něhož je zesilovač schopen dodat dostatek výkonu pro vybuzení i těch nejnáročnějších sluchátek. Hodnota SNR u LME49600 je až 120 dB a hodnota zkreslení THD+N až 0.00003 % [8].

Výkonová část audio zesilovače je také složena ze dvou podstatných součástí. V první řadě se jedná o budící obvody IRS2092 od výrobce International Rectifier generující pulzně šířkovou modulaci (PWM), které jsou jakýmsi srdcem celého zesilovače pracujícího ve třídě D. Tento budící obvod je schopen pracovat až do kmitočtu 800 kHz pulzně šířkové modulace (PWM). Zkreslení THN+N 0.01 % při 1 kHz, výkonu 50 W a impedanci reproduktoru 4 Ω [9]. Druhou podstatnou součástí výkonového zesilovače jsou výkonové koncové MOSFET tranzistory IPP50CN10N pracující ve třídě D, které jsou buzeny obvody IRS2092, jsou schopny bez problémů dodat výkon až 100 W na kanál. Tyto koncové výkonové MOSFET tranzistory pocházejí z dílny výrobce Infineon [10].

Součástková základna pro výrobu celého zesilovače byla vybírána pečlivě s přihlédnutím na parametry jednotlivých integrovaných obvodů, tak aby bylo dosaženo co možná nejlepších výsledků a dodržení tak nejvyšší možné kvality reprodukce, ať už přes sluchátkový nebo výkonový výstup zesilovače. Vždy se jedná o součástky té nejvyšší možné kvality, kterou výrobce v tomto segmentu nabízí. Rozbor požadavků a parametrů na jednotlivé integrované obvody bude uveden v následujících kapitolách. Kdy budou rozebrány postupy návrhu a konstrukce příslušných částí zesilovače.

3 OBVODY PRO D/A PŘEVOD

Obvody pro D/A převod jsou patrně nejdůležitější částí navrhovaného zesilovače. Jedná se o obvody, za jejichž pomocí je schopen zesilovač přijmout vstupní digitální signál, zpracovat ho a následně převést do klasické analogové podoby, která je vhodná pro koncové zesilovače. Samotný D/A převodník samozřejmě veškerou tuto činnost není schopen zajistit, a proto je doplněn dalšími obvody, za jejichž pomocí se teprve jedná o komplexní D/A převodník.

Na úplném začátku zpracování digitálního signálu stojí tzv. digitální vstupy. Jejich pomocí je navrhovaný zesilovač schopen přijmout patřičný formát vstupního digitálního signálu. Požadavkem na navrhovaný zesilovač je schopnost detekce a následného zpracování vstupních digitálních signálů z optických cest a také z koaxiální cesty signálu. Proto je zesilovač, resp. obvody pro D/A převod, opatřeny optickými vstupy a koaxiálním vstupem doplněným o pulzní oddělovací transformátor. Podmínkou návrhu byla široká konektivita, proto na vstupu zesilovače jsou 3 optické vstupy. Ty slouží pro připojení k TV, DVD, Blu-ray přehrávači atd. Dále, jak bylo uvedeno, jeden koaxiální vstup. Takový digitální vstup je dnes už méně používán a ve většině případech ho nahrazuje právě optický vstup. Ale ovšem i dnes se může takový výstup nacházet na starších počítačích, DVD přehrávačích, TV atd. Poslední možností konektivity zesilovače jsou klasické linkové vstupy pro připojení MP3 přehrávače, mobilního telefonu atd.

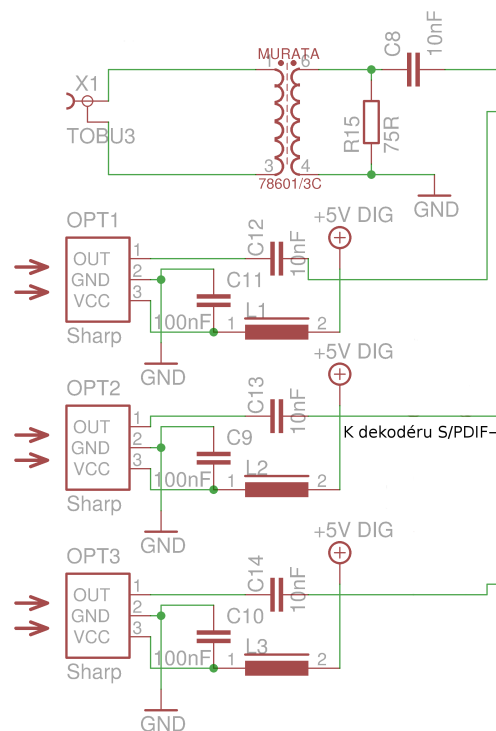
Druhým klíčovým blokem v obvodech pro D/A převod je dekodér (přijímač) S/PDIF. Ten slouží k převodu vstupního digitálního signálu (Toslink, AES3) na signál tzv. rozhraní I2S, na kterém běžně v dnešní době komunikují v podstatě všechny D/A převodníky pro audio techniku. Druhou činností použitého dekodéru je výběr patřičného digitálního vstupu, jehož vstupní signál bude zpracováván jak samotnými obvody pro D/A převod, tak také zbytkem celého navrhovaného zařízení. Přepínání mezi všemi vstupy obstarává mikrokontrolér PIC16F876A doplněný o displej a otočný enkodér s tlačítkovou volbou. V případě digitálních vstupních signálů, tedy jak optických nebo koaxiálních, dochází k výběru signálové cesty již v S/PDIF přijímači CS8416, kdy jsou na příslušné piny CS8416 přivedeny řídicí signály od mikrokontroléru PIC16F876A. Za pomoci těchto řídicích signálů rozpozná přijímač S/PDIF, který z digitálních vstupů je aktivní a se kterým z těchto vstupů má dále pracovat.

Požadavkem návrhu je schopnost zpracování vstupních signálů do vzorkovacího kmitočtu až 192kHz a bitové hloubky vstupního signálu až 24bit a velmi nízké harmonické zkreslení. Splnění těchto požadavků je zajištěno použitím moderní součástkové základny ve všech dílčích blocích obvodů pro D/A převod. Pro správnou činnost celého D/A převodníku je nutné umístění všech těchto dílčích bloků D/A převodníku na jednu DPS.

3.1 Vstupní digitální část

Vstupní digitální část stojí na samém začátku D/A převodu a slouží k detekci vstupních

digitálních signálů (optických, koaxiálních). Tato část obvodů pro D/A převod představuje kompletní digitální konektivitu navrhovaného zařízení. V případě optických vstupů dochází za pomoci optických přijímačů k transformaci signálu z optické cesty na klasický signál elektrický. Takto přetransformovaný signál je poté totožný se vstupním signálem z koaxiálního vedení a může tak být zpracován následným dekodérem S/PDIF. Velkou výhodou obecně jakéhokoli optického vedení je naprostá odolnost proti rušení a také galvanické oddělení vysílače (TV, PC, DVD přehrávač atd.) a přijímače (navrhované zařízení). V případě koaxiálního vedení je vysílač i přijímač spojen elektricky (vodivě). Pro zamezení vniku nežádoucího rušení po vedení a vzniku zemní smyčky mezi vysílacím a přijímacím zařízením je použito speciálního oddělovacího transformátoru. Zapojení vstupní digitální části D/A převodníku je zobrazeno na Obr. 3.1.1.



Obr. 3.1.1: Vstupní digitální část

Jako optické přijímače byly zvoleny přijímače GP1FAV31RK0F od firmy Sharp. Jsou to přijímače nahrazující dříve nejrozšířenější přijímače TORX177 od firmy Toshiba, které s výrobou optických přijímačů definitivně skončila. Zvolený přijímač dosahuje velmi slušné rychlosti, jehož rychlost je pro účely audiotechniky naprosto dostačující. Každý z optických přijímačů má svůj 100 nF blokovací kondenzátor na napájení. Tímto kondenzátorem dochází k potlačení možného 50 Hz rušení z napájení. Výrobce také doporučuje použití tlumivky na napájení, jak je naznačeno na Obr. 3.1.1. Velikost indukce této tlumivky není nijak kritická. Standardně se doporučuje tlumivka o indukci několika uH, proto byla použita tlumivka o indukci 3,3 uH. Důležitějším parametrem tlumivky je její odpor, ten by měl být co možná nejmenší (cca 0,5 Ω). Kondenzátory C12, C13, C14 o hodnotách 10 nF umístěné na výstupu z každého optického přijímače doporučuje výrobce Cirrus Logic pro svůj dekodér CS8416 [2] [3].

Správné navržení koaxiálního vstupu je ve srovnání s optickým poněkud složitější a při návrhu je nutné dodržet jisté zásaditosti. Jedná se v podstatě pouze o Cinch konektor, na který se přivede digitální signál pomocí stíněného koaxiálního kabelu. Velmi důležité je, aby zem vstupního signálu byla oddělena od zbývajících zemí na celé DPS D/A převodníku. Za tímto Cinch konektorem následuje pulzní transformátor s poměrem 1:1 a sloužící ke galvanickému oddělení vysílacího zařízení (TV, PC atd.) od zbytku zesilovače (přijímač). Teprve za tímto pulzním transformátorem je již zem společná se zbytkem D/A převodníku. Zároveň se ihned za pulzním transformátorem nachází 75Ω přizpůsobovací odpor. Ten je zde zařazen z důvodu přizpůsobení impedance na impedanci vedení (75Ω koaxiální kabel). Galvanickým oddělením dojde k odstranění vodivého (elektrického) spojení mezi vysílačem a přijímačem, což se významně projeví v potlačení pronikání nežádoucího rušení po vedení vzniklého vlivem zemní smyčky mezi těmito dvěma zařízeními. Případná vzniklá zemní smyčka by se projevila jako nepříjemný brum o frekvenci síťového kmitočtu (50 Hz) v koncových reproduktorech, či sluchátkách. V nejhorším případě by vzniklá zemní smyčka mohla naprosto destabilizovat následný dekodér S/PDIF a D/A převodník. Jako pulzní transformátor byl zvoleno model 78601/3C od firmy Murata Power [11]. Podobně jako u optických přijímačů, i zde při volbě právě tohoto pulzního transformátoru, byla zvolena značná frekvenční rezerva, do které je schopen tento transformátor bez problémů pracovat.

3.2 Rozhraní S/PDIF a přijímač S/PDIF

S/PDIF nebo také S/P-DIF jsou zkratky pro Sony/Phillips Digital InterFace nebo někdy méně známé označení jako Sony/Phillips Digital Interconnect Format. Jedná se o soubor pravidel, nařízení a zejména protokolů pro přenos digitálně kódovaného audiosignálu mezi různými audio zařízeními. Formát dat digitálního audiosignálu je stanoven normou IEC958. Data mohou být přenášena v profesionálním módu tzv. AES3 a nebo ve spotřebitelském módu tzv. S/PDIF. Hlavní rozdíl mezi těmito módy je zejména v napětíových úrovních přenášeného signálu. Pro navrhovaný zesilovač je podstatný spotřebitelský mód S/PDIF (Toslink, koaxial), pro který je navržen.

Technologicky se mezi dvěma audio zařízeními přenáší signál S/PDIF buďto po optické lince (Toslink) nebo pomocí koaxiálního kabelu. V této druhé variantě se přenáší přímo signál elektrický.[12] Pro přenos digitálního audia mezi přístroji se běžně používají, jak bylo již uvedeno, rozhraní S/PDIF elektrické a optické (Toslink) pro tzv. komerční použití a nebo AES3 pro tzv. profesionální použití. Obecně modul dekodéru S/PDIF slouží k převodu tohoto rozhraní na rozhraní I2S, které se dnes standardně využívá u většiny D/A převodníků. Následný navržený D/A převodník AD1853 samozřejmě dokáže bez problémů komunikovat s tímto formátem výstupních dat dekodéru S/PDIF CS8416. Požadavkem při návrhu zesilovače byla široká vstupní konektivita, schopnost zpracovat digitální signály vysokých vzorkovacích kmitočtů (až 192 kHz) a velké bitové hloubky slova (až 24bitů), proto byl zvolen S/PDIF přijímač CS8416, který splňuje veškeré tyto požadavky návrhu od firmy Cirrus Logic zabývající se touto oblastí audio techniky dlouhá léta. [3] [4]

Velkou výhodou při použití integrovaného obvodu CS8416 je možnost použití jednoho ze dvou pracovních stavů, které tento integrovaný obvod nabízí. Prvním

Schématické zapojení optického přijímače Cirrus Logic 8416 je naznačeno na Obr. 3.2.1. Celé zapojení vychází z doporučení výrobce Cirrus Logic vydaného k tomuto integrovanému obvodu. Výrobce Cirrus Logic pro tento integrovaný obvod nabízí celou řadu pouzder. Jako nejvhodnější, v ohledu na osazování a pájení na DPS, bylo zvoleno SMD pouzdro typu SSOP 28. [3]

Nastavení integrovaného obvodu CS8416 do HW režimu je zajištěno rezistorem R8 o hodnotě 47k na zem. Další nastavení parametrů tohoto obvodu se poté provádí připojením rezistorů o velikosti 47k (R2, R3, R4, R5, R6, R7, R13) na zem nebo naopak na úroveň VL tedy úroveň +5 V. Připojením konkrétního pinu integrovaného obvodu CS8416 na danou logickou úroveň dojde k nastavení příslušného parametru tohoto dekodéru S/PDIF. Možné nastavení dekodéru CS8416 za pomoci příslušných rezistorů a význam jednotlivých pinů je zobrazen v Tab. 3.2.1.

Tab. 3.2.1:Přehled možného HW nastavení obvodu CS8416, (převzato [3])

Název pinu	Funkce pin (R= 47k na zem)	Funkce pin (R= 47k na +5 V)
SDOUT	HW režim	SW režim
RCBL	Slave režim	Master režim
AUDIO	SFSEL1=0	SFSEL1=1
C	SFSEL0=0	SFSEL0=1
U	RMCK=256·fs	RMCK=128·fs
TX	Detektor fáze, transceiver	Zvýšený detektor fáze, transceiver
96 kHz	PDUR=0	PDUR=1
NV/RERR	Špatná data	Chyba přijímače

Zkratka PDUR znamená Phase Detector Update Rate. Při připojení pinu 96 kHz na úroveň logická 1 (+5 V) přijímač je schopen pracovat do vzorkovacího kmitočtu 96 kHz, avšak zajišťovat o něco lepší jitter (roztřesení náběžných hran). Požadavek návrhu je však schopnost zpracovat signály se vzorkovacím kmitočtem až 192 kHz, proto nutně musí být tento pin připojen přes rezistor 47k na zem.

Přestože je použit dekodér v HW režimu, bylo výhodně využito činnosti mikrokontroléru PIC16F876A, který je v navrhovaném zařízení použit např. pro komunikaci s displejem atd.. Za pomoci výstupních pinů PORTA tohoto mikrokontroléru je řízen výběr vstupních digitálních signálů na dekodéru CS8416. Příslušnou logickou kombinací na konfiguračních pinech RXSEL0 a RXSEL1 CS8416 dochází k výběru daného vstupního digitálního signálu. Při přepínání mezi vstupními signály musí vždy dojít k resetu jak dekodéru S/PDIF, tak i samotného D/A převodníku AS1853. Výhodou je stejná logická úroveň pro reset obou těchto integrovaných obvodů.

Jedinou možností správného resetování obou těchto obvodů, bylo opět využití mikrokontroléru PIC16F876A. Ten ihned při zapnutí zařízení krátkým 200 ms impulzem celý blok D/A převodníku zresetuje, čímž dojde ke korektnímu rozběhnutí tohoto celého digitálního bloku. Stejně dlouhým resetovacím impulzem resetuje tento blok také při výběru příslušného digitálního vstupu.

Piny RXP0÷ RXP3 představují čtveřici vstupů. Na tyto vstupní piny přicházejí signály z jednotlivých optických přijímačů a také z koaxiálního vstupu. Právě mezi těmito vstupními signály dochází za pomoci konfiguračních pinů RXSEL0 a RXSEL1 k výběru konkrétního vstupního signálu, se kterým bude v daný okamžik pracovat dekodér CS8416. Pro přehlednost jsou v Tab. 3.2.2 uvedeny veškeré možné kombinace logických úrovní na konfiguračních pinech CS8416, kterým odpovídá výběr příslušného vstupního signálu.

Tab. 3.2.2: Výběr aktivního vstupního signálu CS8416

RXSEL1	RXSEL0	Použitý aktivní vstup
0	0	RXP0 → elektrický
0	1	RXP1 → optický 1
1	0	RXP2 → optický 2
1	1	RXP3 → optický 3

Jak bylo uvedeno v Tab. 3.2.1 logickými úrovněmi na pinech AUDIO a C je nastavován formát výstupních dat dekodéru CS8416, viz Tab. 3.2.3. S tímto formátem výstupních dat si poté musí být schopen poradit následný D/A převodník AD1853. Integrovaný obvod CS8416 umí však celou řadu výstupních datových formátů, jak je uvedeno v Tab. 3.2.3.

Tab. 3.2.3: Výběr výstupního datového formátu CS8416, (převzato [3])

Výběr výstupního datového formátu		
SFSEL1 (AUDIO)	SFSEL0 (C)	Výstupní formát dat
0	0	24bit, left-justified
0	1	24bit, I2S
1	0	24bit, right-justified
1	1	Direct AES3

S přihlédnutím do kat. listu k D/A převodníku AD1853 [4] je jasné, že zvolený převodník podporuje všechny výstupní formáty přijímače CS8416. Jako formát výstupních dat byl zvolen 24 bit, left-justified, jak je patrné ze schématu zapojení, viz

Obr. 3.2.1, kde jsou oba nastavovací piny (AUDIO, C) uzemněny přes 47 k rezistor. Pro správnou komunikaci a činnost následného D/A převodníku AD1853, je nutné na tomto převodníku přes jeho nastavovací piny zvolit stejný typ formátu. Výstupem z obvodu CS8416 jsou piny SDOUT (sériová výstupní data), OSCLK (tzv. bitové hodiny), RMCK (hlavní hodinový signál), OLRCK (výstup levého/pravého kanálu).

Velmi důležitým a poměrně kritickým místem návrhu následné DPS bloku D/A převodníku je filtr PLL (tzv. fázový závěs). Jedná se externí filtr pro obvod tzv. fázového závěsu. Za pomoci tohoto externího filtru je ze vstupního signálu generován hodinový signál RMCK. Filtr PLL je tvořen serioparalelní kombinací rezistoru R1 a dvou keramických kondenzátorů C5 a C6, která je připojena k pinu FILT u CS8416, viz. Obr. 3.2.1. Hodnota použitých součástek je doporučena výrobcem Cirrus Logic [3], avšak musí se jednat o součástky nejvyšší kvality. Při návrhu DPS tohoto bloku D/A převodníku musí tyto 3 součástky být co nejbližší u sebe a co nejbližší samotnému CS8416. Zároveň však nesmí být v přímé blízkosti filtru PLL veden žádný jiný digitální signál, který by mohl celý filtr PLL destabilizovat a také by měla být pod všemi součástkami filtru PLL „rozlita“ zem. Dodržením těchto kritérií návrhu bude docházet k bezproblémové detekci vstupního signálu od kmitočtu 32 kHz až do 192 kHz [3].

Použití přijímače CS8416 s sebou nese však jistou komplikovanost z hlediska napájení. Integrovaný obvod vyžaduje 3 typy napájecího napětí. Vyžaduje separované napájení svých digitálních a analogových částí. Napájecí napětí pro obě tyto části obvodu CS8416 je +3.3 V. Kondenzátory C1, C2, C3, C4, viz Obr. 3.2.1, musí být podobně jako u filtru PLL co nejkvalitnější a při návrhu DPS musí být umístěny v naprosté blízkosti přijímače CS8416. Třetím typem napájení je +5 V, které zároveň slouží jako logické úroveň 1 při použití HW režimu obvodu CS8416.

3.3 D/A převodník

Digitálně/ analogový převodník je již posledním dílčím blokem v celém zapojení D/A převodníku. Přebírá výstupní digitální data od dekodéru S/PDIF CS8416 a slouží již k přímému převodu vstupních digitálních dat do jisté podoby analogového signálu. Takový výstupní analogový signál z D/A převodníku však ještě není vhodný pro přímé buzení koncových zesilovačů, proto za celým blokem D/A převodníku musí nutně následovat blok diferenčních zesilovačů a aktivní rekonstrukční filtr, viz kapitola 4. D/A převodníků existuje celá řada, lišící se principem převodu digitální informace na analogovou. Existují tak např. D/A převodníky s rezistorovou sítí (R-2R), převodníky s binárně váhovanými rezistory a nebo také tzv. převodníky $\Sigma-\Delta$. Použitý typ D/A převodníku v navrhovaném zesilovači je právě onen poslední typ. Jako nejvhodnější D/A převodník byl vybrán AD1853 od výrobce Analog Devices. Jedná se o špičkový stereo 24 bitový $\Sigma-\Delta$ převodník, který je schopen pracovat až do 192 kHz vzorkovacího kmitočtu. Důvodem použití právě tohoto převodníku v navrhovaném zařízení jsou jeho výrobcem udávané špičkové parametry spolu s faktem, že převodník podobně jako přijímač S/PDIF CS8416 umožňuje tzv. HW režim. [4]

3.3.1 Požadavky na zvolený D/A převodník

D/A převodník je nejkritičtějším blokem celého zapojení D/A převodníku, který se

svou činností a kvalitou převodu digitálního signálu podepisuje nejvíce na kvalitě a jakosti výsledného zvuku. Nevhodně zvolený D/A převodník tak může degradovat kompletně celé zapojení bloku D/A převodníku zesilovače. Proto při výběru D/A převodníku pro tento zesilovač byly kladeny značné kvalitativní požadavky na parametry integrovaného obvodu D/A převodníku. Jako nejvhodnější D/A převodník splňující přísné požadavky návrhu, jak bylo již uvedeno, byl vybrán typ AD1853 od firmy Analog Devices. Jedná se o převodník dosahující špičkových parametrů. Požadavky na navrhovaný D/A převodník AD1853 jsou uvedeny v Tab. 3.3.1 [4]

Tab. 3.3.1 Základní požadavky na AD1853

Vzorkovací kmitočet	32/ 44.1/ 48/ 88.2/ 96/ 192 kHz
Bitová hloubka slova	16/ 18/ 20/ 24 bit
Odstup signál/ šum SNR	<120 dB

Jak je patrné z požadavků uvedených v Tab. 3.3.1 musí být tento D/A převodník schopen zpracovat vstupní digitální signály od dekodéru S/PDIF až do hodnoty kmitočtu 192 kHz. Zároveň musí být schopen akceptovat bitovou hloubku vstupního signálu až 24 bitů. S přihlédnutím na poměr signál/šum je jasné, že zvolený D/A převodník je velmi kvalitní dosahující špičkových parametrů.

3.3.2 Návrh D/A převodníku AD1853

Použití převodníku AD1853 s sebou nese značnou výhodu v návrhu z důvodu HW režimu tohoto převodníku. HW režim převodníku podobně jako v případě přijímače CS8416 nepotřebuje pro svou činnost externí mikrokontroléru, čímž dojde opět k velkému zjednodušení celkového návrhu D/A převodníku. Nastavení konkrétních parametrů (v HW režimu) samotného převodníku AD1853 se provádí připojením patřičného nastavovacího pinu přes rezistor o hodnotě 10k, buď na napájecí napětí (+5 V), anebo na zemní potenciál (GND). Schéma zapojení převodníku AD1853 vychází z doporučení o součástkové základně vydané výrobcem Analog Devices k tomuto integrovanému obvodu [4]. Schéma zapojení samotného A/D převodníku je zobrazeno na Obr. 3.3.1.

Z důvodu použití převodníku v HW režimu jsou všechny piny pro připojení řídicího mikrokontroléru uzemněny přes 10k rezistory. Jmenovitě se jedná o vstupy CLATCH, CCLK, CDATA, viz Obr. 3.3.1. Pokud by byl však převodník používán v jeho SW módu, dokáže tento převodník řídit úroveň výstupního signálu a posloužit tak zároveň jako jakýsi digitální potenciometr. V tomto režimu lze také využít funkci pinu MUTE, který slouží pro okamžité ztlumení výstupu z D/A převodníku a dále také funkci pinů ZEROL a ZEROR. Tyto piny slouží k indikaci výpadku levého a pravého kanálu. V navrženém D/A převodníku však tyto piny z důvodu použití HW režimu použity nejsou [4]. Řízení hlasitosti je obstaráno samostatným digitálním potenciometrem, viz kapitola 5.4. Přestože celé zařízení pracuje v HW režimu, je opět využito jisté funkce interního mikrokontroléru PIC16F876A, kdy stejně jako u dekodéru S/PDIF CS8416, je použit mikrokontrolér k resetování tohoto obvodu. K resetování je

Pro korektní činnost D/A převodníku nemůže nastat situace zapojení obou propojovacích jumperů. Pokud jsou zapojeny oba jumpery D/A převodník je neaktivní. Jestliže je požadována schopnost zpracovat signály se vzorkovacím kmitočtem až 192 kHz, je nutné mít zapojeny propojovací jumpery přesně, jak je uvedeno v Tab. 3.3.2. Pro vstupní signály s nižším vzorkovacím kmitočtem, např. audio nahrávky na CD (44.1 kHz) atd., dojde automaticky k převzorkování tohoto vstupního audio signálu na signál s vzorkovacím kmitočtem 192 kHz.

Vstupem do vlastního D/A převodníku je čtveřice pinů s názvy BCLK, MCLK, SDATA, L/RCLK. BCLK jsou tzv. Bitové hodiny. MCLK je pin pro připojení hlavního hodinového signálu (master clock). SDATA jsou vlastní vstupující sériová data od dekodéru CS8416. L/RCLK je vstup pro levý a pravý kanál zpracovávaného stereo signálu. Výrobce Cirrus Logic doporučuje použití zhruba 100 Ω rezistorů mezi vlastním dekodérem CS8416 a následným D/A převodníkem, viz Obr. 3.3.1.

Výstupem z D/A převodníku je vždy dvojice pinů. Pro levý kanál je to IOU_{TL}- a IOU_{TL}+. Podobně pro pravý kanál je to dvojice IOU_{TR}- a IOU_{TR}+. Jedná se o tzv. diferenční proudové výstupy. Velkou výhodou diferenčního výstupu z D/A převodníku je prakticky naprostá odolnost proti rušení. Vedení výstupního signálu tak může být relativně dlouhé a přitom nedochází k žádnému zarušení tohoto výstupního audio signálu. V případě proniknutí rušení do diferenčního vedení, je toto rušení na obou vodičích vedení stejně velké a zároveň má však také stejnou fázi. Velmi jednoduše se toto proniknuté rušení odstraní v následujících diferenčních zesilovačích, které následují za D/A převodníkem. Tyto rozdílové zesilovače pro každou větev stereo signálu jednoduše zesílí pouze rozdílovou složku tj. užitečný signál a zbytek je tak potlačen (šum, rušení).

Rezistorem R23 o hodnotě 2k7, viz Obr. 3.3.1, se nastavuje referenční hodnota proudu 1 mA pro výstupní pin označený jako FILTR. Hodnota rezistoru 2k7 je přebrána z doporučení výrobce Analog Devices k převodníku AD1853. Pin FILTR je tudíž nezbytnou součástí výstupu. D/A převodník není napájen ze souměrného napájení (+5 V), ale pouze dvou napájení o hodnotě +5 V. Kvůli této skutečnosti by výstupní napětí (signál) nemohlo nabývat záporných hodnot a docházelo by tak k ořezávání záporné půlvlny audio signálu, proto je za pomoci tohoto pinu na výstup D/A převodníku přivedeno stejnosměrné napětí o hodnotě 2,75 V, které nám posouvá výstup D/A převodníku o 2,75 V směrem nahoru. Tedy napětí 2,75 V je pro následující diferenční zesilovače a aktivní filtr jakýmsi nulovým napětím. Tímto posunem vzhůru je zabezpečen bezproblémový rozkmit výstupního audio signálu z D/A převodníku.

Kondenzátory C17 (100 nF) a C18 (10 uF), viz Obr. 3.3.1, jsou zařazeny z důvodu filtrace. Jejich hodnota je podobně jako v případě rezistoru R23 převzata z katalogových údajů k obvodu AD1853. Kondenzátory C16 a C15 hodnotách 100 nF jsou klasické blokovací kondenzátory, které jsou zařazeny z důvodu filtrace (blokování) 50 Hz síťového rušení. [4]

Obecně jakýkoliv D/A převodník vyžaduje separované napájení digitálních a analogových částí. Proto i u použitého převodníku AD1853 došlo k oddělenému napájení jeho analogové a digitální části, viz Obr. 3.3.1. K naprosto stejné separaci muselo dojít také se zeměmi, kdy digitální části D/A převodníku jsou připojeny na „digitální“ zem a analogové části (výstup D/A převodníku) jsou připojeny na „analogovou zem. Tato separace zemí je v návrhu naprosto klíčová a zaručuje tak

korektní činnosti celého D/A převodníku. Země jsou spojeny klasickou tlumivkou o hodnotě 3.3 uH. Důležité je použít tlumivku s co možná nejmenším ohmickým odporem (maximálně do 0,5 Ω). Tlumivka zamezí pronikání nežádoucího vysokofrekvenčního digitálního rušení do analogové (výstupní) části celého D/A převodníku.

3.3.3 Konektivita s dekodérem S/PDIF

Jak bylo uvedeno v kapitole 3.2 o dekodéru S/PDIF, je nutné zvolit takovou dvojici integrovaných obvodů (dekodér-D/A převodník), která mezi sebou bude bezproblémově komunikovat a spolupracovat. Prvním kritériem použití právě těchto navrhovaných obvodů je podpora vzorkovacích kmitočtů, kdy jak CS8416, tak i převodník AD1853 podporují vzorkovací kmitočty od hodnoty 32 kHz do hodnoty 192 kHz. [3] [4]

Druhým požadavkem návrhu a tudíž kritériem použití této dvojice je bitové rozlišení vstupního digitálního slova. Oba tyto integrované obvody podporují vstupní signály s hloubkou 16 až 24bitů.

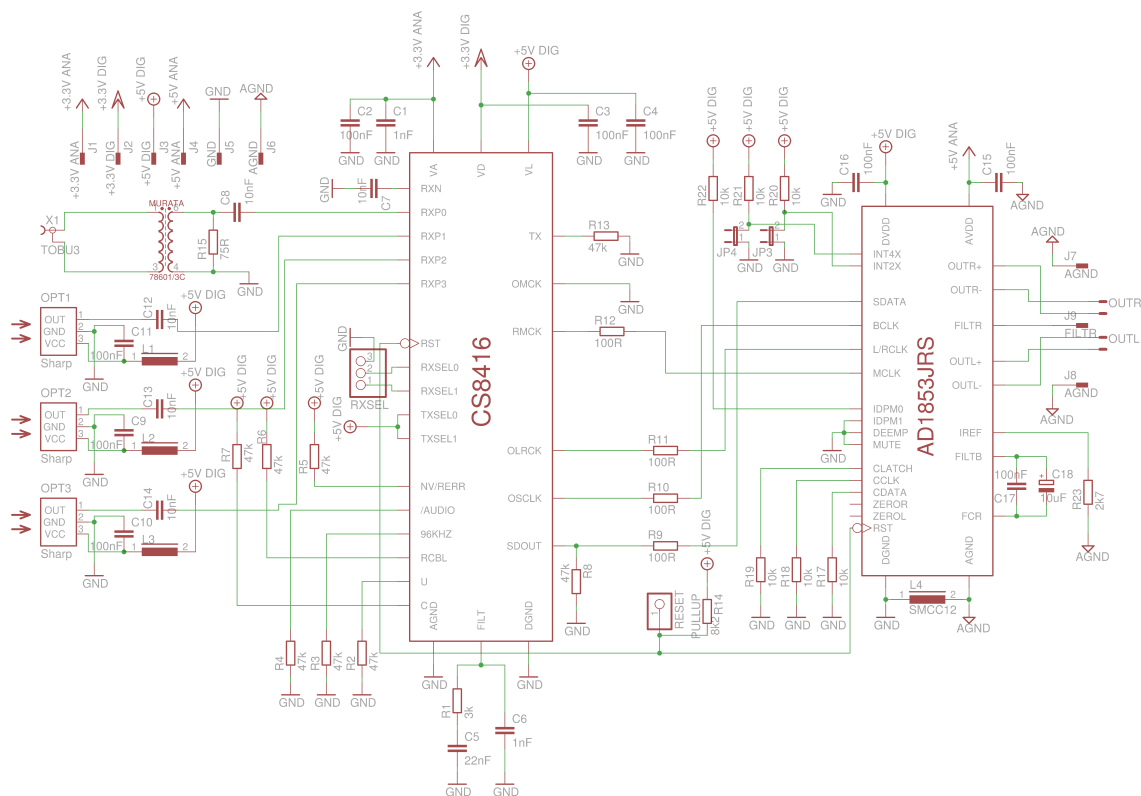
Patrně nejdůležitějším kritériem je však formát výstupních dat (CS8416), resp. vstupních dat (AD1853). Jak je uvedeno v Tab. 3.2.3 CS8416 podporuje celou řadu výstupních formátů. S přihlédnutím do kat. listu k D/A převodníku AD1853 [4] je patrné, že veškeré výstupní formáty obvodu CS8416 podporuje a akceptuje [3]. Za pomoci rezistorů o hodnotách 47k se na obvodu dekodéru nastavil výstupní formát 24 bit left-justified. Obvod D/A převodníku AD1853 se musí za pomoci vstupů IDPM0 a IDPM1 nastavit na stejný typ vstupního datového formátu (24 bit left-justified).

