

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH AUDIO ZESILOVAČE 2.1 VE TŘÍDĚ D

DESIGN OF AN AUDIO AMPLIFIER IS CLASS D

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jan Holínský

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.

BRNO 2018

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

Student: Jan Holínský

ID: 186429

Ročník: 3

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Návrh audio zesilovače 2.1 ve třídě D

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte aktuální stav v oblasti audio zesilovačů. Zaměřte se na zesilovače pracující ve třídě D. Provedte návrh jednotlivých bloků zesilovače 2.1, výhybky pro subwooferový kanál a zdroj. Požadovaný výkon zesilovače je minimálně 80 W na kanál. Návrh ověřte v programu OrCad nebo MicroCap. Provedte návrh DPS. Oživte a proměřte vlastnosti navrženého zesilovače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 5.2.2018

Termín odevzdání: 31.5.2018

Vedoucí práce: Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Obsahem práce je nastudování principů jednotlivých typů nízkofrekvenčních zesilovačů. Jsou zde popsány principy funkce zesilovačů v různých třídách s ohledem na jejich zkreslení a účinnost. Zesilovač typu D je podrobně popsán blok po bloku. V práci jsou nevrženy bloky vlastního audio zesilovače ve třídě D včetně zdroje a výhybky. Je brán ohled na výběr součástí dle potřebných parametrů. Audio zesilovač je navrhován tak, aby jeho výstupní výkon byl přes 80 W. Po navržení obvodů jsou navrženy DPS a následně zkonstruován navrhovaný zesilovač. Je provedeno oživení a proměření parametrů reálného zesilovače.

Klíčová slova

audio zesilovač, třída D, návrh audio zesilovače

Abstract

The bachelor thesis deals with the principles of individual types of low frequency amplifiers. There are described principles of amplifiers in different classes with respect to their distortion and efficiency. Type D amplifier is described in detail block by block. There are designs of blocks in the class D including the source and the crossover. Selection of components is taken into account according to the required parameters. The audio amplifier is designed for output power over 80 W. After designing the circuits, the DPS and following amplifier are designed. The resonance and measurement of the real amplifier parameters are performed.

Keywords

audio amplifier, class D, audio amplifier design

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

HOLÍNSKÝ, J. *Návrh audio zesilovače 2.1 ve třídě D*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 45 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Návrh audio zesilovače 2.1 ve třídě D 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 Ing. Vilému Kledrowetzovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Obsah

Seznam obrázků.....	viii
Seznam tabulek.....	ix
Úvod.....	1
1. Audio zesilovač	2
1.1. Třídy audio/nízkofrekvenčních zesilovačů	2
1.1.1. Třída A	2
1.1.2. Třída B	3
1.1.3. Třída AB.....	4
1.1.4. Třída D.....	5
1.1.5. Třída G.....	6
1.1.6. Třída H.....	6
1.1.7. Porovnání nejběžnějších tříd	6
2. Zesilovač třídy D.....	7
2.1. Princip zesilovače ve třídě D.....	7
2.2. Funkční bloky zesilovače třídy D	7
2.2.1. Vstupní obvody	8
2.2.2. Modulátor	8
2.2.3. Výkonový stupeň.....	9
2.2.4. Výstupní filtr.....	10
3. Návrh nízkofrekvenčního zesilovače	11
3.1. Návrh předzesilovače	11
3.1.1. Tranzistorový předzesilovač.....	12
3.1.2. Předzesilovač pomocí operačního zesilovače	13
3.2. Návrh modulátoru.....	14
3.2.1. Návrh generátoru trojúhelníkového signálu.....	15
3.2.2. Komparátor	16
3.3. Návrh výkonového stupně	16
3.3.1. Budič MOS tranzistorů	16
3.3.2. MOS tranzistory	17
3.3.3. Chlazení výkonového stupně	18

3.4.	Výstupní filtr	19
3.5.	Návrh výhybky	20
3.6.	Návrh napájecího zdroje	21
4.	Návrh desek plošných spojů	23
4.1.	Zdroj	24
4.2.	Hlavní deska	24
4.3.	Výkonový stupeň	24
5.	Měření	25
5.1.	Měření výhybky	25
5.2.	Měření předzesilovače	26
5.3.	Měření zdroje	27
5.4.	Určení účinnosti.....	28
5.5.	Měření koncového stupně zesilovače	28
	Závěr	30
	Literatura	31
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	32
	Seznam příloh	33

Seznam obrázků

Obr 1. Fletcher - Munsonova křivka (převzato z [1])	2
Obr 2. Zjednodušené schéma zapojení zesilovače třídy A	3
Obr 3. Nastavení pracovního bodu zesilovače třídy A.....	3
Obr 4. Zjednodušené schéma zapojení zesilovače třídy B.....	4
Obr 5. Nastavení pracovního bodu zesilovače třídy B.....	4
Obr 6. Zjednodušené schéma zapojení zesilovače třídy AB	5
Obr 7. Nastavení pracovního bodu zesilovače třídy AB.....	5
Obr 8. Průběhy napětí na vstupech a výstupu komparátoru (převzato a upraveno z [1]).	7
Obr 9. Blokové schéma zesilovače třídy D	8
Obr 10. Zjednodušené schéma modulátoru Delta-Sigma	8
Obr 11. Zapojení MOS tranzistorů do polovičního mostu	9
Obr 12. Zapojení MOS tranzistorů do plného mostu	10
Obr 13. Uspořádání poslechového prostoru při systému 5.1	11
Obr 14. Zapojení tranzistorového předzesilovače se sledovačem	13
Obr 15. Simulace tranzistorového předzesilovače	13
Obr 16. Zapojení předzesilovače s operačním zesilovačem	14
Obr 17. Simulace předzesilovače s operačním zesilovačem	14
Obr 18 Zapojení pro generátor trojúhelníkového signálu	15
Obr 19. Simulace generátoru trojúhelníkového průběhu	16
Obr 20. Zapojení budiče a MOS tranzistorů	17
Obr 21. Průběhy napětí mezi drain a source MOS tranzistorů.....	17
Obr 22. Zapojení pasivního filtru	19
Obr 23. Simulace pasivního filtru.....	20
Obr 24. Zapojení Sallen-Key – dolní propust	21
Obr 25. Simulace výhybky.....	21
Obr 26. Návrh navržené bedny pro zesilovač	23
Obr 27. Zapojení s XR2206 (převzato z [13])	29

Seznam tabulek

Tab. 1 Porovnání integrovaných audio zesilovačů podle tříd.....	6
Tab. 2 Porovnání již kompletních zesilovačů podle tříd	6
Tab. 3. Mezní parametry tranzistoru BC547B.....	12
Tab. 4. Potřebné napájecí hladiny	22
Tab. 5. Parametry transformátoru.....	22
Tab. 6. Měření výhybky.....	25
Tab. 7. Měřené frekvenční charakteristiky předzesilovače	26
Tab. 8. Změřené napájecí hladiny zdroje	27

Úvod

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou nízkofrekvenčních zesilovačů. V úvodu práce jsou rozebrány typy nízkofrekvenčních zesilovačů s ohledem na jejich účinnost a zkreslení. Dále pak porovnání jednotlivých tříd nízkofrekvenčních zesilovačů z hlediska THD (Total Harmonic Distortion – celkové harmonické zkreslení) jak u dostupných integrovaných obvodů, tak i zkonstruovaných zesilovačů.

V dnešní době je snahou docílit u zesilovačů co nejnižšího zkreslení a přitom velké účinnosti. Zesilovač v třídě D tyto požadavky dokáže splnit. Další snahou je zmenšit rozměry pro lepší manipulaci, zároveň ale zvýšit výstupní výkon zesilovače pro ozvučení větších prostorů kdy pro ideální ozvučení je požadováno 1,5 W na objem 1000 l.

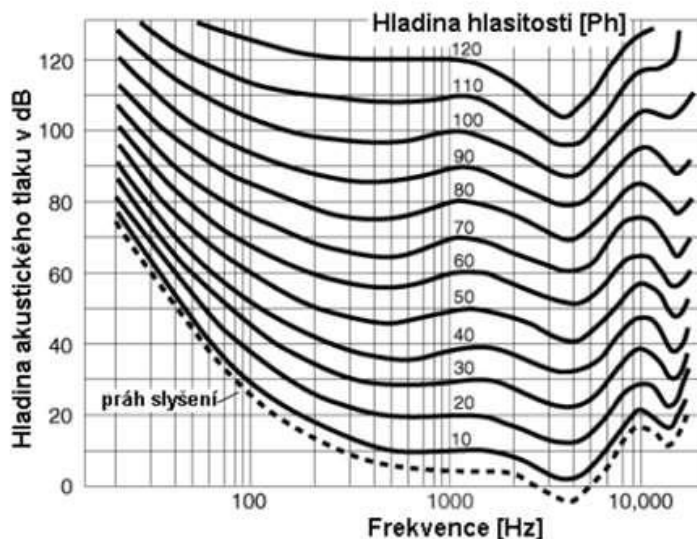
V práci jsou rozebrány jednotlivé funkční bloky zesilovače v třídě D a jejich funkce. Tyto bloky jsou navrženy s ohledem na požadavek, aby navržený zesilovač byl v konfiguraci 5.1 o výkonu na kanál 100 W a subwooferový kanál až 400 W. Výkon subwooferového kanálu je čtyřnásobný kvůli potřebě většího příkonu pro hlubokotónový reproduktor, který má obvykle nižší charakteristickou citlivost než reproduktory středotónové či vysokotónové. Rozhodnutí navrhnout zesilovač 5.1 bylo uskutečněno proto, aby tento zesilovač mohl být využíván pro domácí kino. Výkon zesilovače, který celkové činí 900 W je určen proto, aby se tímto zesilovačem daly ozvučit i větší prostory a ne pouze pokoj v obytném domě. Tento zesilovač by měl být schopen ozvučit místnosti až o 600 m³.

Navržené odvody jsou odsimulovány v programu OrCAD a tím ověřena jejich funkce. Při návrhu DPS je potřeba zohlednit proudovou zatížitelnost kdy při požadovaném výkonu budou deskami téct proudy o hodnotách 5 A (u subwooferového kanálu až 10 A) při zátěži 4 Ω.

V práci je provedeno oživení a základní měření navrženého zesilovače. Navržené obvody, DPS a vzhled zesilovače jsou uvedeny v příloze.

1. Audio zesilovač

Audio zesilovač je typ zesilovače, který zesiluje frekvence v rozmezí 20 Hz až 20 kHz. Lze ho také nazvat jako nízkofrekvenční zesilovač. V tomto frekvenčním pásmu lidské ucho rozeznává změny akustického tlaku a vnímá je jako zvuk o určité hlasitosti. Závislost potřeby akustického tlaku na frekvenci k tomu, aby lidské ucho vnímalo zvuk na všech frekvencích stejně, je uvedena na obrázku (Obr. 1) [1].



Obr 1. Fletcher - Munsonova křivka (převzato z [1])

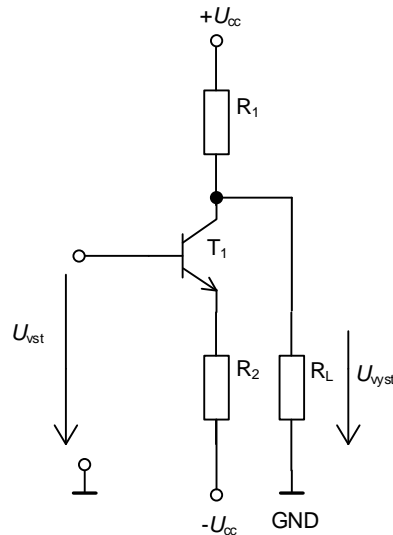
Nízkofrekvenční zesilovače by měli mít co nejideálnější frekvenční charakteristiku, aby při poslechu nebyly slyšet žádné poklesy v dynamice. Kvalitní zesilovač ale nezajistí nejlepší poslech. Celé slyšitelné frekvenční pásmo nelze totiž reprodukovat jedním měničem, ale je zapotřebí kombinace více reproduktorů či reproduktorové soustavy. Dnes se běžně prodávají zesilovače v konfiguraci 2.1 a ani zesilovače v konfiguraci 5.1 nejsou výjimkou. Domácí kina již běžně obsahují minimálně pět jednotlivých kanálů a subwooferový kanál pro lepší reprodukci nízkých kmitočtů.

1.1. Třídy audio/nízkofrekvenčních zesilovačů

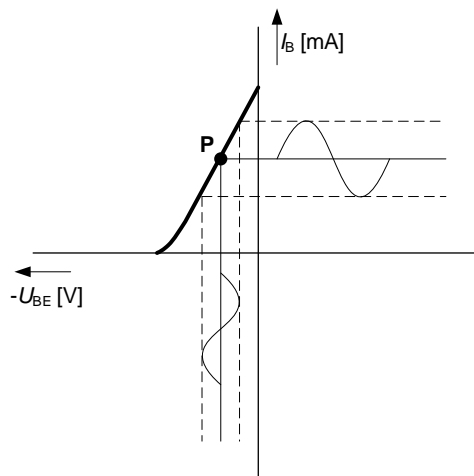
Audio zesilovač zesiluje jak napětí, tak proud vstupního signálu na požadovanou úroveň. Podle způsobu jak vstupní signál zpracovává a podle způsobu zapojení dělíme nízkofrekvenční zesilovače do několika tříd [2].

1.1.1. Třída A

Zesilovače třídy A se používají u nízkých výkonů (do 30 W na kanál). Na obrázku (Obr 2.) je vidět příklad zapojení se společným emitorem.



Obr 2. Zjednodušené schéma zapojení zesilovače třídy A

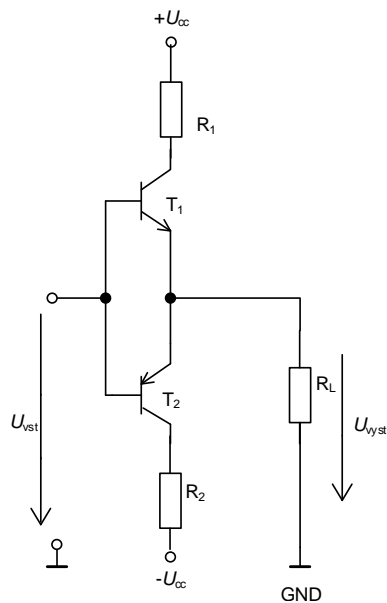


Obr 3. Nastavení pracovního bodu zesilovače třídy A

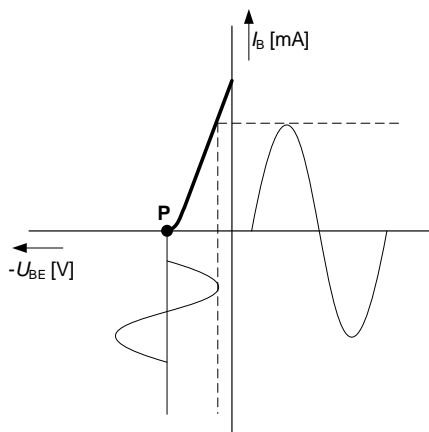
Použití pro malé výkony je dáno jejich účinnostmi, která není příliš vysoká a bývá do 25 %. Nastavení pracovního bodu na střed převodní charakteristiky (Obr 3.) pomocí klidových proudů má za následek velké tepelné ztráty, tedy malou účinnost. Zkreslení zesilovačů v třídě A je velmi nízké, díky tomu, že pracují v lineární části své charakteristiky [2].

1.1.2. Třída B

Třída B se liší od třídy A tím, že tranzistory nejsou buzeny klidovým proudem. Protože zesilovač zesiluje pouze jednu půlvlnu, používá se zapojení, kdy jsou zapojeny souměrně dva zesilovače, jinak řečeno dvojčinné zapojení (Obr 4.). Účinnost se dostává k 78 %. Nevýhodou je velké zkreslení vstupního signálů s nízkou napěťovou úrovní, kdy zesilovač pracuje ještě v nelineární části převodní charakteristiky [2].



Obr 4. Zjednodušené schéma zapojení zesilovače třídy B

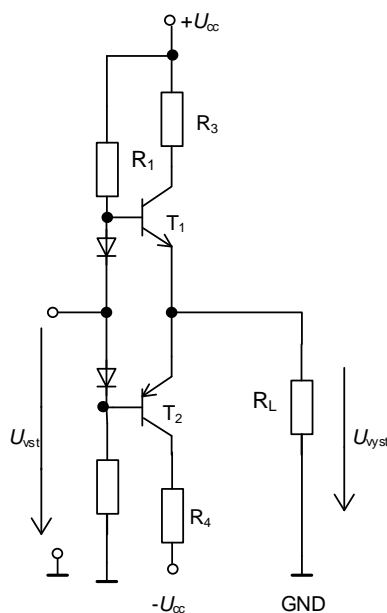


Obr 5. Nastavení pracovního bodu zesilovače třídy B

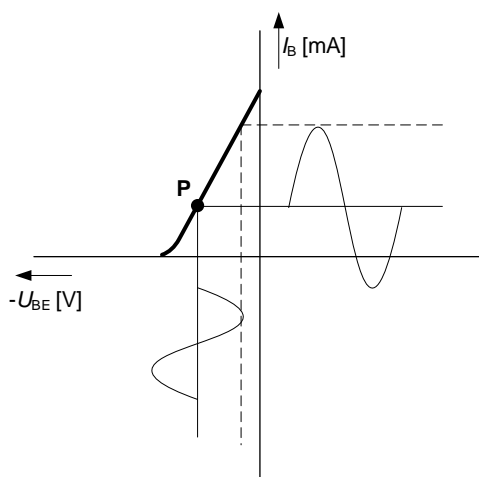
Na obrázku (Obr 5.) je pak vidět převodní charakteristika jednoho z tranzistorů. Z této charakteristiky je vidět, že nebuzený tranzistor může zesilovat pouze jednu půlvlnu.

1.1.3. Třída AB

Třída AB má vyšší klidový proud než třída B což je zřejmé ze zapojení (Obr 6.). Díky tomu se pracovní bod blíže k lineární části převodní charakteristiky a vstupní signál s nízkou úrovní napětí není tolik zkreslený. Díky tomu dosáhneme nižšího zkreslení než u třídy B a zároveň vyšší účinnosti než ve třídě A a to až 60 % [2].



Obr 6. Zjednodušené schéma zapojení zesilovače třídy AB



Obr 7. Nastavení pracovního bodu zesilovače třídy AB

Na obrázku (Obr 7.) je vidět posunutí pracovního bodu tranzistoru po převodní charakteristice.

1.1.4. Třída D

Zesilovač této třídy zpracovává signál úplně jinak než zesilovače ze skupiny předešlé. K zpracování signálu používá PWM (pulsně šířková modulace). Tranzistory jsou zde použity jako spínače, tedy v oblasti saturace. Díky tomu je na nich minimální úbytek napětí, takže mají vysokou účinnost, která se blíží k 95 % [3].

Podrobnější popis zesilovače třídy D je v kapitole 2.

1.1.5. Třída G

Tato třída je velmi podobná třídě AB s tím rozdílem, že využívá více napájecích hladin. Napájecí napětí se mění skokově v závislosti na vstupním napětí. Pokud je tedy vstupní napětí nízké, zvolí úspornější napájecí hladinu, což třída AB nemůže. Toto má vliv na účinnost, která může být až 85% [2].

1.1.6. Třída H

Třída H funguje na podobném principu, jako třída G. Využívá též více napájecích hladin. Hladiny napájení se ale nemění skokově, ale spojitě [2].

1.1.7. Porovnání nejběžnějších tříd

V dnešní době jsou na trhu nejčastěji k dostání nízkofrekvenční zesilovače ve třídách A, AB a D. V následujících tabulkách je porovnání některých zástupců z těchto tříd.

Tab. 1 Porovnání integrovaných audio zesilovačů podle tříd

Třída	označení	firma	Napájecí napětí [V]	Výkon na kanál [W]	THD [%]
A	TS4890IST	STMicroelectronics [5]	2,2 – 5,5	1	0,15
B	TDA2005R	STMicroelectronics [5]	8 - 18	22	1
AB	LM1875T/LF02	Texas Instruments [4]	16 - 60	25	0,02
AB	TDA7264	STMicroelectronics [5]	5 – 22,5	25	0,03
D	TAS5715PHPR	Texas Instruments [4]	3 – 3,6	25	0,1
D	TDA7492P	STMicroelectronics [5]	10 - 26	25	0,4

Pro porovnání jsou v tabulce (Tab. 1) zesilovače s podobným výkonem až na třídu A. Ten s vyšším výkonem nebyl v žádné nabídce výrobců.

Tab. 2 Porovnání již kompletních zesilovačů podle tříd

Třída	zesilovač	účinnost [%]	THD [%]
A	Luxman L-590AX [6]	20	<0,005
AB	McIntosh MA8000 [7]	32	0,005
D	Omnitronic EDP-1000 [8]	70	0,05

V tabulce (Tab. 2) jsou k porovnání kompletní zesilovače na aktuálním trhu.

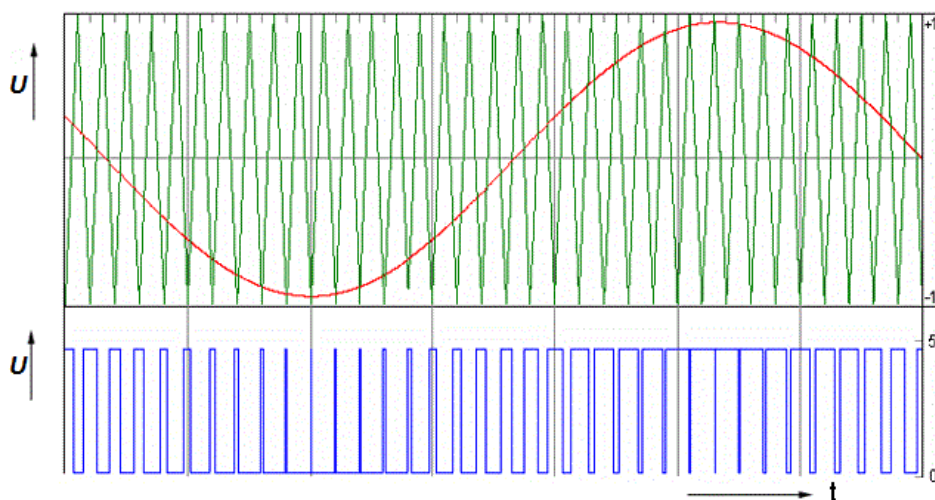
2. Zesilovač třídy D

Zesilovač třídy D nepatří do skupiny lineárních zesilovačů. Vstupní signál nezpracovává pomocí posouvání pracovního bodu po převodní charakteristice podle okamžitého napětí, ale převádí ho na takzvaný modulovaný signál.

Při porovnání s třídou AB je hlavním rozdílem již zmíněná účinnost, která je způsobena různým zpracováním signálu. Zesilovač ve třídě D provozuje výkonové tranzistory jako spínače a tím na nich docílí minimálního úbytku napětí, tedy minimální ztrátový výkon. Díky tomu zesilovače třídy D se vstupním výkonem v desítkách W mohou být provozovány bez chladiče, což zesilovače ve třídě AB ne [3].

2.1. Princip zesilovače ve třídě D

Zesilovač třídy D využívá komparace vstupního signálu s trojúhelníkovým či pilovitým signálem s frekvencí řádově vyšší než je maximální frekvence vstupního signálu.

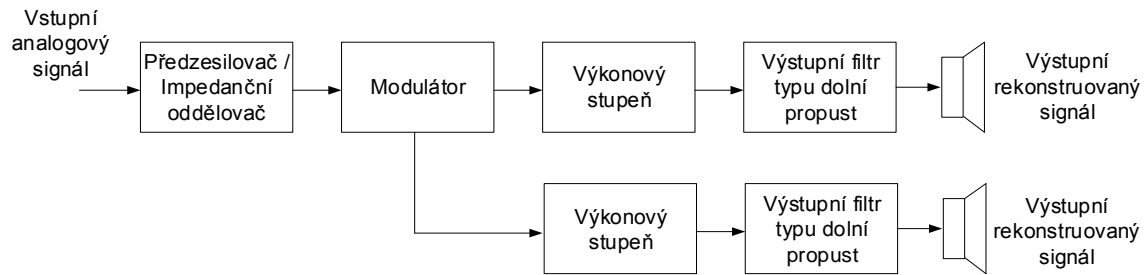


Obr 8. Průběhy napětí na vstupech a výstupu komparátoru (převzato a upraveno z [1])

Pokud je úroveň napětí vstupního signálu nižší než úroveň napětí trojúhelníkového signálu, tak je na výstupu komparátoru logická nula. Jakmile je úroveň napětí trojúhelníkového signálu vyšší, tak se komparátor překlápí do logické jedničky (Obr 8.). Tím vzniká PWM modulovaný signál na výstupu komparátoru, který pokračuje na výkonové tranzistory. Za nimi jsou pak výstupní filtry typu dolní propust, které vyfiltrují nosný signál, a reproduktor [2],[3].

2.2. Funkční bloky zesilovače třídy D

Zesilovač třídy D se skládá z několika funkčních bloků a to z vstupních obvodů (předzesilovač nebo digitální vstupní obvody), modulátoru, výkonového stupně a výstupního filtru (Obr 9.).



Obr 9. Blokové schéma zesilovače třídy D

Vstupní signál je přiveden na předzesilovač, kde je zesílen na danou úroveň. Zde je také provedeno impedanční oddělení zdroje signálu od zesilovače. Signál pokračuje na modulátor. Modulovaný signál pak řídí výkonové tranzistory. Za výkonovým stupněm je filtr typu dolní propust k odfiltrování nosného signálu [3].

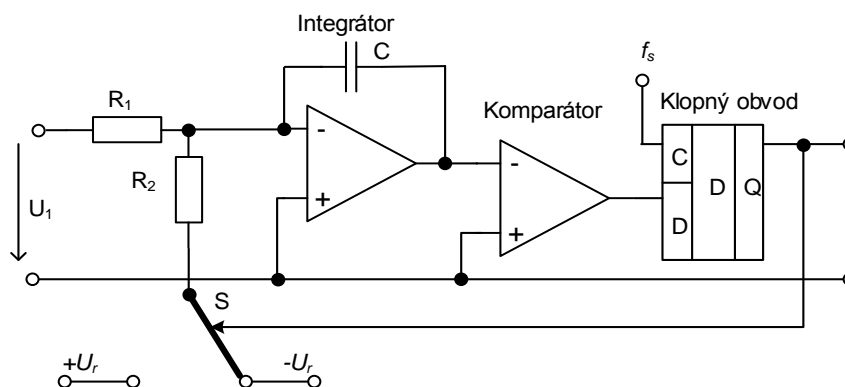
2.2.1. Vstupní obvody

Podle typu vstupních obvodů se dělí zesilovače třídy D na dva typy a to na zesilovače s analogovým nebo digitálním vstupem. Pokud má zesilovač analogový vstup, bude se jednat o analogový předzesilovač, který zesiluje vstupní signál na danou úroveň a impedančně ho přizpůsobí. Když má zesilovač vstupní obvody digitální, pak mluvíme o plně digitálním zesilovači [3].

2.2.2. Modulátor

Blok modulátoru upravuje vstupní signál do podoby, která spíná výkonové tranzistory. Zde se rozlišují dva typy modulační metody a to modulační metody PWM a Delta-Sigma.

Modulační metoda PWM (Pulse Width Modulation, Pulzně šířková modulační metoda) je modulační metoda, kdy šířka impulsu udává hladina napětí modulačního signálu (Obr 8.). Frekvence nosného signálu se pohybuje od 50 kHz do 1 MHz. Vyšší frekvence by se pak lépe filtrovaly na výstupním filtru typu dolní propust, ale způsobovaly by větší zkreslení [2],[9].