Velmi důležitým kritériem konektivity mezi přijímačem CS8416 a převodníkem AD1853 je také rychlost hodinového signálu (RMCK). Jedinou hodnotou rychlosti hodinového signálu, která je podporována oběma obvody, je 256·fs. Tato rychlost hodinového signálu je nastavena na dekodéru S/PDIF připojením pinu U přes 47k rezistor k +5 V, viz Obr. 3.2.1. [3] [4]

Konečně poslední podmínkou zaručující správnou funkci a komunikaci dekodéru a převodníku je správné nastavení pinu 96 kHz na dekodéru S/PDIF CS8416 a pinu DEEMP na vlastním D/A převodníku AD1853. Pin 96 kHz u CS8416 musí být připojen pomocí rezistoru o hodnotě 47k na zem, jak je uvedeno v kapitole 3.2. Nízká úroveň na tomto pinu zaručí schopnost práce dekodéru až do vzorkovacího kmitočtu 192 kHz. Stejně jako pin 96 kHz u CS8416 musí být pin DEEMP D/A převodníku uzemněn. Připojením pinu DEEMP na zem je zaručeno, že převodník bude akceptovat vzorkovací kmitočty až 192 kHz. S aktivní úrovní DEEMP, by převodník pracoval pouze do 48 kHz vzorkovacího kmitočtu. [3] [4]

3.4 Kompletní zapojení D/A převodníku

Jak bylo uvedeno kompletní funkční zapojení celého D/A převodníku vznikne teprve spojením 3 klíčových dílčích bloků (digitální vstupní část, dekodér S/PDIF, D/A převodník). Kompletní funkční zapojení těchto 3 částí představujících již kompletní D/A převodník použitý v navrhovaném zesilovači, je uvedeno na Obr. 3.4.1.



Obr. 3.4.1:Kompletní schéma zapojení D/A převodníku

Návrh kompletního bloku D/A převodníku se stal patrně nejtěžším návrhem celého zesilovače. Pro správnou činnost celého zařízení bylo třeba dodržet jisté správné prostorové uspořádání součástek (filtr PLL, blokovací kondenzátory atd.), separace napájení a separace zemí.

Oproti teoretickému návrhu prošel blok D/A převodníku patrně největším přepracováním. V původním návrhu byly všechny 3 dílčí bloky D/A převodníku umístěny na svých DPS a naopak blok samotného D/A převodníku byl umístěn na společné DPS s diferenčními zesilovači. Rozdělení celého zařízení do těchto 3 desek se po prvním osazení a oživení ukázalo jako zcela nevhodné. V důsledku propojovacích kabelů docházelo k silnému zarušení jak signálu z digitálních vstupů, tak také k zarušení signálu z dekodéru S/PDIF a nutně tak muselo dojít ke spojení těchto 3 dílčích DSP do jedné společné DSP. Naopak však v důsledku diferenčního vedení mezi D/A převodníkem a následnými diferenčními zesilovači mohlo dojít k rozdělení těchto dvou DPS, aniž by došlo k degradaci celého D/A převodníku a díky tomu se tak podstatně zjednodušil celý návrh.

Změna nastala také v použitém D/A převodníku. Původně zvažovaný převodník s označením AD1955 byl nahrazen o něco starším modelem AD1853. S původně uvažovaným typem se nedařilo dosáhnout požadovaných parametrů celého D/A převodníku a převodník nepracoval korektně nejspíše v důsledku špatné komunikace mezi dekodérem CS8416 a právě samotným AD1955. Použitý typ převodníku (AD1853) je však kvalitativně naprosto identický a navíc lze velmi výhodně HW nastavit, což bylo pro podmínky návrhu velmi výhodné. [4] [17]

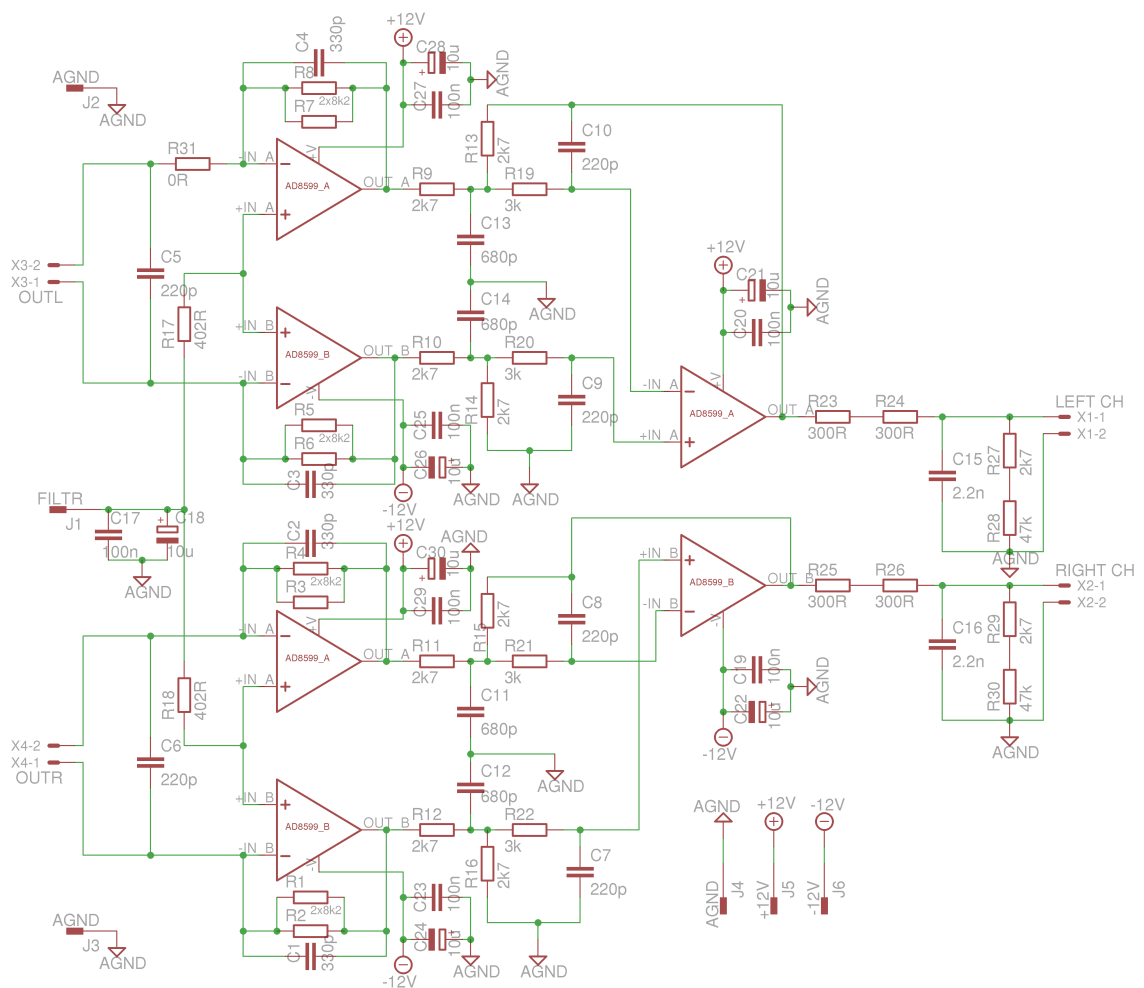
4 DIFERENČNÍ ZESILOVAČ A REKONSTRUKČNÍ FILTR

Diferenční zesilovač s jeho rekonstrukčním filtrem jsou posledním blokem v řetězci pro převod vstupního digitálního signálu do klasické analogové podoby. Výstupem z tohoto bloku je tak již klasický analogový signál patřičné úrovně, který je poté dále zesilován v koncových zesilovačích. Stejně jako na zvolený a použitý DA převodník, jsou na tento blok operačních zesilovačů a jejich součástkovou základnu kladeny značné kvalitativní nároky především na harmonické zkreslení a odstup SNR a také parametr CMRR. Nevhodně použitými součástkami, by tak došlo k absolutní degradaci kvality použitého špičkového D/A převodníku AD1853. Parametry použitých operačních zesilovačů jsou uvedeny v Tab. 4.1. [5]

Tab. 4.1: Parametry operačního zesilovače LME49720

Nízký šum	2.7 nV/√Hz při 1 kHz
Nízké zkreslení THD+N	0.000003 %
Odstup signál/ šum SNR	120 dB
CMRR	120 dB
Rychlost přeběhu	+/-20 V/μs
Kmitočtový rozsah	55 MHz

Oproti teoretickým předpokladům byl blok diferenčních zesilovačů a rekonstrukčního filtru separován od DPS D/A převodníku. V případě využití pouze jednostranné DPS by nebylo prakticky možné tuto DPS dostatečně kvalitně navrhnout a především poté vyrobit. Separováním od vlastního D/A převodníku, v důsledku použití diferenčního vedení a především těchto diferenčních zesilovačů, však k žádné degradaci výstupního signálu z převodníku nedojde. Jakékoliv rušení, které pronikne do diferenčního vedení má v obou dvou signálových vodičích stejnou úroveň a především stejnou fázi. Odstranění tohoto rušení je poté velmi snadné a postarají se o to právě diferenční zesilovače, kdy tyto rozdílové zesilovače zesílí pouze rozdílovou složku (užitečný signál) a souhlasnou složku potlačí (šum, rušení). S přihlédnutím na tuto skutečnost, vycházející z principu činnosti diferenčních zesilovačů, musely být použity OZ s co možná nejlepším parametrem CMRR. [5] Schéma zapojení diferenčních zesilovačů a aktivního rekonstrukčního filtru je zobrazeno na Obr. 4.1.



Obr. 4.1: Schéma zapojení diferenčních zesilovačů a aktivního rekonstrukčního filtru

4.1.1 Návrh bloku diferenčních zesilovačů s LME49720

Stejně tak jako jsou velmi podstatné parametry samotného AD1853, jsou neméně důležité parametry koncových diferenčních zesilovačů následujících za D/A převodníkem AD1853, proto byly tyto operační zesilovače vybírány se stejnou pečlivostí jako samotný D/A převodník. Nevhodnou volbou těchto operačních zesilovačů by došlo ke stejné degradaci celého zesilovače, jako při nevhodně zvoleném nebo navrženém D/A převodníku. Pro tuto funkci byly vybrány absolutně špičkové duální operační zesilovače LME49720 od výrobce Texas Instruments. Tyto operační zesilovače se výborně osvědčily již ve sluchátkovém zesilovači navrhovaného zařízení. Jedná se o velmi rychlé operační zesilovače přímo určené pro aplikaci v audiotechnice. [5]

Zapojení tohoto bloku, viz Obr. 4.1, je modifikací katalogového zapojení vycházejícího z doporučení výrobce Analog Devices ohledně použité součástkové základny pro D/A převodník. [4] Na výsledné kvalitě diferenčního zesilovače se kromě použitých operačních zesilovačů podepisuje také kvalita vybrané součástkové základny, zejména kondenzátorů umístěných kolem těchto operačních zesilovačů. Pro dosažení co

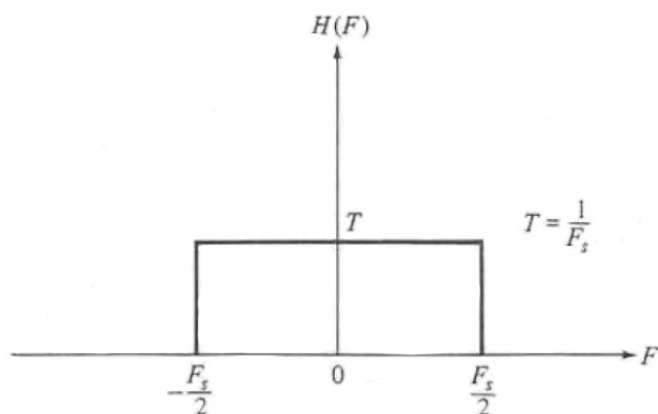
možná nejlepších parametrů diferenčních zesilovačů, byly v cestě audio signálu u operačních zesilovačů použity špičkové svitkové kondenzátory WIMA. Důvodem použití svitkových kondenzátorů je jejich velmi malé zkreslení např. při srovnání s klasickými keramickými kondenzátory. Obecně totiž u keramických kondenzátorů dochází se změnou napětí ke změně jejich kapacity, což by vedlo ke vnášení zkreslení do audio signálu, a právě proto je do cesty signálu mnohem vhodnější použít klasické svitkové kondenzátory.

Použité OZ LM49720, jak bylo uvedeno, jsou špičkovými OZ s velkou rychlostí přeběhu až $\pm 20 \text{ V}/\mu\text{s}$, s vysokou hodnotou CMRR až 120 dB a s hodnotou až 120 dB udávající odstup mezi jednotlivými OZ v daném pouzdře. Tyto parametry spolu s nízkou hodnotou zkreslení a šumu přímo předurčují použití těchto OZ v této oblasti audio techniky. [5]

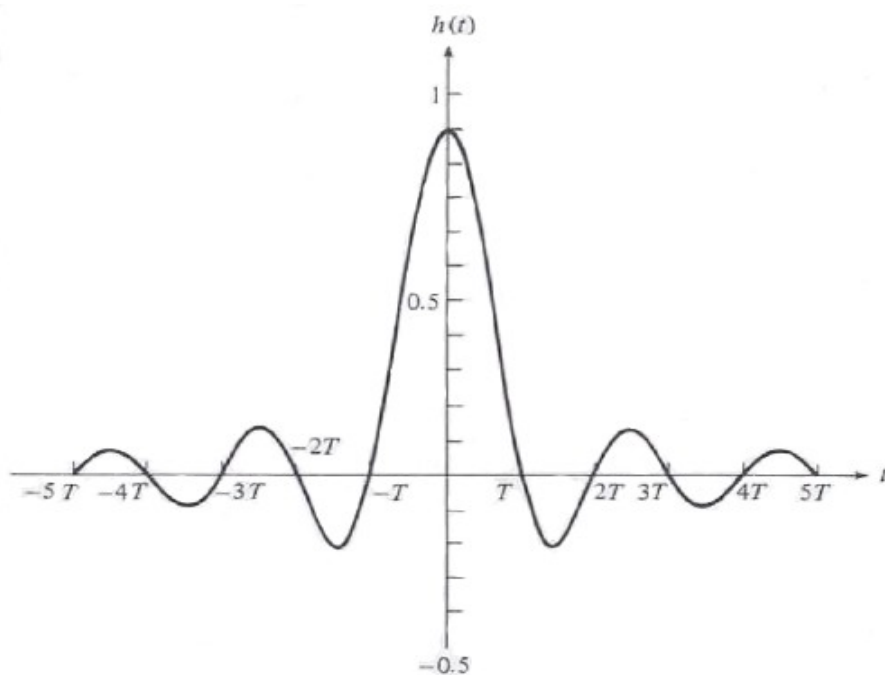
4.1.2 Návrh bloku rekonstrukčního filtru s LME49720

Ve výstupním spektru D/A převodníku, neboť se jedná o diskrétní systém (systém pracující s diskrétním signálem), dochází k tzv. periodizaci spektra, která by se ve frekvenčním spektru projevila neustále se periodicky opakujícími se základními kmitočty. Tyto obrazy základních kmitočtů jsou symetrické podle tzv. Nyquistova kmitočtu, jehož hodnota je právě polovina vzorkovacího kmitočtu. Z důvodu, že teoreticky ani prakticky není možné zpracovávat signál s nekonečným počtem dalších harmonických složek, se musejí tyto nežádoucí harmonické složky odstranit. Odstranění standardně probíhá za použití právě rekonstrukčního filtru představujícího pro harmonické složky (kmitočty) nad Nyquistovým kmitočtem, filtr typu dolní propust. Tím dojde k efektivnímu potlačení pronikání těchto nežádoucích zrcadlených harmonických složek.

Idealizovaná amplitudová frekvenční charakteristika takové filtru je zobrazena na Obr. 4.2. U takto idealizované charakteristiky je jasně patrná absolutní strmost charakteristiky filtru směrem do Nyquistova kmitočtu ($f_{vz}/2$) a tím ideální potlačení dalších nežádoucích harmonických složek. Na Obr. 4.3 je zobrazena impulzní charakteristika tohoto ideálního filtru typu dolní propust. Jež je funkcí $\frac{\sin x}{x}$ a mající tak teoreticky nekonečné spektrum.



Obr. 4.2: Amplitudová frekvenční charakteristika ideálního filtru typu DP (převzato a upraveno [13])



Obr. 4.3: Impulzní charakteristika ideální rekonstrukčního filtru typu DP (převzato a upraveno [13])

Kvalita těchto rekonstrukčních filtrů je dána právě schopností potlačit tyto nežádoucí kmitočty. Ideálně také mít přenos pouze pro harmonické složky v pásmu Nyquistova kmitočtu, tedy mít přenos pouze do poloviny vzorkovacího kmitočtu. Ovšem vyrobit a realizovat filtr s takto ideálně strmou přenosovou funkcí nelze. Proto s ohledem na reálnou strmost rekonstrukčního filtru je nutné počítat s mírným pronikáním těchto rušivých zrcadlových složek z nepropustného pásu. Kromě těchto zrcadlových rušivých složek se na výstup dostávají také složky, které jsou násobkem základního

kmitočtu a jsou opět zrcadleny přes polovinu vzorkovací frekvence, tedy přes hodnotu Nyquistova kmitočtu ($f_{vz}/2$). Díky tomuto zrcadlení přes polovinu vzorkovacího kmitočtu se tyto rušivé složky dostávají z pásma nepropustnosti do pásma propustnosti navrženého rekonstrukčního filtru. Amplitudy těchto proniknutých rušivých složek již samozřejmě potlačit samotným rekonstrukčním filtrem nelze, avšak amplituda těchto složek je v porovnání s amplitudami zpracovávaných složek zanedbatelná.

S ohledem na tyto aspekty jasně vyplývá, že kvalitní rekonstrukční filtr má fatální vliv na kvalitu a čistotu výstupního signálu z D/A převodníku. Za použití filtru s nevhodně strmou přenosovou funkcí proniká do propustného pásu více nežádoucích rušivých harmonických složek. Další omezením celého D/A převodníku, respektive omezením rekonstrukčního filtru, je v dodržení tzv. vzorkovacího teorému. Ten říká, že vzorkovací kmitočet musí být alespoň 2x větší než maximální kmitočet samotného zpracovávaného (přenášeného) audio signálu. Tedy při předpokladu, že zesilovač má být schopen zpracovat a přenést kompletní pásmo slyšitelnosti, v němž je teoretický maximální kmitočet 20 kHz, musí být hodnota vzorkovacího kmitočtu minimálně 44,1 kHz. Pokud by nebyl dodržen vzorkovací teorém, docházelo by k antialiasingu, tedy k nezvratnému poškození a zkreslení audio signálu. Teoreticky při jakékoliv hodnotě vzorkovacího kmitočtu (32 kHz- 192 kHz) vstupního signálu zpracovávaného D/A převodníkem je blok celého D/A převodníku schopen dodat na výstup spojitý audio signál, jehož mezní kmitočet odpovídá právě polovině daného vzorkovacího kmitočtu. Například při použití vzorkovacího kmitočtu 88.2 kHz je teoreticky možné na výstupu D/A převodníku, nebo-li na výstupu celého zesilovače, získat spojitý audio signál o mezním kmitočtu cca 44.1 kHz. Zároveň s použitím co možná nejvyššího vzorkovacího kmitočtu narůstá vzdálenost ve spektrální oblasti mezi základním kmitočtem a jeho obrazem. Právě tato skutečnost je důvodem používání co možná nejvyšších vzorkovacích kmitočtů s dosažením nejlepších hudebních zážitků.

Rekonstrukční filtr je tak posledním blokem tvořící celkové funkční zapojení D/A převodníku a je tak posledním dílčím blokem sloužícím k převodu digitálního vstupního signálu na klasický analogový signál. Filtr zpracovává výstupní signály z obou dvou kanálů (levý, pravý) vycházejících z bloku diferenčních zesilovačů (bufferů) postavených na LME49720, viz Obr. 5.1. Na kvalitě navrženého a použitého rekonstrukčního filtru závisí kvalita celého D/A převodníku, proto při návrhu a následné realizaci bylo použito špičkových, nízkošumových, velmi rychlých operačních zesilovačů LME49720. Veškeré hodnoty použitých součástek vycházejí z doporučení Analog Devices uvedených v kat. listu k D/A převodníku AD1853 [4]. Výrobce dále uvádí možnost použití dvou typů rekonstrukčních filtrů. Prvním typem je klasický pasivní rekonstrukční filtr založený pouze na diskrétních součástkách. Druhým typem je aktivní rekonstrukční filtr založený na aktivním prvku. V navrhovaném zesilovači byl zvolen typ s aktivním prvkem, tedy aktivní rekonstrukční filtr. Navržený a následně realizovaný rekonstrukční filtr má svůj mezní kmitočet 75 kHz (při poklesu -3dB). Na výsledné kvalitě rekonstrukčního filtru se kromě použitých operačních zesilovačů podepisuje také kvalita vybrané součástkové základny, stejně jako tomu bylo u bloku diferenčních zesilovačů. Tedy ze stejného důvodu bylo opět v cestě signálu použito špičkových kondenzátorů WIMA. Rekonstrukční filtr je součástí jednoho funkčního bloku spolu s diferenčními zesilovači. Výstupem z tohoto celého bloku je poté již vysoce jakostní klasický analogový signál, který je poté za pomoci koncových zesilovačů zesílen na patřičnou úroveň. [5]

Při realizaci rekonstrukčního filtru došlo stejně jako u diferenčních zesilovačů k záměně použitých operačních zesilovačů. Původně navrhované operační zesilovače AD8599, které byly dokonce doporučované výrobcem Analog Devices, se ukázaly jako naprosto nevhodné. V zapojení diferenčního zesilovače a aktivního rekonstrukčního filtru tyto operační zesilovače silně kmitaly a destabilizovaly tak celé zapojení. Změnu nepřineslo ani kompletní přepracování a maximální možná optimalizace DPS těchto bloků. Radikální změnu přineslo až použití špičkových operačních zesilovačů LME49720, které jsou použity i ve sluchátkovém zesilovači. Celé zařízení diferenčního zesilovače a aktivního rekonstrukčního filtru se stabilizovalo a začalo pracovat naprosto korektně a perfektně. S přihlédnutím na parametry obou těchto operačních zesilovačů, je patrné, že LME49720 jsou v několika ohledech (rychlost, šířka pásma atd.) dokonce ještě lepšími, než-li doporučované AD8599. [5] [18]

- sériová komunikace s digitálním potenciometrem (AD5262)
- Přepínání mezi vstupními signály
 - mezi digitálními u dekodéru S/PDIF (CS8416)
 - mezi všemi vstupními (multiplexor 74HCT4052)

Jak je patrné ze schématu zapojení PIC16F876 viz. Obr. 5.1 zejména použitím konkrétních patice pinů pro připojení buďto vstupních, nebo výstupních periférií mikrokontroléru, je toto schéma zapojení jakýmsi funkčním modelem pro řízení navrhovaného zesilovače.

U mikrokontroléru PIC16F876A jsou použity následující patice pinů pro připojení:

- Enkodéru
- Výběru digitálního vstupního signálu (CS8416)
- Výběru konkrétního vstupního signálu (74HCT4052)
- RESET pinu DA převodníku a dekodéru S/PDIF
- LCD displeje
- Sériové komunikace SPI pro digitální potenciometr (AD5262)
- Programové patice pro naprogramování mikrokontroléru

5.1 RESET mikrokontroléru PIC16F876A

Pro korektní rozběhnutí všech řízených i ovládacích periférií, je nezbytný správně nastavený reset, resp. Korektní start samotného mikrokontroléru PIC16F876A. Pin pro reset mikrokontroléru PIC16F876A je označen jako MCLR. K tomuto pinu je přes rezistoru R2 připojeno napětí +5 V, které je přes keramický kondenzátor C4 zkratováno na zem viz. Obr. 5.1. Takto složený resetovací RC článek z kondenzátoru a rezistoru vnáší jisté časové zpoždění úměrné časové konstantě τ . Toto časové zpoždění pro start mikrokontroléru je zařazeno z důvodu jeho rozběhnutí až po odeznění a ustálení všech přechodových jevů na jeho perifériích vznikajících v důsledku jejich připojení k napájení, čímž je zabezpečen korektní start veškerých řídicích obvodů zesilovače. Po připojení napětí na tento článek (při zapnutí celého zařízení) se začne kondenzátor C4 přes rezistor R2 nabíjet. Kondenzátor se nabije na svoji vrcholovou hodnotu za čas τ určeným známým vztahem [5.1].

$$\tau = R \cdot C [s] \tag{5.1}$$

$$\tau = R_2 \cdot C_4 [s] \rightarrow \tau = 1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \rightarrow \tau = 1 \cdot 10^{-4} s \rightarrow \tau = 100 \mu s$$

Po uplynutí tohoto časového zpoždění τ , potřebného pro nabití kondenzátoru, dojde ke korektnímu rozběhnutí a startu celého mikrokontroléru PIC16F876A. V případě odpojení +5 V napájecího napětí, se kondenzátor C4 vybije. Nízká úroveň na vstupu MCLR způsobí reset mikrokontroléru. Korektní rozběhnutí mikrokontroléru nastane opět po připojení napájecího napětí a nabití kondenzátoru C4 na svou vrcholovou hodnotu, která je opět úměrná časovému zpoždění τ . Na tuto log 1 na pinu MCLR reaguje mikrokontrolér PIC16F876A svým rozběhnutím a uvedením se tak v činnosti.

5.2 Nastavení externího hodinového signálu

Mikrokontrolér PIC16F876A neobsahuje interní hodiny, tedy nemá interní hodinový signál, který je samozřejmě pro činnost jakéhokoliv mikrokontroléru nezbytný. Proto dle kat. listu výrobce Microchip [7] k PIC16F876A je nutno připojit externí hodiny (externí hodinový signál) mezi piny OSC1 a OSC2, tak jak je naznačeno viz Obr. 5.1.

Jako externí oscilátor/ rezonátor může být použit:

- LP → Low Power Krystal (32 kHz, 200 kHz)
- XT → Krystal (200 kHz, 1 MHz, 4 MHz)
- HS → Vysokorychlostní krystal (4 MHz, 8 MHz, 20 MHz)
- RC → Klasický RC oscilátor, nevyužívající krystal

Rozdílem mezi těmito externími oscilátory, je v použití krystalu. Typy LP, XT a HS využívají externího krystalu. Typ RC oscilátoru nevyužívá krystalu. Kmitočet je nastaven pouze volbou velikostí rezistoru a kondenzátoru. Jedná se tak o klasický RC oscilátor. Dalším rozdílem je kmitočet na jakém jsou oscilátory schopny pracovat a v neposlední řadě je to stabilita kmitočtu. Kdy krystalové oscilátory dosahují mnohonásobně vyšší stability a přesnosti požadovaného kmitočtu. S přihlédnutím na různé kmitočty externích oscilátorů jasně vyplývá, že mikrokontrolér PIC16F876A může pracovat na různých taktech (kmitočtech), tedy s různými rychlostmi externího hodinového signálu. Z čeho se odvíjí celková rychlost mikrokontroléru. Pro potřeby navrhovaného zesilovače byl zvolen typ XT 4 MHz. Tedy typ s využitím klasického krystalu pracujícího na kmitočtu 4 MHz a dvou keramických kondenzátorů viz Tab. 5.2.1. [7]

Tab. 5.2.1: Volba keramických kondenzátorů pro typ XT oscilátoru

Typ oscilátoru	Frek. krystalu	C1	C2
XT	200 kHz	47 pF- 68 pF	47 pF- 68 pF
	1 MHz	15 pF	15 pF
	4 MHz	15 pF	15 pF

Zvolený pracovní kmitočet 4 MHz mikrokontroléru PIC16F876A je pro účely komunikace s displejem, řízení hlasitosti, přepínání aktivního vstupního audio signálu a resetování digitálních obvodů více než dostatečný.

5.3 Využití vstupně/ výstupních portů PIC16F876A

Mikrokontrolér PIC16F876A obsahuje 3 vstupně/výstupní porty (RA, RB, RC), přes které probíhá veškerá komunikace a řízení všech periférií zesilovače. Celý mikrokontrolér lze naprogramovat libovolně a tedy rozložení a připojení konkrétních patiček pinů ke konkrétním portům mikrokontroléru záleží pouze na napsaném kódu a na

úvaze při návrhu pro tento zesilovač. Mikrokontrolér je naprogramován čistě v jazyce C. Naprogramování PIC16F876A se provádí připojením programátoru na programovací patici umístěnou na desce u mikrokontroléru, přes kterou se ovládají vstupní piny MCLR, PDC, PCG PIC16F846A.

V původním teoretickém návrhu byl uvažován tzv. softstart hlavního toroidního transformátoru a zpožděného připojení koncových reproduktorů za pomoci relé z důvodu jejich ochrany těchto reproduktorů. Po důkladném proměření výkonového zesilovače bylo zjištěno, že veškerou tuto činnost obstará sám budící obvod IRS2092, viz kapitola 7.2.1. Díky této skutečnosti se poněkud zjednodušil celý řídicí kód a DPS mikrokontroléru.

5.3.1 Využití portu RB mikrokontroléru

Mikrokontrolér má od výroby nastaven port RB jako tzv. digitální port určeným pro komunikaci s LCD displejem. Ten je připojen přes klasický konektor o 16 pinech, jak je naznačeno na Obr. 5.1. Trimmer připojený k patici LCD displeje slouží pro nastavení kontrastu LCD displeje. Použitý displej je znakový LCD o 20 znacích a 4 řádcích s klasickým řadičem zavedeným firmou HITACHI. Takový počet znaků a řádků je pro účely navrženého zesilovače více než dostatečný. V současné době jsou využity pouze dva řádky displeje, avšak displej s větším počtem řádků byl použit záměrně s ohledem na možné budoucí rozšíření řídicího algoritmu nebo přímo úpravu DPS mikrokontroléru rozšiřující tak možnosti jeho činnosti a tím souvisejících nároků na rozsah displeje.

Na prvním řádku LCD displeje se zobrazuje „ Hlasitost:“. Na pravých pozicích téhož řádku je poté indikována úroveň nastavené hlasitosti za pomoci otočného enkodéru. Hodnota hlasitosti je zobrazována ve tvaru čísla v rozsahu 0 až 100, přičemž hodnota 100 hlasitosti představuje maximálně možnou hlasitost, kterou lze na zesilovači nastavit. Hlasitost je nastavována s jednotkovým krokem, lze tedy nastavit až 100 úrovní hlasitosti celého zesilovače. Na třetím řádku displeje je trvale zobrazen „ Vstup:“. Opět na pravé straně téhož řádku je za pomoci otočného enkodéru, tentokrát však jeho tlačítka, indikován název aktivního vstupního signálu, se kterým bude v daný moment zesilovač pracovat.

Zbývající 2 piny portu RB, konkrétně RB6 (PGC) a RB7 (PGD), slouží pro připojení programovací patice, přes kterou se mikrokontrolér PIC16F876A programuje. [7]

Komunikace mezi mikrokontrolérem PIC16F876A a displejem je 4 bitová. Ta sice způsobuje jistou komplikovanost řídicího algoritmu, avšak s ohledem na využití zbývajících pinů portu RB pro naprogramování mikrokontroléru, tak prakticky ani jiná možnost komunikace (8 bitová) na tomto tzv. digitálním portu není. Pro správnou činnost displeje je třeba displej řádně zinicilizovat. Zinicilizování displeje probíhá vždy po zapnutí celého zařízení.

5.3.2 Využití portu RA mikrokontroléru

Otočný enkodér s tlačítkovou volbou se k DPS mikrokontroléru připojuje za pomoci patice o 5 pinech. 3 piny z této patice jsou připojeny na 3 vstupní piny port RA, konkrétně se jedná o piny RA0, RA1, RA2 přesně, jak je patrné z Obr. 5.1. Čtvrtým a pátým pinem patice umístěné na DPS mikrokontroléru je vedeno napájení, respektive

zemní potenciál pro samotný enkodér. Dva z těchto tří vstupních pinů mikrokontroléru jsou určeny pro komunikaci s otočným enkodérem (otáčení enkodéru) a posledním pinem z této trojice vstupních pinů komunikuje s mikrokontrolérem tlačítko enkodéru. Ve výchozím nastavení je PORTA nastaven jako analogový. Jednoduchým opatřením v řídicím algoritmu mikrokontroléru se z důvodu komunikace s enkodérem a řízení výběru aktivního digitálního vstupu zesilovače celý PORTA musí nastavit jako digitální. [7]

Limitním parametrem obecně všech otočných enkodérů je maximální počet otočení. Právě tento parametr byl zohledněn při výběru tohoto konkrétního otočného enkodéru. Jako jeden nejvhodnější byl vybrán enkodér od Japonské firmy ALPS, která se dlouhá léta řadí mezi špičku v oblasti potenciometrů, enkodérů atd. Konkrétně se jedná o typ ALPS – EC11E15244C0, u něhož výrobce garantuje minimálně 15000 cyklů otočení.

Druhou věcí umístěnou na PORTA je patice pinů nesoucí název RXSEL. Oproti spodní polovině pinů PORTA mikrokontroléru PIC16F876A musí být tyto piny nastaveny jako výstupní. Pomocí těchto pinů portu RA mikrokontroléru (RA3, RA4) jsou řízeny vstupní piny dekodéru S/PDIF CS8416. Jedná se o piny RXSEL0 a RXSEL1, viz Obr. 3.2.1, kdy právě pomocí obou těchto pinů, respektive kombinací logických úrovní na těchto dvou vstupních pinech CS8416, se volí vstupní aktivní digitální signál, se kterým bude dekodér S/PDIF pracovat, jak je uvedeno v Tab. 3.2.3.

5.3.3 Využití portu RC mikrokontroléru

Za pomoci PORTC mikrokontroléru PIC16F876A jsou řízeny celkem 3 věci. První věcí, která je řízena za pomoci výstupních pinů RC0, RC1, je patice nesoucí název SELECT. Za pomoci kombinace logických úrovní na jejich výstupních pinech RC0 a RC1 je řízen multiplexor 74HCT4052. Tímto multiplexorem je vybrán patřičný vstupní signál, se kterým bude následně pracovat digitální potenciometr AD5262 a který bude poté zesílen výkonovou nebo sluchátkovou větví zesilovače.