Obr 10. Zjednodušené schéma modulátoru Delta-Sigma

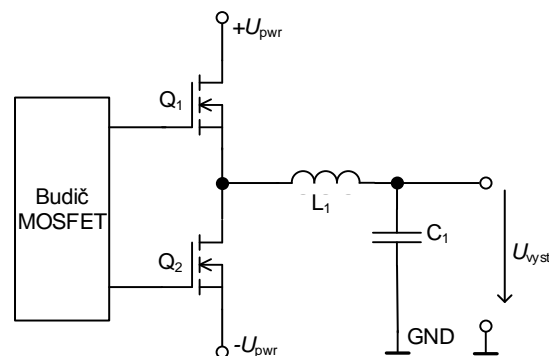
Delta-Sigma modulátor je Delta modulátor doplněný o integrátor vstupního signálu. Princip této modulační metody je v porovnávání aktuální napěťové úrovně s předchozím vzorkem.

Podle toho, jestli je předchozí vzorek vyšší nebo nižší napětové úrovně, se komparátor nastaví do logické jedničky nebo nuly. Hodnota z komparátoru je zapsána do klopného obvodu typu D s danou vzorkovací frekvencí. Výstupní signál klopného obvodu pak nastavuje referenční napětí tak, aby na integračním kondenzátoru byla střední hodnota náboje (Obr. 10) [3],[9].

2.2.3. Výkonový stupeň

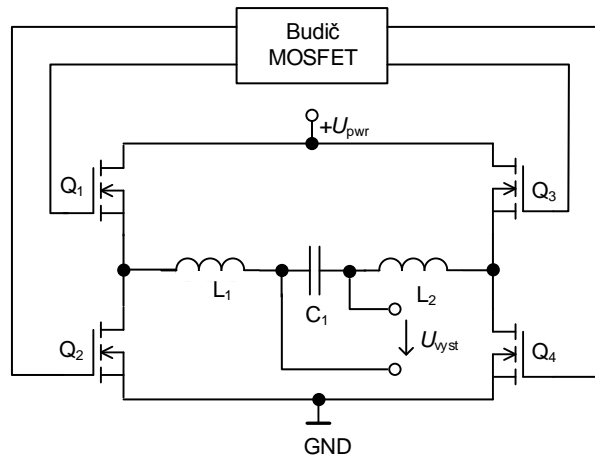
Výkonový stupeň lze zapojit dvěma způsoby a to do polovičního mostu nebo plného mostu. Podle zvoleného zapojení se pak liší uspořádání výstupního filtru. V tomto bloku se jako spínače používají hlavně tranzistory MOS, protože v sepnutém stavu mají velmi nízký odpor a tím pádem malý úbytek napětí oproti bipolárním tranzistorům [10].

U zapojení do polovičního mostu (Obr 11) je nutné se vyvarovat současného sepnutí obou tranzistorů, kdy by došlo ke zkratu. To je řešeno časovou prodlevou, kdy není sepnut žádný tranzistor. Této prodlevě se říká „Dead time“. Dále také nesmí být dlouhodobě sepnut jen jeden tranzistor, aby nedošlo k poškození připojeného reproduktoru, proto u zapojení do polovičního mostu se skoro vždy zavádí zpětná vazba. Další nežádoucí jev u tohoto zapojení je takzvaný „Bus pumping“, kdy dochází k rekuperaci komutačního proudu zpět do napájecí sítě. Tomu se dá předejít použitím dostatečně velkých elektrolytických kondenzátorů [10].



Obr 11. Zapojení MOS tranzistorů do polovičního mostu

U zapojení do plného mostu (Obr 12.) je také potřeba dodržet „Dead time“. Na tranzistory Q_3 a Q_4 je přivedeno invertované budící napětí. Zpětná vazba se zde nezavádí kvůli nesymetrii napětí jako u zapojení do polovičního mostu, ale pouze pro zlepšení parametrů zesilovače. Výhodou tohoto zapojení je, že nedochází k jevu „Bus pumping“. Také lze napájet nižším napětím. Nevýhodou jsou však vyšší náklady, které vznikají použitím více součástek [8].



Obr 12. Zapojení MOS tranzistorů do plného mostu

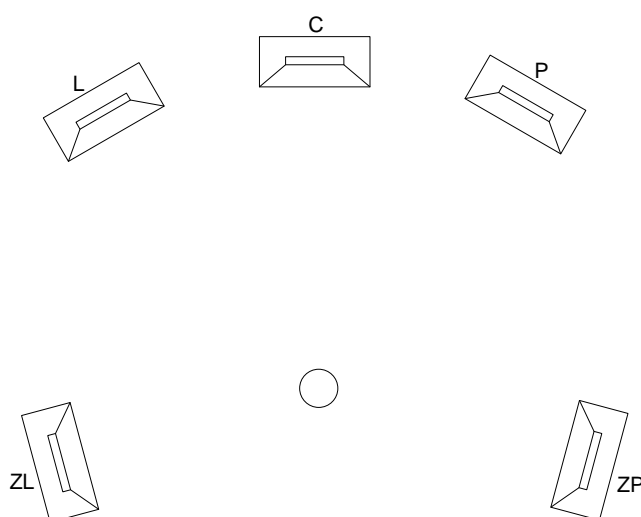
2.2.4. Výstupní filtr

U většiny případů se výstupní filtr realizuje jako pasivní LC filtr typu dolní propust druhého řádu. Při realizaci výkonového stupně integrovaným obvodem je filtr o hodně větší, proto se využívá toho, že u zesilovačů do výkonu 10 W není potřeba výstupní filtr. Rozměry pasivního LC filtru jsou však oproti chladičům a dalším potřebným prvkům u třídy AB zanedbatelné. Pokud je však zesilovač zapojen co nejbližší k reproduktoru a jsou použity stíněné kabely, tak výstupní filtr není potřeba [3],[10].

3. Návrh nízkofrekvenčního zesilovače

Zesilovač třídy D je v dnešní době možné realizovat dvěma způsoby a to pomocí diskretních součástek, nebo integrovaného obvodu, kde již je kompletní blok modulátoru s koncovým stupněm, předzesilovače a jediné co je potřeba doladit je výstupní filtr typu dolní propust. Při návrhu pomocí diskretních součástek je sice návrh těžší, ale dá se docílit lepších, či požadovaných výsledků.

V této práci bude navržen audio zesilovač 5.1 ve třídě D s výkonem na kanál minimálně 80 W. Subwooferový kanál o výkonu čtyřnásobném. Výkon subwooferového kanálu je určen tak, že basové reproduktory mají charakteristickou citlivost o něco nižší než klasické reproduktory. Čtyřnásobný výkon tohoto kanálu by tedy měl vykompenzovat tuto nižší charakteristickou citlivost a to až o 6 dB. Uspořádání reproduktorů, které je v dnešní době používáno v kombinaci se zesilovači o konfiguraci 5.1, je uveden na obrázku (Obr. 13.)



Obr 13. Uspořádání poslechového prostoru při systému 5.1

Celkový výkon navrhovaného zesilovače bude okolo 900 W, kdy jednotlivé kanály budou mít výkon 100 W. Zesilovač o tomto výkonu a konfiguraci bude možné využít pro ozvučování prostor až o 600 m³. Využití tohoto zesilovače bude tedy od domácího kina až po ozvučení kulturního domu při veřejných akcích.

3.1. Návrh předzesilovače

Předzesilovač má za úkol zesílit vstupní signál na požadovanou úroveň potřebnou k dalšímu zpracování. Tato práce bude pracovat s dvěma možnostmi a po následné simulaci a porovnání vybere pro konstrukci ten vhodnější. Prvním navrženým předzesilovačem bude tranzistorový předzesilovač a dále bude navržen předzesilovač pomocí operačního zesilovače.

3.1.1. Tranzistorový předzesilovač

Pro návrh tranzistorového předzesilovače byl vybrán tranzistor BC547B. Jeho hlavní parametry jsou v následující tabulce (Tab. 2.) [11].

Tab. 3. Mezní parametry tranzistoru BC547B

I_C – proud kolektorem	0,1	A
f_t – tranzitní frekvence	300	MHz
h_{21E} – proudový zesilovací činitel	360	-
U_{CB} – napětí kolektor báze	50	V
U_{CE} – napětí kolektor emitor	45	V
U_{EB} – napětí emitor báze	6	V
P_{TOT} – celkový ztrátový výkon	500	mW

Pro návrh tranzistorového zesilovače je použito zapojení se společným emitorem (Obr 14.). Výpočet jednotlivých rezistorů byl proveden pomocí následujících vztahů [12]. Výpočet kolektorového odporu je

$$R_C = \frac{\frac{1}{2} \times U_{nap}}{I_C} \quad [\Omega] \quad (3.1)$$

kde U_{nap} je napájecí napětí a I_C proud kolektorem. Výpočet emitorového odporu

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} \quad [\Omega] \quad (3.2)$$

kde U_{RE} je napětí na emitorovém odporu a I_E je proud emitorovým odporem. Výpočet odporů báze

$$R_{B1} = \frac{U_{nap} - U_{BE} - U_{RE}}{I_{B1}} \quad [\Omega] \quad (3.3)$$

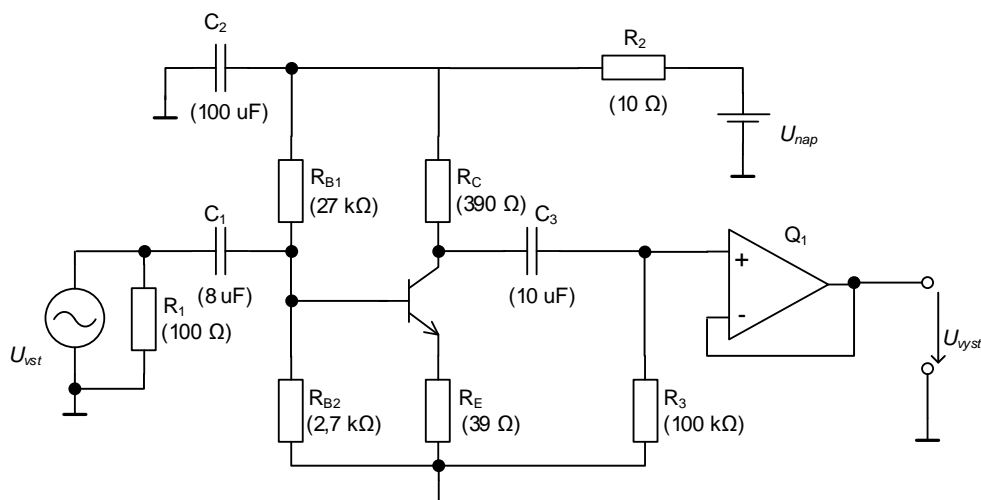
$$R_{B2} = \frac{U_{EB} - U_{RE}}{I_{B2}} \quad [\Omega] \quad (3.4)$$

kde U_{EB} je napětí na přechodu báze emitor a I_{B1} a I_{B2} jsou proudy odpory R_{B1} a R_{B2} . Pro proudy pak platí

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E}} = I_{B1} + I_{B2} + I_{BE} \quad [A] \quad (3.5)$$

kde I_{BE} je proud přechodem báze emitor a h_{21E} zesilovací činitel. Pro emitorový proud pak platí

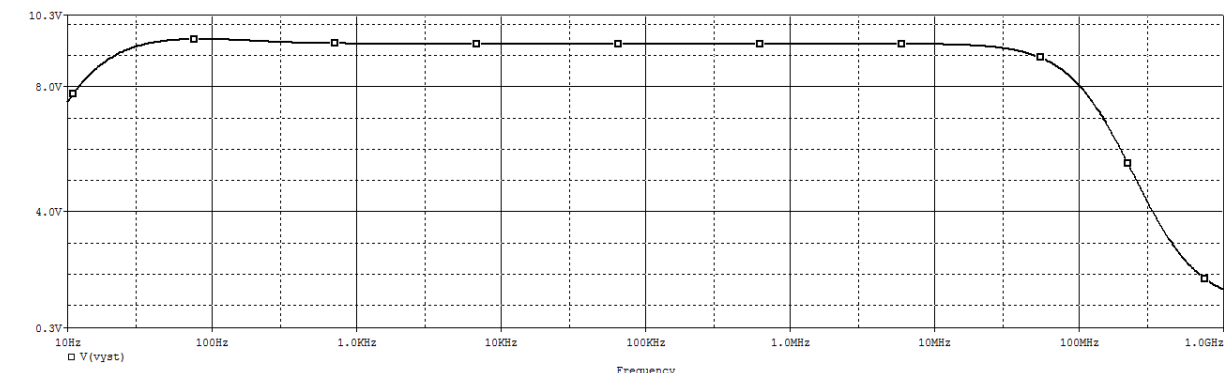
$$I_E = I_C + I_{BE} \quad [A] \quad (3.6)$$



Obr 14. Zapojení tranzistorového předzesilovače se sledovačem

Kondenzátory jsou zde použity k odfiltrování stejnosměrné složky. Nedostatkem zapojení emitorového sledovače bývá teplotní nestálost. To je kompenzováno pomocí emitorového odporu, na kterém je při větším otevření větší úbytek napětí a díky tomu kolektorový proud je konstantní [12].

Pomocí simulace byla ověřena funkce předzesilovače (Obr 15.).

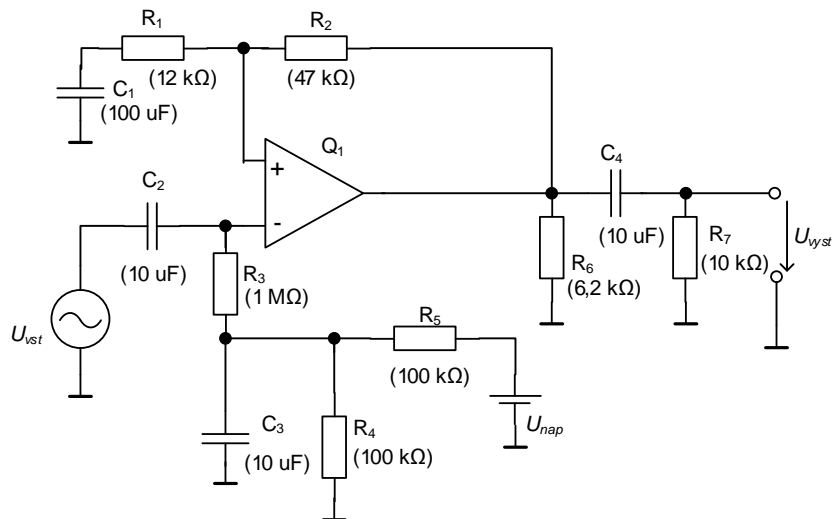


Obr 15. Simulace tranzistorového předzesilovače

U frekvenční charakteristiky je vidět nepatrný zdvih napětí u nižších frekvencí. Jelikož zde napětí stoupne o něco málo přes 0,1 V a je to na frekvenci 60 Hz jeho vliv nebude mít skoro žádný účinek ve slyšitelném pásmu.

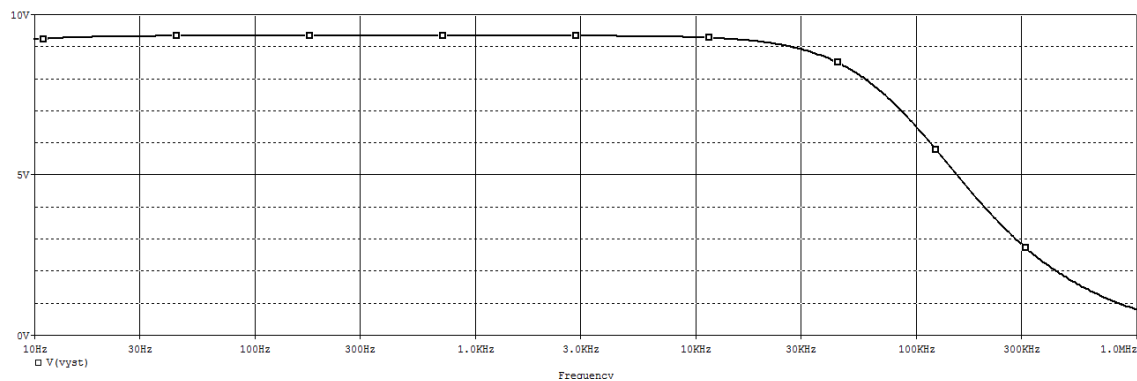
3.1.2. Předzesilovač pomocí operačního zesilovače

Operační zesilovač lze jako zesilovač zapojit více způsoby a to jako invertující zesilovač, kdy jeho zesílení je dáno poměrem odporů ve zpětné vazbě, neinvertující zesilovač, u kterého je zesílení dáno také poměrem odporů, anebo jako sledovač, které má zesílení jedna. Ten se používá většinou jako impedanční přizpůsobení. V této práci je použito schéma předzesilovače s operačním zesilovačem na obrázku níže (Obr 16.).



Obr 16. Zapojení předzesilovače s operačním zesilovačem

Pro předzesilovač s operačním zesilovačem byl vybrán obvod LM358 a jeho doporučené zapojení bylo simulací ověřeno a upraveno dle požadavku na použití. Zesílení bylo upraveno pomocí odporu R_1 a R_2 . Frekvenční charakteristika je na následujícím obrázku (Obr 17.).



Obr 17. Simulace předzesilovače s operačním zesilovačem

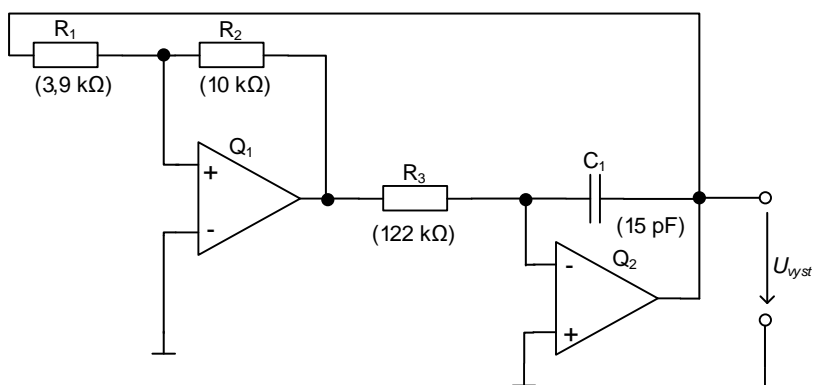
Průběh frekvenční charakteristiky je lineárnější než u tranzistorového předzesilovače. Dále zde není problém teplotní nestálosti. Z těchto důvodů bude pro konstrukci zesilovače v této práci použit návrh předzesilovače s operačním zesilovačem.

3.2. Návrh modulátoru

Aby se mohla provést modulace PWM je potřeba referenční pilovitý či trojúhelníkový signál. Ten pak bude přiveden společně se signálem z předzesilovače na komparátor a proběhne modulace PWM. Výstupem z komparátoru pak bude PWM signál, který bude budit výkonové tranzistory MOS.

3.2.1. Návrh generátoru trojúhelníkového signálu

Pro generování trojúhelníkového signálu je v této práci použit obvod na obrázku (Obr 18.). Jedná se o zapojení komparátoru a integrátoru, kdy na výstupu integrátoru je dosaženo trojúhelníkového signálu.



Obr 18 Zapojení pro generátor trojúhelníkového signálu

Jak je dříve zmíněno, je zapotřebí signál o frekvenci řádově vyšší než signál audio pásma, proto je zapotřebí tento obvod správně navrhnout. Amplituda výstupního napětí lze vypočítat pomocí rovnice

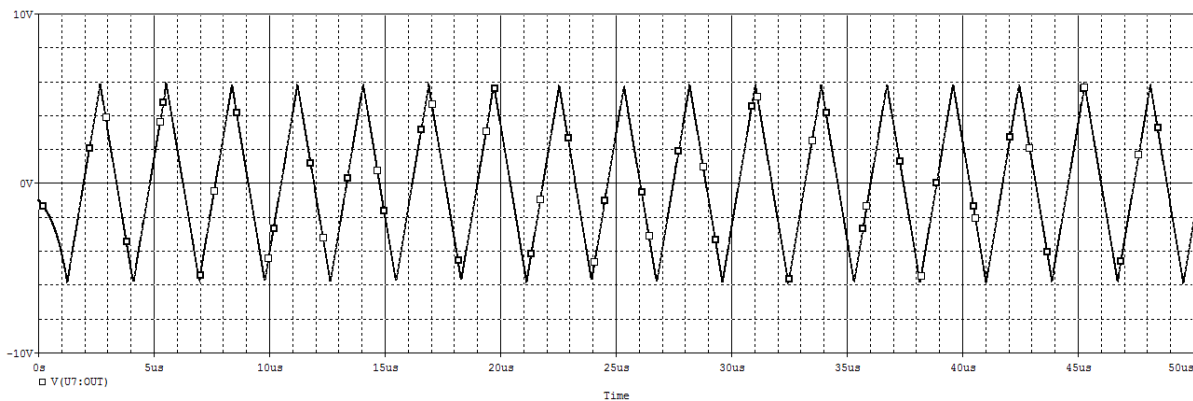
$$U_{\text{vyst}} = \frac{R_1}{R_2} \times U_{\text{nap}} \quad [\text{V}] \quad (3.7)$$

Kde U_{nap} je napájecí napětí operačního zesilovače. Frekvence trojúhelníkového signálu lze pak vypočítat pomocí vztahu

$$f = \frac{1}{4 \times R_3 \times C_1 \times \frac{R_1}{R_2}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.8)$$

Pomocí těchto vztahů jsou určeny hodnoty R_1 3,9 k Ω a R_2 10 k Ω pro výstupní napětí 5,85 V. Hodnota R_3 pak 122 k Ω a C_1 15 pC pro frekvenci 350 kHz. Tento výpočet je ověřen pomocí simulace (Obr 19.).

Pro úpravu doladění frekvence na požadovanou hodnotu bude použit trimer zapojený sériově s R_3 . Dále za tento generátor bude připojen invertující zesilovač a dalším trimrem pro dostavení amplitudy generovaného signálu.



Obr 19. Simulace generátoru trojúhelníkového průběhu

Simulací je zjištěno, že amplituda výstupního napětí je 5,64 V. Pomocí funkce FFT (Fast Fourier Transform – rychlá Fourierova transformace) je zjištěna frekvence signálu 359 kHz. Není to úplně přesně podle výpočtu, ale pro další použití v této práci to bude vyhovovat.

Jako komparátor bude použit obvod TL331 a pro integrátor a invertor obvod LM7162.

3.2.2. Komparátor

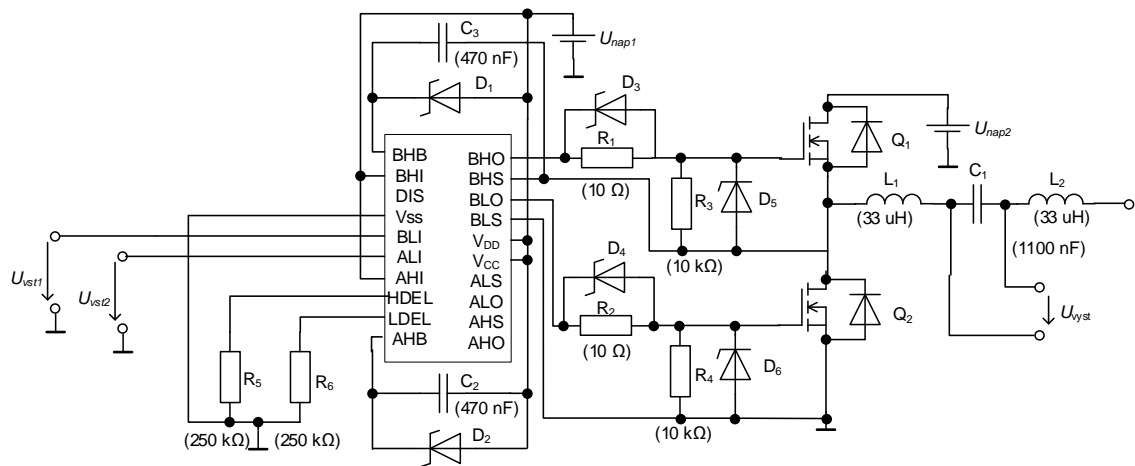
Komparátor je součástka, která porovnává dva signály a podle toho se překlápí do kladného či záporného saturačního napětí. Komparátor by měl být co nejrychlejší a tak je zvolen obvod LM360 který má dobu odezvy 20 ns. Tento obvod má též invertovaný výstup, který se bude pro konstrukci zesilovače ve třídě D hodit.

3.3. Návrh výkonového stupně

Výkonový stupeň je tvořen budičem MOS tranzistorů a MOS tranzistory zapojenými do plného, nebo polovičního mostu. V této práci bude použito zapojení do plného mostu. Úkolem tohoto bloku zesilovače je napěťově a výkonově zesílit modulovaný signál.

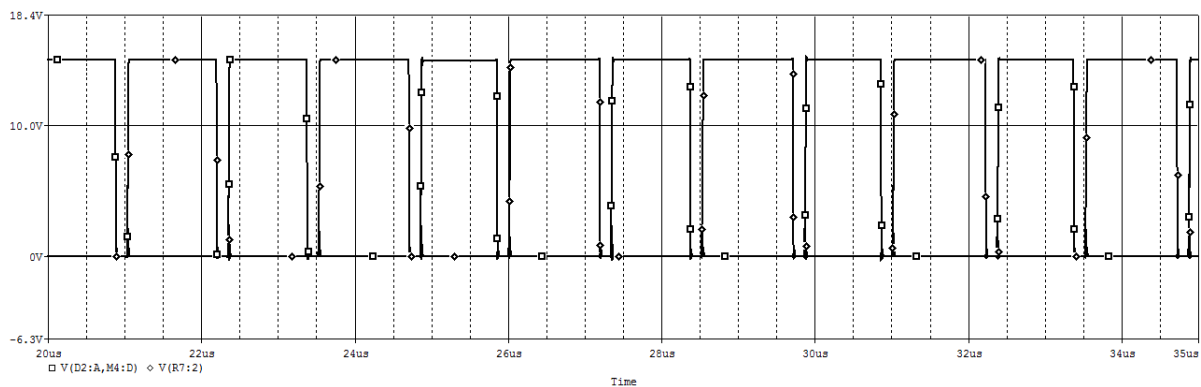
3.3.1. Budič MOS tranzistorů

Výběr budiče výkonových tranzistorů závisí na jejich počtu, typu a uspořádání. V této práci bude použit integrovaný budič HIP4081 od firmy Intersil. Tento obvod je napájen nesymetrickým napětím o hodnotě 15 V. Je určen pro ovládání čtyř MOS tranzistorů s indukovaným kanálem typu N zapojených do plného mostu. Napájecí napětí plného mostu může být až 80 V.



Obr 20. Zapojení budiče a MOS tranzistorů

Na obrázku (Obr 20.) je vidět zapojení výkonového stupně se zvoleným budičem. Jsou zde pro přehlednost schématu zapojeny pouze dva MOS tranzistory. Zbylé dva by byly zapojeny stejně. Jako diody D_1 až D_4 je použita dioda 1N5818. Jako D_5 a D_6 je použita osmnácti voltová Zenerova dioda. Napájecí napětí MOS tranzistorů je 20 V.



Obr 21. Průběhy napětí mezi drain a source MOS tranzistorů

Simulací je ověřena funkce budiče (Obr 21.). Napětí na vstupech tranzistorů je plovoucí. Jedná se tedy o napětí na vstupu tranzistoru Q_2 a rozdíl napětí na vstupu tranzistoru Q_1 a U_{vyst} .

3.3.2. MOS tranzistory

Pro zapojení byl vybrán MOS tranzistor AOT2500L od firmy Texas Instruments. Základní parametry tohoto tranzistoru jsou $U_{DSmax} = 150$ V, $I_{Dmax} = 152$ A a $R_{DS(ON)} = 6,5$ m Ω . Tento model má antiparalelně zapojenou křemíkovou diodu zapojenou v nepropustném směru mezi drain a source. Ta tu slouží k eliminaci špiček vzniklých rychlým spínáním tranzistorů.

3.3.3. Chlazení výkonového stupně

Chlazením výkonového stupně se rozumí chlazení výkonových tranzistorů. Chlazení tranzistorů musí být navrženo tak, aby pokrylo celkové ztráty a přitom jeho velikost zbytečně nezahlavovala celé zařízení. Celkové ztráty se skládají ze ztrát statických, ztrát dynamických a ztrát způsobených nábojem gate.