Druhou činností PORTC je RESET digitálních obvodů. Za pomoci patice RESET připojené k výstupnímu pinu RC2 na DPS mikrokontroléru, viz Obr. 5.1, je ovládán pin RESET na DSP S/PDIF, D/A převodníku a vstupních signálů. Správná konfigurace resetu je pro správnou činnost těchto digitálních obvodů nezbytná. Velkou výhodou je totožná aktivní úroveň resetu D/A převodníku a dekodéru S/PDIF. U obou je aktivní úroveň pro reset log 0. Výhodně je tak využito resetování obou těchto digitálních obvodů jedním resetovacím signálem mikrokontroléru PIC16F876A. Algoritmus pro resetování obou těchto obvodů je následující:

Mikrokontrolér při startu celého zařízení nastaví na výstupní pin RC2 log 0. Tuto úroveň log 0 podrží ještě přibližně 200 ms. Po uplynutí 200 ms zpoždění mikrokontrolér nastaví na RC2 úroveň log1, čímž uvede v činnost dekodér S/PDIF i D/A převodník včetně jejich vstupních obvodů. Stejný resetovací algoritmus je nutno použít také při přepínání mezi digitálními vstupními signály, neboť dekodér CS8416 pracující v HW režimu vyžaduje pro korektní vybrání požadovaného aktivního vstupu, který má v daný okamžik zpracovávat krátký resetovací impuls.

Poslední věcí, kterou řídí PORTC je velmi důležitá SPI komunikace mezi mikrokontrolérem a digitálním potenciometrem AD5262. SPI komunikace probíhá na

výstupních pinech RC3 (SCL), RC5 (SDO), RC6 (CS), viz Obr. 5.1. Právě pomocí těchto výstupních pinů PIC16F876A je nastavována hodnota digitálního potenciometru AD5262. SPI komunikaci je potřeba v mikrokontroléru povolit a náležitě zinicilizovat podobně jako v případě inicializace připojeného LCD displeje.

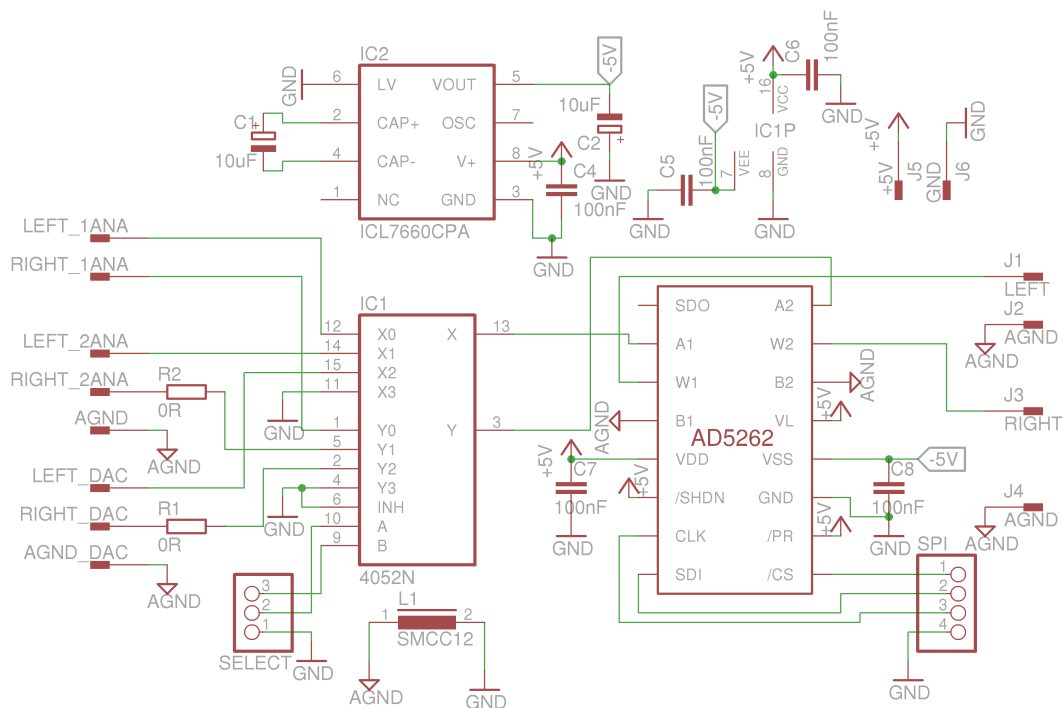
Význam pinů pro komunikaci SPI:

- SCL (RC3) → Serial Clock → hodinový signál pro SPI komunikaci
- SDO (RC5) → Serial Data Out → výstupní sériová data pro nastavení digitálního potenciometru AD5262
- RC6 → tento pin mikrokontroléru je nastaven na funkci tzv. Chip Select , jedná o výběr čipu se kterým se má aktuálně komunikovat po SPI. V případě navrhovaného zesilovače existuje pouze 1 čip na SPI a tím je právě digitální potenciometr AD5262

5.4 Digitální pot. AD5262 a multiplexor 74HCT4052

Zapojení digitálního potenciometru AD5262 a multiplexoru 74HCT4052 představují poslední blok ve zpracování vstupního audio signálu a také jeho výběru, z něhož poté výstupní signály přebírají už pouze oba koncové zesilovače. Jako nevhodnější digitální potenciometr byl vybrán stereo potenciometr AD5262 od výrobce Analog Devices [6]. Výrobce tento digitální potenciometr dodává v několika hodnotách výstupní impedance a jedná se o tzv. inkrementační / dekrementační digitální potenciometr. V navrhovaném zapojení je použita 20 k Ω varianta tohoto potenciometru. Dalším důležitým parametrem digitálních potenciometrů pro použití v audiotechnice je počet pozic, nebo-li úrovní, které je potenciometr schopen za pomoci mikrokontroléru a otočného enkodéru nastavit. Použitý potenciometr má těchto pozic 256 a lze tak za jeho pomoci nastavit až 256 úrovní výstupního signálu představujících naprosto dokonalou „jemnost“ v nastavení úrovně výstupního stereo signálu navrhovaného zesilovače. Klíčovým parametrem potenciometru pro použití v navrženém zesilovači byl typ sériové komunikace mezi ním a řídicím mikrokontrolérem PIC16F876A. Je nutné aby použitý potenciometr podporoval SPI komunikaci. Původně uvažovaný digitální potenciometr AD5222 podporoval sériovou komunikaci, nikoliv však SPI, proto byl oproti původnímu teoretickému návrhu použit právě AD5262 místo tohoto digitálního potenciometru.

Výběr signálu byl původně uvažován dvojím způsobem. Buď za pomoci signálových relé, anebo za pomoci multiplexoru. Nakonec bylo z hlediska úspory místa, ale především finanční výhodnosti, použito k výběru vstupního signálu multiplexoru. Minimální rozměry a jednoduchost zapojení celého multiplexoru dovolila umístění tohoto multiplexoru na společnou DPS spolu s digitálním potenciometrem AD5262. Použitý multiplexor pro výběr mezi vstupními signály je typ 74HCT4052 od výrobce Texas Instruments. Konkrétně se jedná o TTL vysokorychlostní 4x2 multiplexor, který je schopen pracovat se vstupním signálem až do kmitočtu 180MHz [21]. Schéma zapojení těchto dvou klíčových obvodů tohoto bloku zesilovače je uvedeno na Obr. 5.4.1.



Obr. 5.4.1: Schéma zapojení dig. potenciometru AD5262 a multiplexoru 74HCT4052

Hlavním a klíčovým problémem při návrhu a realizaci tohoto bloku zesilovače bylo napájení těchto obvodů. Původně navrhovaný digitální potenciometr AD5222 vyžadoval jednoduché +5 V napájení. Potenciometr AD5262 však vyžaduje symetrické napájení +5 V a stejně tak multiplexor 74HCT4052. Tento blok byl navržen a zrealizován jako poslední z celého zesilovače. Proto při zachování zapojení bloku stabilizátorů uvedeného v kapitole 8.3.1 a bez nutnosti opravy, či předělání celého napájení z důvodu absence stabilizátoru pro napětí -5 V, byl použit specializovaný integrovaný obvod ICL7660. Ten dokáže velmi efektivně za pomoci spínání kapacity C1, viz Obr. 5.4.1, invertovat vstupní napětí +5 V na napětí -5 V a umožní tak poměrně snadný zisk potřebného symetrického napájení +5 V pro multiplexor 74HCT4052 i digitální potenciometr AD5262. Zapojení ICL7660 vychází z doporučení jeho výrobce uvedených v jeho kat. listu. [6] [19] [21]

Použitý multiplexor 74HCT4052 je typu 4x2 tzn., že kombinací logických úrovní na patičce SELECT je možno vybrat jeden ze čtyř vstupních stereo signálů. V navrhovaném zesilovači jsou však použity pouze 3 páry vstupních pinů multiplexoru, viz Obr. 5.4.1, a je tak možno vybírat mezi 3 vstupními stereo signály. Výběr signálů za pomoci patřičné kombinace logických úrovní na řídicích vstupech (A,B) multiplexoru obstarává mikrokontrolér PIC16F876A. Multiplexor 74HCT4052 vybírá mezi dvěma analogovými vstupními signály a signálem z D/A převodníku, přesněji z jeho bloku diferenčního zesilovače a aktivní dolní propusti. Po výběru náležitého vstupního signálu je tento signál dále zpracován digitálním potenciometrem a posléze také koncovými zesilovači. [21]

Zapojení vlastního digitálního potenciometru AD5262 vychází z doporučení výrobce Analog Devices uvedeném v kat. listu k tomuto integrovanému obvodu. Vstupní stereo signál vstupuje na pin A1 a A2 představující jakési konce obou

potenciometrů. Piny B1 a B2 představují právě opačné konce jednotlivých potenciometrů, a proto jako u klasických mechanických stereo potenciometrů jsou tyto piny uzemněny. Piny W1 a W2 představují již výstup z digitálního potenciometru. V analogii mechanických potenciometrů těmto výstupním pinům odpovídají jezdcí těchto mechanických potenciometrů.[6] Řídící piny potenciometru jsou připojeny k patici SPI, pomocí níž je potenciometr připojen k mikrokontroléru PIC16F876A, viz Obr. 5.4.1.

V návrhu DPS tohoto bloku bylo nutné zohlednit výskyt digitálních i analogových signálů. Digitálními signály jsou veškeré řídicí signály od mikrokontroléru umožňující komunikaci SPI a výběr patřičného vstupního signálu. Analogovými signály jsou veškeré vstupní a výstupní stereo audio signály. Pro zamezení jejich vzájemného rušení, je DPS navržena podobně jako D/A převodník za pomoci dvou separovaných zemních polygonů, které představují analogovou nebo digitální zem. Propojení mezi těmito dvěma zemními polygony je provedeno opět podobně jako u D/A převodníku za pomoci klasické tlumivky.

Použití tohoto konstrukčního řešení (spojení otočného enkodéru- mikrokontroléru- digitálního potenciometru) s sebou nese celou řadu výhod ve srovnání s klasickým mechanickým potenciometrem. První je samozřejmě možnost indikace úrovně aktuálně uživatelem předvolené hlasitosti prostřednictvím displeje. Podstatnými technologickými a kvalitativními rozdíly jsou však naprosto dokonalý a přesný souběh obou stereo kanálů, prakticky neomezená životnost potenciometru, a s tím také související nulový šum vznikající změnou úrovně hlasitosti (změnou odporu), jak tomu po určitém čase bývá u klasických mechanických potenciometrů.

6 SLUCHÁTKOVÝ ZESILOVAČ

Sluchátkové zesilovače dnes nachází uplatnění v široké vrstvě spotřební elektroniky (MP3 přehrávače, mobilní telefony, notebooky aj.), ale také ve vrstvě profesionální audiotechniky. Mezi těmito dvěma vrstvami je zásadní rozdíl v oblasti použití, ale zejména pak v nárocích na požadované parametry, jakožto jsou například nároky na harmonické zkreslení THD+N, či výkonová schopnost samotného sluchátkového zesilovače. Kdy například sluchátkový zesilovač v MP3 přehrávači nebo mobilním telefonu musí být schopen vybudit klasická sluchátka o impedanci okolo 16 Ω - 32 Ω . Naproti tomu však zesilovače studiových kvalit musí být schopny vybudit s dostatečnou výkonovou rezervou i sluchátka o impedanci 600 Ω .

Veškeré tyto aspekty jsou promítnuty v samotném návrhu a následné realizaci tohoto precizního sluchátkového zesilovače. Podmínkou návrhu byla co největší věrnost přednesu, nebo-li co nejmenší harmonické zkreslení THD+N a zároveň schopnost zesilovače vybudit i ty nejnáročnější studiová sluchátka. Za taková studiová sluchátka jsou považována například referenční sluchátka K 701 rakouského výrobce AKG, která jsou proslulá svými nároky na kvalitu a výkon sluchátkových zesilovačů a za pomoci nichž bude zesilovač posuzován z poslechového hlediska.

6.1 Návrh sluchátkového zesilovače

Pro návrh a realizaci sluchátkového zesilovače, co možná té nejvyšší studiové kvality, bylo nutno použít velmi kvalitní operační zesilovače. Jako nejvhodnější operační zesilovače splňující tyto přísné požadavky byly vybrány ty od proslulého výrobce Texas Instruments. Přesněji se jedná o duální špičkový a vysoce jakostní audio zesilovač LME49720 a velmi kvalitní a výkonný proudový buffer LME49600 zajišťující dostatečnou výkonovou rezervu při vybuzení i těch nejnáročnějších sluchátek. Požadavky na navržený sluchátkový zesilovač jsou uvedeny přehledně viz Tab. 6.1.1, odpovídají parametrům použitých špičkových operačních zesilovačů od Texas Instruments. Přesto v mnoho parametrech mají operační zesilovače značnou kvalitativní rezervu oproti požadavkům, které jsou na výsledný sluchátkový zesilovač kladeny [5] [8]

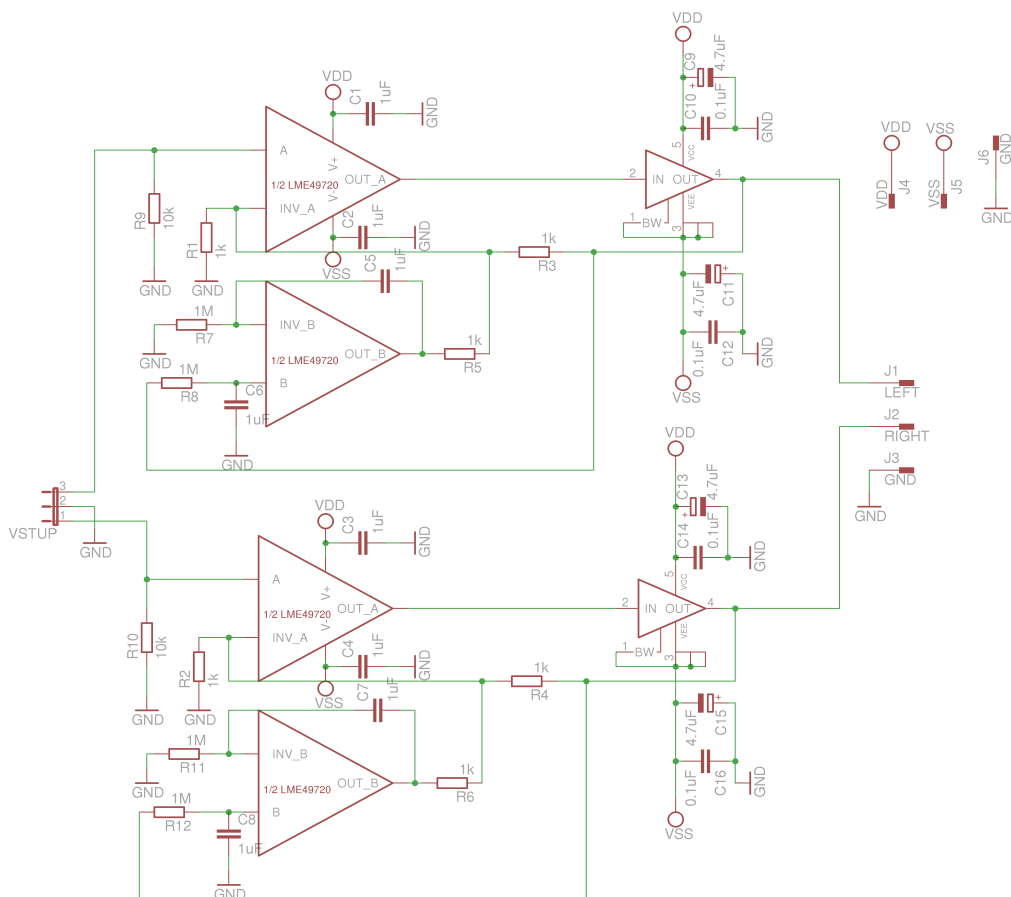
Kompletní schéma zapojení sluchátkového zesilovače, ze kterého se poté vycházelo při výrobě DPS je zobrazeno na Obr. 6.1.1. Jedná se o typické zapojení těchto dvou operačních zesilovačů, které bylo modifikováno pro účely tohoto zesilovače. Hodnoty součástek byly ve většině případů převzaty dle doporučení výrobce z datasheetů k těmto operačním zesilovačům [8].

Vstupní stereo signál od digitálního potenciometru vstupuje na 3 pinový vstupní konektor. Z tohoto konektoru se poté signál rozděljuje na dvě strany (levý, pravý). Celý zesilovač je totiž duálním zapojením zpracovávající stereo audio signál, v němž horní větev z pohledu schématu zapojení Obr. 6.1.1, zpracovává levý kanál, spodní větev pak zpracovává pravý kanál.

Výstupní signál je za pomoci fastonů umístěných přímo na DSP přiveden na panelový stereo audio Jack umístěný na přední panelu zesilovače. Vzhledem k předpokladu použití profesionálních sluchátek, používající stereo konektor Jack o rozměru 6.3 mm, je tato panelová zdířka Jack téhož rozměru. Pomocí této zdířky, která navíc obsahuje dva rozpínací kontakty, je vypínán koncový zesilovač pracující ve třídě D. Po vysunutí konektoru ze zdířky dojde k zapnutí koncových zesilovačů. Tímto zapojením je tak zároveň využito výhodně sluchátkového zesilovače jako předzesilovače pro výkonové koncové zesilovače.

Tab. 6.1.1: Přehled základních požadavků na sluchátkový zesilovač

Impedance připojených sluchátek	16 Ω– 600 Ω
Špičkový výstupní výkon	16 Ω-400 mW
	600 Ω-100 mW
Harmonické zkreslení THD+N	< 0.005 %
Kmitočtový rozsah	< 60 kHz
Odstup signál/šum SNR	< 120 dB



Obr. 6.1.1: Schéma zapojení sluchátkového zesilovače

6.1.1 Činnost duálních operačních zesilovačů LME49720

Pro navrhovaný zesilovač je potřeba dvou integrovaných obvodů LME 49720, které v sobě skrývají duální operační zesilovače, jak je patrné ze schématu zapojení na Obr. 6.1.1.

Rezistory R9, R10 o hodnotě 10 kΩ a rezistory R7, R11 o hodnotě 1 MΩ slouží ke snížení vysoké vstupní impedance operačních zesilovačů a tím zároveň také k zabránění indukovaní rušivých složek na vstupech OZ.

Rezistory R1, R3 pro levý kanál sluchátkového zesilovače a rezistory R2, R4 pro pravý kanál sluchátkového zesilovače se nastavuje zesílení těchto dvou operačních zesilovačů. V případě použití všech rezistorů o hodnotě 1 kΩ je výsledné zesílení obou operačních zesilovačů, tedy jak operačního zesilovače zpracovávající levý, tak pravý kanál rovno 1.

Druhé poloviny operačních zesilovačů LME 49720 viz Obr. 6.1.1 slouží jako tzv. DC servo. Jedná s v podstatě o to, že tyto druhé poloviny obou LME49720 se za pomoci RC článku derivačního typu snaží zabránit proniknutí stejnosměrné složky na výstup zesilovače a zabránit tak případnému zničení připojených sluchátek. Derivační články jsou tvořeny z rezistoru R8, svitkového kondenzátoru C6 a rezistoru R12 a svitkového kondenzátoru C8. S přihlédnutím na hodnoty součástek v derivačních člancích a za pomoci vztahu pro výpočet časové konstanty [6.1.1], se lehce určí, jaký nejnižší kmitočet se může na výstupu takto koncipovaného zesilovače objevit:

$$\tau = R \cdot C [s] \quad (6.1.1)$$

$$\tau = R_8 \cdot C_6 \rightarrow \tau = 1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \rightarrow \tau = 1 s$$

$$f_{mez} = \tau^{-1} \rightarrow f_{mez} = 1^{-1} \rightarrow f_{mez} = 1 Hz$$

Keramické kondenzátory C1, C2, C3, C4 typu SMD, jsou pouze filtrační/blokovací kondenzátory k napájení. Představující velmi rychlou výkonovou zásobu pro okamžité potřeby LME49720 a zároveň slouží k pronikání 50 Hz rušení do celého obvodu.

Kondenzátory C5, C7 jsou zpětnovazební foliové (svitkové) kondenzátory.

6.1.2 Činnost proudových bufferů LME49600

Činnost jednotlivého celého proudového bufferu je velmi jednoduchá. Jedná se opět o operační zesilovač se zesílením rovno 1 [9]. Celý tento buffer je pouze výkonový prvek, který je schopen dodat značný výkon na výstup celého zesilovače v příslušném kanálu (levý, pravý) a tím zabezpečit vybuzení i těch nejnáročnějších sluchátek při silně dynamickém poslechu, ale zároveň si však stále zachovat co největší věrnost přednesu a minimální zkreslení.

Použité kondenzátory k napájení jsou pouze filtrační mající stejnou funkci jako u LME49720, tedy opět představující velmi rychlou krátkodobou zásobu energie pro okamžité potřeby bufferu LME49600. Kondenzátory C10, C12, C14, C16 jsou keramické kondenzátory typu SMD. Polarizované kondenzátory C9, C11, C13, C15 jsou také typu SMD a jedná se o kondenzátory s tantalovým dielektrikem.

7 VÝKONOVÝ ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D

Obecně celá audio technika včetně samotných výkonových zesilovačů je v dnešní době obrovským fenoménem zažívající neustálý rozmach a značný vývoj. Jakýkoliv výkonový zesilovač v audiotechnice slouží k zesílení poměrně slabého vstupního audio signálu na linkové úrovni a následnému dodání tohoto výkonově upraveného signálu do koncových reproduktorů, či reprosoustav. Výkonové zesilovače můžeme posuzovat a řadit dle různých kritérií, které charakterizují daný výkonový zesilovač.

Obecně výkonové zesilovače můžeme dělit například dle:

- Použitého aktivního prvku
 - elektronka
 - tranzistor
 - FET tranzistor
- Třídy (poloha klidového pracovního bodu)
 - A
 - B
 - AB
 - D aj.
- Výstupního výkonu
 - nízko výkonové → zlomky až jednotky W
 - domácí poslech → desítky až stovky W
 - vysoce výkonné → desítky až stovky kW
- Frekvenčního rozsahu
 - nízkofrekvenční
 - vysokofrekvenční
 - stejnosměrné aj.
- Principu činnosti
 - spojitý režim
 - nespojitý režim (spínaný režim)

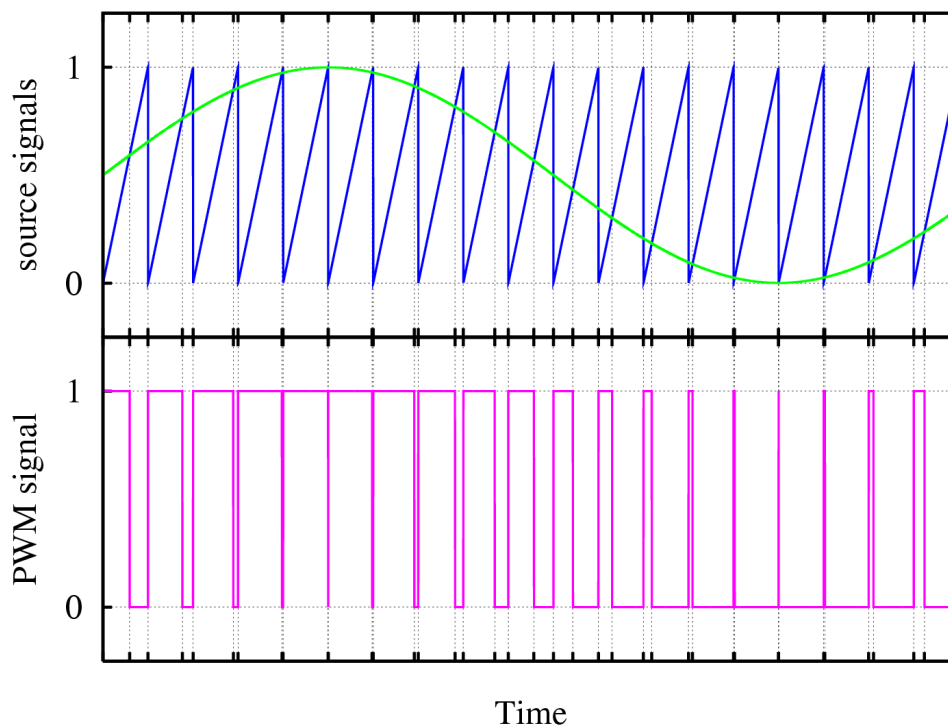
7.1 Teorie a činnost třídy D

V průběhu let vývoje výkonových zesilovačů, respektive průběhu let vývoje aktivních prvků se vytvořila celá řada tříd výkonových zesilovačů. Ty se od sebe v mnoha

případech značně liší, co do principu činnosti, tak i v samotné konstrukci. Kdy třída A, B, AB atd. využívají spojitého režimu tranzistoru (aktivního prvku), naproti tomu navrhovaná třída D využívá nespojitého režimu tranzistoru (aktivního prvku). Aktivní prvek je zde využíván jako spínač, jež se nachází buď v plné saturaci nebo plném zavření. Spínání je velmi rychlé a díky těmto dvěma krajním stavům, ve kterých se nachází aktivní prvek, je výkonová ztráta na tomto prvku velmi malá. Principy této třídy jsou známy již značnou řadu let a jsou postupem času neustále zdokonalovány zejména díky modernějším integrovaným obvodům a kvalitnějším koncovým FET tranzistorům.

7.1.1 PWM

Zesilovače třídy D pracující s pulzně šířkovou modulací označovanou PWM (Pulse Width Modulation) periodického pomocného napětí. Za pomoci tohoto typu modulace dosahují zesilovače daleko vyšší účinnosti. Tranzistory pracují jako spínače pravouhloúhého napětí, jehož perioda je mnohonásobně menší, než-li je minimální délka periody zpracovávaného nízkofrekvenčního signálu. Činnosti zesilovače s tímto typem modulace je založena na změně spojitě se měnícího vstupního NF signálu na sled pravouhloúhého signálu (pravouhloúhých impulzů). Třída těchto pravouhloúhých impulzů je spjata s okamžitou změnou vstupního NF signálu. Na vstupu budícího obvodu IRS2092, dochází ke komparaci vstupního harmonického NF signálu s pilovitým průběhem, jak je patrné z Obr. 7.2.1. Po komparaci těchto dvou signálů vzniká samotný PWM signál. Amplituda PWM signálu je konstantní a proměnná střída nese aktuální informaci o vstupní NF signálu. Princip činnosti a vzniku samotného PWM je zobrazen na Obr. 7.1.1, kde spodní průběh představuje již výstupní PWM signál, vzniklý komparací pilovitého signálu a vstupního NF signálu.



Obr. 7.1.1: Vznik PWM signálu komparací vstupního NF signálu s pilovitým průběhem, (převzato z [14])

7.1.2 Výhody a použití třídy D

Zesilovače této třídy se označují jako spínané zesilovače a někdy také mylně jako tzv. digitální zesilovače. V porovnání se zesilovači pracující ve spojitém režimu dosahují tyto spínané zesilovače účinnosti až 90 % (třída B méně 50 %, třída AB cca 78 %). Použití třídy D s sebou nese řadu výhod.

Přednosti použití třídy D:

- Kompaktní rozměry
- Vysoká účinnost
- Vysoké výstupní výkony
- Malé nároky na chlazení
- Vynikající parametry a hudební vlastnosti
- Poměrně nízké energetické nároky na zdroj

Veškeré tyto uvedené výhody přímo vycházejí z dosažitelné účinnosti respektive také ze samotného principu činnosti třídy D. Při účinnosti 90 % je výkonová ztráta na koncových FET tranzistorech velmi malá. Tím může být volen podstatně menší chladič, než-li například při stejném výstupním výkonu je potřebný u třídy A,B či AB. S použitím menšího chladiče je možno dosažení právě daleko kompaktnějších rozměrů výsledného zesilovače. V neposlední řadě jsou to také energetické nároky celého zesilovače, kdy zesilovač pracující s účinností 90 % potřebuje značně menší energii zdroje k dosažení stejného výstupního výkonu, jako by tomu bylo u zesilovačů třídy A,B či AB. Právě proto zesilovače třídy D zažívají největší rozmach a rozšíření do celé řady spotřební, ale i profesionální audio techniky.

Ve spotřební elektronice se třída D rozšířila i v podobě integrovaných obvodů vhodných pro sluchátkové zesilovače do MP3 přehrávačů, notebooků, mobilních telefonů atd. Výhodou těchto integrovaných obvodů je především cena s dosažením poměrně slušných hudebních parametrů. Dále tato třída ve spotřební elektronice našla uplatnění také v podobě koncových zesilovačů domácích kin, receiverů, zesilovačů aktivních subwooferů, HIFI věží, koncových audio zesilovačů TV atd.

V profesionální audiotechnice se třída D rozšířila v podobě špičkových výkonových koncových zesilovačů, či přímo zesilovacích boxů, které dosahují naprosto špičkových hudebních vlastností v pohledu na zkreslení THD+N, odstup signálu SNR a zejména vysokých výstupních výkonů.

7.2 Návrh a realizace koncového stupně ve třídě D

Koncový výkonový stupeň pracující ve třídě D navrhovaného zesilovače musí být schopen dodat výstupní výkon $2 \times 100 \text{ W}$ při impedanci reprosoustavy 6Ω . Zároveň si však musí zachovat vysokou kvalitu a jakost reprodukce. Právě proto byly kladeny značné kvalitativní nároky na výběr jak samotných budících obvodů, tak i koncových výkonových MOSFET tranzistorů. Budící obvody IRS2092 byly vybrány od společnosti International Rectifier. Koncové MOSFET tranzistory IPP50CN10N od společnosti Infineon.

Navrhovaný a posléze realizovaný výkonový stupeň částečně vychází z katalogového zapojení uvedeného v katalogovém listu k obvodu IRS2092 výrobce International Rectifier [10]. Přesto však bylo zapojení modifikováno co možná do nejvhodnějšího zapojení pro navrhovaný výkonový stupeň pracující ve třídě D. Schéma navrhovaného a realizovaného výkonového zesilovače je zobrazeno na Obr. 7.2.1. Pro jednoduchost se jedná o zapojení pouze jednoho kanálu. Pro kompletní výkonový stupeň zpracovávající oba kanály stereo signálu je samozřejmě zapotřebí těchto dvou zapojení, respektive dvou DSP tohoto koncového stupně.

Činnost navrhovaného zesilovače vychází z teoretických předpokladů činnosti třídy D. Budící obvody slouží k řízení a buzení koncových MOSFET tranzistorů IPP50CN10N. Tyto koncové výkonové tranzistory jsou buzeny signálem s pulzně šířkovou modulací vycházející právě z budících obvodů IRS2092. Protože jsou použity dva výstupní výkonové tranzistory na každý kanál zesilovače, jedná se o zapojení tzv. half bridge, tedy tzv. půlmůstkové zapojení. Tranzistory jsou střídavě spínány. Budící obvod IRS2092 umožňuje nastavení tzv. deadtime, což je doba, kterou budící obvod dává příslušnému tranzistoru na přechod z plné saturace (plného otevření) do stavu plného zavření. V tento moment se totiž začne otevírat již druhý tranzistor. K otevírání příslušného tranzistoru dopomáhají tzv. bootstrap obvody představující jakési malé velmi rychlé zásobárny elektrické energie potřebné pro střídavé otevírání koncových MOSFET tranzistorů. Díky rychlému spínání pouze dvou krajních stavů, ve kterých se koncové tranzistory nacházejí, je výkonová ztráta měnící se v teplo na těchto tranzistorech minimální, ve srovnání například s třídou využívající spojitý režim koncových tranzistorů. Výstupem z koncových výkonových tranzistorů v navrhovaném zesilovači je signál s PWM. Tento signál vstupuje do výstupního LC filtru typu dolní propust. Střední hodnota tohoto signálu s PWM za výstupem z filtru poté již udává příslušnou velikost výstupního napětí z koncového zesilovače, kterým jsou buzeny koncové reproduktory.

Celé schéma zapojení navrhovaného koncového výkonového stupně viz Obr. 7.2.1 je možno rozdělit do 3 pomyslných základních částí:

- budící obvod IRS2092
- „bootstrap“ obvody
- koncové MOSFET tranzistory IPP50CN10N
- výstupní filtr

7.2.1 Budící obvod IRS2092

Integrovaný obvod budícího obvodu IRS2092 je jakýmsi komplexním řídicím a budícím obvodem výkonového stupně pracujícího ve třídě D, kterým jsou řízeny a buzeny koncové výkonové MOSFET tranzistory IPP50CN10N. Jedná se o vysoce výkonný, vysokonapěťový (až ± 100 V) řídicí obvod zesilovače pracujícího ve třídě D s PWM modulací. V neposlední řadě slouží také k nastavení tzv. deadtime. pro výstupní MOSFET tranzistory. Zapojení výstupních výkonových MOSFET tranzistorů k tomuto budícímu obvodu je do tzv. half bridge, tedy půlmůstkové zapojení, neboť jsou ve výstupní části použity pouze dva střídavě se spínající výkonové MOSFET tranzistory IPP50CN10N. Spojením tohoto budícího obvodu a právě těchto dvou výkonných

MOSFET tranzistorů, spolu s dalšími diskrétními součástkami, teprve představuje kompletní zapojení zesilovače pracujícího ve třídě D. Budící obvody řídicí činnost celého výkonového zesilovače se nejvíce podepisují na výsledné kvalitě a jakosti zesilovače. Požadavky na výkonové zesilovače vycházející z parametrů a vlastností budících obvodů, jsou uvedeny v Tab. 7.2.1.