Statické ztráty pak lze vypočítat pomocí vztahu

$$P_s = I_{ef}^2 \times R_{DS(on)} \quad [W] \quad (3.9)$$

kde I_{ef} je efektivní hodnota proudu definovaná podílem napájecího napětí U_{nap} a minimální zatěžovací impedance R_z . Protože časový průběh má obdélníkový tvar a v ustáleném stavu je jeho střída 50 %, tak efektivní hodnota proudu je polovina podílu U_{nap} a R_z . Hodnota $R_{DS(on)}$ je katalogová impedance mezi drain a source v sepnutém stavu. Vztah lze pak upravit na

$$P_s = \left(0.5 \times \frac{U_{nap}}{R_z}\right)^2 \times R_{DS(on)} \quad [W] \quad (3.10)$$

Z tohoto vztahu lze vypočítat statické ztráty o hodnotě 0,04 W.

Dynamické ztráty jsou způsobeny nenulovou dobou spínání a rozpínání tranzistorů a také velikostí náboje hradla gate. Dynamické ztráty lze pak vypočítat pomocí vztahu

$$P_d = E_{spínací} \times f_{spínací} \quad [W] \quad (3.11)$$

kde $E_{spínací}$ je spínací energie a $f_{spínací}$ je frekvence spínání. Pokud by časový průběh spínací energie měl trojúhelníkový tvar, pak by šlo pro výpočet spínací energie použít vztah

$$E_{spínací} = 0.5 \times U_D \times I_{ef} \times (t_{on} + t_{off}) \quad [J] \quad (3.12)$$

kde U_D je stejnosměrné mezilehlé napětí měniče a t_{on} , a t_{off} čas sepnutí a rozepnutí tranzistoru (t_{on} 18,5 ns, t_{off} 67,5 ns). Průběh má ale spíše zvonovitý tvar a tak je plocha pod křivkou tohoto průběhu přibližně poloviční než při pilovém. Vztah pro dynamické ztráty lze tedy upravit na

$$P_d = 0.25 \times U_D \times I_{ef} \times (t_{on} + t_{off}) \times f_{spínací} \quad [W] \quad (3.13)$$

Z tohoto vztahu jsou vypočtené dynamické ztráty o hodnotě 0,774 W.

Ztráty způsobené nábojem hradla gate lze vypočítat pomocí vztahu

$$P_G = Q_G \times U_{drive} \times f_{spínací} \quad [W] \quad (3.14)$$

kde Q_G je celková náboj na gate (97 nC) a U_{drive} je řídicí napětí tranzistoru. Z uvedeného vztahu lze vypočítat ztráty způsobené nábojem hradla gate o hodnotě 0,524 W.

Celkové ztráty jsou dány součtem všech typů ztrát. Celkové ztráty jsou tedy 1,338 W u jednoho MOS tranzistoru. Celkové ztráty na kanál jsou 5,352 W a pro subwooferový kanál 16,24 W

Dále musí být vzata v potaz maximální přípustná teplota čipu tranzistoru a také tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem čipu. Pro tranzistor použitý v této práci výrobce udává hodnotu maximální teploty T_j 175 °C a tepelného odporu $R_{thj-case}$, pro pouzdro TO-220,

0,4 °C/W. Protože tranzistor nemá bezpotenciálové chladicí plochy, musí být použita izolační sada, v tomto případě MST 220, která elektricky oddělí tranzistor od chladiče. Tato izolační sada má tepelný odpor R_{thp} 0,15 °C/W. Mezi podložkou a pouzdem/chladičem je také tepelný odpor. Tento tepelný odpor má hodnotu 0,15 °C/W. Pro výpočet maximálního teplotního odporu chladiče pak platí vztah

$$R_{thc} = \frac{T_j - T_{okolí}}{P_{celkové}} \times \frac{R_{thj-case} + R_{thp} + 2 \times R_{thcp}}{2} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}] \quad (3.15)$$

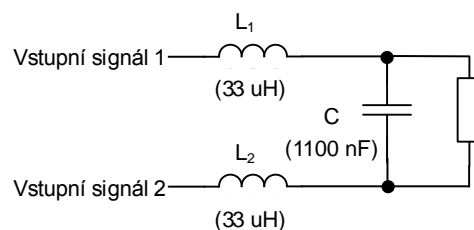
Z tohoto vztahu je tepelný odpor chladiče pro teplotu okolí 30 °C určen jako 46,06 °C/W.

Tato hodnota je ale pro maximální hodnotu T_j 175 °C. Kdyby se zvolil chladič s touto hodnotou, tak by mohlo dojít k překročení hodnoty T_j a následnému zničení tranzistoru. V této práci ale budou použity chladiče integrované do stěn samotné krabice zesilovače. Tyto chladiče bez problému uchladí všechny ztráty zesilovače.

3.4. Výstupní filtr

Při návrhu výstupního filtru se musí dbát na to, jaké se použijí kondenzátory a cívky. U cívek se hledí na: malé rozměry, lineární magnetizační křivka, nezávislost indukčnosti na protékáném proudu, nízké ztráty a zkreslení na pracovní frekvenci, schopnost akumulace požadovaného množství energie. Pro realizaci filtru pro zesilovač jsou pak nejlepší cívky s železoprachovým nebo feritovým jádrem se vzduchovou mezerou. U kondenzátorů se pak hledí na: malé rozměry, malý ztrátový činitel, vysoká proudová zatížitelnost, malá závislost kapacity na frekvenci, teplotní a časová stálost kapacity. Proto se při návrhu filtru používají fóliové kondenzátory [10].

Zapojení výstupního pasivního filtru je na následujícím obrázku (Obr 22.)



Obr 22. Zapojení pasivního filtru

Pro výpočet kondenzátoru a induktoru pak platí vztahy

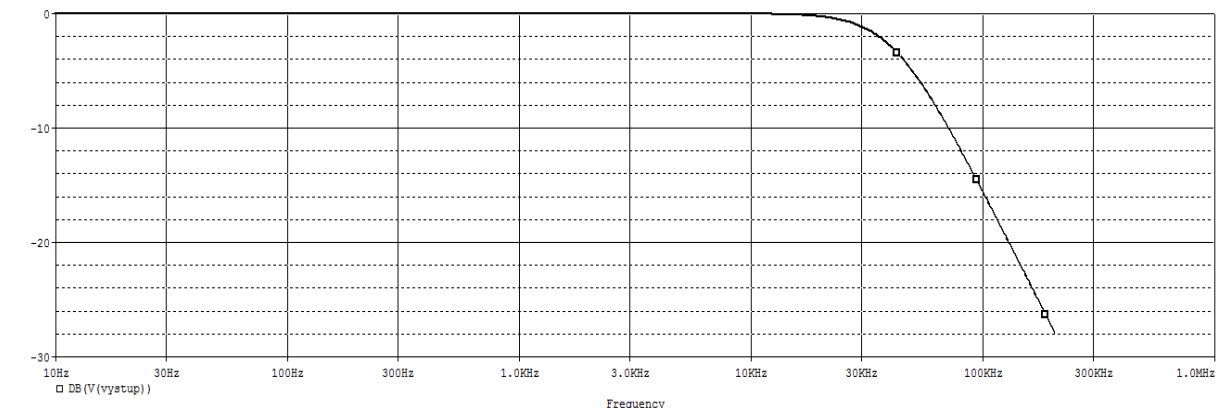
$$C = \frac{1}{2 \times \sqrt{2} \times \pi \times f_m \times R_L} \quad [\text{F}] \quad (3.16)$$

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{2 \times \pi \times f_m} \quad [\text{H}] \quad (3.17)$$

kde R_L je odpor zátěže a f_m mezní frekvence [10].

V dnešní době je nejběžnější 4 nebo 8 Ω reproduktor. Hodnoty pro 4 Ω reproduktor jsou $C = 938$ nF a $L = 30$ uH a pro 8 Ω reproduktor $C = 468,9$ nF a $L = 60$ uH při $f_c = 30$ kHz. Pro

návrh bude počítáno s hodnotami pro 4 Ω reproduktor. Pro nižší sériový odpor kapacitorů bude použito pět paralelně zapojených kapacitorů o hodnotě 220 nF a indukory budou o hodnotě 33 μ H. Při výběru součástek se musí také dát pozor na to, aby se dali použít pro požadovaný výkon.



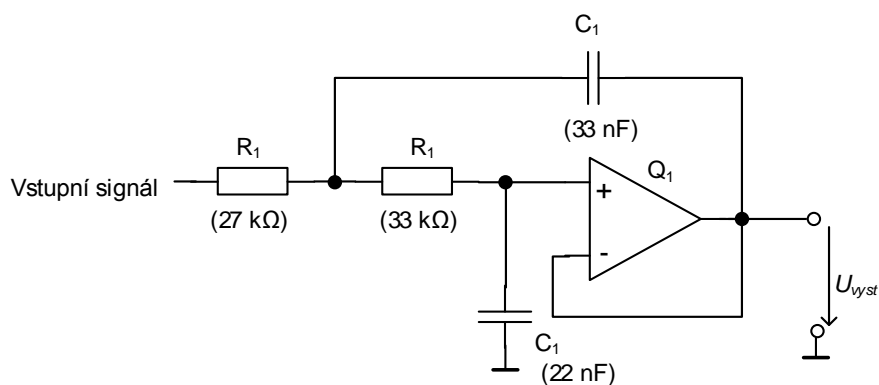
Obr 23. Simulace pasivního filtru

Na obrázku (Obr 23.) je simulace výstupního filtru pro zátěž 4 Ω . Pokud by se tento filtr zatížil 8 Ω zátěží, vznikl by zákmit na mezní frekvenci, tedy na frekvenci 30 kHz. Zesilovač bude tedy prioritně konstruován pro 4 Ω reproduktor.

3.5. Návrh výhybky

Výhybka je obvod, který se skládá ze dvou či více filtrů. Jednotlivé filtry jsou naladěny tak, aby přenášené frekvenční pásmo bylo so nejlineárnější. V této práci bude navržena výhybka pro subwooferový kanál. To je vhodné jak pro reprodukci nižších kmitočtů ze všech kanálů, tak i pro ochranu reproduktorů, použitých pro reprodukci signálu v jednotlivých kanálech. Při puštění signálu o nižší frekvenci do středotónového, či vysokotónového reproduktoru než je tento reproduktor schopný reprodukovat, může dojít ke zničení tohoto reproduktoru.

V této práci bude využito výhybky, která se bude skládat ze dvou aktivních filtrů. Jeden bude typu dolní propust a druhý horní propust. Pro návrh bude využito obvodu Sallen-Key, což je filtr druhého řádu. Na obrázku (Obr 24.) je filtr typu dolní propust. Pokud by se ale prohodili rezistory s kondenzátory, pak by vznikl filtr typu horní propust. Pomocí další modifikace se dá dosáhnout i filtru typu pásmová propust nebo zádrž.



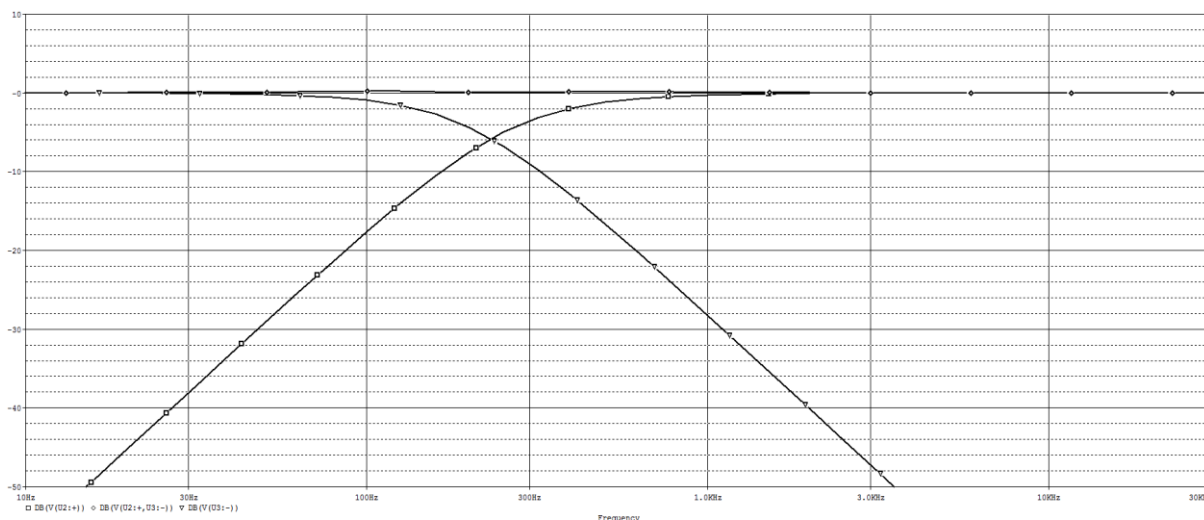
Obr 24. Zapojení Sallen-Key – dolní propust

Pro výpočet mezní frekvence a jakosti jsou použity vztahy

$$f_m = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.18)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 \times R_2}}{R_1 + R_2} \times \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad [-] \quad (3.19)$$

z kterých jsou pak určeny hodnoty jednotlivých součástek. Výpočtem byly určeny hodnoty součástek R_1 a R_2 33 kΩ a C_1 a C_2 22 nF. Simulací pak byly hodnoty upraveny na: filtr typu dolní propust $R_1 = 33$ kΩ, $R_2 = 27$ kΩ, $C_1 = 33$ nF a $C_2 = 22$ nF; filtr typu horní propust $R_1 = 22$ kΩ, $R_2 = 33$ kΩ, $C_1 = 18$ nF a $C_2 = 27$ nF. S těmito hodnotami je přenášené frekvenční pásmo téměř bez zákmitů (Obr 25.).



Obr 25. Simulace výhybky

Z výsledku simulace (Obr 25.) je vidět že průběh křivky je plynulý a nenastává zde žádný zákmit. Pro aktivní výhybky bude použit obvod LM358.

3.6. Návrh napájecího zdroje

Napájecí zdroj o výkonu, který bude v této práci potřeba, je možné navrhnout buď pomocí transformátoru, nebo ho lze udělat spínaný. Spínaný zdroj je mnohem účinnější a lehčí než

klasický transformátorový zdroj, ale pro složitost návrhu bude v této práci použit zdroj transformátorový.