Tab. 7.2.1: Požadavky na výkonový zesilovač pracující ve třídě D

Impedance připojených reproduktorů	4 Ω / 6 Ω / 8 Ω
Výstupní výkon	2x 100 W při 6 Ω
Zkreslení THD+N	< 0.02 %
Kmitočtový rozsah	< 35 MHz
Účinnost	> 85 %

Již při návrhu ale poté i celkové realizaci a oživení zesilovače pracujícího s tímto budícím obvodem nastalo několik problémů a nesrovnalostí s katalogovým listem dodávaným k těmto budícím obvodům. [9]

První a zásadní problém bylo neuvedení výkonové ztráty a tím výkonového dimenzování jednotlivých rezistorů v zapojení u těchto budičů. Výrobce pouze uvedl, že lze postavit zesilovač do vysokých výkonů kompletně na SMD prvcích. Ovšem po prvním kompletním osazení a oživení zesilovače postaveného pouze na rezistorech SMD, se ukázalo toto řešení jako zcela nevhodné. Byly použity rezistory SMD s pouzdrem 1206, které snesou při okolní teplotě 25 °C výkonové zatížení pouze 0,25 W. Docházelo tak k silnému zahřívání některých těchto rezistorů. Proto se poté přistoupilo k celkovému proměření napětí na těchto kritických SMD rezistorech. Výpočtem přes jejich jmenovité hodnoty odporu se snadno určila výkonová ztráta na příslušném rezistoru. Veškeré rezistory, kde byla zjištěna výkonová ztráta, která již přesahovala jejich maximální povolené výkonové zatížení, anebo se již tomuto zatížení blížila, byly zaměněny za klasické THT 1 W metalizované výkonové rezistory. Osazení těchto rezistorů s dostatečnou výkonovou rezervou se ukázalo jako správné řešení zamezující jakémukoli nebezpečnému a nežádoucímu zahřívání příslušných prvků, což vedlo k celkovému zlepšení teplotních poměrů na DSP výkonového zesilovače. [9]

Dalším problémem již v samotném návrhu se staly 10 uF kondenzátory, které měly být použity kolem celého budícího obvodu IRS2092. Výrobce udával použití SMD kondenzátorů s keramickým dielektrikem. Ovšem s přihlédnutím na provozní napětí celého zesilovače (+-35 V) a tedy i na nutně požadované napěťové dimenzování těchto kondenzátorů, tak aby byl celý zesilovač bezpečný a nedošlo provozním napětím k proražení těchto kondenzátorů, se ukázalo, že kondenzátory 10 uF/ 50 V s keramickým dielektrikem jsou v ČR prakticky nesehnatelné. V zahraničních obchodech takový SMD kondenzátor v prodeji byl, avšak po 1000 kusech a cena za kus byla až příliš vysoká. [9]

Řešením tohoto problému bylo použití paralelní kombinace dvou kondenzátorů. Prvním je keramický kondenzátor s kapacitou 100 nF s provozním napětím až 50 V. Tím druhým kondenzátorem je klasický elektrolytický kondenzátor o kapacitě 10 uF a

provozním napětím taktéž 50 V. Paralelní kombinace právě těchto dvou kondenzátorů v zapojení nahradila výrobcem doporučovaný a udávaný 10 uF keramický kondenzátor. Konkrétně se jedná o paralelní kombinace C5 C14; C6 C13; C4 C15; C7 C16. V paralelní kombinaci vstupních kondenzátorů byl nahrazen elektrolytický kondenzátor kondenzátorem bipolárním (C11 C22), viz Obr. 7.2.1.

Teoretickým předpokladem pro použití právě této dvojice kondenzátorů byl klasický vztah pro výpočet impedance kondenzátorů [7.2.1]. Z něj jasně vyplývá, že kondenzátor s kapacitou 100 nF dosahuje při nízkých kmitočtech velké impedance a v tento moment, jakoby ani v zapojení nebyl. Veškerý signál tak přechází přes 10uF kondenzátor s elektrolytickým dielektrikem, který představuje pro tyto nízké kmitočty řádově 1000x menší impedanci. Použití 100 nF keramického kondenzátoru má své uplatnění v oblasti vysokých kmitočtů, kdy se začnou již uplatňovat parazitní indukčnosti elektrolytického kondenzátoru a takový vysokofrekvenční signál začne přecházet přes keramický kondenzátor. Nahrazení výrobcem doporučovaného a požadovaného 10 uF kondenzátoru touto paralelní kombinací se měřením a testováním ukázalo jako zcela funkční a v praxi použitelné. Pro dosažení co možná nejlepších parametrů všech těchto paralelních dvojic bylo použito špičkových elektrolytických kondenzátorů od společnosti NIPPON CHEMI-CON.

$$Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (7.2.1)$$

Impedance 100nF kondenzátoru při frekvenci 50Hz:

$$Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}$$

$$Z = 31,83 \text{ k}\Omega$$

Impedance 10uF kondenzátoru při frekvenci 50Hz:

$$Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}$$

$$Z = 318,31 \Omega$$

V teoretickém předpokladu byl uvažován tzv. SOFTSTART hlavního toroidního transformátoru, který napájí výkonový zesilovač. Spolu se s tímto postupným zapnutím hlavního transformátoru bylo také uvažováno zpožděné připojení koncových reproduktorů. Obě tyto činnosti měly ochránit koncové reproduktory. Obstarání a řízení těchto dvou kroků při startu celého zařízení měl mít na starost interní mikrokontroléře PIC16F876A. Ovšem po oživení, otestování a proměření zesilovače bylo zjištěno, že veškeré tyto úkony si sám obstará budící obvod IRS2092, kdy po připojení napájení do koncových výkonových stupňů se v reproduktorech neozve žádné nepříjemné, či pro ně nebezpečné lupnutí, které by souviselo se startem hlavního toroidního transformátoru. K připojení koncových reproduktorů dojde samovolně za zhruba 2 sekundy po startu zesilovače, respektive po startu budícího obvodu IRS2092. Díky této skutečnosti a schopnosti obvodů IRS2092 se návrh koncových stupňů poněkud zjednodušil. [9]

7.2.2 „Bootstrap“ obvody

Pro potřeby rychlého spínání koncových výkonových MOSFET tranzistorů uvnitř navrhovaného zesilovače se k budícím obvodům a právě těmto koncovým MOSFET tranzistorům připojují tzv. bootstrap komponenty. Těmito komponenty je velmi rychlá dioda a kondenzátor. V navrhované zesilovači se jedná o prvky C12 a D2, viz. Obr. 7.2.1

Velikost kondenzátoru se volí zpravidla 10x větší, než-li je hodnota kapacity mezi elektrodami GATE a SOURCE MOSFET tranzistoru použitého horní části mostu. Hodnota kondenzátoru byla zvolena dle doporučení výrobce na 22 uF viz. Obr. 7.2.1. Při takto zvolené hodnotě kondenzátoru C12 je doba pro opětovné dobití tohoto kondenzátoru na původní hodnotu dostatečná. Kondenzátor je dobíjen v době sepnutí výkonového MOSFET tranzistoru nacházejícího se ve spodní části mostu. Na kondenzátor v tomto zapojení jsou kladeny další značné nároky. Musí se jednat o kondenzátor s nízkými hodnotami ESR a ESL, proto se používá rychlých keramických kondenzátorů s X7R dielektrikem [15].

Při výběru diody do obvodu „bootstrap“ je nutné zohlednit zejména rychlost vybrané diody. Pro tyto potřeby se volí buď ultra rychlá křemíková dioda s extrémně nízkou dobou komutace nebo se případně volí diody se Shottkyho bariérou. V navrhované zesilovači je použita první varianta, čili ultra rychlá křemíková dioda. Jedná se o SMD diodu MURS120 viz. Obr. 7.2.1 [15].

7.2.3 Koncové MOSFET tranzistory IPP50CN10N

Koncové výkonové MOSFET tranzistory IPP50CN10N jsou řízeny budícími obvody IRS2092 a slouží již k dodání značného výkonu do koncových reproduktorů, či reprosoustav. Z principu činnosti třídy D využívající tyto koncové výkonové tranzistory (MOSFET tranzistory) jako spínače, nebo-li využívající spínacích vlastností těchto tranzistorů, je jasně plynoucí vysoká účinnost třídy D, která umožňuje dosažení značného výstupního výkonu zesilovače se zachováním poměrně velmi malých výkonových ztrát na chladičích. Díky malé výkonové ztrátě na chladičích mohou voleny mnohem menší chladičí bloky, než-li by tomu bylo ve srovnání se zesilovačem dosahující stejného výstupního výkonu obsahující však aktivní prvek pracující ve spojitém režimu (třída A, B, AB atd.). Použití menšího chladiče umožňuje dosažení kompaktnějších rozměrů výsledného zesilovače.

Jak se ve výsledné realizaci výkonového zesilovače ve třídě D ukázalo, je velmi důležitá a klíčová správná volba výkonových MOSFET tranzistorů k budícím obvodům IRS2092. V teoretickém návrhu bylo nejdříve uvažováno použití MOSFET tranzistorů IRFP450. Ovšem při první realizaci koncového zesilovače s budícím obvodem IRS2092 se ukázalo použití těchto velkých 500 V spínacích tranzistorů jako zcela nevhodné. Tranzistory dosahovaly příliš velké vstupní kapacity C_{ISS} (až 2600 pF) a příliš vysoké hodnoty vstupního odporu v sepnutém stavu ($R_{DS(ON)} < 0.4 \Omega$). Správná volba spínacího tranzistoru k budícím obvodům IRS2092 se zakládá na těchto dvou parametrech obecně jakéhokoliv MOSFET tranzistoru. [20]

Vysoká vstupní kapacita spínacího tranzistoru je jakýmsi obrazem o rychlosti daného tranzistoru, jasně plynoucí z rychlosti nabíjení/ vybíjení této vstupní kapacity. Jednoduše řečeno, čím větší vstupní kapacita C_{ISS} , tím je daný tranzistor pomalejší. V

aplikaci s budícím obvodem IRS2092, kdy rychlost spínání se blíží řádově k až 1 MHz, je kapacita klíčovým a rozhodujícím parametrem. Rozhodujícím o použití, či nepoužití daného spínacího tranzistoru. Právě s použitím IRFP450 musel být nastaven DEADTIME na obvodu IRS2092 na maximální hodnotu (105 nS). Díky tomu však docházelo ke značnému a nežádoucímu zkreslování výstupního signálu z tohoto zesilovače. [9] [20]

Druhým rozhodujícím parametrem je odpor MOSFET tranzistorů v sepnutém stavu ($R_{\text{DS(on)}}$). Velká hodnota tohoto odporu je zbytečnou zátěží pro budící obvod IRS2092, která má za následek značné nežádoucí zahřívání toho integrovaného obvodu. Při dlouhodobějším užívání takových spínaných tranzistorů by byla potřeba speciální chladič na pouzdro SIOC16. Však zásadním důvodem, proč nepoužít tranzistory s vysokou hodnotou $R_{\text{DS(on)}}$ je fakt, že budící obvod IRS2092 v sobě ukrývá proudovou ochranu. Ta při používání spínacích tranzistorů IRFP450, které mají právě také značně vysokou hodnotu $R_{\text{DS(on)}}$ (0.4 Ω), při výstupním výkonu cca 8W na kanál okamžitě odpojovala oba výstupy. Navržený zesilovač byl tak absolutně nepoužitelný. Proudová ochrana IRS2092 se dá samozřejmě nastavit za pomoci přesně vypočtených rezistorů R17 a R18. Ovšem i po nastavení proudové ochrany setrvalo značné zahřívání budícího obvodu. Velká hodnota $R_{\text{DS(on)}}$ s sebou nese i větší nároky na chlazení těchto koncových tranzistorů, respektive na velikost potřebného chladiče a v neposlední řadě může negativně ovlivnit celkovou účinnost takového zesilovače.

Jako ideální koncové výkonové MOSFET tranzistory byly vybrány IPP50CN10N od výrobce INFINEON. Jedná se o 100 V spínací MOSFET tranzistory s indukovaným kanálem typu N. Tyto MOSFET tranzistory teoreticky umožňují dosažení mnohonásobně většího výstupního výkonu, než-li je po nich v navrhovaném zesilovači požadováno. Tyto tranzistory jsou ideální kombinací velmi malé vstupní kapacity C_{ISS} (822 pF) a velmi malé hodnoty statického odporu $R_{\text{DS(on)}}$ (38 m Ω). S přihlédnutím na tyto dva klíčové parametry se jedná o skutečně velmi rychlé spínací tranzistory, které bez problémů spolehlivě pracují na nejmenší hodnotě deadtime budícího obvodu IRS2092, mající tak pozitivní vliv na celkovou kvalitu reprodukce. Kvůli jejich velmi malé hodnotě statického odporu $R_{\text{DS(on)}}$, řádově 10x menší ve srovnání s IRFP450 je nastavení proudové ochrany rezistory R17 a R18 zbytečné a tranzistory spolehlivě pracují a spínají až do maximální výstupní úrovně, aniž by jakkoliv zasahovala proudová ochrana budícího obvodu IRS2092. Právě proto je R17 nulovým odporem (pouze SMD propojka) a R18 je úplně rozpojený. Velkým pozitivem při použití těchto spínacích tranzistorů je rapidní pokles teploty budícího obvodu bez nutnosti uvažování speciálního chladiče na jeho pouzdro. V neposlední řadě se tyto tranzistory zasloužily také o posun účinnosti pozitivním směrem. [10].

7.2.4 Výstupní filtr

Výstupní filtr u výkonových zesilovačů třídy D je obecně určitou realizací filtru typu dolní propust. Navržený a použitý filtr takového typu, slouží pro potlačení nežádoucích vysokofrekvenčních spektrálních složek ve výstupech koncových výkonových stupňů pracujících ve třídě D. Jehož výstupní napětí představuje střední hodnotu vstupního signálu (od koncových MOSFET tranzistorů) s PWM modulací. Správně navržený výstupní filtr by také neměl ovlivňovat celkovou účinnost zesilovače. Existují a rozlišují se 3 základní principy realizace výstupních filtrů:

- spojení feristoru a kondenzátoru
- výstup zesilovače neopatřen žádným výstupním filtrem
- filtr typu dolní propust → LC filtr

Volba použitého výstupního filtru záleží na výstupním výkonu zesilovače, na použité modulaci, na délce a typu propojovacího kabelu mezi zesilovačem a koncovými reproduktory atd.

Spojení feristor a kondenzátor představující filtr typu dolní propust je ve srovnání s LC filtrem cenově dostupnější a výhodnější. Ovšem jeho filtrační účinky jsou patrné až od poměrně vysokých kmitočtů (jednotky MHz). Další nevýhodou je nutná značná optimalizace rozložení součástek samotného koncového zesilovače, který je na výstupu opatřen tímto typem filtru. Propojovací kabel mezi reproduktory a zesilovačem by měl být co nejkratší a hlavně stíněný [16].

Při použití výstupu zesilovače neobsahující žádný výstupní filtr nastává celá řada dalších komplikací. Jsou zde daleko přísnější požadavky na rozvržení DPS takového zesilovače. Reprodukter a zesilovač by měly být opět spojeny co nejkratším kabelem a pokud možno i stíněným. Výhoda je pouze v ceně. Pro návrh a realizace kvalitního zesilovače je tato varianta nepoužití výstupního filtru nevhodná [16].

Použití výstupního filtru typu dolní propust, složeného z klasického spojení cívka-kondenzátor je nejpoužívanější variantou výstupních filtrů výkonových zesilovačů pracujících ve třídě D s výstupním výkonem desítek případně stovek Wattů. Nevýhodami LC filtru jsou značné rozměry LC filtru, které se nepříznivě podepíší na výslednou velikost celého zesilovače, a také vyšší pořizovací cena komponent pro tento filtr.

V některých případech se používá kaskádní spojení LC filtru s filtrem složeného z feristoru a kondenzátoru. Výhoda tohoto spojení je ve filtraci nežádoucích složek i nad rezonančním kmitočtem samotného LC filtru, neboť schopnost potlačení těchto nežádoucích spektrálních složek LC filtrem nad rezonančním kmitočtem značně klesá. Ovšem použití filtru feristor- kondenzátor s sebou nese větší požadavky na modulátor zesilovače a také další komplikace při návrhu a realizaci takového zesilovače [16].

Kritickým parametrem výstupních filtrů je podobně jako u D/A převodníku a jeho výstupního filtru strmost těchto filtrů, nebo-li strmost přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem amplitudové frekvenční charakteristiky. Tedy co možná největší schopnost potlačení dalších nežádoucích harmonických složek ve výstupním spektru, právě od tohoto zlomového kmitočtu navrženého filtru. Občas se proto v zesilovačích, kde jsou kladeny značné nároky na kvalitu výstupního LC filtru, používá výstupních LC filtrů 2. či vyššího řádu. U těchto filtrů 2. a vyšších řádů jsou používány nejčastěji dvě aproximace. Jedná se o aproximaci Butterworthovu a Besselovu, přičemž každá z těchto aproximací má své jisté výhody a důvody použití:

- Butterworthova → Výhodou je dosti strmý přechod mezi propustným a nepropustným pásmem frekvenční amplitudové charakteristiky.
- Besselova → Výhodou je téměř lineární průběh frekvenční fázové charakteristiky.

Případný výběr mezi jednou z těchto aproximací výstupního filtru je volen s

ohledem na co možná nejmenší fázové zkreslení zesilovače a také na co nejlepší schopnost potlačení dalších nežádoucích harmonických složek ve spektru výstupního signálu. [16]

V navrhovaném zesilovači a jeho bloku výstupního filtru je však použit pouze klasický LC filtr prvního řádu typu dolní propust, jež pro potřeby navrhovaného zesilovače bude plně dostačovat. Filtr se skládá pouze z cívky a kondenzátoru o hodnotách doporučených výrobcem International Rectifier k tomuto výkonovému zesilovači pracujícího ve třídě D [9].

Cívka je toroidního typu se železo-prachovým jádrem AMIDON. Tato železo-prachová jádra se vyrábí z různých materiálů, která se liší maximálním kmitočtem, na jakém jsou poté schopny tyto jádra pracovat. Z hlediska indukce se materiály toroidních jader pro výrobu cívek do výstupních LC filtrů od sebe liší počtem závitů vodiče nutných k dosažení požadované indukčnosti. U každého materiálu AMIDON je vždy udána velikost dosažitelné indukce při 100 závitěch vodiče navinutých právě na toto konkrétní železo-prachové jádro. Při použití železo-prachového jádra AMIDON materiálu 26 (s mezním kmitočtem 1 MHz), který se prodává běžně do spínaných zdrojů, došlo k prudkému zahřívání celého toroidního prstence a celkové destabilizaci LC filtru, respektive celého zesilovače. Tento nežádoucí jev nastal patrně v důsledku užití materiálu, jehož mezní kmitočet leží v blízkosti pracovního kmitočtu budícího obvodu IRS2092, jež je přibližně 800 kHz. Právě proto je velmi důležité zvolit správný typ materiálu použitých železo-prachových jader.

V koncovém LC filtru je proto použit toroidní prstenec AMIDON z materiálu typu 2. Tento materiál má již mezní kmitočet mnohonásobně větší (až 30 MHz) než je pracovní kmitočet budícího obvodu IRS2092. Při použití jádra materiálu 2 měřením ani poslechem nebyly zjištěny žádné nežádoucí jevy, jaké se vyskytovaly s cívkou z materiálu 26. Jistou nevýhodou je, že prstence tohoto materiálu nelze běžně zakoupit v podobě hotové cívky, ale pouze samotného toroidního prstence, na který je nutno ručně navinout jistý počet závitů potřebný pro dosažení požadované indukce. Dosažení požadované indukce lze snadno zkontrolovat RLC metrem nebo pomocí online kalkulatoru na webových stránkách výrobce AMIDON. Na těchto stránkách po zadání průměru jádra, materiálu jádra a požadované indukce cívky kalkulator ihned vypočte počet závitů cívky nutných pro dosažení požadované indukce.

Kondenzátor je svitkový s výbornou životností od výrobce WIMA, při jehož návrhu musí být zohledněno zejména napětí, pro který je kondenzátor dimenzovaný.

Obě tyto součástky výstupního filtru byly však vybrány s ohledem na maximální výkonové, respektive napětíové zatížení, výstupem příslušného kanálu zesilovače. Rezonanční kmitočet navrhovaného výstupního filtru je vypočten dle známého Thomsonova vztahu pro výpočet rezonančního kmitočtu [7.2.4] :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (7.2.4)$$

kde f_0 představuje hodnotu rezonančního kmitočtu navrženého výstupního filtru, LC je součin hodnot použité toroidní cívky a použitého kondenzátoru.

Dosažení a výpočet rezonančního kmitočtu výstupního LC filtru typu dolní propust:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 C_{10}}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{22 \cdot 10^{-6} \cdot 0.47 \cdot 10^{-6}}}$$

$$f_0 = 49,495 \text{ kHz}$$

Vypočtená hodnota rezonančního kmitočtu navrhovaného výstupního filtru typu dolní propust je 49,495 kHz. Tato hodnota rezonančního kmitočtu výstupního filtru odpovídá frekvenčním požadavkům na celý výkonový zesilovač, jak je uvedeno v Tab. 7.2.1

7.2.5 Chlazení koncových MOSFET tranzistorů IPP50CN10N

Jak plyne z principu činnosti třídy D a bylo již řečeno a rozebráno, spínané výkonové tranzistory dosahují velmi vysokých účinností ve srovnání s klasickými třídami (A, AB, B aj.) a to teoreticky až přes 90 %. Prakticky je však možné se správně zvolenými koncovými MOSFET tranzistory se této účinnosti přiblížit. Patrně nejdůležitějším parametrem samotného MOSFET tranzistoru, který může buď negativně nebo pozitivně ovlivnit celkovou účinnost, ale zejména pak především velikost chladiče, je parametr statického odporu $R_{\text{DS(on)}}$. Ten udává odpor tranzistoru při plném otevření a trvalém vedení proudu. Čím je tato hodnota statického odporu příslušného tranzistoru menší, tím bude ztráta při stejném výstupním výkonu daného MOSFET tranzistoru přeměněná v teplo menší, ve srovnání s MOSFET tranzistorem mající hodnotu statického odporu větší.

Prakticky to bylo ověřeno a srovnáno při použití koncových MOSFET tranzistorů IRFP450 ($R_{\text{DS(on)}} < 0,4 \Omega$) a mnohem vhodnějších MOSFET tranzistorů IPP50CN10N ($R_{\text{DS(on)}} < 38 \text{ m}\Omega$). Při použití stejně velkého chladiče a aktuálně stejného výstupního výkonu dodávaného do koncové reprosoustavy, zůstala teplota chladiče s tranzistory IPP50CN10N prakticky na teplotě okolí, zatímco s tranzistory IRFP450 dosahovala teplota chladiče citelně větší hodnoty. [10] [20]

Návrh chlazení u třídy D není tak kritickým aspektem návrhu, jako tomu je u tříd využívajících spojitý režim výkonového prvku. Při teoretické účinnosti 85- 90 % třídy D to znamená, že 10-15 % výstupního výkonu na jeden kanál, se musí uchladiť na chladičích. V konkrétních číslech navrhovaného zesilovače, představuje 10-15 % výstupního výkonu 10-15 W, které se musí být schopny vyzářit přes chladiče do okolí. V navrhovaném zesilovači má každý kanál svůj vlastní chladič. Byly vybrány a použity takového chladiče, které se svými rozměry a tvary ideálně hodí pro použití v koncových stupních. Jejich tepelný odpor R_{th} dle výrobce je 3.8 K/W. Snadným výpočtem dle vztahu [7.2.5] lze určit jaká maximální teplota při maximálním výkonovém zatížení zesilovače bude na chladičích. Pro co možná nejlepší přestup tepla z pouzdra tranzistorů do chladiče jsou použity mezi tranzistory a chladiči speciální silikonové podložky.

$$T_a = 25^\circ \text{C} \rightarrow \text{teplota okolí}$$

$$T_h = R_{\text{th}} \cdot P_{\text{max}} + T_a \quad (7.2.5)$$

$$T_h = 3.8 \cdot 15 + 25$$

$T_h = 82^\circ\text{C}$ → maximální teplota chladiče

Jak je patrné z výpočtu, při uvažování účinnosti 85 %, bude teplota chladiče při maximálním vytížení a teplotě okolí 25°C přibližně 82°C . Vzhledem k maximální teplotě 175°C uvedené v kat. listu, po kterou jsou tranzistory IPP50CN10N schopny normálně pracovat, je maximální teplota 82°C na chladiči zanedbatelná a je jasné, že chladiče byly zvoleny s dostatečnou rezervou. [10]

Velmi důležitý je graf závislosti maximálního dovoleného výkonového zatížení tranzistoru v závislosti na pracovní teplotě, jak je uveden v kat. listu k IPP50CN10N. Při teoretické ztrátě 15 W na jednom chladiči, kde dochází ke spínání obou tranzistorů, je výkonová ztráta jednoho tranzistoru přibližně 7,5 W. Což jak plyne z grafického průběhu, při ztrátě 7,5 W může každý tranzistor bez problémů pracovat do teploty až takřka 150°C . [10]

Tento částečně přibližný výpočet byl ověřen měřením, kdy byl zesilovač zapojen do $6\ \Omega$ zátěže při plném výstupním výkonu po dobu 1 hodiny. Chladiče obou kanálů si udržely naprosto bezproblémovou teplotu, která nepřesáhla 80°C a nijak tak neohrožuje činnost ani životnost koncových MOSFET tranzistorů IPP50CN10N.

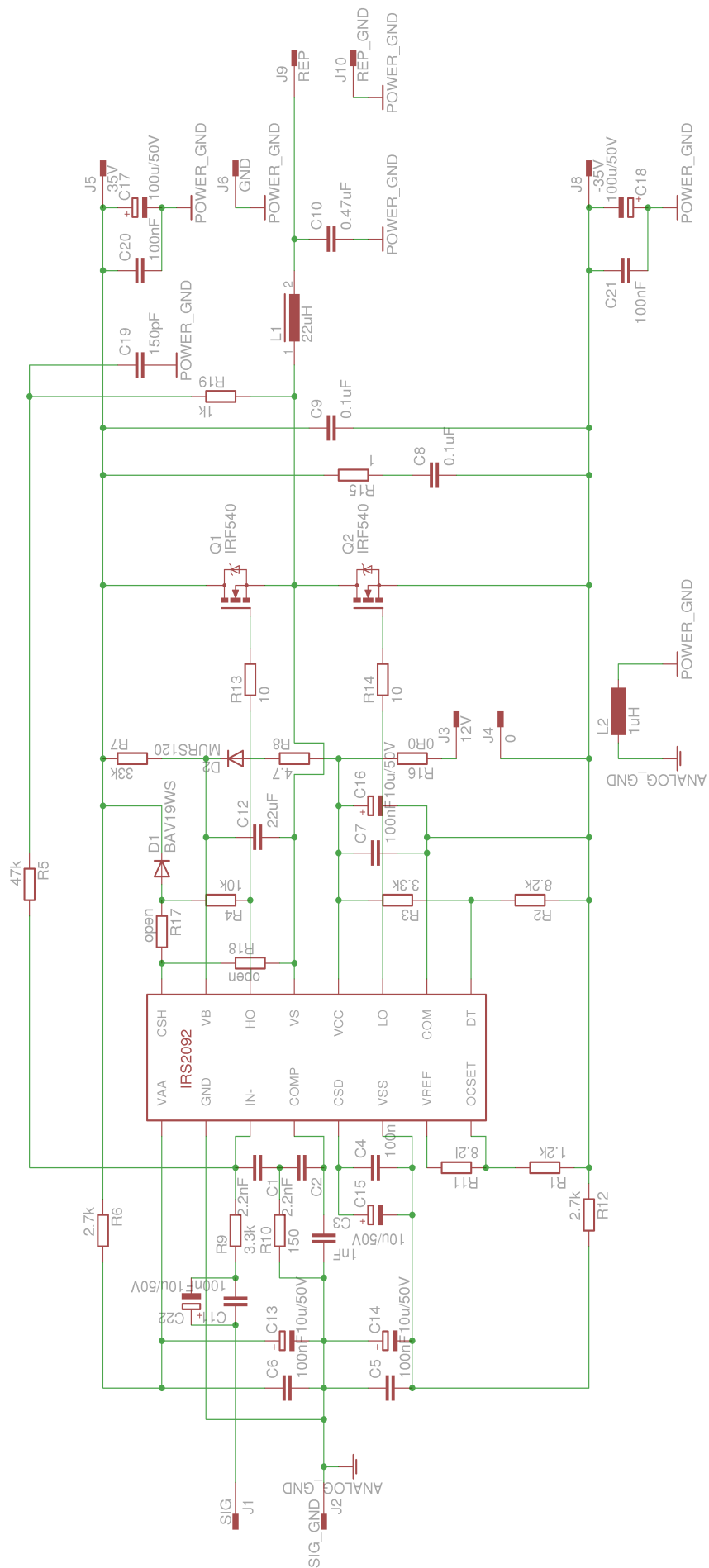
7.2.6 Kritické části návrhu koncového výkonového stupně ve třídě D

Při návrhu a i samotné výrobě DPS k tomuto zesilovači je nutno zohlednit zejména 3 kritické aspekty návrhu a tím zajistit po výrobě a osazení DPS součástkami správnou činnost celého zesilovače.

Zesilovač pracující ve třídě D je citlivý na správné rozvržení DPS, je tedy nutné dodržení správného rozmístění všech součástek na DPS tohoto zesilovače, aby nedocházelo k vzájemnému ovlivňování a rušení na DPS mezi jednotlivými součástkami. Kritickým místem návrhu je blok výstupního LC filtru, který by svou činností, zejména elektromagnetickým polem v okolí cívky vzniklým právě samotnou činností této cívky, mohl nepříznivě ovlivnit chování zbytku obvodu zesilovače. Proto je blok LC filtru na DPS umístěn, co nejvíce mimo ostatní součástky použité na DPS tohoto zesilovače.

Druhým kritickým bodem návrhu je správné rozvedení zemí. Jak je patrné ze schématu zapojení Obr. 7.2.1 nacházejí se na DPS dva typy zemí. První zemí je tzv. „analogová“ země související se vstupním analogovým signálem, který je přebírán z digitálního potenciometru. Druhou zemí je země související s výkonovou a výstupní částí koncového zesilovacího stupně. Vedení těchto dvou zemí samostatně je nezbytnou součástí návrhu. Pokud by země nebyly vedeny samostatně, docházelo by k nežádoucímu vysokofrekvenčnímu rušení mezi vstupní analogovou částí a výstupní částí pracující na mnohonásobně vyšším kmitočtu. Tento vysoký kmitočet na výstupu souvisí s pulzně šířkovou modulací, se kterou pracuje třída D.

Třetím úskalím při návrhu výkonového stupně o výstupním výkonu $2 \times 100\ \text{W}$ je nutná správná volba šíře příslušných vodivých cest na DPS, kdy do koncových MOSFET tranzistorů při napájení $+35\ \text{V} / -35\ \text{V}$ teoreticky potečou proudy o velikosti až 3,5 A. Proto je nezbytně nutné i kvůli bezpečnému provozu zesilovače tuto šíři vodivých cest na DPS zohlednit. Zohlednění šíře kritických vodivých cest je zobrazeno na DPS třídy D viz. Obr. F.2.1.



Obr. 7.2.1: Schéma zapojení jednoho kanálu koncového zesilovače

8 NAPÁJENÍ

Podstatnou a velmi důležitou částí navrhovaného zesilovače, je komplexní návrh a realizace napájení všech dílčích bloků uvnitř celého přístroje. Poněvadž jsou v celém zařízení použity různé obvody požadující různé napětové úrovně (-+35 V, 3.3 V, +5 V, +-12 V) ve svých napájecích obvodech, bylo celé zařízení rozděleno na dva samostatné celky z hlediska napájení. Napájení je tedy rozděleno do dvou klíčových bloků, přičemž každý tento blok má svůj vlastní napájecí transformátor. Prvním tímto blokem je napájení výkonové části zařízení, tedy napájení obou koncových výkonových stupňů zesilovače pracujícího ve třídě D, u které je požadována schopnost dodání značného výkonu do těchto koncových stupňů. Druhým blokem je poté napájení všech dílčích a řídicích obvodů uvnitř celého zařízení, které pracují na nižších hodnotách napájecího napětí a s nepatrnými výkonovými požadavky na napájecí zdroj ve srovnání s předešlým blokem napájení. Správné navržení obou těchto bloků napájení má zásadní vliv na korektní a také především bezpečnou činnost celého zařízení.

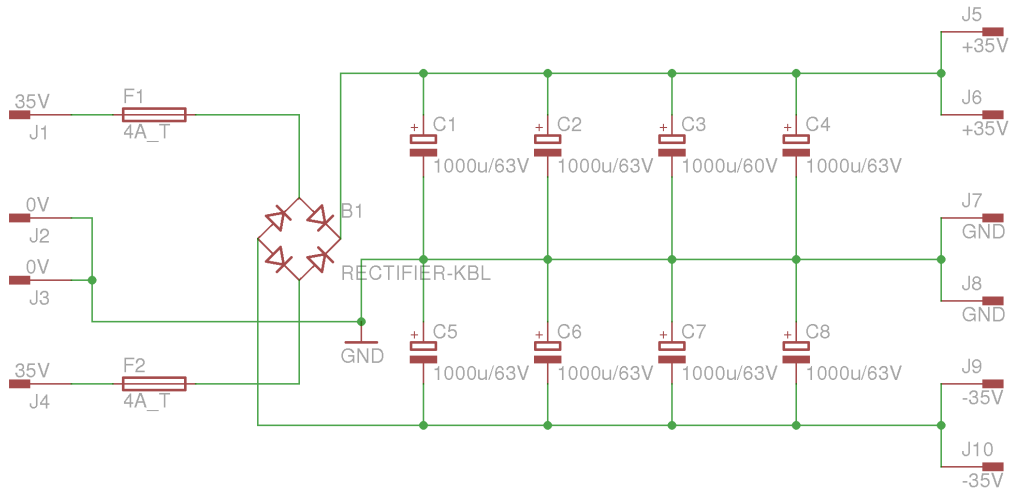
8.1 Napájení výkonové části

Hlavním a především nejdůležitějším požadavkem při návrhu a realizaci napájení pro výkonovou část zařízení je výkonové dimenzování použitého transformátoru. Dalším neméně důležitým parametrem při volbě použitého transformátoru je samozřejmě hodnota jmenovitého napětí. Tento transformátor, respektive celé napájení výkonové části zařízení, musí být schopno dodat zesilovači dostatek proudu při zachování jmenovité úrovně napětí, tak aby výkonový zesilovač byl schopen dosáhnout maximálního požadovaného výstupního výkonu 2x100 W při impedanci reprosoustavy 6 Ω.

Jako nejvhodnější transformátor pro napájení výkonové části celého zařízení byl zvolen toroidní transformátor od renomovaného výrobce NORATEL s dostatečným výkonem 250 VA. Z důvodu požadavku symetrického napájení (alespoň +-35 V) výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D, byla zvolena varianta s dvojitým sekundárním vinutím o jmenovitém napětí 2x35 V. Za pomoci takto zvoleného transformátoru bude moci být zesilovači dodáván požadovaný výkon potřebný pro dosažení výstupního výkonu 2x100 W při 6 Ω.

Přímo výstupním napětím z transformátoru samozřejmě nelze napájet koncové zesilovače, ale je nutno toto napětí usměrnit a především velmi dobře vyhladit, neboť třída D je velmi náchylná na nekvalitně vyhlazené a špatně vyfiltrované napájecí napětí. Nevhodné napájení by mohlo velmi negativně ovlivnit činnost celého zesilovače a vnést do výsledného zvukového projevu zesilovače nežádoucí brum, šum, či zkreslení. Veškerou tuto činnost obstará zapojení napáječe viz Obr. 8.1.1. Kvůli náchylnosti třídy D na kvalitu napájení mají navíc ještě obě DPS koncových výkonových zesilovačů (Obr. 7.2.1) přímo na sobě na každé větvi napájení umístěny menší filtrační elektrolytické kondenzátory o kapacitě 100 uF (C17, C18). Paralelně k těmto elektrolytickým kondenzátorům jsou použity 100 nF keramické kondenzátory (C20,

C21) pro odstranění možného nežádoucího 50 Hz (síťový kmitočet) brumu, který by se mohl přes napáječ, viz Obr. 8.1.1, dostávat do zesilovače, respektive poté do koncových reprodukčních zařízení.



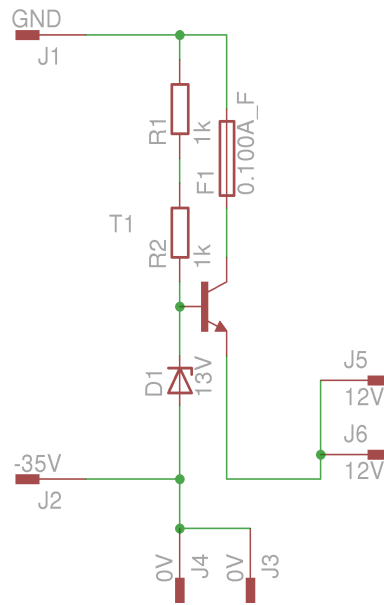
Obr. 8.1.1: Schéma zapojení napáječe výkonové části

Jak je patrné ze schématu viz Obr. 8.1.1, jedná se o velmi jednoduché zapojení. Na levé konektory se připojí výstupní kabely od toroidního transformátoru, přičemž se spojí středy vinutí (konektory 0 V), tak jak je naznačeno na samotném transformátoru přímo od výrobce NORATEL. Kraje obou vinutí se připojí na konektory 35 V, za nimiž následují 4 A pomalé pojistky, které v případě poruchy, či zkratu na napájení výkonových zesilovačů ihned přehoří a spolehlivě tak ochrání zbytek zařízení. Pro usměrnění a získání tak potřebného symetrického napájecího napětí následuje klasický 8 A Graetzův můstek. Ovšem nejdůležitější částí napáječe jsou vyhlazovací kondenzátory. Pro velikost proudu až 4 A a to jak zápornou, tak kladnou větví napáječe, bylo nutno určit správnou velikost požadované filtrační kapacity v každé této větvi. Dle tzv. konstrukčního pravidla říkajícího, že pro proud 1 A má být použito filtračního kondenzátoru o kapacitě 1000 uF – 1200 uF, byla stanovena požadovaná velikost filtračních kondenzátorů jak v kladné, tak záporné větvi napáječe. Byly tedy proto v každé větvi napáječe použity 4 filtrační kondenzátory o kapacitě 1000 uF, což ve výsledku dává celkovou kapacitu 4000 uF. Důležitým parametrem při výběru kondenzátorů je kromě kapacity také maximální provozní napětí a maximální teplota. Byly použity kondenzátory na napětí až 63 V s provozní teplotou 105 °C. Elektrolytické kondenzátory jsou častou příčinou poruch různých zařízení a to díky vysychání a stárnutí dielektrika, proto byly vybrány, co možná nejvyšší kvality kondenzátory a to konkrétně od výrobce NIPPON CHEMI-CON zajišťující tak dlouholetý bezproblémový provoz celého zesilovače.

8.2 Napájení bootstrap obvodů

Jak bylo uvedeno v kapitole 7.2.2, oba kanály výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D užívají tzv. bootstrap obvodů, které potřebují speciální 12 V napájení.

Speciální proto, jak je dobře patrné z Obr. 7.2.1, že nulový potenciál napájecího obvodu bootstrap je spojen s -35 V hlavního napájení celého výkonového zesilovače. Právě kvůli této skutečnosti nebylo možné použít 12 V stabilizátor nacházející se na bloku napájení určeného pro napájení sluchátkového zesilovače atd., neboť po připojení 12 V z tohoto napáječe by došlo ke zkratování -35 V výkonového stupně a zemního vodiče pro ostatní dílčí obvody uvnitř celého zařízení. Tento problém byl vyřešen vymyšlením jakéhosi speciálního ochranného stabilizátoru napětí viz. Obr. 8.2.1.



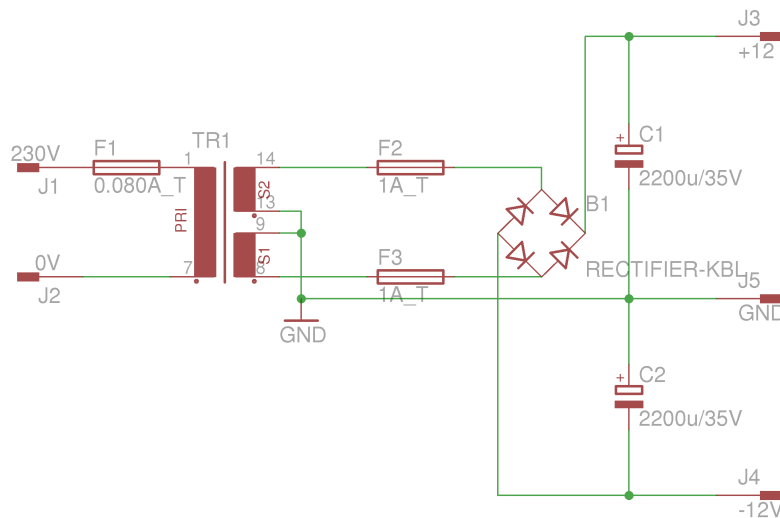
Obr. 8.2.1: Napájení pro bootstrap

Na vstupní konektory FASTON jsou přivedeny napěťové úrovně od napáječe pro výkonový zesilovač přesně tak, jak je naznačeno na schématu, viz Obr. 8.2.1. FASTON konektory 0 V a 12 V slouží pro připojení bootstrap obvodů příslušného kanálu výkonového zesilovače, viz Obr. 7.2.1. Jedná se o zapojení tranzistoru NPN. Pro zmenšení velikosti tekoucího proudu do báze byl použit kvůli vysokému zesílení NPN tranzistor typu Darlington. Výkonové 1 W rezistory R1 a R2 složí pro omezení proudu do Zenerovy diody. Zenerova dioda je použita s hodnotou 13 V Zenerova napětí. Tranzistor NPN v tomto zapojení je klasický emitorový sledovač, který pouze překopíruje Zenerovo napětí na svůj výstup. Ovšem toto napětí je zmenšeno o klasický úbytek na sepnutém tranzistoru ($U_{BE}=0,6$ V). Po odečtení úbytku tranzistoru od Zenerova napětí je patrné, že na výstupu tranzistoru, respektive celého napájecího obvodu pro bootstrap, se objevuje cca 12,4 V. Po zatížení tohoto napájecího obvodu připojením k bootstrap obvodům zesilovače toto napájecí napětí klesne přesně na požadovaných 12 V. Na rozdíl od klasických stabilizátorů jako jsou L7812 atd., nemá tranzistor interní ochranu proti zkratu, a proto je použita v kolektoru rychlá pojistka 0,100 A.

8.3 Napájení nízkovýkonových částí zesilovače

Jedná se o napájení všech ostatních obvodů uvnitř celého navrženého a vyrobeného zařízení. Protože se jedná o obvody, které jsou určeny na podstatně menší napájecí napětí, než-li poskytuje hlavní toroidní transformátor, bylo napájení těchto všech částí separováno od napájení hlavním toroidním transformátorem a tyto obvody mají tak svůj vlastní transformátor, za kterým následují napájecí obvody a blok stabilizátorů napětí. Pokud by bylo použito hlavního toroidního transformátoru k napájení všech těchto částí, docházelo by na stabilizátorech napětí ke zbytečně velkým výkonovým ztrátám. S velkou výkonovou ztrátou by bylo potřeba použít mnohem větších chladičů na chlazení pouzder všech stabilizátorů napětí. Navíc by však docházelo ke zbytečnému maření výkonu tohoto toroidního transformátoru, který musí být schopen dodávat co možná největší výkon do koncových výkonových zesilovačů.

Pro napájení všech těchto částí celého zařízení byl vybrán malý 16 VA transformátor. Jeho výkon tzv. zdánlivý plně postačuje pro napájení těchto částí. S přihlédnutím na maximální, respektive minimální hodnotu napětí, která je pro napájení požadována (+12 V), byl vybrán transformátor s dvojným sekundárním vinutím 2x12 V. Právě kvůli takovým napětím na sekundárních vinutí tohoto transformátoru je možné získat symetrické napětí +12 V potřebné pro napájení sluchátkového zesilovače a diferenčního zesilovače D/A převodníku. Navíc díky nižší hodnotě napětí těchto sekundárních vinutí budou stabilizátory napětí zatěžovány jen minimálně a poklesnou tak jejich nároky na chlazení. Celkové zapojení 16 VA transformátoru i se svým napájecím obvodem je zobrazeno na Obr. 8.3.1.



Obr. 8.3.1: Schéma zapojení 16VA transformátoru

Blok napájení uvedený na schématu zapojení, viz Obr. 8.3.1, prakticky vychází ze stejných předpokladů uvedených v kapitole 8.1 pro návrh napájecích obvodů výkonové části zesilovače. Jedinou změnou je použití zalitého transformátoru umístěného přímo na DPS napájecího obvodu. Napájecí obvody mají stejně jako u výkonové části umístěnou na výstupech sekundárního vinutí dvojici pojistek. Ty spolu s pojistkou na primárním vinutí tvoří ochranu pro napájené obvody v případě zkratu nebo jejich

poruchy, ale zároveň také chrání samotný transformátor v případě trvalejšího přetížení. Za pojistkami na sekundárních vinutí již opět následuje klasický Graetzův můstek pro proud až 4 A. Stejně jako u napájecích obvodů výkonové části, viz kapitola 8.1, je nutná správná volba filtračních kondenzátorů. Pro kvalitní vyfiltrování usměrněného výstupního napětí z Graetzova můstku byly použity kondenzátory s kapacitou 2200 uF, což je hodnota zajišťující dokonalé vyhlazení výstupního napětí celého napájecího obvodu. S ohledem a požadavkem na dlouholetý a bezproblémový provoz byly opět použity špičkové elektrolytické kondenzátory od výrobce NIPPON CHEMI-CON s extrémně dlouhou životností až 10 000 hodin při provozních teplotách okolí 105 °C. Maximální provozní napětí těchto kondenzátorů je 35 V, což je hodnota napětí prakticky 2x přesahující úroveň výstupního napětí Graetzova můstku.

Při návrhu DPS pro tento napájecí obvod z důvodu použití zalitého transformátoru, který je napájen 230 V, musí být kvůli bezpečnosti dodrženy izolační mezery mezi jednotlivými vodivými cestami na primární straně transformátoru. Bezpečná vzdálenost jednotlivých cest musí být alespoň 7 mm, aby nedošlo k tzv. přeskokům napětí mezi těmito vodivými cestami a bylo tak celé zařízení dostatečně bezpečné, viz Obr. H.2.1, představující DPS pro výrobu tohoto napájecího obvodu.

8.3.1 Blok stabilizátorů napětí

Pro korektní napájení všech dílčích bloků uvnitř celého zařízení bylo potřeba nejrůznějších napěťových úrovní. Řešením je použití bloku stabilizátorů. Za pomoci příslušných stabilizátorů napětí v bloku stabilizátorů bylo možno z napájecího napětí napájecího obvodu, viz Obr. 8.3.1, získat následující napěťové úrovně potřebné pro napájení příslušných obvodů v celém zařízení:

- 3,3 V analogových
- 3,3 V digitálních
- +5 V analogových
- +5 V digitálních
- -12 V
- +12 V

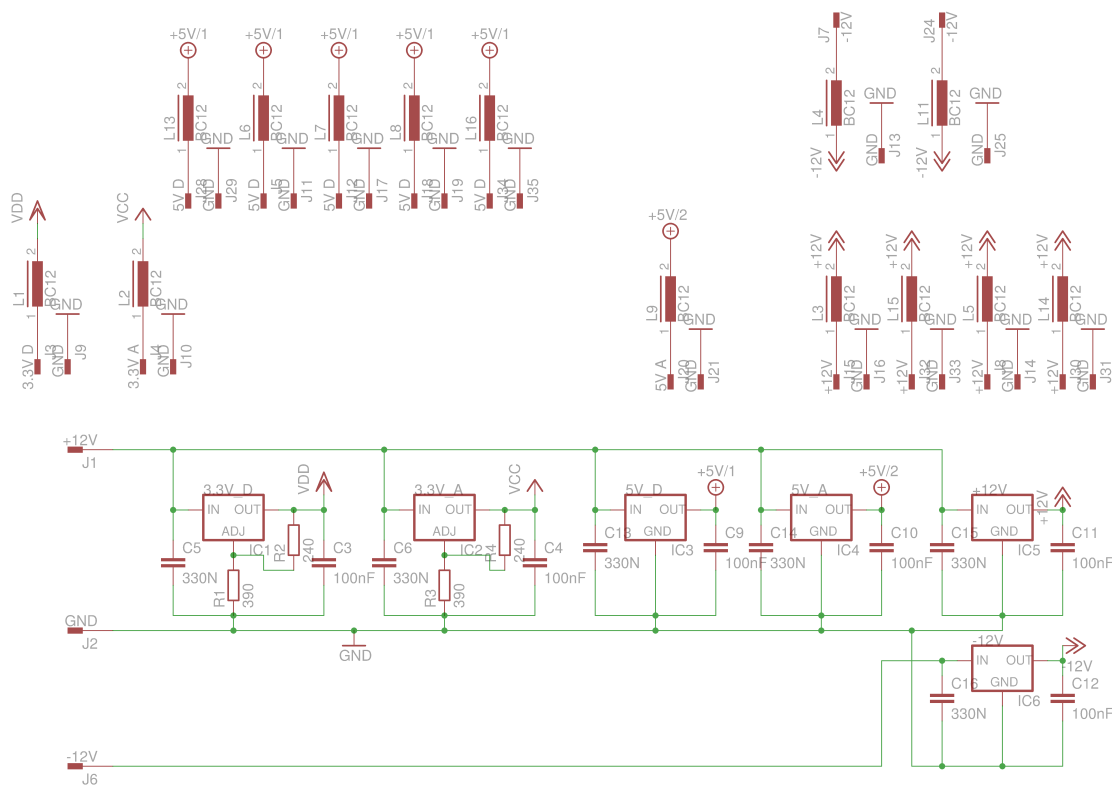
Rozdíl mezi tzv. analogovým a tzv. digitálním napětím spočívá pouze v separaci těchto dvou napájení a použití tak samostatného stabilizátoru napětí pro napájení digitálních a analogových obvodů uvnitř zařízení. Oddělené napájení analogových a digitálních částí vyžadují obvody CS8416 a AD1853. Schéma zapojení bloku stabilizátorů je zobrazeno na Obr. 8.3.2.

Použité stabilizátory napětí:

- 2x LM317 (+3,3 V)
- 2x L7805 (+5 V)
- 1x L7812 (+12 V)
- 1x L7912 (-12 V)

Stabilizátory L7805, L7812 a L7912 jsou klasické stabilizátory napětí v pouzdrech TO-220 se zapojením (Obr. 8.3.2) doporučeným výrobcem k těmto integrovaným obvodům. Každý z těchto stabilizátorů snese proudové zatížení až 1 A.

Stabilizátor LM317 je univerzální stabilizátor (regulátor) napětí se širokou možností nastavení výstupního napětí v rozsahu +1,2 V až +37 V. Stabilizátor se nastavuje za pomoci dvou hodnot rezistorů R1, R2 respektive R3, R4, viz Obr. 8.3.2. Velikost jednotlivých rezistorů pro požadovanou úroveň výstupního napětí LM317 lze velmi snadno určit výpočtem, případně použít jednoduchý online kalkulačtor. Výrobce také poskytuje tabulku jednotlivých výstupních napětí LM317 při použití řadových rezistorů. Pro výstupní napětí 3,28 V bylo dle doporučení výrobce použito dvou řadových odporů, viz Obr. 8.3.2. Pouzdro je stejně jako u stabilizátorů L78XX a L79XX TO-220 a snesou proudové zatížení až 1,5 A. Použití těchto stabilizátorů je cenově mnohem výhodnější v porovnání se specializovanými stabilizátory pro napětí 3,3 V.



Obr. 8.3.2: Schéma zapojení bloku stabilizátorů napětí

Veškeré kondenzátory a jejich doporučené hodnoty jsou převzaty z datasheetů od výrobce stabilizátorů řady L78XX, L79XX s stabilizátorů LM317. Jedná se o svitkové kondenzátory WIMA, které zabraňují nežádoucímu rozkmitání stabilizátorů a působí jako filtrace, či rychlá a okamžitá zásoba elektrické energie pro příslušný stabilizátor.

Za pomocí bloku stabilizátorů jsou napájeny následující obvody:

- Dekodér S/PDIF s D/A převodníkem včetně optických vstupů
- Mikrokontrolér PIC16F876A

- Digitální potenciometr AD5262 včetně multiplexoru 74HCT4052
- Diferenciální zesilovač s aktivní filtrem k D/A převodníku
- Sluchátkový zesilovač

Výstup všech stabilizátorů je vyveden na FASTON konektor. Pro zamezení nežádoucího rušení mezi jednotlivými zařízeními připojenými na příslušný stabilizátor, je vždy mezi výstupní FASTON konektor a samotný výstup stabilizátoru zapojena tlumivka o indukci 3,3 uH, tak jak je naznačeno na Obr. 8.3.2. DPS byla vyrobena s několika +5 V digitálními výstupy navíc z důvodu možnosti případného připojení dalších rozšiřujících řídicích obvodů zesilovače.

Všechny stabilizátory napětí vzhledem k výkonové ztrátě, která na nich vzniká, potřebují chlazení. Běžně se k chlazení stabilizátorů používají drobné chladiče přímo určené na pouzdra TO-220. Ovšem vzhledem k úspoře místa a také finanční výhodnosti, byla DPS navržena tak, aby všechny stabilizátory byly namontovány na jeden větší společný chladič. Opět se rozměrově i tvarově velmi dobře hodil stejný chladič použitý pro chlazení výkonových koncových MOSFET tranzistorů, jak je uvedeno v kapitole 7.2.5. Chladič má natolik dobrý tepelný odpor, že není potřeba počítat celkovou výkonovou ztrátu všech pouzder TO-220 příslušných stabilizátorů. Navíc v kapitole 7.2.5 o chlazení koncových MOSFET tranzistorů, bylo dokázáno a spočteno, že tento typ chladiče dokáže bez jakýchkoli problémů uchládit výkonovou ztrátu 15 W vyprodukovanou koncovými MOSFET tranzistory. Tak velká výkonová ztráta na všech stabilizátorech při maximálním odběru všech obvodů k nim připojených při zdánlivém výkonu 16 VA napájecího transformátoru, prakticky nemůže nastat. Použitím tohoto chladiče jsou tak všechny stabilizátory dokonale teplotně chráněny proti jakémukoliv přehřátí způsobeným jejich činnostmi.

Tento teoretický předpoklad se potvrdil při testování celého zesilovače, kdy opět jako u výkonové části byl zesilovač zapnut po dobu 1 hodiny a průběžně sledován. Za celou dobu testování chladič u stabilizátorů nepřekročil teplotu cca 70 °C.

9 MĚŘENÍ

Poslední, avšak velmi důležitou kapitolou celé bakalářské práce je proměření zesilovače. Změřením parametrů obou zesilovačů dojde k ověření teoretických údajů a konkrétních teoretických požadavků na příslušný zesilovač (výkonový, sluchátkový). U obou zesilovačů byla změřena frekvenční charakteristika, ze které byly odečteny významné body (-3 dB) a zjištěna tak šířka přenosového pásma, rychlost přeběhu zesilovačů, maximální výstupní výkony, zkreslení a odstup signálu a šumu. Za pomoci wattmetru byl změřen příkon naprázdno i při zátěži, z čehož se určila účinnost celého zařízení. Za pomoci voltmetru a ampérmetru byla při zatížení výkonového stupně ve třídě D určena jeho účinnost.

9.1 Měření výkonového zesilovače ve třídě D

U měření výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D byla změřena jeho frekvenční charakteristika, maximální výstupní výkon, zkreslení, odstup signál/šum, rychlost přeběhu zesilovače a samozřejmě také účinnost. Měření probíhalo při zatížení příslušného kanálu 4Ω výkonovou zátěží tvořenou soustavou výkonových rezistorů připojených na masivní hliníkový chladič, tak aby tyto rezistory byly schopny snést i maximální výstupní výkon zesilovače. Při měření všech parametrů (kromě frekvenční charakteristiky) byl zvolen vstupní kmitočet 1 kHz, což je hodnota kmitočtu, pro kterou jsou příslušné parametry definovány i v samotném kat. listu výrobce k těmto zesilovačům pracujících ve třídě D.

9.1.1 Měření frekvenční charakteristiky zesilovače ve třídě D

Za pomoci budícího generátoru byla nastavena výstupní úroveň signálu $2 V_{P-P}$, což při přepočtu na napětí v RMS odpovídá prakticky klasické linkové úrovni $0,707 V_{RMS}$. Na digitálním multimetru Agilent U3401A poté docházelo k odečítání výstupního napětí zesilovače (v RMS) pro zvolený kmitočet frekvenční charakteristiky. Samozřejmě koncový zesilovač musel být po celou dobu zatížen (4Ω).

Přepočet výstupního napětí generátoru:

$$U_{RMS} = \frac{U_{P-P}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (V; V)$$

$$U_{RMS} = \frac{2}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

$$U_{RMS} = 0,707 V$$

Zvolené kmitočty frekvenční charakteristiky, pro které docházelo k odečtení výstupního napětí zesilovače, byly voleny s ohledem na teoretický tvar frekvenční charakteristiky zesilovače, viz Tab. 9.1.1.

Tab. 9.1.1: Změřené hodnoty pro frekvenční charakteristiky výkonového stupně

f [kHz]	0,001	0,002	0,003	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5
U_{vstup} [V]	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
$U_{výstup}$ [V]	2,43	4,30	5,50	7,25	8,76	9,46	9,69	9,69	9,69	9,69
A_u [-]	3,44	6,08	7,78	10,25	12,39	13,38	13,71	13,71	13,71	13,71
A_u [dB]	10,72	15,68	17,82	20,22	21,86	22,53	22,74	22,74	22,74	22,74

1	2	5	10	12	15	18	20	25	30	40
0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
9,69	9,69	9,52	9,15	8,91	8,53	8,24	7,88	7,24	6,63	5,60
13,71	13,71	13,47	12,94	12,60	12,07	11,65	11,15	10,24	9,38	7,92
22,74	22,74	22,58	22,24	22,01	21,63	21,33	20,94	20,21	19,44	17,98

50	60	70	80	90	100
0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
4,85	4,28	3,81	3,53	3,32	3,20
6,86	6,05	5,39	4,99	4,70	4,53
16,73	15,64	14,63	13,97	13,43	13,11

Příklad výpočtu (bezrozměrného) zesílení (pro frekvenci 1 kHz):

$$A_u = \frac{U_{výstup}}{U_{vstup}} \quad (-; V; V)$$

$$A_u = \frac{9,69}{0,707}$$

$$A_u = 13,71$$

Zesílení (bezrozměrné) výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D je (při kmitočtu vstupního signálu 1 kHz) **13,71**.

Příklad výpočtu (dB) napětového zesílení (pro frekvenci 1 kHz):

$$A_u = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{výstup}}{U_{vstup}}\right) \quad (\text{dB}; V; V) \quad (9.1.1)$$

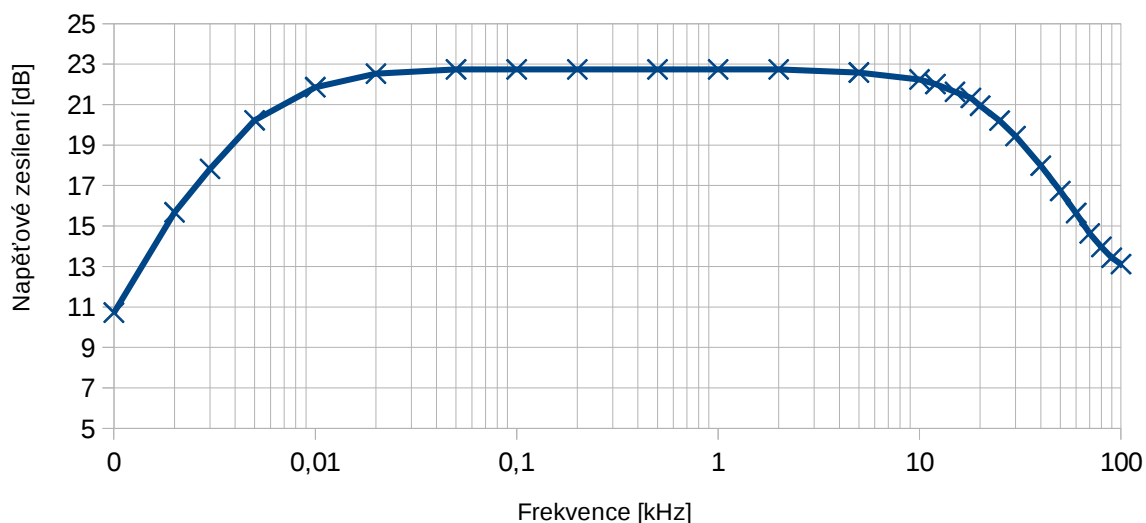
$$A_u = 20 \cdot \log\left(\frac{9,69}{0,707}\right)$$

$$A_u = 22,74 \text{ dB}$$

Napětové zesílení výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D je (při kmitočtu vstupního signálu 1 kHz) **22,74 dB**.

Z naměřených hodnot napětí a po jejich následném přepočtením vztahem [9.1.1] pro určení napětového zesílení (dB) lze sestavit grafickou závislost představující frekvenční charakteristiku koncového zesilovače pracujícího ve třídě D, viz Obr. 9.1.1.

Frek. char. výkonového stupně ve třídě D



Obr. 9.1.1: Frekvenční charakteristika koncového zesilovače pracujícího ve třídě D

Z naměřených hodnot a také z grafické závislosti, viz Obr. 9.1.1, lze snadno určit dva význačné body této charakteristiky. Těmito dvěma body jsou poklesy zesílení o 3 dB na obou stranách frekvenční charakteristiky. Po odečtení těchto hodnot z Tab. 9.1.1 nebo graficky z Obr. 9.1.1 lze snadno určit mezní kmitočty a následnou šířku pásma výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D.

Určení mezních kmitočtů z frekvenční charakteristiky:

$$fd_{mez} = 35 \text{ Hz}$$

$$fh_{mez} = 29 \text{ kHz}$$

Určení šířky pásma výkonového zesilovače:

$$BW = fh_{mez} - fd_{mez} \quad (\text{Hz}) \quad (9.1.2)$$

$$BW = 29\,000 - 35$$

$$BW = 28\,965 \text{ Hz}$$

Šířka pásma vypočtená dle vztahu [9.1.2] se určí jako rozdíl dvou mezních kmitočtů (pokles o 3 dB) výkonového zesilovače. Šířka přenášeného pásma zesilovače pracujícího ve třídě D je **28,965 kHz**.

9.1.2 Měření maximálního výstupního výkonu zesilovače

Při měření maximálního výstupního výkonu byl opět výstup zesilovače zatížen výkonovými rezistory, které musely být patřičně dimenzovány a chlazeny na tak velké výkonové zatížení. Zesilovač byl buzen generátorem o konstantním kmitočtu 1 kHz. Tentokrát se ovšem měnila výstupní úroveň signálu generátoru. Výstup zesilovače byl zároveň připojen na osciloskop, na kterém byl sledován výstupní signál. Ke zvyšování výstupní úrovně generátoru, tedy ke zvyšování vstupního signálu do výkonového zesilovače, docházelo až do situace limitace výkonového stupně. Při limitaci dochází k jasnému ořezávání „špiček“ vstupního sinusového signálu o kmitočtu 1 kHz. Výstupní úroveň generátoru se nastavila taková, při které ještě k této nežádoucí limitaci nedocházelo. Tento okamžik lze považovat za situaci, kdy zesilovač dodává maximum svého možného výkonu do zátěže. V okamžiku těsně před limitací se jednoduše určí výstupní napětí, které se nachází na výkonové zátěži. Pro přesný výpočet maximálního výstupního výkonu bylo však nutné znát přesnou hodnotu výkonových odporů, kterými je výstup zesilovače zatížen. Měřením byla tato hodnota určena na **3,81 Ω**. Při známé velikosti výstupního napětí a přesné velikosti odporu, na kterém se toto napětí nachází, je určení maximálního výstupního výkonu zesilovače snadné a určí se vztahem [9.1.3]:

$$P_{MAX} = \frac{U^2}{R} \quad (W; V, \Omega) \quad (9.1.3)$$

Maximální výstupní napětí zesilovače, které bylo změřeno na výkonové zátěži těsně před limitací, je $U = 22,8 \text{ V}$. Jedná se o hodnotu RMS, neboť byla změřena multimetrem Agilent U3401A a pro kontrolu i samotným osciloskopem Tektronix nastaveným na měření napětí RMS.

$$P_{MAX} = \frac{22,8^2}{3,81}$$

$$P_{MAX} = 136,44 \text{ W}$$

Požadavek návrhu bylo vytvoření výkonového zesilovače s výstupním výkonem do 100 W při impedanci reprosoustavy 6 Ω. Změřený výkon 136 W odpovídá výstupnímu výkonu při zatížení zhruba 4 Ω reprosoustavou. Při použití 6 Ω reprosoustavy výstupní výkon zesilovače mírně poklesne, stále však bude bez problémů splňovat požadavky návrhu o výstupním výkonu. Při měření byl měřen pouze jeden kanál výkonového zesilovače z důvodu nedostatku tolika výkonových rezistorů. Při plném zatížení obou dvou těchto kanálů, podobně jako s použitím 6 Ω reprosoustavy, dojde k poklesu maximálního výstupního výkonu. Tento výkon je již limitován výkonem toroidního transformátoru NORATEL, jenž má zdánlivý výkon 250 VA, který se rovnoměrně rozdělí mezi oba výkonové konce. Ovšem toroidní transformátor je tak tvrdým zdrojem a spolu s dobře navrženými napájecími obvody bude zesilovač bez sebemenších problémů schopen dodat požadovaný výkon 2x100 W při zátěži 6 Ω.

9.1.3 Měření rychlosti přeběhu zesilovače pracujícího ve třídě D

Měření přeběhu výkonového zesilovače je spíše orientačním údajem, který poukazuje na rychlost celého zesilovače. Pro měření přeběhu bylo nutné nastavit na generátoru obdélníkový signál patřičné úrovně, střídavy a frekvence. Střída byla nastavena na 50 % a frekvence na hodnotu 1 kHz. Opět musel být výstup zesilovače zatížen, aby bylo možno něco změřit. Měření proběhlo za pomoci digitálního osciloskopu Tektronix. Pomocí kurzorů na displeji osciloskopu došlo k odměření časových údajů a napěťových poměrů. Bylo nutné odměřit časový okamžik začátku a konce nástupné hrany výstupního obdélníkového signálu z výkonového zesilovače a zároveň také odměřit změnu výstupního napětí obdélníkového signálu, která se za tento okamžik udála.

Změřené údaje:

$$\Delta t = 12,8 \mu s$$

$$\Delta u = 22,2 V$$

Výpočet rychlosti přeběhu:

$$SR = \frac{\Delta u}{\Delta t} \quad (V/\mu s; V; \mu s) \quad (9.1.4)$$

$$SR = \frac{22,2}{12,8}$$

$$SR = 1,73 V/\mu s$$

Rychlost přeběhu (Slew Rate), je vypočtená dle vztahu [9.1.4]. Jedná se o poměr dvou změn a to změny úrovně výstupního obdélníkového signálu a změny času (časového okamžiku), který souvisí se strmostí náběžné hrany výstupního obdélníkového signálu.

9.1.4 Účinnost použitého zesilovače pracujícího ve třídě D

Účinnost zesilovače pracujícího ve třídě D je jedním z jeho klíčových parametrů předurčujícího pro určité aplikační oblasti. Obecně při měření účinnosti se jedná pouze o změřený příkon a následného výkonu zařízení při daném příkonu. Při měření účinnosti zesilovače se postupovalo prakticky úplně stejně. Nejprve byl zesilovač opět vybuzen generátorem, tak aby dosahoval výstupního výkonu přesně 50 W při kmitočtu 1 kHz. Výstupní výkon 50 W byl určen naprosto stejně jako v kapitole 9.1.2. Při měření příkonu bylo nutné použít 2 měřicí přístroje, při čemž jeden musel být ampérmetr a druhý voltmetr. Takto došlo k proměření napětí a vstupního proudu na obou větvích napájení zesilovače (+35 V) při výstupním výkonu 50 W.