Požadavky na zdroj plynou z předchozího návrhu a to, že navržený zdroj musí mít napájecí hladinu pro subwooferový kanál, dále pak pro klasické kanály, a napájení integrovaných obvodů. Souhrn napájecích hladin je v následující tabulce (Tab. 4.).

Tab. 4. Potřebné napájecí hladiny

	Napětí napájecí hladiny	Dodávaný proud
Subwooferový kanál	40 V	10 A
5 kanálů zesilovače	20 V	5 x 5 A ----25 A
Napájení komparátorů	± 8 V	0,1 A
Napájení integrovaných obvodů	± 15 V	0,5 A

Pro napájecí zdroj v této práci je objednána transformátor od firmy JK-ELTRA. Výkon transformátoru by měl být o něco větší, než je požadovaný příkon obvodů zesilovače. Parametry transformátoru jsou shrnuty v následující tabulce (Tab. 5.).

Tab. 5. Parametry transformátoru

Vinutí	U [V]	I [A]
Primární	230	-
První sekundární	13	2
Druhé sekundární	17	35
Třetí sekundární	30	15

Pro ochranu transformátoru je použit NTC termistor, který limituje proud ze sítě na 5,5 A. Samotný zesilovač je pak chráněn 5 A tavnou pojistkou. Pro usměrnění výstupního napětí transformátoru jsou použity diodové můstky GBPC3510W. Při výkonu, který bude zesilovač mít je již nutno tyto můstky chlazení. Chlazení je v tomto případě řešeno otočením můstků při návrhu DPS na druhou stranu desky a následné přilepení teplovodivou folií k hliníkové nosné desce.

Filtrační kondenzátory pro hlavní napájecí hladiny byly určeny podle maximálního odebíraného proudu. Pro každou napájecí hladinu bylo vždy použito pět elektrolytických kondenzátorů o kapacitě určené jako

$$C = 2 \times I_{max} \times 10^{-3} \text{ [F]} \quad (3.20)$$

Takto zvolená kapacita by měla být více než dostačující.

Pro stabilizaci napájecích hladin pro integrované obvody budou použity stabilizátory LM9xx a LM8xx podle potřebných hladin. Tyto stabilizátory budou zapojeny za usměrňovacím můstkem, kde již je stejnosměrné napájecí napětí vyhlazeno pomocí elektrolytických kondenzátorů.

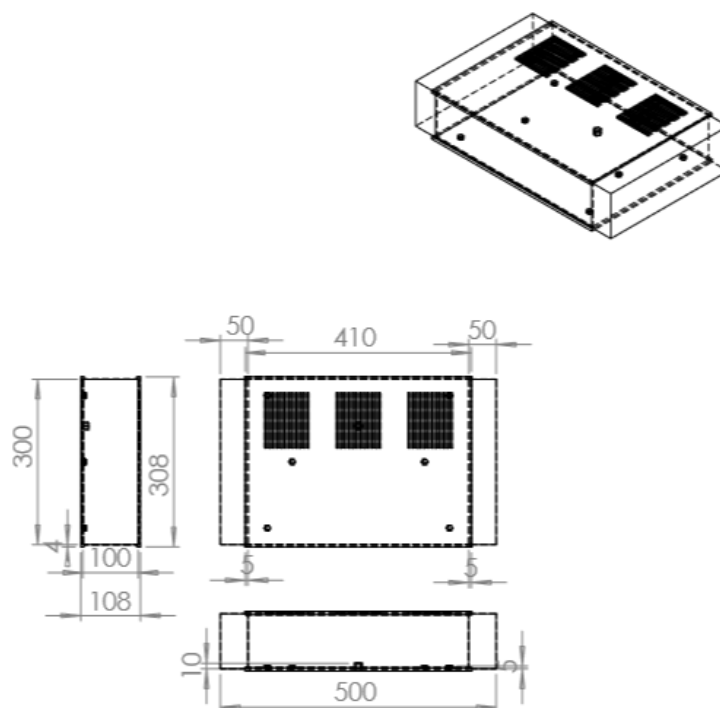
4. Návrh desek plošných spojů

Návrh desek plošných spojů – DPS byl proveden pomocí programu Eagle 7.6.0. Samotné desky pak byly nechány zhotovit firmou JLCPCB.

Při návrhu bylo nutné dbát na proudovou zatížitelnost spojů na DPS. Při návrhu zdroje je tedy použita funkce polygon, kdy spoje mezi součástkami jsou provedeny pomocí celistvé plochy mědi. U desek koncového stupně zesilovače jsou spoje provedeny též pomocí celistvé plochy mědi o šířce minimálně 10 mm. Při tloušťce měděné vrstvy 18 μm a povoleném oteplení spoje na 30 $^{\circ}\text{C}$, může tímto spojem téci proud až o hodnotě 12 A. Dále je pro cenu desek a požadavku na co nejmenší prostor zabíraný jednotlivými DPS, vyžadováno co nejmenší velikosti DPS.

Spoje mezi deskami budou provedeny pomocí izolovaných vodičů. Pro napájecí hladiny budou použity vodiče o průměru 1,5 mm. Tento vodič bude použit i pro propojení výstupu desek výkonového stupně s výstupem zesilovače. Pro propojení signálových cest bude použit vodič o průměru 0,5 mm.

Samotné desky budou umístěny v navržené a na míru dělané krabici. Desky budou přišroubovány k nosné desce přes distanční kolíky o délce 0,8 mm. Transformátor pak upevněn pomocí upevňovacích podložek ke dnu bedny. Nákres zesilovače je uveden na obrázku (Obr. 26).



Obr 26. Nákres navržené bedny pro zesilovač

Při konstrukci bedny budou využity na stěny lisované hliníkové chladiče, které budou sloužit k chlazení výkonových stupňů.

4.1. Zdroj

Deska zdroje byla navržena oboustranně. Z důvodů větší proudové zatížitelnosti byly spoje vytvořeny pomocí polygonu. Připojovací piny byly zhotoveny pomocí fastonů 4,8 mm. Při návrhu byl brán v potaz požadavek na chlazení usměrňovacích můstků.

Navržená deska má rozměry 160 na 122 mm. Schéma zapojení je v příloze A1. Deska plošného spoje je uvedena v příloze B1 a B2. Osazovací plán pak v příloze C1.

Pro napájecí hladiny ± 8 V byla navržena samostatná deska o rozměrech 40 na 31 mm. Schéma zapojení je v příloze A2. Deska plošného spoje je uvedena v příloze B3 a B4. Osazovací plán pak v příloze C2.

4.2. Hlavní deska

Hlavní deska je navržena oboustranně. Na této desce jsou piny pro připojení vstupního signálu, dále pak výhybky, předzesilovače, piny pro potenciometry na ovládání hlasitosti, generátor trojúhelníkového signálu, komparátory a piny pro připojení desek s budičem a výkonovým stupněm zesilovače.

Navržená deska má rozměry 85 na 98 mm. Schéma zapojení je v příloze A3. Deska plošného spoje je uvedena v příloze B5 a B6. Osazovací plán pak v příloze C3.

4.3. Výkonový stupeň

Tato deska je navržena oboustranně. Pro větší proudovou zatížitelnost výkonového stupně je většina spojů provedena pomocí polygonu. Na této desce se nachází budič, zapojení MOS tranzistorů do plného mostu a dále výstupní filtr. Pro subwooferový kanál je využita též deska. Jediný rozdíl je v napájecí hladině a v cívkách, které musí zvládnout vyšší jmenovitý proud. Proto je na této desce možnost připájet dva typy cívek do výstupního filtru.

Navržená deska má rozměry 67 na 88 mm. Schéma zapojení je v příloze A4. Deska plošného spoje je uvedena v příloze B7 a B8. Osazovací plán pak v příloze C4.

5. Měření

Každý zesilovač má dané parametry, které vycházejí z měření jeho vlastností. V této kapitole je provedeno měření sestaveného zesilovače a shrnuty výsledky měření.

Hlavními parametry, které jsou běžně měřeny je frekvenční charakteristika, THD, THD+N, vstupní a výstupní impedance, spotřeba zesilovače a jeho účinnost, dále pak parametry jednotlivých bloků jako je výhybka, zdroj, předzesilovač a další. Měření lze provést různými metodami. Nejpřesnější metodou je využití měřících systémů, ke kterým se zesilovač připojí a systém proměří všechny parametry připojeného zesilovače a vypíše protokol z měření, v kterém jsou uvedeny všechny změřené parametry. V této práci je ale měření provedeno pomocí laboratorního generátoru, osciloskopu, či multimetru.

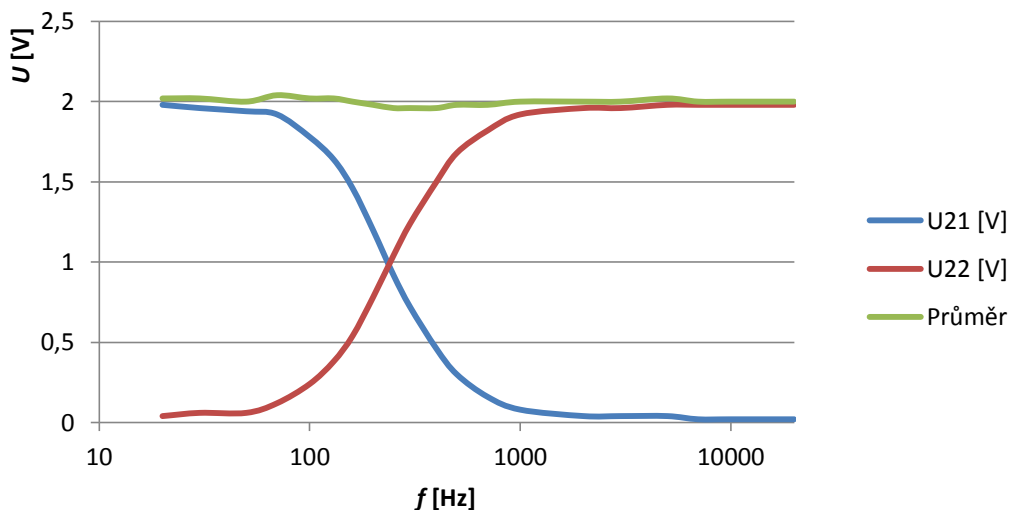
5.1. Měření výhybky

Výhybka v této práci byla navržena pro ochranu středotónových a vysokotónových reproduktorů (viz popsáno v kapitole 3.5.) Měření výhybky bylo provedeno v závislosti na frekvenci. Změřené hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce (Tab. 6.)

Tab. 6. Měření výhybky

f [Hz]	U_1 [V]	U_{21} [V]	U_{22} [V]
20	2	1,98	0,04
30	2	1,96	0,06
50	2	1,94	0,06
70	2	1,92	0,12
100	2	1,78	0,24
130	2	1,64	0,38
160	2	1,46	0,54
200	2	1,2	0,78
250	2	0,92	1,04
300	2	0,72	1,24
400	2	0,46	1,5
500	2	0,3	1,68
700	2	0,16	1,82
1000	2	0,08	1,92
2000	2	0,04	1,96
3000	2	0,04	1,96
5000	2	0,04	1,98
7000	2	0,02	1,98
10000	2	0,02	1,98
20000	2	0,02	1,98

kde U_1 je hodnota vstupního signálu, U_{21} je úroveň napětí za filtrem typu dolní propust a U_{22} je úroveň napětí na výstupu filtru typu horní propust. Grafická závislost je na následujícím grafu (Graf 1.).



Graf 1. Změřená frekvenční charakteristika výhybky

Ze získané závislosti je vidět nepatrný zvlnění charakteristiky a to zejména v oblasti okolo 100 až 1000 Hz. Toto zvlnění je však maximálně 0,04 V. To může být způsobeno měřením. Na poslech to bude mít minimální vliv.

5.2. Měření předzesilovače

Měření předzesilovače bylo provedeno pouze u jednoho kanálu, protože předzesilovač je u všech kanálů totožný. Měření bylo provedeno při vstupním napětí 1 V. Vstupní signál byl pro toto měření přiveden až za výhybku přímo na vstup předzesilovače. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce (Tab. 7.).

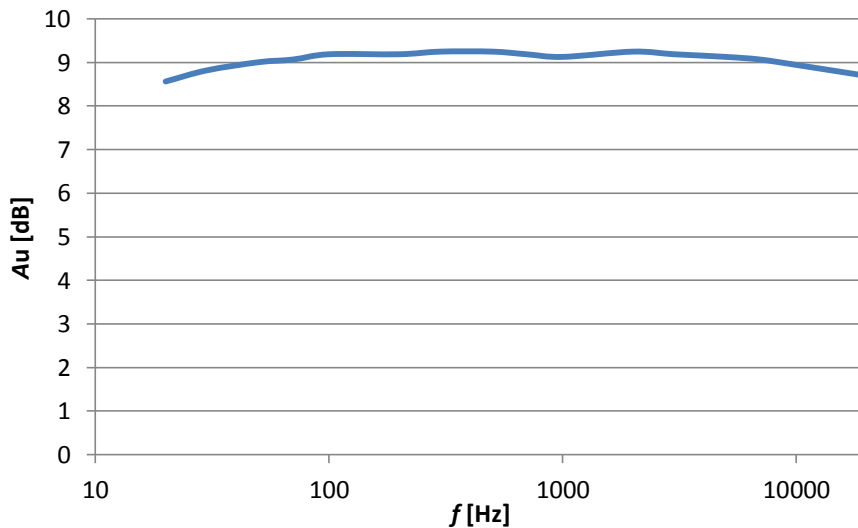
Tab. 7. Měřené frekvenční charakteristiky předzesilovače

f [Hz]	U_1 [V]	U_2 [V]	A_u [dB]
20	1	2,68	8,562696
30	1	2,76	8,818182
50	1	2,82	9,004982
70	1	2,84	9,066367
100	1	2,88	9,18785
200	1	2,88	9,18785
300	1	2,9	9,24796
500	1	2,9	9,24796
700	1	2,88	9,18785
1000	1	2,86	9,127321
2000	1	2,90	9,24796
3000	1	2,88	9,18785
5000	1	2,86	9,127321
7000	1	2,84	9,066367
10000	1	2,8	8,943161
20000	1	2,72	8,691378

Zesílení A_u bylo počítáno pomocí vztahu

$$A_u = 20 \times \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \quad [dB] \quad (5.1)$$

kde U_2 je výstupní napětí a U_1 vstupní. Z vypočtených hodnot byla vynesena grafická závislost uvedená níže (Graf 2.).



Graf 2. Frekvenční charakteristika předzesilovače

Při pohledu na frekvenční charakteristiku je vidět, že zesílení na 20 Hz je o cca 0,5 dB nižší než na jiných kmitočtech. Tato charakteristika odpovídá charakteristice získané simulací při návrhu předzesilovače. Nižší zesílení na nízkých kmitočtech bude promítnuto pouze u subwooferového kanálu, který má ale proti ostatním kanálům na výkonovém stupni o 6 dB větší zesílení.

5.3. Měření zdroje

Před připojením jednotlivých částí zesilovače ke zdroji je zapotřebí ověřit funkčnost zdroje a změřit jednotlivé napěťové hladiny. Hodnoty získané měřením jsou uvedeny v následující tabulce (Tab. 8.). Měření bylo provedeno bez zatížení zdroje.

Tab. 8. Změřené napájecí hladiny zdroje

Napájecí hladina [V]	Změřené napětí [V]
40	41,52
20	22,84
+15	15,02
-15	-15,04
+8	8,00
-8	-8,02

Napájecí hladiny téměř odpovídají návrhu. Hladiny ± 8 a ± 15 jsou téměř přesné. Pro tyto hladiny byly použity stabilizátory napětí LM78xx a LM79xx. Hladiny 40 a 20 V jsou o trochu vyšší, než bylo požadováno. Při připojení zátěže ale trochu klesnou a také transformátor byl dimenzován na vyšší napěťovou hladinu kvůli ztrátám na usměrňovacích můstcích, které činí podle datasheetu 0,76 až 0,96 V. Vyšší hladina napětí způsobí větší zesílení na výkonovém stupni zesilovače. Výkon zesilovače na kanál bude tedy něco přes 100 W. U subwooferového kanálu pak přes 400 W.

5.4. Určení účinnosti

Účinnost lze obecně definovat jako poměr výstupního výkonu k dodávanému výkonu. Tento vztah lze popsat jako

$$\eta = \frac{P_{\text{výkon}}}{P_{\text{příkon}}} \times 100 \quad [\%] \quad (5.2)$$

kde η je účinnost, $P_{\text{výkon}}$ je výstupní výkon a $P_{\text{příkon}}$ je výkon odebíraný ze zdroje. Protože nelze jednoduše změřit výkon odebíraný ze zdroje, tak je jednodušší určit účinnost pomocí výpočtu, kdy víme ztráty v jednotlivých bodech zesilovače, jako jsou MOS tranzistory, cívky výstupního filtru v budiči a v komparátoru. Pak lze účinnost určit pomocí vztahu

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{MOSFET}} + P_{\text{cívky}} + P_{\text{budič}} + P_{\text{komparátor}}} \times 100 \quad [\%] \quad (5.3)$$

Pro výpočet je uvažováno napájecí napětí MOS tranzistorů 20 V, protože při tomto napětí byly počítány ztráty na MOS tranzistorech. Po dosazení do uvedeného vztahu

$$\eta = \frac{100}{100 + 5,352 + 2 \times \left(100 - \frac{20^2}{4,031}\right) + 0,1575 + 0,16} \times 100 \quad (5.4)$$

je vypočtena účinnost přes 93 %. Tento údaj ale není zcela přesný. Účinnost bude nižší, protože budou ještě nějaké ztráty u předzesilovačů, výhybky, usměrňovači či stabilizátoru. Lze ale říci, že zesilovač bude mít účinnost přes 85 %.

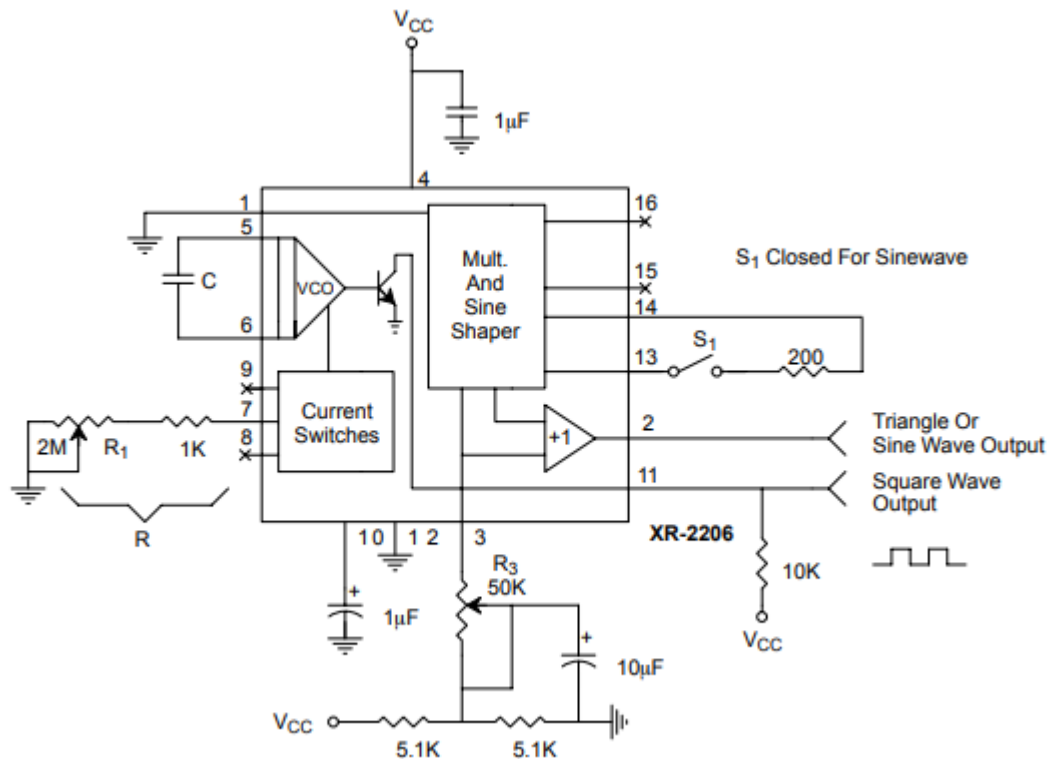
5.5. Měření koncového stupně zesilovače

Měření koncového stupně zesilovače nebylo provedeno, protože nastali problémy s konstrukcí generátoru pily. Navržený obvod nefungoval podle simulace. Zpětně bylo dohledáno, že byl špatně zvolen komparátor, který měl výstup s otevřeným kolektorem. Nejdříve byl tedy upraven obvod tak, že byl zmenšen kapacitor na 15 pF a tím pádem i zvětšen odpor R_3 pro zachování stejné frekvence generátoru a byl přidán pullup rezistor na výstup komparátoru TL331. Tato změna nepomohla.

Dalším krokem v úpravě bylo shánění jiného komparátoru ve stejném pouzdře. Pro napájecí hladinu 15 V, která byla na desce pro napájení komparátoru v generátoru pily použita, nebyl žádný vhodný komparátor sehnán. Bylo rozhodnuto, že se tedy jako komparátor použije zesilovač. Po několika variantách byl vybrán obvod LM7162, který dle svých parametrů by měl zvládnout generovat potřebný signál. Simulací bylo ověřeno, že

tento obvod by měl v zapojení uvedeném u návrhu generátoru fungovat. Při reálném zkoušení bylo ale zjištěno, že tento obvod se v zapojení jako integrátor rozkmitá o frekvenci 30 MHz a následně se začne nadměrně zahřívat.

Bylo tedy odstoupeno od navrhovaného zapojení a byl vybrán IO XR2206, který by měl zvládat generovat pilu o potřebné frekvenci a amplitudě. Zapojení obvodu s XR2206 je na následujícím obrázku (Obr. 27.).



Obr 27. Zapojení s XR2206 (převzato z [13])

Po zapojení tohoto obvodu bylo zjištěno, že tento obvod negeneruje požadovaný signál. Následným testováním bylo zjištěno, že dodaný IO obvod je nejspíše vadný.

Výstupní charakteristika a všechny parametry zesilovače, které nelze změřit bez funkčního generátoru nebyly změřeny. Tento problém s generátorem bude dále řešen pomocí krystalu nebo bude IO MAX038. Tento obvod ale není běžně k sehnání, a pokud ano, tak jeho dodání je časově náročné.

Závěr

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou nízkofrekvenčních zesilovačů. V úvodu jsou popsány principy jednotlivých tříd nízkofrekvenčních zesilovačů. Dále pak podrobně rozebrána stavba nízkofrekvenčního zesilovače třídy D. Je zde rozebrána bloková struktura tohoto zesilovače a popsána funkce jednotlivých bloků.

Dále jsou navrženy obvody pro jednotlivé bloky zesilovače. Pro blok předzesilovače jsou navrženy dva obvody, z kterých je posléze vybrán ten vhodnější a to předzesilovač zkonstruovaný pomocí operačního zesilovače. To z důvodu větší linearity frekvenční charakteristiky. V práci je také navržen zdroj a výhybka, která by měla ochránit středotónové a vysokotónové reproduktory od nízkých frekvencí, které by mohly tyto reproduktory poškodit. Celý návrh zesilovače je směřován ke konfiguraci 5.1 s výkonem na kanál okolo 100 W. Subwooferový kanál je navrhován s výkonem 400 W, protože hlubokotónové reproduktory mají nižší charakteristickou citlivost a to o 3 až 6 dB. Čtyřnásobným výkonem by tento rozdíl charakteristických citlivostí měl být vyrovnán.

Po dokončení návrhu obvodů jsou navrženy DPS. Následně jsou nechány vyrobit firmou JLCPCB a navržený zesilovač je zkonstruován a oživen. Při ožívování byl zjištěn problém s generátorem trojúhelníkového signálu, kdy navržený obvod nefungoval. Generátor byl řešen pomocí dalších obvodů, ale v rámci bakalářské práce neúspěšně.

Pro nefunkční generátor nebylo provedeno měření zesilovače jako celku, ale bylo provedeno pár dílčích měření. Z měření výhybky je zjištěno, že maximální odchylka od ideální přenosové křivky je 0,04 V. Při měření frekvenční charakteristiky předzesilovače je vidět pozvolný nárůst na nižších kmitočtech. Jelikož toto měření bylo provedeno s přivedením vstupního signálu až za výhybku, tak nižší zesílení na nízkých kmitočtech je nepodstatné díky tomu, že nízké frekvence jsou zesilovány v samostatném subwooferovém kanálu.

V této práci je možno pokračovat v lepším řešení generátoru trojúhelníkového signálu. Po zkonstruování funkčního generátoru by byl proměřen zesilovač jako celek a mohly by být provedeny úpravy k získání lepších parametrů zesilovače.

Literatura

- [1] KOTISA, Zdeněk. NF zesilovače a jejich amatérská stavba. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-030-X.
- [2] Audio power amplifier design handbook. DOUGLAS SELF [online]. 2009 [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: <http://files.books.elebd3.net/elebd3.net-gh-238.pdf>
- [3] Portál Elweb.cz [online]. 2015 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.elweb.cz/clanky.php?clanek=109>
- [4] MOUSER electronics. MOUSER [online]. [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/Texas-Instruments/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Audio-ICs/Audio-Amplifiers/_/N-6j744?P=1z0zls6
- [5] ST life.augmented. ST [online]. [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: http://www.st.com/content/st_com/en.html
- [6] L-590AX. LUXMAR [online]. [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: <http://www.luxman.cz/produkty/integrované-zesilovače/l-590ax/>
- [7] MA8000 2-channel integrated amplifier. Mcintosh [online]. [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: <http://www.mcintoshlabs.com/us/Products/pages/ProductDetails.aspx?CategoryId=integratedamps&ProductId=MA8000>
- [8] Omnitronic EDP-1000, zesilovač class D, 2x 550W, 1HE. HDT [online]. [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: <https://www.hdt.cz/omnitronic-edp-1000-zesilovac-class-d-2x-550w-1he/d-217386/>
- [9] BEZDĚK, Miloslav. Elektronika: [učebnice]. 3. vyd. České Budějovice: Kopp, 2008. ISBN 978-80-7232-365-4.
- [10] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: [základní principy a konstrukce zesilovače]*. Praha: BEN - technická literatura, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [11] Technický list. GM electronic [online]. [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.210-026.1.pdf>
- [12] Praktická elektronika/BJT Zesilovače. WIKIKNIHY [online]. [cit. 2017-12-08]. Dostupné z: https://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1_elektronika/BJT_Zesilova%C4%8De
- [13] XR2206. EXAR... the analog plus company [online]. [cit. 2018-26-05]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/146/exar_xr2206-1166154.pdf