Nastavení požadovaného výstupního výkonu zesilovače:

$$P_{50W} = \frac{U^2}{R}$$

$$P_{50W} = \frac{13,8^2}{3,81}$$

$$P_{50W} = 50W$$

Změřené údaje vstupního proudu a napájecího napětí pro kladnou větev (+35 V) :

$$I_{+35V} = 0,64 \text{ A}$$

$$U_{+35V} = 42 \text{ V}$$

Změřené údaje vstupního proudu a napájecího napětí pro zápornou větev (-35 V) :

$$I_{-35V} = 0,63 \text{ A}$$

$$U_{-35V} = 41,8 \text{ V}$$

Výpočet příkonů jednotlivých napájecích větví:

$$P_{+35V} = I_{+35V} \cdot U_{+35V} \quad (\text{W}; \text{A}; \text{V}) \quad (9.1.5)$$

$$P_{+35V} = 0,64 \cdot 42$$

$$P_{+35V} = 26,88 \text{ W}$$

$$P_{-35V} = I_{-35V} \cdot U_{-35V} \quad (\text{W}; \text{A}; \text{V}) \quad (9.1.6)$$

$$P_{-35V} = 0,63 \cdot 41,8$$

$$P_{-35V} = 26,34 \text{ W}$$

Výpočet příkonu zesilovače:

$$P = P_{+35V} + P_{-35V} \quad (\text{W}; \text{W}; \text{W}) \quad (9.1.7)$$

$$P = 26,88 + 26,34$$

$$P = 53,22 \text{ W}$$

Pro změření celkového příkonu, viz vztah [9.1.7], bylo nutné nejprve změřit příkony na jednotlivých větvích zesilovače. K tomu, jak bylo uvedeno, posloužily dva měřící přístroje. První z měřících přístrojů byl nastaven a zapojen jako voltmetr sledující úroveň napájecího napětí konkrétní proměřované napájecí větve zesilovače. Druhý měřící přístroj byl zapojen jako ampérmetr měřící tekoucí proud přímo do zesilovače. Takto byl postupně proměřen proud tekoucí do obou větví zesilovače při konstantním výstupním výkonu 50 W. Výpočet dílčích příkonů (do jednotlivých větví) je určen vztahy [9.1.5] a [9.1.6].

Při známém příkonu a výkonu lze již snadno určit účinnost navrženého zesilovače pracujícího ve třídě D, danou vztahem [9.1.8] :

$$\eta = \frac{P_{50W}}{P} \cdot 100 \quad (\%; \text{W}; \text{W}; -) \quad (9.1.8)$$

$$\eta = \frac{50}{53,22} \cdot 100$$

$$\eta = 94,33 \%$$

Účinnost dané vztahem [9.1.8] je určena poměrem výkonu a příkonu, vynásobeným 100, čímž je výsledek účinnosti převeden do procentuální míry. Dosažená účinnost navrženého zesilovače je **94,33%**.

9.1.5 Harmonické zkreslení (THD+N) a poměr signál/ šum (SNR)

Velmi důležitým parametrem navrženého výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D poukazující na jeho kvalitu je jeho celkové harmonické zkreslení a poměr signál šum. Měření probíhalo na starém měřícím přístroji TESLA BM 543, jehož celková funkčnost nebyla vůbec ideální. Navíc měřící přístroj BM 543 není schopen změřit úroveň harmonického zkreslení menší než 0,1 %. Uvedené údaje jsou tak pouze orientační a uvedeny spíše pro úplnost.

Změřená hodnota poměru signál/ šum: **SNR > 65 dB**

Změřena hodnota harmonického zkreslení: **THD+N < 0,1 %**

9.2 Měření sluchátkového zesilovače

Měřené parametry sluchátkového zesilovače jsou podobně jako u výkonového zesilovače frekvenční charakteristika, výstupní výkon, rychlost přeběhu operačních zesilovačů, odstup signál/šum a také harmonické zkreslení. Při měření sluchátkového zesilovače musí být stejně jako u výkonového konce výstup zatížen. Jako zatěžovací odpor byl zvolen 50 Ω výkonový rezistor.

9.2.1 Měření frekvenční charakteristiky sluchátkového zesilovače

Za pomoci budícího generátoru byla opět nastavena výstupní úroveň signálu 2 V_{P-P}, což při přepočtu na napětí v RMS odpovídá prakticky klasické linkové úrovni 0,707 V_{RMS}. Na digitálním multimetru Agilent U3401A poté docházelo, stejně jako při měření frekvenční charakteristiky výkonového zesilovače, k odečítání výstupního napětí zesilovače (RMS) pro zvolený kmitočet frekvenční charakteristiky. Samozřejmě po celou dobu měření musel být sluchátkový zesilovač zatížen (zátěž 50 Ω).

Přepočet výstupního napětí generátoru:

$$U_{RMS} = \frac{U_{P-P}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{V}; \text{V})$$

$$U_{RMS} = \frac{2}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

$$U_{RMS} = 0,707 \text{ V}$$

Jednotlivé kmitočty, pro které docházelo k odečítání výstupního napětí sluchátkového zesilovače, byly voleny s ohledem na předpokládaný tvar frekvenční charakteristiky sluchátkového zesilovače, jak je patrné z naměřených hodnot uvedených v Tab. 9.2.1.

Tab. 9.2.1: Změřené hodnoty pro frekvenční charakteristiky sluchátkového zesilovače

f [kHz]	0,001	0,002	0,005	0,01	0,01	0,05	0,1	0,2	0,5	1
U_{VSTUP} [V]	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
$U_{VÝSTUP}$ [V]	2,08	2,14	2,14	2,14	2,14	2,14	2,14	2,14	2,14	2,14
A_u [-]	2,94	3,02	3,02	3,02	3,02	3,02	3,02	3,02	3,02	3,02
A_u [dB]	9,37	9,60	9,60	9,60	9,60	9,60	9,60	9,60	9,60	9,60

2	5	10	20	50	100	600	700	800	900	1000
0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
2,14	2,14	2,14	2,14	2,14	2,16	2,16	2,18	2,18	2,18	2,19
3,02	3,02	3,02	3,02	3,02	3,05	3,06	3,08	3,08	3,09	3,10
9,60	9,60	9,60	9,60	9,60	9,69	9,72	9,77	9,77	9,80	9,83

1100	1200	1500	2000	2500	3000
0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
2,21	2,21	2,01	1,50	1,19	0,96
3,12	3,12	2,84	2,12	1,68	1,36
9,88	9,88	9,07	6,53	4,51	2,67

Příklad výpočtu (bezrozměrného) zesílení (pro frekvenci 1 kHz):

$$A_u = \frac{U_{výstup}}{U_{vstup}} \quad (-; V; V)$$

$$A_u = \frac{2,14}{0,707}$$

$$A_u = 3,02$$

Zesílení (bezrozměrné) sluchátkového zesilovače je (při 1 kHz) **3,02**.

Příklad výpočtu (dB) napěťového zesílení (pro frekvenci 1 kHz):

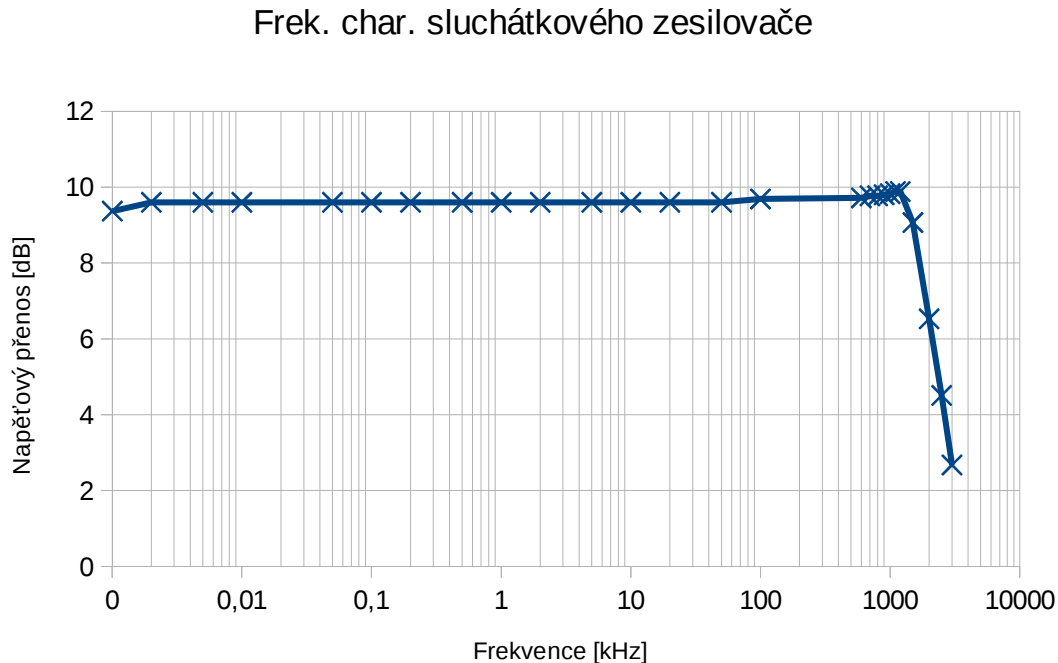
$$A_u = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{výstup}}{U_{vstup}}\right) \quad (\text{dB}; V; V) \quad (9.2.1)$$

$$A_u = 20 \cdot \log\left(\frac{2,14}{0,707}\right)$$

$$A_u = 9,60 \text{ dB}$$

Napěťové zesílení sluchátkového zesilovače je (při 1 kHz) **9,60 dB**.

Z naměřených hodnot napětí a po jejich následném přepočtením vztahem [9.2.1] na přenos v jednotkách dB, lze sestavit grafickou závislost představující frekvenční charakteristiku sluchátkového zesilovače viz Obr. 9.2.1.



Obr. 9.2.1: Frekvenční charakteristika sluchátkového zesilovače

Z naměřených hodnot a také z grafické závislosti, viz Obr. 9.1.1, lze snadno určit dva význačné body této charakteristiky. Těmito dvěma body jsou poklesy zesílení o 3 dB na obou stranách frekvenční charakteristiky. Po odečtení těchto hodnot z Tab. 9.2.1 nebo graficky z Obr. 9.2.1 lze snadno určit mezní kmitočty a následnou šířku pásma výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D.

Určení mezních kmitočtů z frekvenční charakteristiky:

$$fd_{mez} < 1 \text{ Hz}$$

$$fh_{mez} = 2 \text{ MHz}$$

Určení šířky pásma sluchátkového zesilovače:

$$BW = fh_{mez} - fd_{mez} \quad (\text{Hz}) \tag{9.2.2}$$

$$BW = 2\,000\,000 - 1$$

$$BW = 2 \text{ MHz}$$

Šířka pásma vypočtená dle vztahu [9.1.2] se určí jako rozdíl dvou mezních kmitočtů (pokles o 3 dB) sluchátkového zesilovače. Šířka přenášeného pásma sluchátkového zesilovače jsou prakticky **2 MHz**. Sluchátkový zesilovač zesiluje kmitočty již od hranice 1 Hz. Měřicí generátor nebyl schopen nastavit kmitočet vstupního signálu nižší než 1 Hz a nebylo možno tak zachytit přesné místo poklesu (o 3 dB) frekvenční charakteristiky. Z grafického průběhu je však jasné, že dolní mezní

kmitočet sluchátkového zesilovače je ještě nižší než 1 Hz.

9.2.2 Měření maximálního výstupního sluchátkového zesilovače

Při měření maximálního výstupního výkonu sluchátkového zesilovače se postupovalo naprosto stejně jako u výkonového konce pracujícího ve třídě D. Opět byl na generátoru nastaven měřicí signál o kmitočtu 1 kHz. Výstup sluchátkového zesilovače musel být při měření zatížen. Jako zátěž byly zvoleny 50 Ω výkonové rezistory. Na těchto rezistorech docházelo k měření napětí pomocí multimetru Agilent U3401A. Zároveň na výstup sluchátkového zesilovače byl připojen digitální osciloskop Tektronix, pomocí něhož byl sledován tvar výstupního signálu. Na generátoru docházelo ke zvyšování úrovně vstupního signálu. Zvyšování úrovně tohoto vstupního signálu se zastavilo v bodě, kdy začaly operační zesilovače limitovat. Poté došlo k nastavení maximálně možného vstupního signálu, při kterém ještě k limitaci nedocházelo. Po nalezení tohoto maxima se jednoduše zaznamenalo výstupní napětí na zátěži. Pro správný výpočet bylo nutné stanovit opět přesnou hodnotu zatěžovacích odporů. Ta byla měřením stanovena na **49,91 Ω**. Při známe velikosti výstupního napětí a přesné velikosti odporu, na kterém se toto napětí nachází, je určení maximální výstupního výkonu zesilovače snadné a určí se vztahem [9.2.3]:

$$P_{MAX} = \frac{U^2}{R} \quad (W; V, \Omega) \quad (9.2.3)$$

Maximální výstupní napětí sluchátkového zesilovače, které bylo změřeno na výkonové zátěži těsně před limitací, je $U = 7,4 \text{ V}$. Jedná se o hodnotu RMS, neboť byla změřena multimetrem Agilent U3401A a pro kontrolu i samotným osciloskopem Tektronix nastaveným na měření napětí RMS.

$$P_{MAX} = \frac{7,4^2}{49,91}$$

$$P_{MAX} = 1,1 \text{ W}$$

Z naměřených hodnot jasně vyplývá, že navržený sluchátkový zesilovač bude bez problémů schopen vybudit i ty nejnáročnější vysoko impedanční sluchátka, jakými jsou například AKG K701 aj.

9.2.3 Měření rychlosti přeběhu sluchátkového zesilovače

Měřením přeběhu sluchátkového zesilovače byl zjištěn údaj poukazující na rychlost použitých operačních zesilovačů. Výrobce Texas Instrument deklaruje rychlost přeběhu až 20 V/μs. Pro měření přeběhu bylo nutné nastavit na generátoru obdélníkový signál patřičné úrovně, střídy a frekvence, stejně jako tomu bylo při měření rychlosti přeběhu výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D. Střída byla nastavena na 50 % a frekvence na hodnotu 1 kHz. Opět musel být výstup zesilovače zatížen. Měření probíhalo za pomoci digitálního osciloskopu Tektronix. Za pomoci kurzorů na displeji osciloskopu došlo k odměření časových údajů a napětíových poměrů. Bylo nutné odměřit časový okamžik začátku a konce nástupné hrany výstupního obdélníkového signálu ze sluchátkového zesilovače a zároveň také odměřit změnu výstupního napětí obdélníkového signálu, která se za tento okamžik udála.

Změřené údaje:

$$\Delta t = 0,338 \mu s$$

$$\Delta u = 6,04 V$$

Výpočet rychlosti přeběhu:

$$SR = \frac{\Delta u}{\Delta t} \quad (V/\mu s; V; \mu s) \quad (9.2.4)$$

$$SR = \frac{6,04}{0,338}$$

$$SR = 17,87 V/\mu s$$

Rychlost přeběhu (Slew Rate) je vypočtená dle vztahu [9.2.4]. Jedná se o poměr dvou změn a to změny úrovně výstupního obdélníkového signálu a změny času (časového okamžiku), který souvisí se strmostí náběžné hrany výstupního obdélníkového signálu ze sluchátkového zesilovače. Změřená a vypočtená hodnota přeběhu použitých operačních zesilovačů prakticky odpovídá údajům udávaných samotným výrobcem Texas Instruments k operačním zesilovačům LME49720.

9.2.4 Harmonické zkreslení (THD+N) a poměr signál/ šum (SNR)

Velmi důležitým parametrem navrženého sluchátkového zesilovače poukazující na jeho kvalitu je jeho celkové harmonické zkreslení a poměr signál šum. Měření probíhalo stejně jako v případě výkonového zesilovače na starém měřicím přístroji TESLA BM543, jehož celková funkčnost nebyla ideální. Navíc, jak bylo uvedeno, měřicí přístroj BM 543 není schopen změřit úroveň harmonického zkreslení menší než 0,1%. Uvedené údaje jsou tak stejně jako v případě výkonového konce přiloženy spíše jako orientační a pro úplnost.

Změřená hodnota poměru signál/ šum: **SNR > 90 dB**

Změřena hodnota harmonického zkreslení: **THD+N < 0,1 %**

9.3 Příkon a účinnost celého zařízení

Posledním bodem měření je stanovení účinnosti a příkonu zařízení v situaci na prázdko a při jistém výstupním výkonu výkonového konce pracujícího ve třídě D. Měření příkonu celého zesilovače bylo zajištěno wattmetrem EL-21.

V prvním bodu měření byl stanoven příkon naprázdno celého zařízení. Tedy v situaci, kdy ani výkonový zesilovač ani sluchátkový zesilovač nezpracovávaly žádný vstupní signál a celé zařízení bylo uvedeno pouze v činnost. Takto změřený příkon naprázdno celého zařízení byl **20,1 W**.

Druhým krokem měření bylo opět určení příkonu naprázdno. Tentokrát však ale pouze příkonu hlavního toroidního transformátoru s jeho napájecími obvody a oběma nezátíženými výkonovými zesilovači. Příkon samotné výkonové větve zařízení pracujícího naprázdno byl určen na **5,3 W**.

Třetím bodem měření, které navazovalo na předchozí bod měření, bylo určení účinnosti celé výkonové větve navrženého zařízení. Výkonový zesilovač byl, stejně jako v případě měření účinnosti jeho samého, zatížen a generátorem vybuzen tak, aby jeho výstupní výkon byl opět přesně 50 W. Na wattmetru EL-21 byla odečtena hodnota příkonu výkonové větve zařízení. Odečtená hodnota příkonu byla **64 W**. Poté se k výkonové části zařízení připojili i veškeré dílčí obvody (menší napájecí trafo). Po připojení veškerých obvodů uvnitř zesilovače vzrostl příkon zesilovače na **80 W** (při stejně vybuzeném výkonovém zesilovači). Z těchto dvou hodnot lze poté velmi snadno určit účinnost celého zařízení, případně pouze účinnost výkonové větve zařízení [9.3.1].

Účinnost výkonové větve zařízení:

$$\eta = \frac{P_{50W}}{P} \cdot 100 \quad (\%; W; W; -) \quad (9.3.1)$$

$$\eta = \frac{50}{64} \cdot 100$$

$$\eta = 78,13\%$$

Účinnost celého zařízení:

$$\eta = \frac{50}{80} \cdot 100$$

$$\eta = 62,5\%$$

Údaj o účinnosti celého zařízení je do jisté míry zavádějícím údajem, z důvodu připojení veškerých dílčích obvodů určených pro různé činnosti uvnitř navrženého zařízení. Přesto však tento údaj dává jistou představu o vztahu mezi příkonem celého zařízení a maximálním možným výstupním výkonem zesilovače (při tomto příkonu zařízení).

9.4 Použité měřicí přístroje

Tab. 9.4.1: Seznam použitých měřících přístrojů

Typ	Model	Výrobce	Výrobní číslo
Multimetr	U1231A	Agilent	MY50480004
Multimetr	U3401A	Agilent	MY51300173
Wattmetr	EL-21 tp. 0,2	Metra Blansko	2522654
Dig. osciloskop	DPO2002B	Tektronix	C010307
Zkresloměr	BM 543	Tesla	411021
Generátor s DDS	-	-	-

9.5 Závěr měření

Měření celého zařízení mělo probíhat v laboratořích nízkofrekvenční audiotechniky. Z důvodu uzavření laboratoří, však měření muselo proběhnout v čistě domácích podmínkách s dostupnými měřicími přístroji. Přesto byly změřeny základní a patrně nejdůležitější parametry celého zařízení, které vypovídají jak o kvalitě návrhu a realizaci, tak i o kvalitě samotných použitých integrovaných obvodů uvnitř celého zařízení.

V prvním bodě měření proběhlo měření výkonového zesilovače. Naměřená frekvenční charakteristika výkonového zesilovače plně odpovídá teoretickým předpokladům. Šířka pásma bezmála 29 kHz pro potřeby audio techniky naprosto dostačuje a zaručuje tak špičkový přednes výkonového konce v celém audio pásmu. Výstupní výkon koncového výkonového zesilovače 136,44 W při 4 Ω zátěži zaručuje dostatečnou výkonovou rezervu i při zatížení 6 Ω reprosoustavou, čímž došlo k absolutnímu splnění požadavku návrhu na výkonový zesilovač o výstupním výkonu 2x100 W při 6 Ω . Patrně největším překvapením při měření výkonového zesilovače se stala jeho účinnost, jež přesahuje hranici 94 %. Takto obrovská účinnost potvrzuje teoretické předpoklady pracovní třídy D a poukazuje na vhodně zvolenou moderní součástkovou základnu (budící obvody, MOSFET tranzistory) navrženého výkonového konce pracujícího ve třídě D.

Druhým bodem měření bylo kompletní proměření sluchátkového zesilovače. Z frekvenční charakteristiky sluchátkového zesilovače, resp. z šířky přenášeného pásma sluchátkového zesilovače je patrné, že sluchátkový zesilovač je postaven na špičkových moderních operačních zesilovačích, které jsou schopny pracovat od zlomku Hz až do 2 MHz, čímž tyto operační zesilovače mnohonásobně předčily požadavky návrhu na sluchátkový zesilovač. Doba přeběhu 17,87 V/ μ s operačních zesilovačů už poté jen potvrzuje špičkovou kvalitu těchto použitých operačních zesilovačů LME49720. Změřený výstupní výkon sluchátkové zesilovače 1,1 W při 50 Ω je pro vybuzení všech běžných sluchátek naprosto dostatečný a zaručuje tak silně dynamický poslech s dostatečnou výkonovou rezervou.

Měření harmonického zkreslení a odstupu signál/ šum u obou těchto zesilovačů je z důvodu ne zcela korektní činnosti a velmi špatné přesnosti měřícího přístroje TESLA BM 543 považováno spíše za orientační a měření je jimi pouze pro úplnost doplněno. Přesto však s přihlédnutím na ostatní naměřené údaje a požadavky obou zesilovačů je patrné, že návrh celého zařízení byl zcela úspěšný a v mnoha ohledech předčil i teoretické předpoklady a očekávání.

Poslechový dojem z obou zesilovačů, resp. z celého navrženého zařízení, je špičkový. Výkonový zesilovač neztrácí dostatek výkonu ani při velmi hlasité a dynamické reprodukci. Přesto si zachovává velmi čistý a jasný zvuk. V podstatě to samé platí pro sluchátkový zesilovač. Ten je používán se sluchátky AKG K701, která jsou velmi náročná na správné vybuzení. Ovšem navrženému sluchátkovému zesilovači nečiní sebemenší problém tato sluchátka dostatečně vybudit a zároveň si zachovat dostatečně velkou výkonovou rezervu. V pohledu na šum, či jiné rušivé složky ovlivňující výsledný zvukový přednes je nutno konstatovat, že šum není prakticky slyšitelný (pouze šum samotné nahrávky). Poslechový dojem je však již tím nejsubjektivnějším kritériem každého posluchače.

10 ZÁVĚR

Cílem a zadáním semestrálního projektu a následné bakalářské práce bylo provedení návrhu a realizace výkonového zesilovače $2 \times 100 \text{ W} / 6 \Omega$ pracujícího ve třídě D s integrovaným digitálním vstupem a audio D/A převodníkem. Pro řízení hlasitosti a korekci zesilovače se měla uvažovat mikroprocesorová jednotka, rotační enkodér a indikaci nastavení na připojeném LCD panelu. V neposlední řadě se měly v návrhu zohlednit také požadavky na nízké harmonické zkreslení zesilovače.

Byl proveden kompletní návrh a realizace výkonového stupně pracujícího ve třídě D. Měřením bylo ověřeno dodržení špičkových parametrů a především dodržení požadovaného výstupního výkonu zesilovače. Nad očekávání však dopadla celková účinnost zesilovače, jejíž hodnota byla měřením stanovena na 94%. Takto vysoká účinnost potvrzuje teoretické předpoklady třídy D a zároveň poukazuje na použití špičkových moderních součástek a to zejména na budící obvody IRS2092 a koncové MOSFET tranzistory IPP50CN10N.

Kromě výkonového konce byl proveden kompletní návrh a realizace druhého zesilovače uvnitř zařízení a to sluchátkového zesilovače. Požadavek návrhu na nízké harmonické zkreslení a dostatečný výstupní výkon tohoto zesilovače byl stejně jako u výkonového stupně splněn. V mnoha ohledech dokonce předčil očekávání i teoretický návrh (např. šířka přenášeného pásma atd.). Nízké harmonické zkreslení a vysoká jakost zvuku je zaručena kvalitním návrhem DPS a především použitými operačními zesilovači LME49720 od společnosti Texas Instruments.

Patrně nejnáročnější částí návrhu se stal blok D/A převodníku. Oproti teoretickým předpokladům muselo dojít ke kompletnímu přepracování tohoto bloku a ke sloučení několika dílčích bloků do jednoho funkčního bloku představujícího právě blok D/A převodníku. Nastala také změna v součástkové základně. Došlo k záměně převodníků (AD1955 za AD1853) a záměně operačních zesilovačů v následném diferenčním zesilovači (AD8599 za LME49720). Veškeré tyto změny však vedly k úspěšné realizaci obvodů pro D/A převod. Celé zařízení je tak schopno přijmout vstupní signál se vzorkovacím kmitočtem až 192 kHz a bitovou hloubkou 24 bit, což jsou parametry požadované teoretickým návrhem.

Poslední dílčí částí návrhu a realizace jsou veškeré řídicí obvody zesilovače. Všechny tyto obvody byly úspěšně realizovány. Konkrétně se jedná o návrh a realizaci mikrokontroléru s jeho řídicím algoritmem, digitálního potenciometru a multiplexoru, displeje a otočného enkodéru. Požadavek široké vstupní konektivity zesilovače je splněn trojicí optických vstupů, jedním koaxiálním vstupem a také dvojicí analogových vstupů.

Celková realizace této práce byla velmi časově i pracovně náročná. Přesto se podařilo navrhnout a vyrobit zařízení v čistě domácích (amatérských) podmínkách, které je svými parametry konkurenceschopné profesionálním zařízením s pořizovací cenou daleko přes 20.000 Kč. Výrobní cena zařízení byla spočtena na zhruba 9.000 Kč. Poslechový dojem, především digitálních vstupních signálů, je absolutně špičkový. Díky všem těmto aspektům tak došlo ke splnění všech teoretických požadavků návrhu.

LITERATURA

- [1] DUŠEK, Tomáš. Třídy zesilovačů. In: *Pandatron.cz elektrotechnický magazín* [online]. 2008 [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: http://pandatron.cz/?632&tridy_zesilovacu
- [2] Sharp Microelectronic Inc [on-line]. Datasheet GP1FAV31RK0F- *Fiber Optic Receiver* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: <http://www.sharpsme.com/download/gp1fav31rk-epdf>
- [3] Cirrus Logic Inc [on-line]. Datasheet CS8416- *192 kHz Digital Audio Interface Receiver* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: http://www.cirrus.com/en/pubs/proDatasheet/CS8416_F3.pdf
- [4] Analog Devices Inc [on-line]. Datasheet AD1955- *Stereo 24bit, 192kHz, Multibit Σ - Δ DAC* [citováno 25.2.2013]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD1853.pdf
- [5] Texas Instruments Inc [on-line]. Datasheet LME49720- *LME49720 Dual High Performance, High Fidelity Audio Operational Amplifier* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lme49720.pdf>
- [6] Analog Devices Inc [on-line]. Datasheet AD5262- *1-/2-Channel 15 V Digital Potentiometer* [citováno 10.3.2013]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5260_5262.pdf
- [7] Microchip Technology Inc [on-line]. Datasheet PIC16F876A- *PIC16F87XA Data Sheet* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582b.pdf>
- [8] Texas Instruments Inc [on-line]. Datasheet LME4600- *LME49600 High Performance, High Fidelity, High Current Audio Buffer* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lme49600.pdf>
- [9] International Rectifier Inc [on-line]. Datasheet IRS2092- *PROTECTED DIGITAL AUDIO AMPLIFIER* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irs2092.pdf>
- [10] Infineon Technologies AG [on-line]. Datasheet IPP50CN10N-G - *OPTIMOS 2 Power- Transistor* [citováno 20.2.2013]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/IPP50CN10N_Rev1.05.pdf?folderId=db3a304412b407950112b408e8c90004&fileId=db3a304412b407950112b42c1747466c
- [11] Murata Power Solutions Inc [on-line]. Datasheet 78601/3C - *General Purpose Pulse Transformers* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: [http://www.murata-ps.com/datasheet?
http://www.murata-ps.com/data/magnetics/kmp_786.pdf](http://www.murata-ps.com/datasheet?http://www.murata-ps.com/data/magnetics/kmp_786.pdf)
- [12] HEJTMÁNEK, Vladimír. Signál S/PDIF. In: *Elektronika - zapojení, návody a konstrukce* [online]. 2002 [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: <http://www.belza.cz/digiaudio/spdif.htm>

- [13] KOLÁŘ, Radim. VUT BRNO, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. *Vzorkování signálů, řetězec zpracování, spektra signálů: Přednáškové skriptum*. Brno, 2012.
- [14] Pulse-width modulation. In: *Wikipedia: the free encyclopedia*. [online]. 2001-12-11, 8.12.2012 [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation
- [15] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: [základní principy a konstrukce zesilovače]*. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2008, s. 89-90. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [16] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: [základní principy a konstrukce zesilovače]*. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2008, s. 96-112. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [17] Analog Devices Inc [on-line]. Datasheet AD1955- *High Performance Multibit Σ - Δ DAC with SACD Playback* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD1955.pdf
- [18] Analog Devices Inc [on-line]. Datasheet AD8599- *Single and Dual, Ultralow Distortion, Ultralow Noise Op Amps* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8597_8599.pdf
- [19] Analog Devices Inc [on-line]. Datasheet AD5222- *Increment/Decrement Dual Digital Potentiometer* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5222.pdf
- [20] STMicroelectronic Inc [on-line]. Datasheet IRFP450- *N- CHANNEL 500V - 0.33 Ω - 14A- TO-247 PowerMESH MOSFET* [citováno 10.12.2012]. Dostupné z: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXrutyw.pdf>
- NXP Semiconductors B.V [on-line]. Datasheet 74HC4052; 74HCT4052 - *Dual 4-channel analog multiplexer/demultiplexer* [citováno 20.2.2013]. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/74HC_HCT4052.pdf

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

f	Signál v časové oblasti
f_0	Rezonanční kmitočet, dle Thomsonova vztahu
f_{vz}	Vzorkovací kmitočet
<i>MCU</i>	Mikrokontrolér, mikroprocesorová jednotka
<i>IO</i>	Integrovaný obvod
<i>LCD</i>	Liquid crystal display, displej
<i>SC</i>	Zapojení tranzistoru → společný kolektor
<i>SE</i>	Zapojení tranzistoru → společný emitor
<i>SB</i>	Zapojení tranzistoru → společná báze
<i>LC</i>	Filtr složen z cívky a kondenzátoru
<i>DPS</i>	Deska plošných spojů
<i>FM</i>	Frekvenční modulace
<i>AM</i>	Amplitudová modulace
<i>S/PDIF</i>	Sony/ Philips Digital InterFace
<i>THD+N</i>	Total Harmonic Distortion + Noise, celkové harmonické zkreslení
<i>SNR</i>	Signal to Noise Ratio, poměr signál/šum
<i>PWM</i>	Pulse-width modulation, pulzně šířková modulace
<i>DVD</i>	Digital Versatile Disc
<i>Blu-ray</i>	Tzv. třetí generace optických disků
<i>MP3</i>	MPEG-1, MPEG-2 Audio Layer III, formát ztrátové komprese
<i>OZ</i>	Operační zesilovač
<i>PC</i>	Personal Computer, osobní počítač
<i>D/A</i>	Digitálně-analogový např. Převodník
<i>TOSLINK</i>	Komerční optické rozhraní
<i>AES3</i>	Profesionální optické rozhraní
<i>I2S</i>	Integrated Interchip Sound, rozhraní
<i>DAC</i>	Digital-to-Audio-Converter, digitálně analogový převodník
<i>PCM</i>	Pulse-Code Modulation, pulzně kódová modulace, režim DAC
<i>SACD</i>	Super Audio Compact Disc , také režim DAC

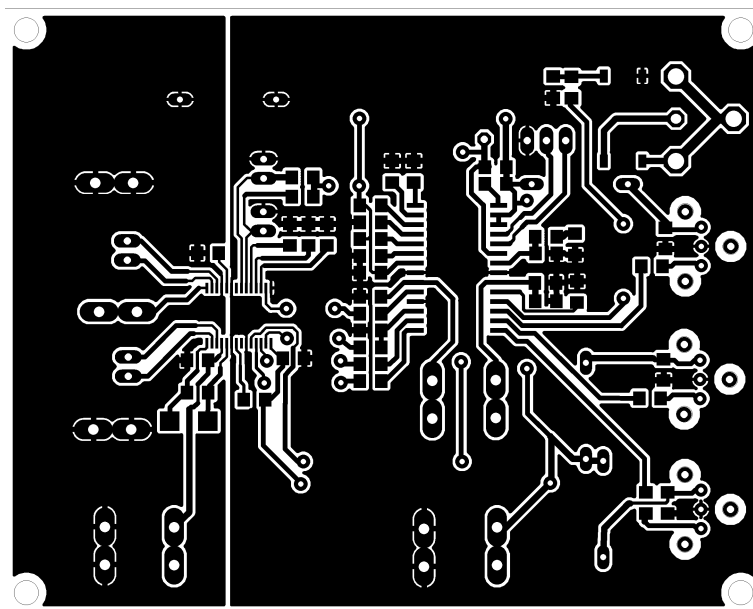
<i>DSD</i>	Direct-Stream Digital, také režim DAC
<i>RC</i>	článek, oscilátor, složen z rezistoru a kondenzátoru
<i>LP</i>	Low Power krystal
<i>XT</i>	Standardní krystal
<i>HS</i>	Vysokorychlostní krystal
<i>SMD</i>	Surface Mount Device, součástka pro povrchovou montáž
<i>FET</i>	Field Effect Transistor – tranzistor řízený elektrickým polem
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor FET
<i>GATE</i>	Řídící elektroda tranzistoru FET, MOSFET atd.
<i>SOURCE</i>	Zdrojová elektroda tranzistoru FET, MOSFET atd.
<i>DRAIN</i>	Elektroda „zdroje náboje“ tranzistoru FET, MOSFET atd.

SEZNAM PŘÍLOH

A OBVODY PRO D/A PŘEVOD.....	79
A.1 Schéma zapojení D/A převodníku.....	79
A.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů).....	80
A.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů).....	80
A.4 Osazovací plán- top (strana součástek).....	81
A.5 Seznam použitých součástek.....	81
B DIFERENČNÍ ZESILOVAČ A REKONSTRUKČNÍ FILTR.....	83
B.1 Schéma zapojení diferenčního zesilovače a rekonstrukčního filtru.....	83
B.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů).....	84
B.3 Osazovací plán – bottom (strana spojů).....	84
B.4 Osazovací plán- top (strana součástek).....	85
B.5 Seznam použitých součástek.....	85
C MIKROKONTROLÉR PIC16F876A.....	87
C.1 Schéma zapojení mikrokontroléru PIC16F876A.....	87
C.2 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů).....	88
C.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů).....	88
C.4 Osazovací plán- top (strana součástek).....	89
C.5 Seznam použitých součástek.....	89
D DIGITÁLNÍ POT. AD5262 A MULTIPLEXOR 74HCT4052.....	91
D.1 Schéma zapojení digitální pot. AD5262 a multiplexoru 74HCT4052.....	91
D.2 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů)	92
D.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů).....	92
D.4 Osazovací plán- top (strana součástek).....	93
D.5 Seznam použitých součástek.....	93
E SLUCHÁTKOVÝ ZESILOVAČ.....	95
E.1 Schéma zapojení sluchátkového zesilovače.....	95
E.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů).....	96
E.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů)	96
E.4 Osazovací plán- top (strana součástek)	97

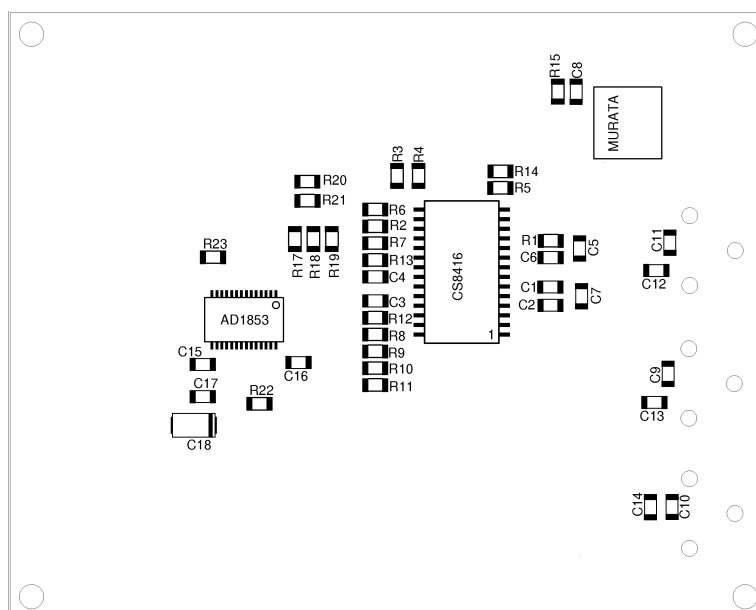
E.5 Seznam použitých součástek.....	97
F VÝKONOVÝ ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D.....	99
F.1 Schéma zapojení jednoho kanálu ve třídě D.....	99
F.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů).....	100
F.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů).....	100
F.4 Osazovací plán- top (strana součástek).....	101
F.5 Seznam použitých součástek.....	101
G NAPÁJENÍ VÝKONOVÉ ČÁSTI.....	103
G.1 Schéma zapojení napáječe výkonové části.....	103
G.2 Schéma zapojení napájení bootstrap obvodů.....	103
G.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů).....	104
G.4 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů).....	104
G.5 Osazovací plán- top (strana součástek).....	105
G.6 Osazovací plán- top (strana součástek).....	105
G.7 Seznam použitých součástek.....	106
G.8 Seznam použitých součástek.....	106
H NAPÁJENÍ NÍZKOVÝKONOVÉ ČÁSTI.....	107
H.1 Schéma zapojení napáječe nízkovýkonové části.....	107
H.2 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů).....	107
H.3 Osazovací plán- top (strana součástek).....	108
H.4 Seznam použitých součástek.....	108
H.5 Schéma zapojení bloku stabilizátorů.....	109
H.6 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů).....	110
H.7 Osazovací plán- top (strana součástek).....	110
H.8 Seznam použitých součástek.....	111
I FOTODOKUMENTACE.....	112
I.1 Přední panel realizovaného zařízení.....	112
I.2 Zadní panel realizovaného zařízení s vnitřní částí	113
I.3 Vnitřní částí realizovaného zařízení.....	114

A.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



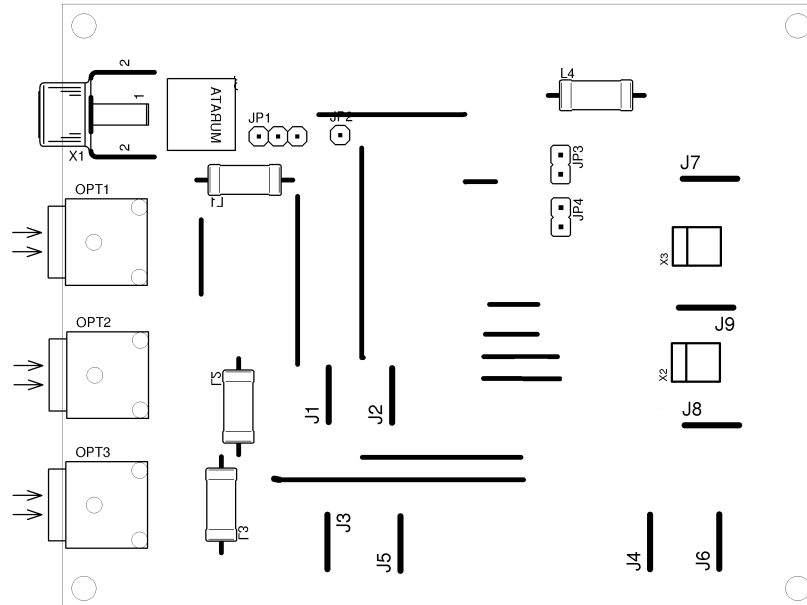
Obr. A.2.1:DPS D/A převodníku, strana bottom, 100 x 80 [mm], M1:1

A.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů)



Obr. A.3.1:Osazovací plán D/A převodníku, strana bottom, 100 x 80 [mm], M1:1

A.4 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. A.4.1: Osazovací plán D/A převodníku, strana top, 100 x 80 [mm], M1:1

A.5 Seznam použitých součástek

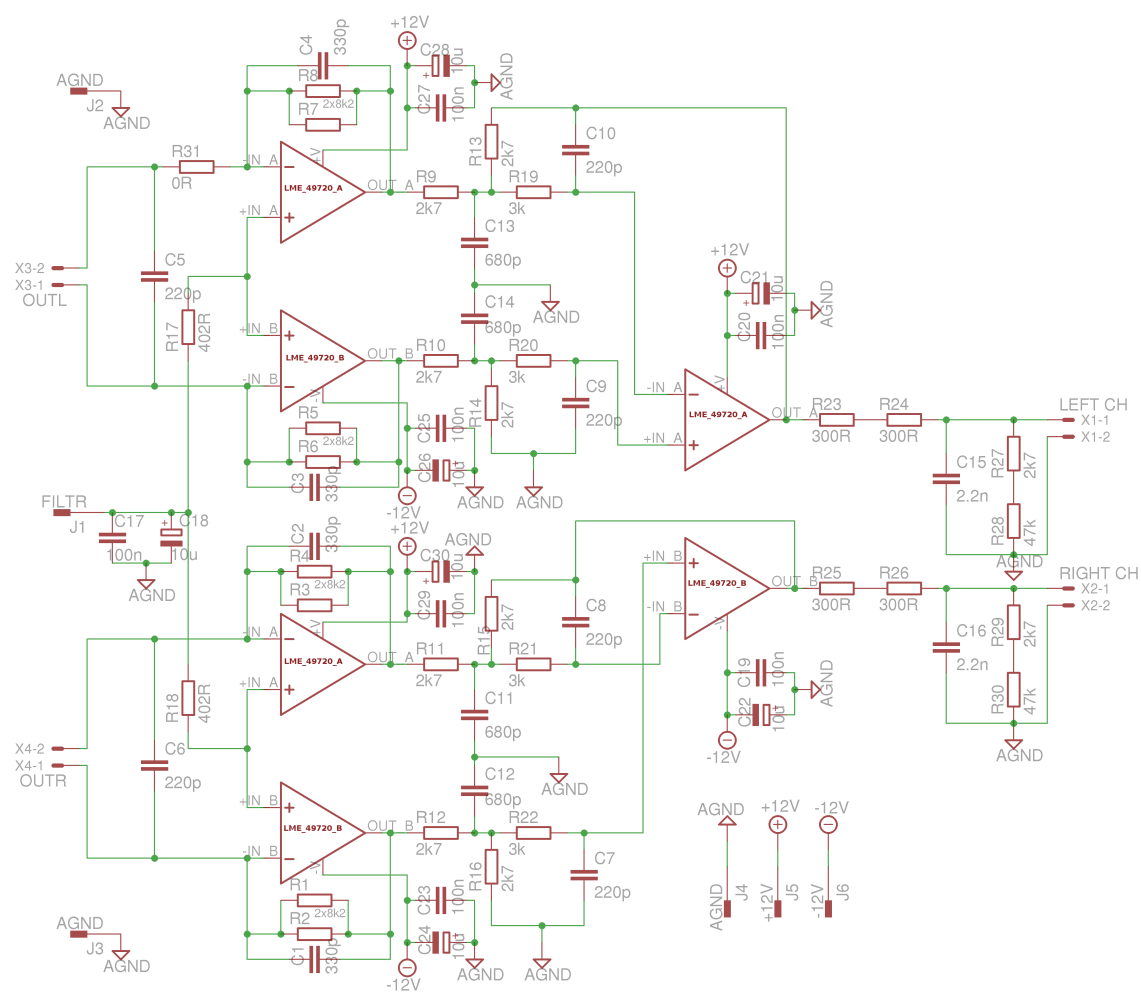
Tab. A.5.1: Seznam použitých součástek ve vstupní signálové části

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	2	JP3, JP4	-	JP1	Jumper
2.	9	J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7, J8, J9,	-	F061.040	Propojovací pin- FASTON
3.	4	R9, R10, R11, R12	100R	R1206	Rezistor- SMD
4.	9	C2, C3, C4, C9, C10, C11, C15, C16, C17	100nF	C1206	Keramický kondenzátor- SMD
5.	6	R17, R18, R19, R20, R21, R22	10k	R1206	Rezistor- SMD
6.	5	C7, C8, C12, C13, C14	10nF	C1206	Keramický kondenzátor- SMD

7.	1	C18	10uF	C/6032-28R	Tantalový konden.- SMD „C“
8.	2	C1, C6	1nF	C1206	Keramický kondenzátor- SMD
9.	1	C5	22nF	C1206	Keramický kondenzátor- SMD
10.	1	R23	2k7	R1206	Rezistor- SMD
11.	1	R1	3k	R1206	Rezistor- SMD
12.	8	R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R13	47k	R1206	Rezistor- SMD
13.	1	R15	75R	R1206	Rezistor- SMD
14.	1	AD1853	-	SSOP28	D/A převodník
15.	1	CS8416	-	SOP28	Dekodér S/PDIF
16.	1	78601	-	-	MURATA oddělovací transformátor
17.	1	OUTL	-	22-23-2021	MOLEX konektor
18.	1	OUTR	-	22-23-2021	MOLEX konektor
19.	1	R14	8k2	R1206	Rezistor- SMD
20.	1	JP2	-	1X01	Pin
21.	1	JP1	-	1X03	Pin
22.	4	L1, L2, L3, L4	3.3uH	SMCC12	Tlumivka
23.	3	OPT1, OPT2, OPT3	-	Sharp	Optický přijímač
24.	1	X1	-	TOBU3	Samice RCA konektoru

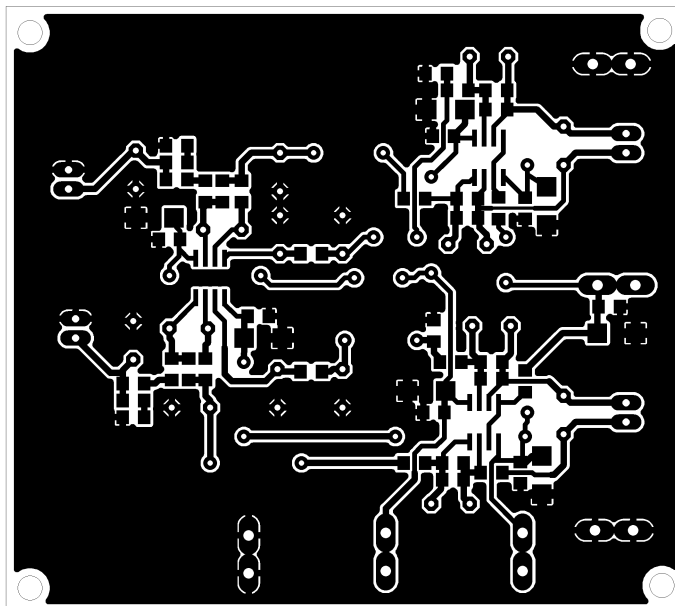
B DIFERENČNÍ ZESILOVAČ A REKONSTRUKČNÍ FILTR

B.1 Schéma zapojení diferenčního zesilovače a rekonstrukčního filtru



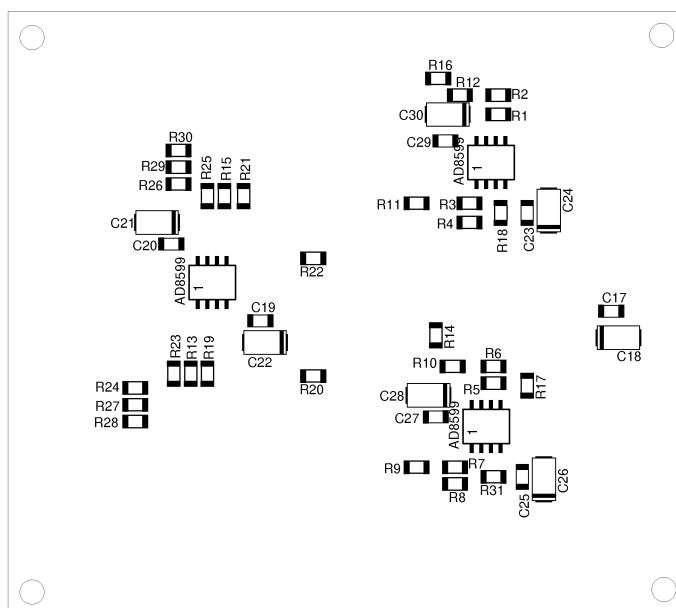
Obr. B.1.1: Schéma zapojení diferenčního zesilovače a aktivního rekonstrukčního filtru

B.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



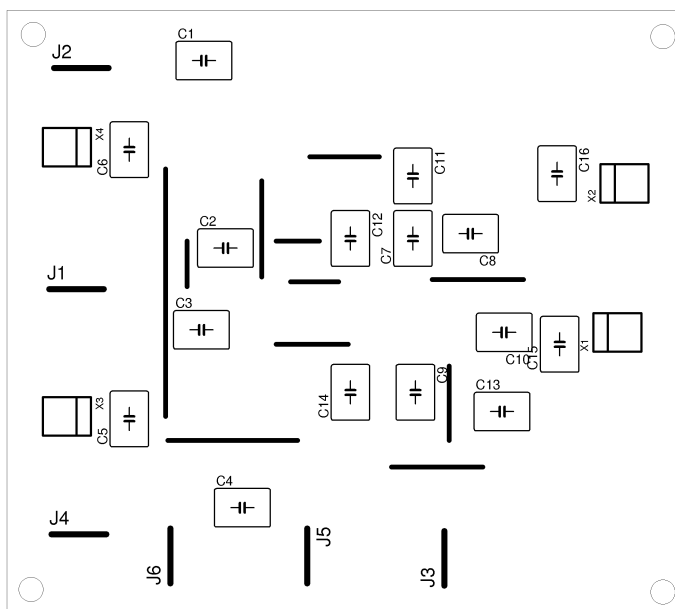
Obr. B.2.1: DPS diferenčního zesilovače a aktivního rekonstrukčního filtru

B.3 Osazovací plán – bottom (strana spojů)



Obr. B.3.1: Osaz. plán diferen. zesil. a aktivního rekon. filtru, strana bottom, 90 x 80 [mm], M1:1

B.4 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. B.4.1: Osaz. plán diferen. zesil. a aktivního rekon. filtru, strana top, 90 x 80 [mm], M1:1

B.5 Seznam použitých součástek

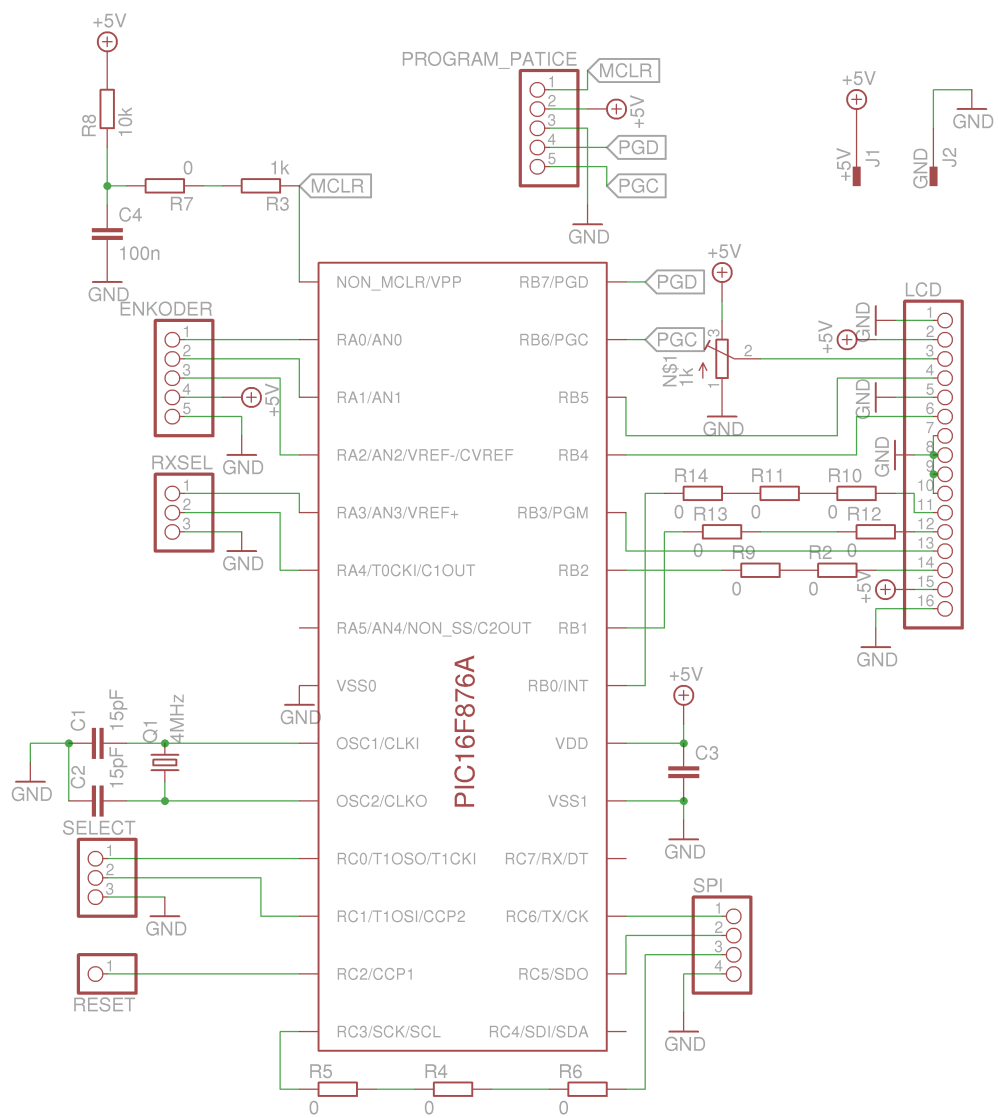
Tab. B.5.1: Seznam použitých součástek v diferen. zesil. a aktivním rekon. filtru

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	6	J1, J2, J3, J4, J5, J6	-	F061.040	Propojovací pin- FASTON
2.	1	R31	0R	R1206	Nulový odpor- SMD
3.	7	C17, C19, C20, C23, C25, C27, C29	100nF	C1206	Keramický kondenzátor SMD
4.	7	C18, C21, C22, C24, C26, C28, C30	10uF	C/6032-28R	Tantalový konden.- SMD „C“

5.	2	C15, C16	2.2n	C050-050X075	Svitkový kondenzátor
6.	6	C5, C6, C7, C8, C9, C10	220p	C050-050X075	Svitkový kondenzátor
7.	4	C1, C2, C3, C4	330p	C050-050X075	Svitkový kondenzátor
8.	4	C11, C12, C13, C14	680p	C050-050X075	Svitkový kondenzátor
9.	10	R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15,	2k7	R1206	Rezistor SMD
10.	4	R23, R24, R25, R26	300R	R1206	Rezistor SMD
11.	4	R19, R20, R21, R22	3k	R1206	Rezistor SMD
12.	2	R17, R18	402R	R1206	Rezistor SMD
13.	2	R28, R30	47k	R1206	Rezistor SMD
14.	3	LME49720	-	SOP08	Operační zesilovač
15.	4	X1, X2, X3, X4	-	22-23-2021	MOLEX konektor

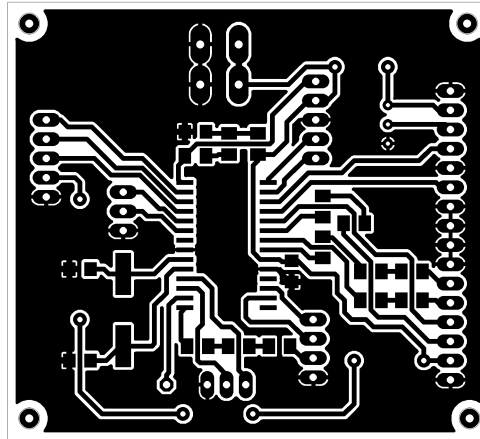
C MIKROKONTROLÉR PIC16F876A

C.1 Schéma zapojení mikrokontroléru PIC16F876A



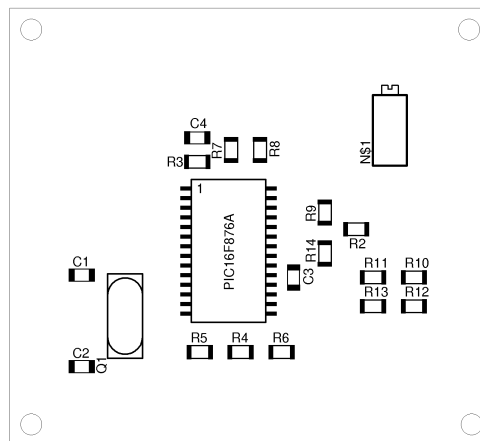
Obr. C.1.1: Schéma zapojení mikrokontroléru PIC16F876A

C.2 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů)



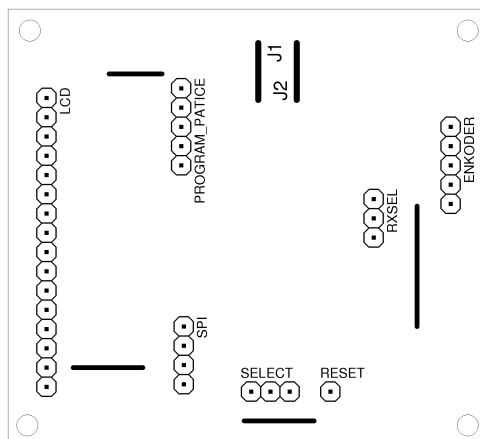
Obr. C.2.1:DPS mikrokontroléru PIC16F876A, strana bottom, 64 x 58 [mm], M1:1

C.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů)



Obr. C.3.1:Osazovací plán mikrokontroléru PIC16F876A, strana bottom, 64 x 58 [mm], M1:1

C.4 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. C.4.1: Osazovací plán mikrokontroléru PIC16F876A, strana top, 64 x 58 [mm], M1:1

C.5 Seznam použitých součástek

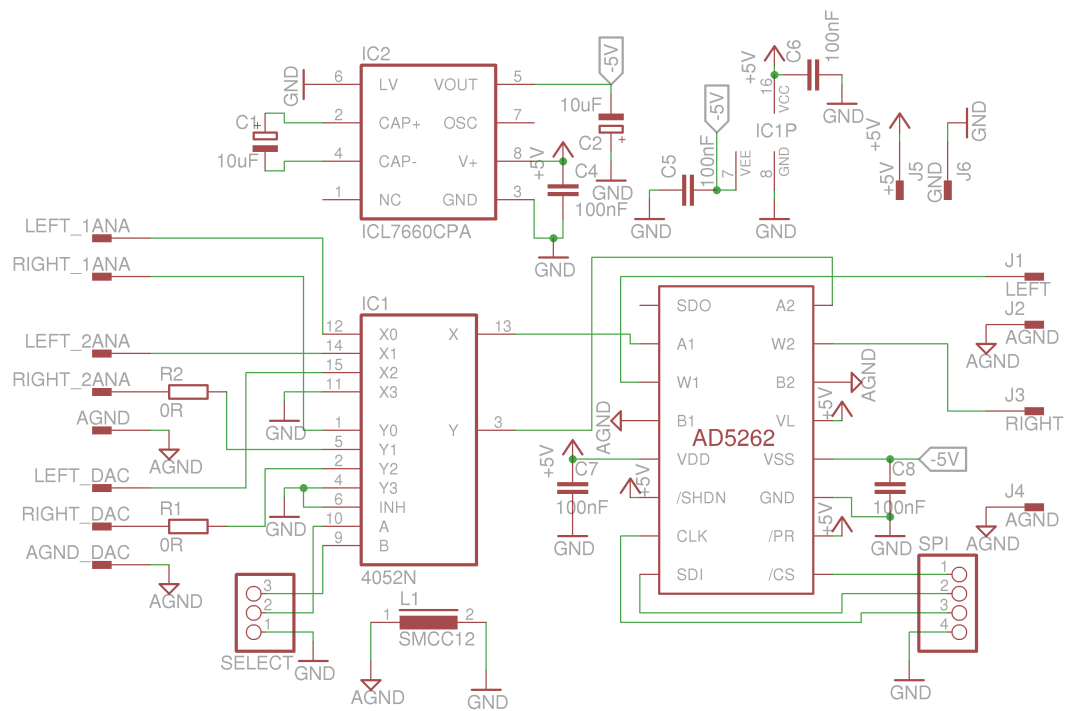
Tab. C.5.1: Seznam součástek pro mikrokontrolér PIC16F876A

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	2	C3, C4	100nF	C1206	Keramický kondenzátor SMD
2.	1	RESET	-	1X01	Propojovací pin
3.	1	LCD	-	1X16	Propojovací piny
4.	2	RXSEL, SELECT	-	1X03	Propojovací piny
5.	1	SPI	-	1X04	Propojovací piny
6.	2	ENKODER, PROGRAM _PATICE	-	1X05	Propojovací piny
7.	11	R2, R4, R5, R6, R7, R9, R10, R11, R12, R13, R14	0R	R1206	Rezistor SMD
8.	1	R8	10k	R1206	Rezistor SMD

9.	1	R3	1k	R1206	Rezistor SMD
10.	1	R-TRIM	1k	RTRIM3296X	Trimr
11.	1	Q1	4MHz	CSM-7X-DU	SMD krystal 4MHz
12.	2	C1, C2	15pF	C1206	Rezistor SMD
13.	2	J1, J2	-	F061.040	Propojovací pin- Faston
14.	1	PIC16F876A	-	SOP28	Mikrokontrolér PIC16F876A

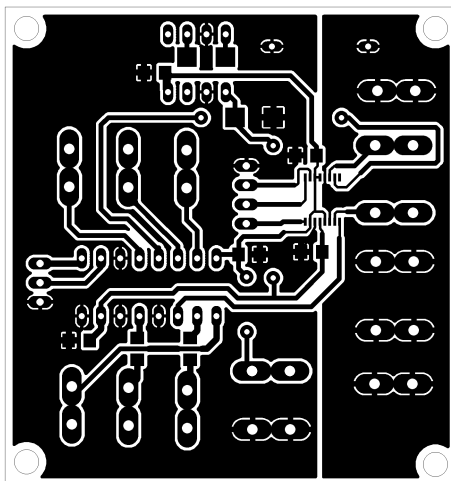
D DIGITÁLNÍ POT. AD5262 A MULTIPLEXOR 74HCT4052

D.1 Schéma zapojení digitální pot. AD5262 a multiplexoru 74HCT4052



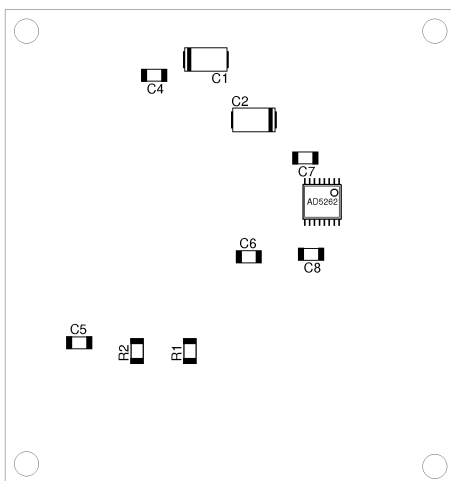
Obr. D.1.1: Schéma zapojení digitální pot. AD5262 a multiplexoru 74HCT4052

D.2 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů)



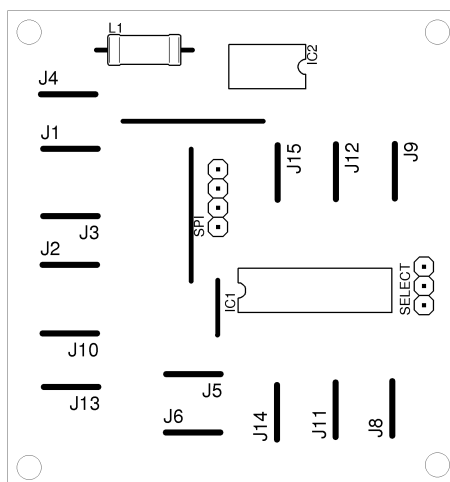
Obr. D.2.1: DPS potenciometru a multiplexoru, strana bottom, 60 x 64 [mm], M1:1

D.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů)



Obr. D.3.1: Osazovací plán potenciometru a multiplexoru, strana bottom, 60 x 64 [mm], M1:1

D.4 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. D.4.1: Osazovací plán potenciometru a multiplexoru, strana top, 60 x 64 [mm], M1:1

D.5 Seznam použitých součástek

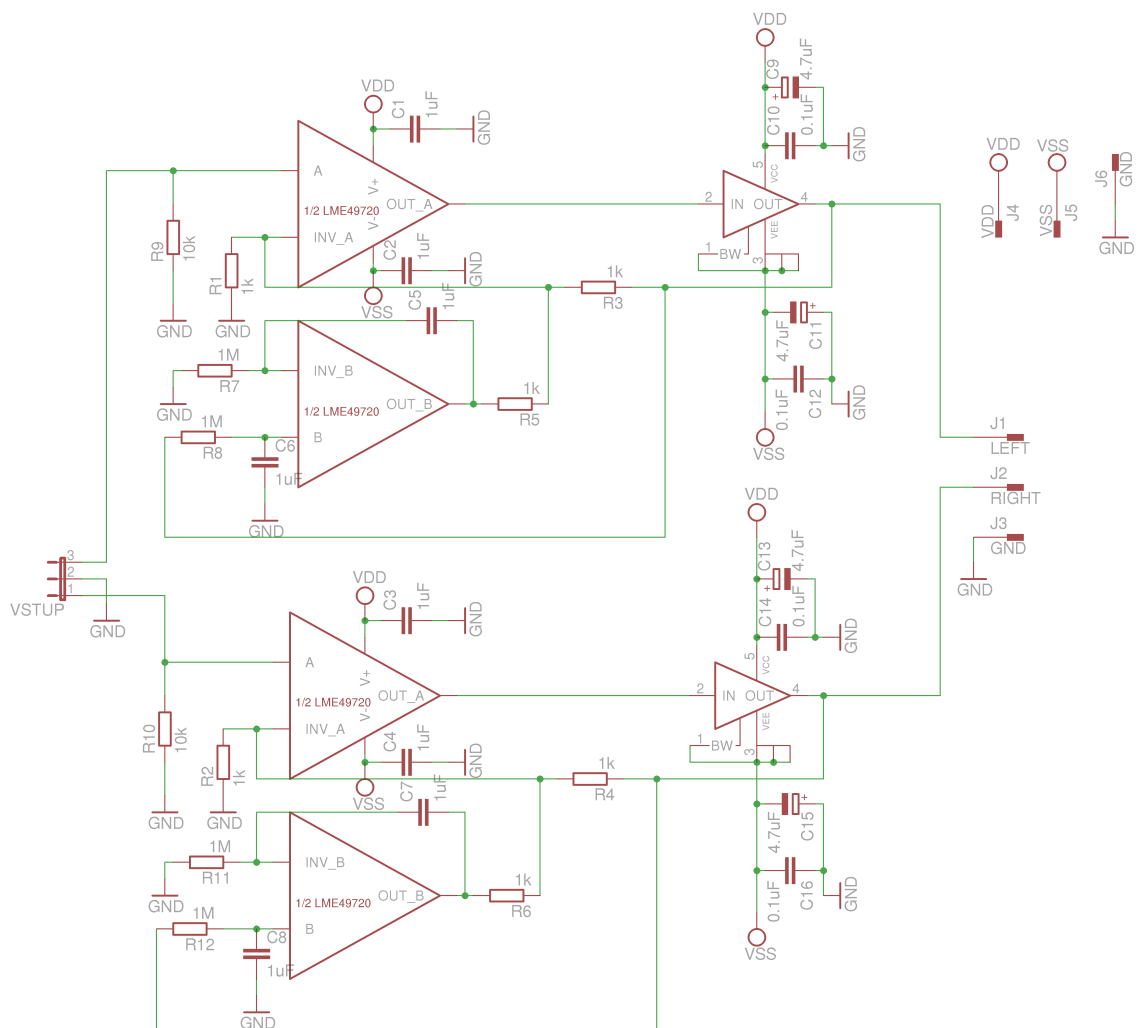
Tab. D.5.1: Seznam součástek pro digitální potenciometr a multiplexor

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	1	SELECT	-	1X03	Patice pinů
2.	1	SPI	-	1X04	Patice pinů
3.	15	J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7, J8, J9, J10, J11, J12, J13, J14, J15	-	F061.100	Propojovací pin- FASTON
4.	2	R1, R2	0R	R1206	Rezistor- SMD
5.	5	C4, C5, C6, C7, C8	100nF	C1206	Keramický konden. SMD
6.	2	C1, C2	10uF	C/6032-28R	Tantalový konden. SMD „C“
7.	1	L1	3,3uH	SMCC12	Tlumivka

8.	1	IC1	4052N	DIL16	4 kanálový multiplexor
9.	1	AD5262	-	TSSOP16	Digit. potenciometr AD5262
10.	1	IC2	ICL7660 CPA	DIL08	Napěťový převodník

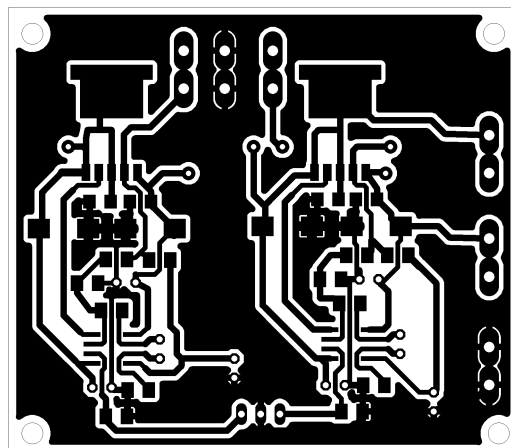
E SLUCHÁTKOVÝ ZESILOVAČ

E.1 Schéma zapojení sluchátkového zesilovače



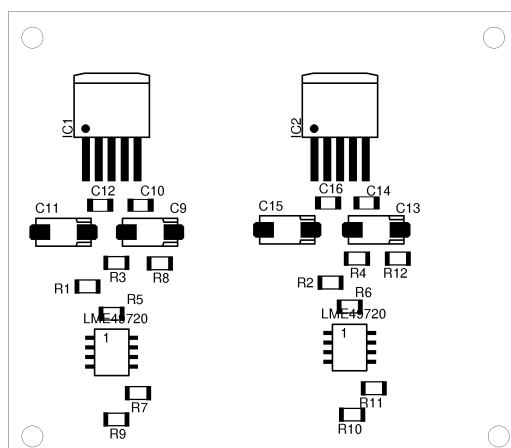
Obr. E.1.1: Schéma zapojení sluchátkového zesilovače

E.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



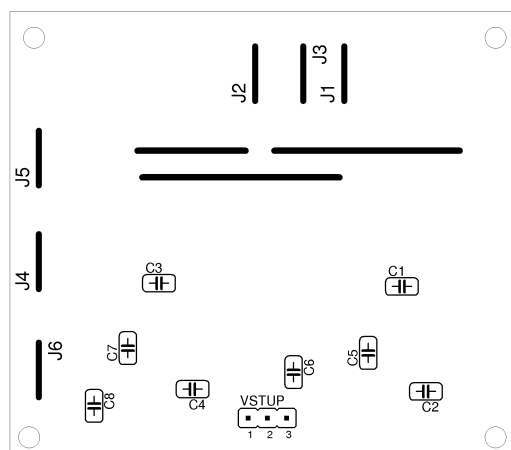
Obr. E.2.1: DPS sluchátkového zesilovače, strana bottom, 68 x 59 [mm], M1:1

E.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů)



Obr. E.3.1: Osazovací plán sluchátkového zesilovače, strana bottom, 68 x 59 [mm], M1:1

E.4 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. E.4.1: Osazovací plán sluchátkového zesilovače, strana top, 68 x 59 [mm], M1:1

E.5 Seznam použitých součástek

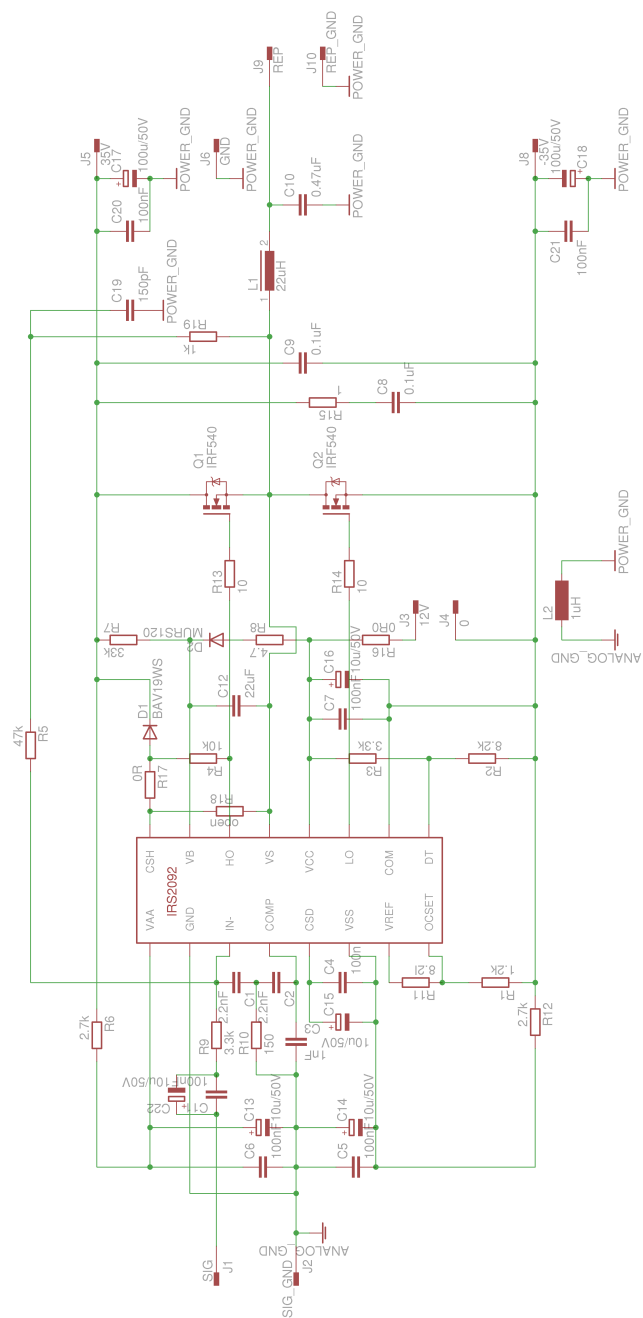
Tab. E.5.1: Seznam součástek v digitálním potenciometru s AD5222

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	1	VSTUP	-	JP2	Patice vstupních pinů
2.	6	J1, J2, J3, J4, J5, J6	-	F061.040	Propojovací pin- FASTON
3.	2	C10 C12, C14, C16	0.1uF	C1206	Keramický kondenzátor SMD
4.	2	C9, C11, C13, C15	4.7uF	085CS_1A R	Tantalový konden- SMD „C“
5.	8	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8	1uF	C025-024 X044	Svitkový kondenzátor
6.	4	R7, R8, R11, R12	1M	R1206	Rezistor SMD
7.	6	R1, R2, R3, R4, R5, R6	1k	R1206	Rezistor SMD

8.	2	R9, R10	10k	R1206	Rezistor SMD
9.	2	LME49600	-	TS5B	Proudový buffer LME49600
10 .	2	LME49720	-	SOIC08	Precizní operační zesilovače

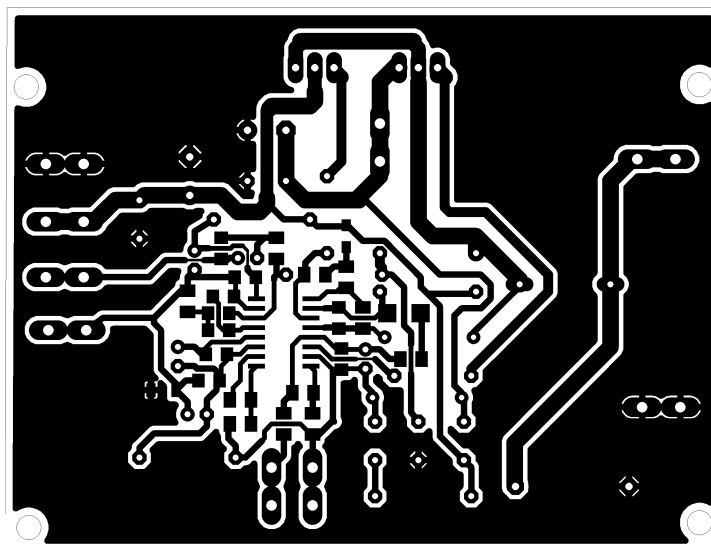
F VÝKONOVÝ ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D

F.1 Schéma zapojení jednoho kanálu ve třídě D



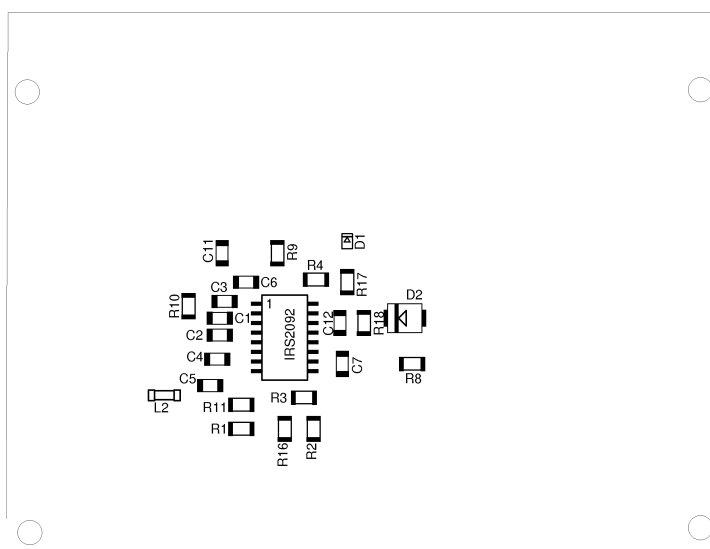
Obr. F.1.1: Schéma zapojení jednoho kanálu výkonového zesilovače

F.2 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



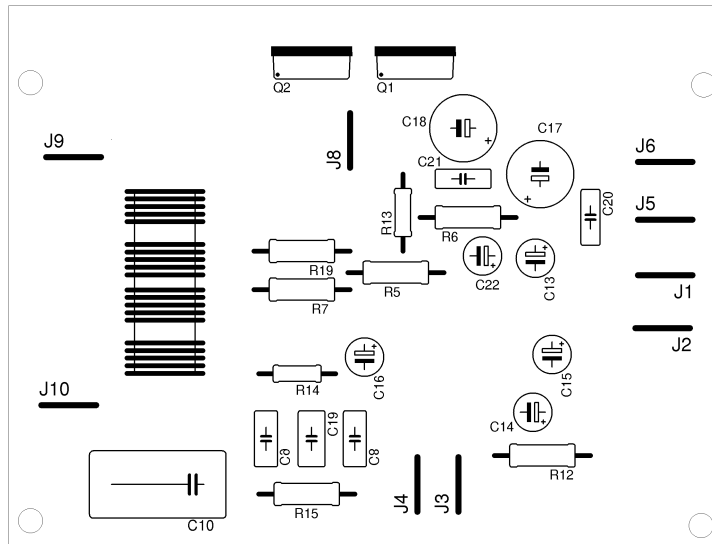
Obr. F.2.1: DPS výkonového zesilovače, strana bottom, 95 x 73 [mm], M1:1

F.3 Osazovací plán- bottom (strana spojů)



Obr. F.3.1: Osazovací plán výkonového zesilovače, strana bottom, 95 x 73 [mm], M1:1

F.4 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. F.4.1: Osazovací plán výkonového zesilovače, strana top, 95 x 73 [mm], M1:1

F.5 Seznam použitých součástek

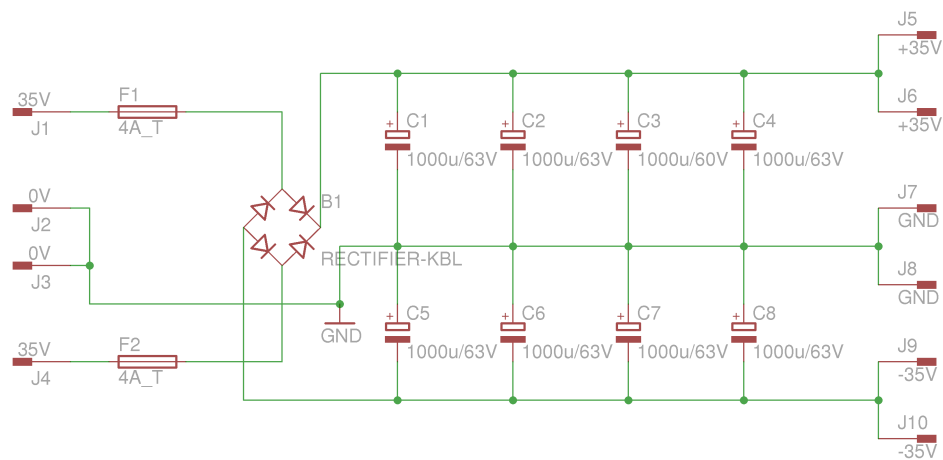
Tab. F.5.1: Seznam součástek v jedné výkonové větvi zesilovače ve třídě D

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	10	J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7, J8, J9, J10	-	F061.100	Propojovací pin- FASTON
2.	1	L2	1uH	SM-1206	SMD tlumivka
3.	5	C4, C5, C6, C7, C11	100nF	C1206	Keramický kondenzátor SMD
4.	1	C10	0.47uF	C15B9	Filtrační kondenzátor
5.	2	R16, R17	0R0	R1206	Rezistor SMD
6.	1	R15	1R	0309/12	1W rezistor
7.	1	R1	1.2k	R1206	Rezistor SMD
8.	2	R13, R14	10R	0207/10	THT rezistor

9.	1	R4	10k	M1206	Rezistor SMD
10.	1	C22	10uF/50V	E2.5-5	Bipolární kondenzátor
11.	1	R10	150R	M1206	Rezistor SMD
12.	1	C3	1nF	C1206	Keramický kondenzátor SMD
13.	2	C1, C2	2.2nF	C1206	Keramický kondenzátor SMD
14.	2	R6, R12	2.7k	0309/12	1W rezistor
15.	1	C12	22uF	C1206	Keramický kondenzátor SMD
16.	1	L1	22uH	R2006F10	Cívka ve výstupní filtru
17.	2	R3, R9	3.3k	R1206	Rezistor SMD
18.	1	R7	33k	0309/12	1W rezistor
19.	1	R8	4.7R	R1206	Rezistor SMD
20.	1	R5	47k	0309/12	1W rezistor
21.	2	R2, R11	8.2k	R1206	Rezistor SMD
22.	1	D1	BAV19WS	SOD323-W	Rychlá spínací dioda SMD
23.	1	D2	MURS120	SMB	Ultra rychlá spínací dioda SMD
24.	1	R10	150R	M1206	Rezistor SMD
25.	2	C20, C21	100nF	C050-025X075	Keramický kondenzátor
26.	1	R19	1k	0309/12	1W rezistor
27.	1	C19	150pF	C050-035X075	Svitkový kondenzátor
28.	2	C8, C9	0.1uF	C050-030X075	Svitkový kondenzátor
29.	2	C17, C18	100u/50V	E5-8,5	Elektrolytický kondenzátor
30.	4	C13, C14, C15, C16,	10uF/50V	E2.5-5	Elektrolytický kondenzátor
2.	2	Q1, Q2	-	TO- 220	MOSFET tranzistor
27.	1	IRS2092	-	SOIC16	Budící obvod IRS2092

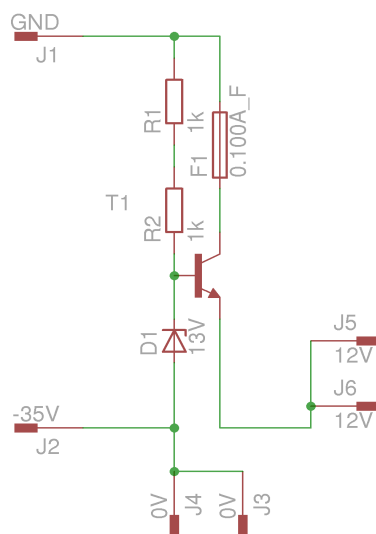
G NAPÁJENÍ VÝKONOVÉ ČÁSTI

G.1 Schéma zapojení napáječe výkonové části



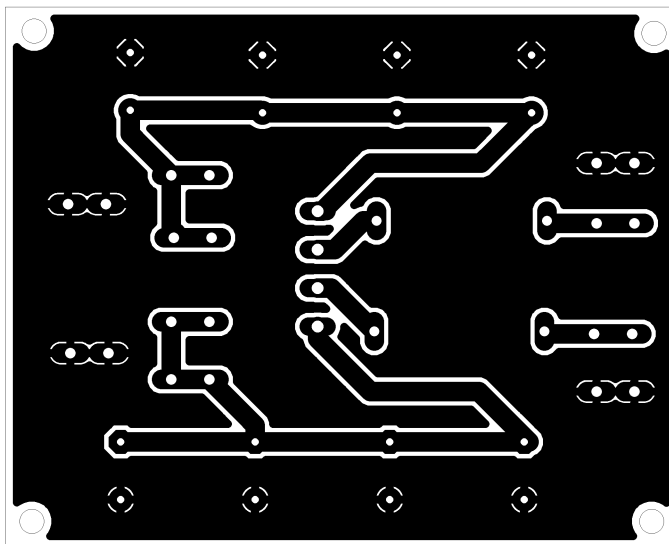
Obr. G.1.1: Schéma napáječe výkonové části

G.2 Schéma zapojení napájení bootstrap obvodů



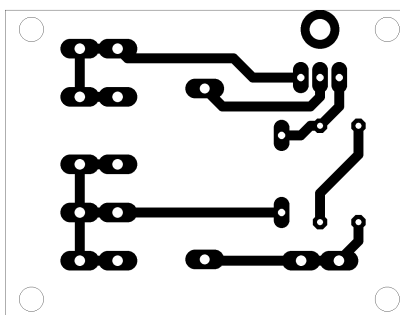
Obr. G.2.1: Schéma zapojení napáječe bootstrap obvodů

G.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



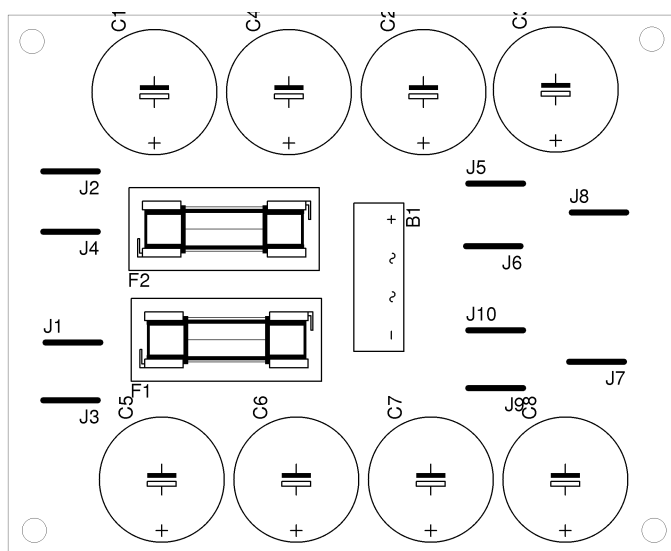
Obr. G.3.1: DPS napáječe výkonové části, strana bottom, 90 x 72 [mm], M1:1

G.4 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



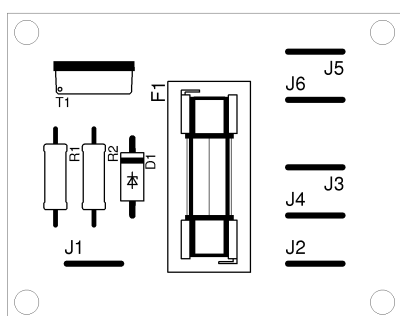
Obr. G.4.1: DPS napájení bootstrap obvodů, strana bottom, 53 x 41 [mm], M1:1

G.5 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. G.5.1: Osazovací plán napáječe výkonové části, strana top, 90 x 72 [mm], M1:1

G.6 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. G.6.1: Osazovací plán napájecích obvodů pro bootstrap, strana top, 90 x 72 [mm], M1:1

G.7 Seznam použitých součástek

Tab. G.7.1: Seznam součástek pro napájecí obvody výkonové části

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	10	J1, J2, J3, J4, J5, J6, J7, J8, J9, J10	-	F061.100	Propojovací pin- FASTON
2.	8	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8	1000u/63V	E7,5-16	Elektrolytický kondenzátor
3.	1	B1	8A	KBL	Můstek 8A
4.	2	F1, F2	4A_T	SH22	Pojistka

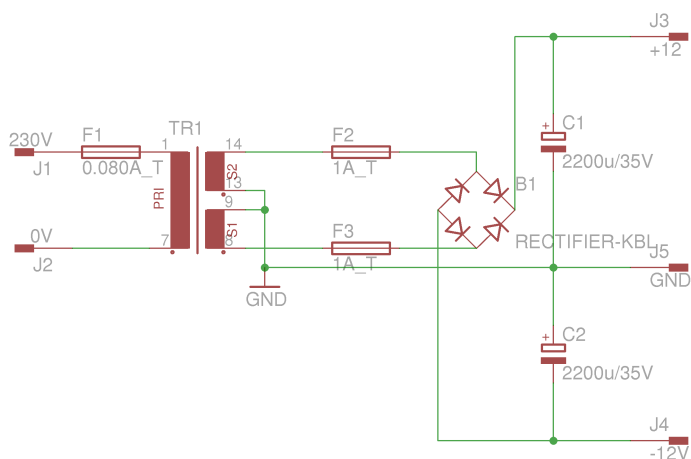
G.8 Seznam použitých součástek

Tab. G.8.1: Seznam použitých součástek pro napájení bootstrap obvodů

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	1	T1	-	TO-220	Tranzistor NPN
2.	6	J1, J2, J3, J4, J5, J6	-	F061.100	Propojovací pin- FASTON
3.	1	D1	13V	F126Z10	Zenerova dioda 13V
4.	2	R1, R2	1k	0309/12	1W rezistor

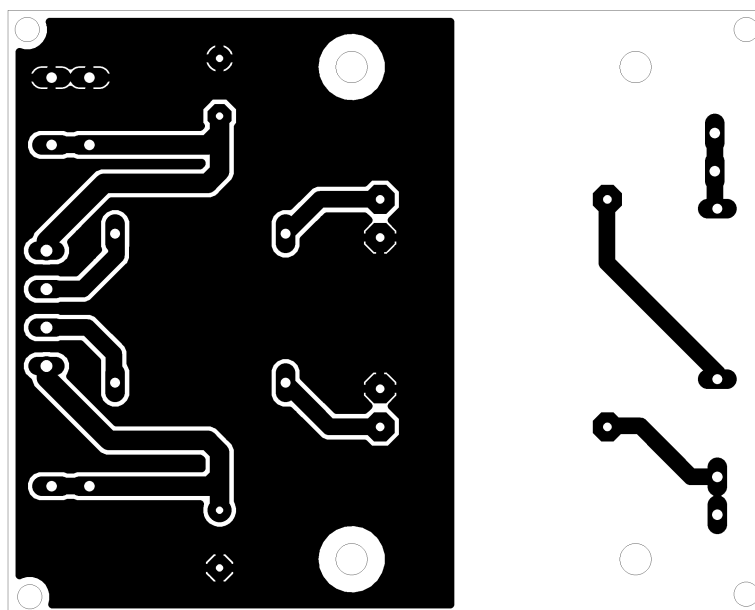
H NAPÁJENÍ NÍZKOVÝKONOVÉ ČÁSTI

H.1 Schéma zapojení napáječe nízkovýkonové části



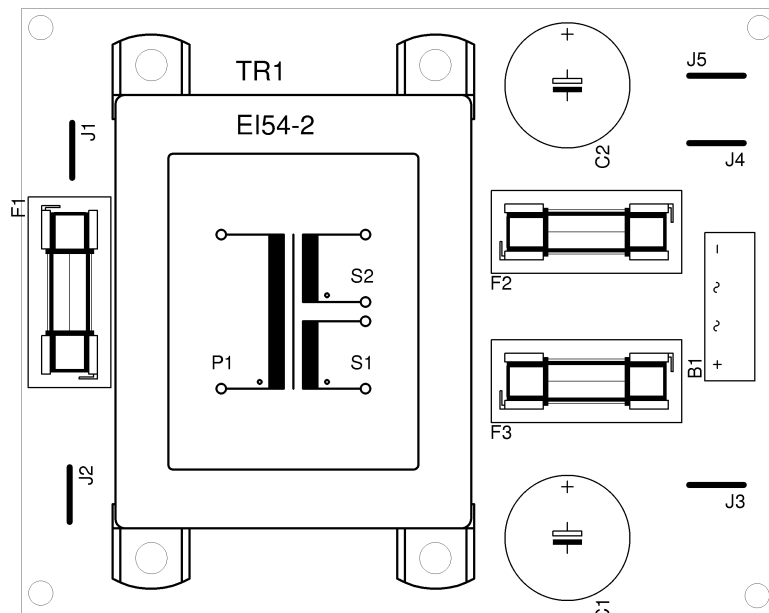
Obr. H.1.1: Schéma zapojení napáječe nízkovýkonové části

H.2 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů)



Obr. H.2.1: DPS napáječe nízkovýkonové části, strana bottom, 100 x 80 [mm], M1:1

H.3 Osazovací plán- top (strana součástek)



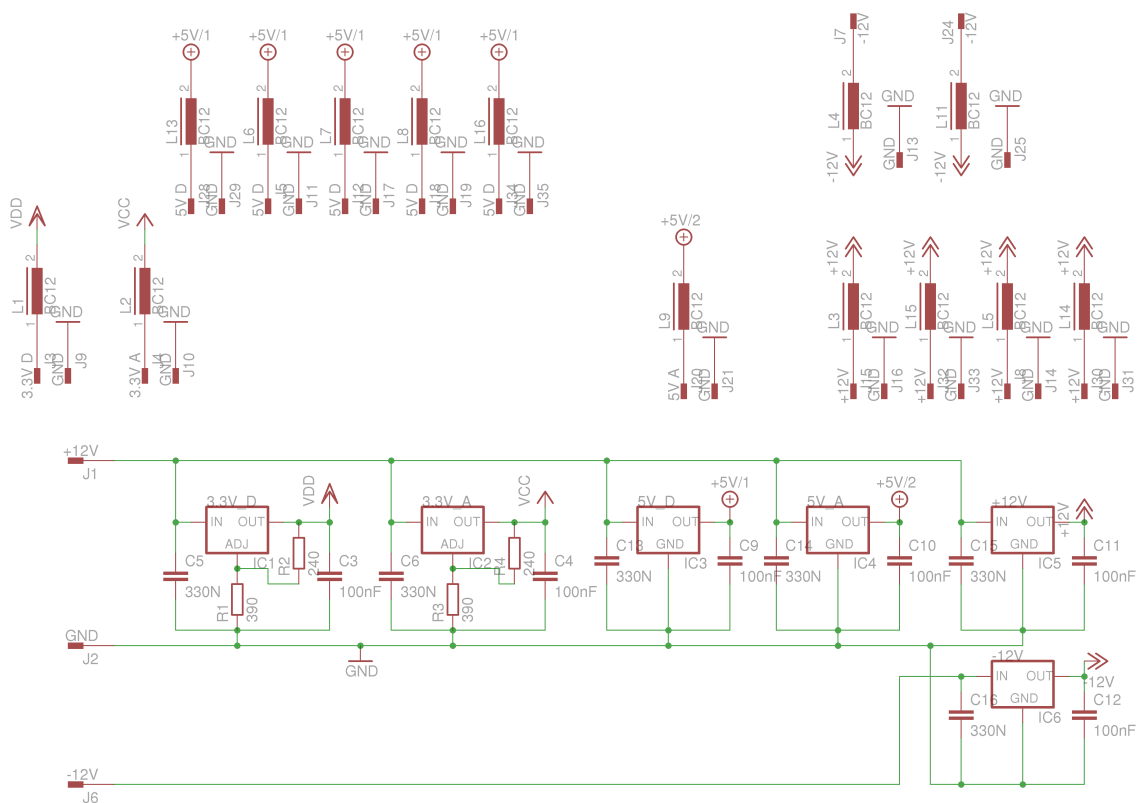
Obr. H.3.1: Osazovací plán napáječe nízkovýkonové části, strana top, 100 x 80 [mm], M1:1

H.4 Seznam použitých součástek

Tab. H.4.1: Seznam použitých součástek pro napáječ nízkovýkonové části

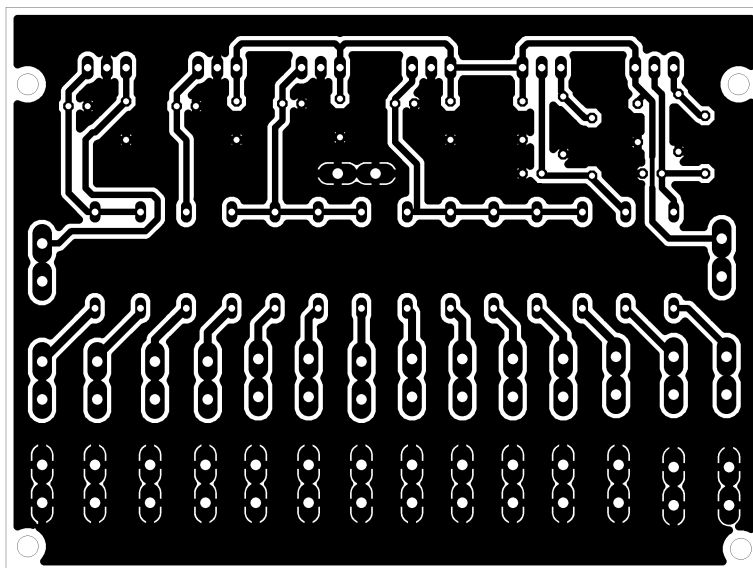
Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	1	TR1	-	EI54-2B	Transformátor do DPS 2x12V
2.	5	J1, J2, J3, J4, J5,	-	F061.100	Propojovací pin- FASTON
3.	1	F1	0,080A_T	SH22,5A	Pojistka
4.	2	F2, F3	1A_T	SH22,5A	Pojistka
5.	2	C1, C2	2200uF/35V	E7,5-16	Elektrolytický kondenzátor
6.	1	B1	4A	KBL	Můstek 4A

H.5 Schéma zapojení bloku stabilizátorů



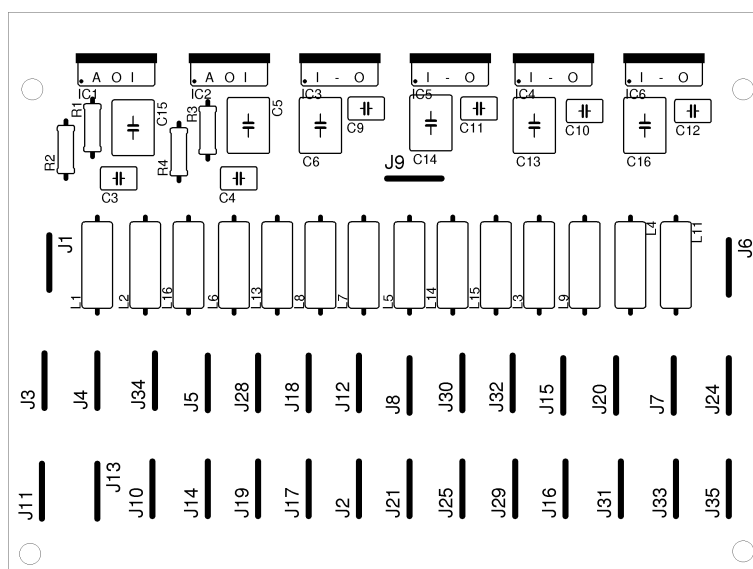
Obr. H.5.1: Schema zapojení bloku stabilizátorů

H.6 Deska plošného spoje- bottom (strana spojů)



Obr. H.6.1: DPS bloku stabilizátorů, strana bottom, 100 x 76 [mm], M1:1

H.7 Osazovací plán- top (strana součástek)



Obr. H.7.1: Osazovací plán bloku stabilizátorů, strana top, 100 x 76 [mm], M1:1

H.8 Seznam použitých součástek

Tab. H.8.1: Seznam použitých součástek v bloku stabilizátorů

Č.	Počet	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
1.	1	IC1	3,3V	TO-220	Napěťový regulátor LM317
2.	1	IC2	3,3V	TO-220	Napěťový regulátor LM317
3.	1	IC3	5V	TO-220	Stabilizátor LM7805
4.	1	IC4	5V	TO-220	Stabilizátor LM7805
5.	1	IC5	12V	TO-220	Stabilizátor LM7812
6.	1	IC6	-12V	TO-220	Stabilizátor LM7912
7.	31	J1- J35	-	F061.100	Propojovací pin- FASTON
8.	2	R2, R4	240R	0207/7	THT rezistor
9.	2	R1, R3	390R	0207/7	THT rezistor
10.	6	C5, C6, C13, C14, C15, C16	330nF	C050-055X075	Svitkový kondenzátor
11.	6	C3, C4, C9, C10, C11, C12	100nF	C025-030X050	Svitkový kondenzátor
12.	14	L1, L2, L3, L4, L5, L6, L7, L8, L9, L11, L13, L14, L15, L16	3,3uH	SMCC12	Tlumivka

I FOTODOKUMENTACE

I.1 Přední panel realizovaného zařízení



Obr. I.1.1: Přední panel zařízení

I.2 Zadní panel realizovaného zařízení s vnitřní částí



Obr. I.2.1: Zadní panel zařízení včetně jeho vnitřní části

I.3 Vnitřní částí realizovaného zařízení



Obr. I.3.1: Vnitřní část zařízení