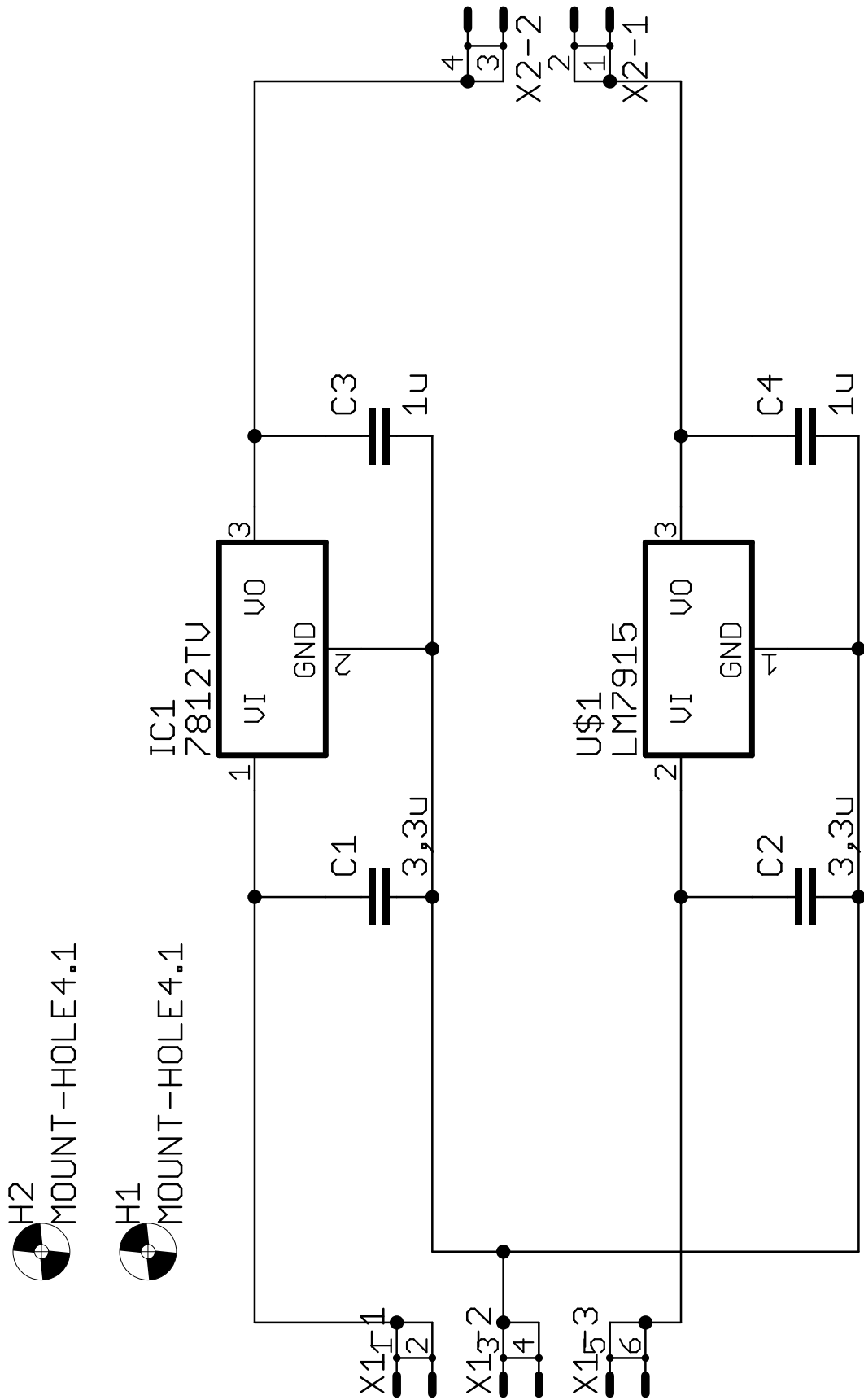
Seznam symbolů, veličin a zkratk

THD	Total harmonic distortion, Celkové harmonické zkreslení
PWM	Pulse width modulation, Pulzně šířková modulace
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, Polem řízený tranzistor
I_c	Proud kolektorem
f_t	Tranzitní frekvence
h_{21E}	Proudový zesilovací činitel
U_{CB}	Napětí kolektor báze
U_{CE}	Napětí kolektor emitor
U_{EB}	Napětí emitor báze
P_{TOT}	Celkový ztrátový výkon
U_{nap}	Napájecí napětí
$R_{DS(on)}$	Katalogová impedance mezi drain a source v sepnutém stavu
U_{RE}	Napětí na emitorovém odporu
I_E	Proud emitorovým odporem
I_{B1}	Proud odporem R_{B1}
I_{B2}	Proud odporem R_{B2}
I_{BE}	Proud přechodem báze emitor
U_{vyst}	Napětí na výstupu
f	Frekvence
U_{DSmax}	maximální napětí mezi drain source
I_{Dmax}	Maximální proud drainem
P_s	Výkonové ztráty statické
I_{ef}	Efektivní hodnota proudu
P_d	Výkonové ztráty dynamické
$E_{spínací}$	Energie spínání/rozpínání
t_{on}	Čas sepnutí tranzistoru
t_{off}	Čas rozepnutí tranzistoru
P_G	Výkonové ztráty nábojem na gate
Q_G	Celková náboj na gate
U_{drive}	Řídící napětí tranzistoru
f_m	Mezní frekvence
Q	Jakost filtru
DPS	Deska plošných spojů

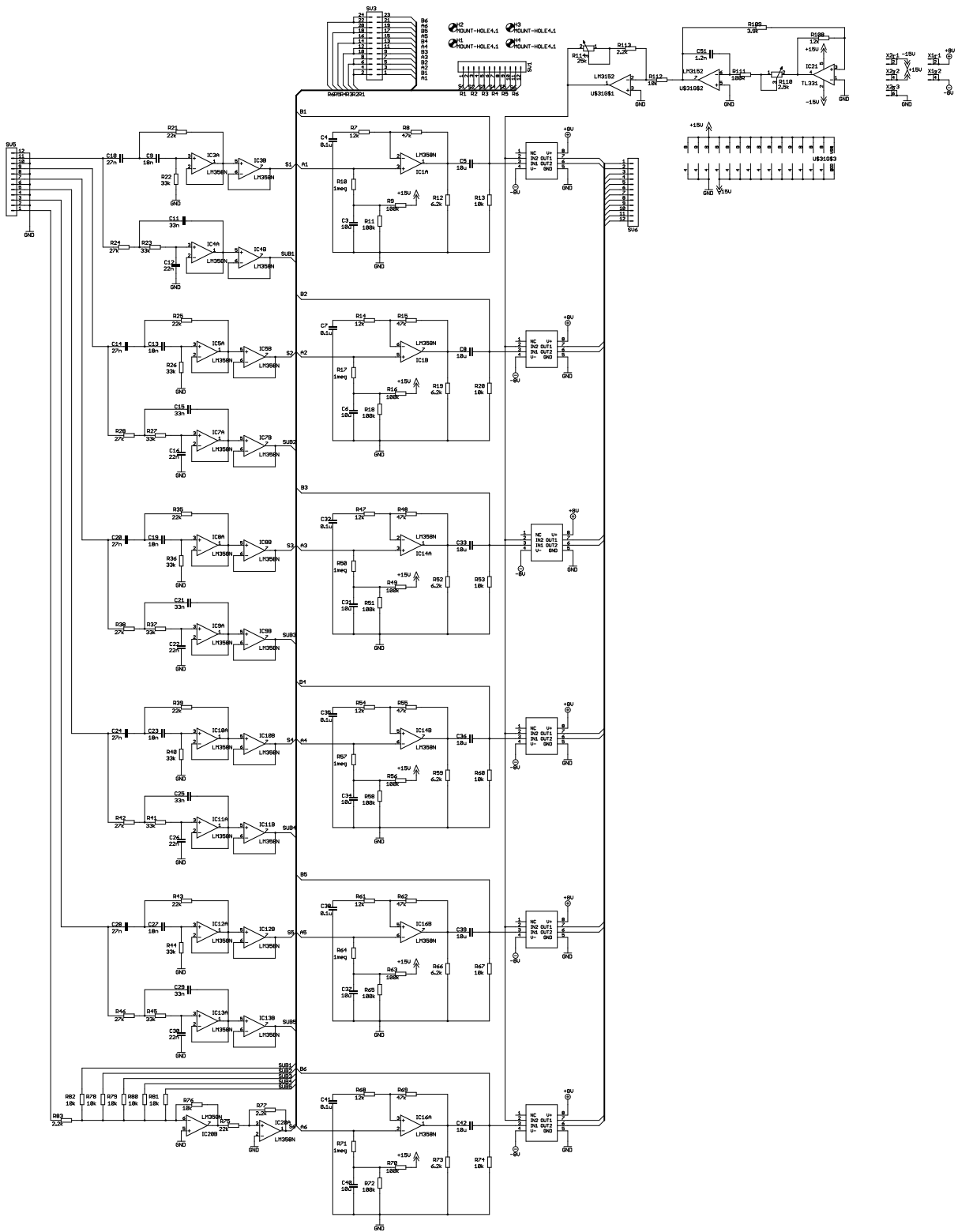
Seznam příloh

A.	Schéma zapojení	34
1.	Zdroj	34
2.	Zdroj 2	35
3.	Hlavní deska	36
4.	Výkonový stupeň.....	37
B.	Desky plošných spojů.....	38
1.	Zdroj top.....	38
2.	Zdroj botom	38
3.	Zdroj 2 top.....	39
4.	Zdroj 2 botom	39
5.	Hlavní deska top.....	40
6.	Hlavní deska botom	40
7.	Výkonový stupeň top	41
8.	Výkonový stupeň botom	41
C.	Osazovací plány	42
1.	Zdroj	42
2.	Zdroj 2	42
3.	Hlavní deska	43
4.	Výkonový stupeň.....	43
D.	Fotografie zesilovače	44
1.	Přední panel zesilovače.....	44
2.	Zadní panel zesilovače	44
3.	Vnitřní uspořádání bez propojení	45
4.	Vnitřní uspořádání s propojením	45

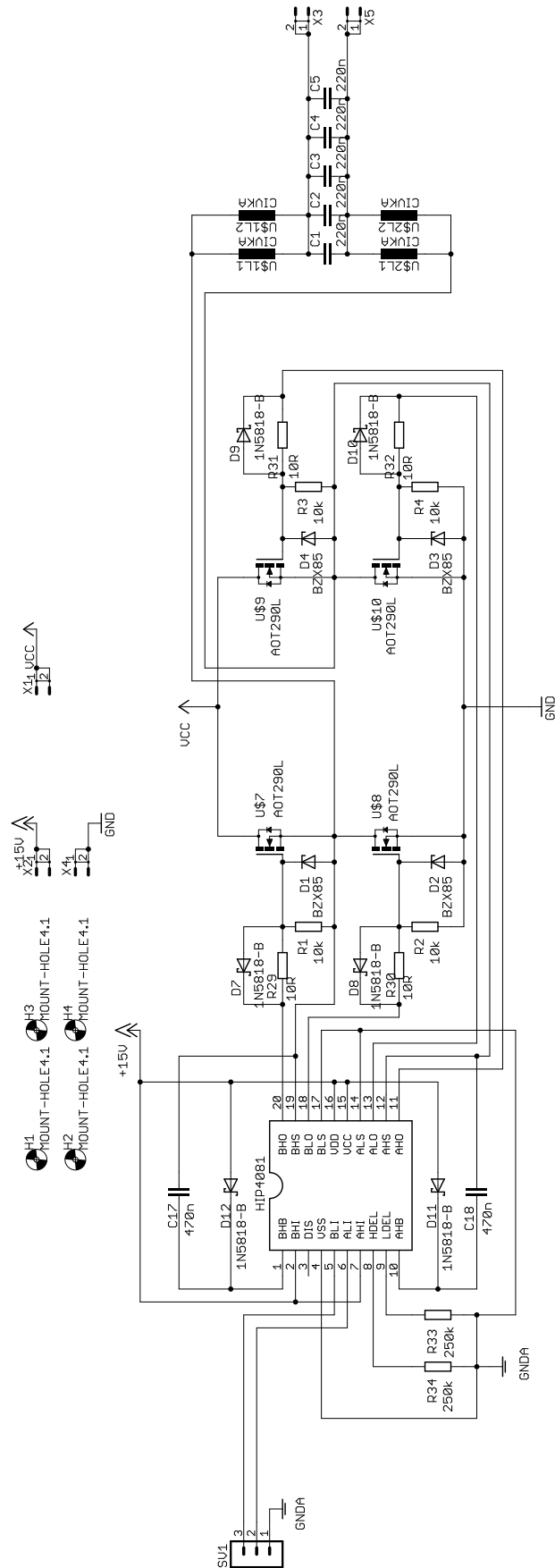
2. Zdroj 2



3. Hlavní deska

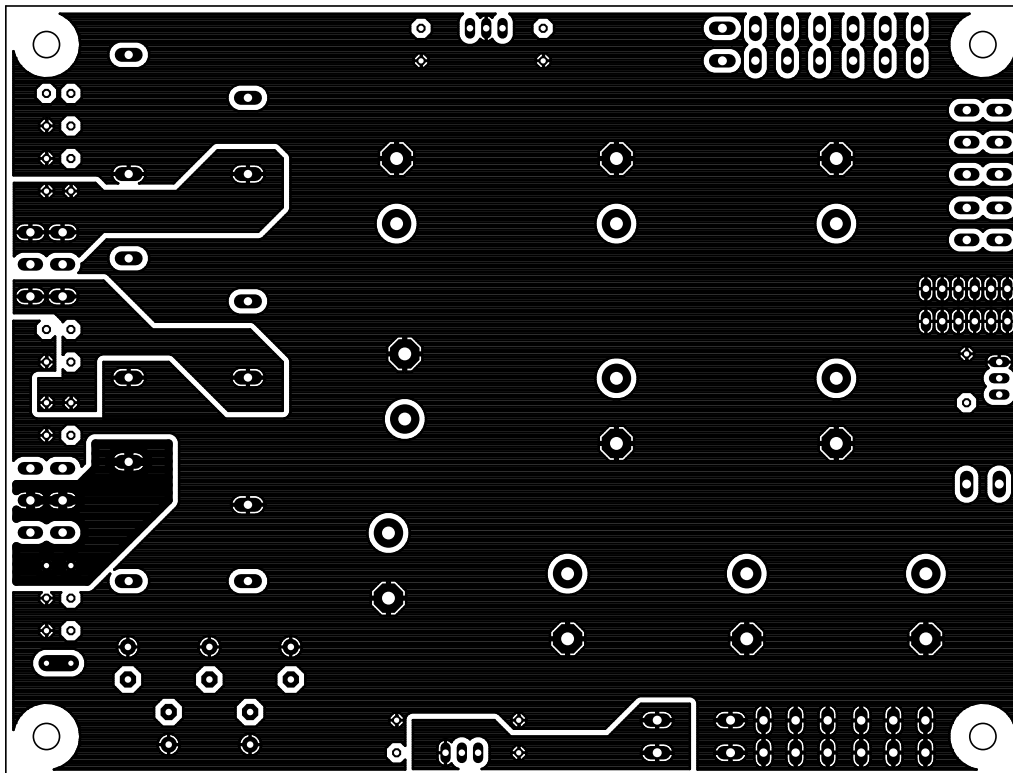


4. Výkonový stupeň

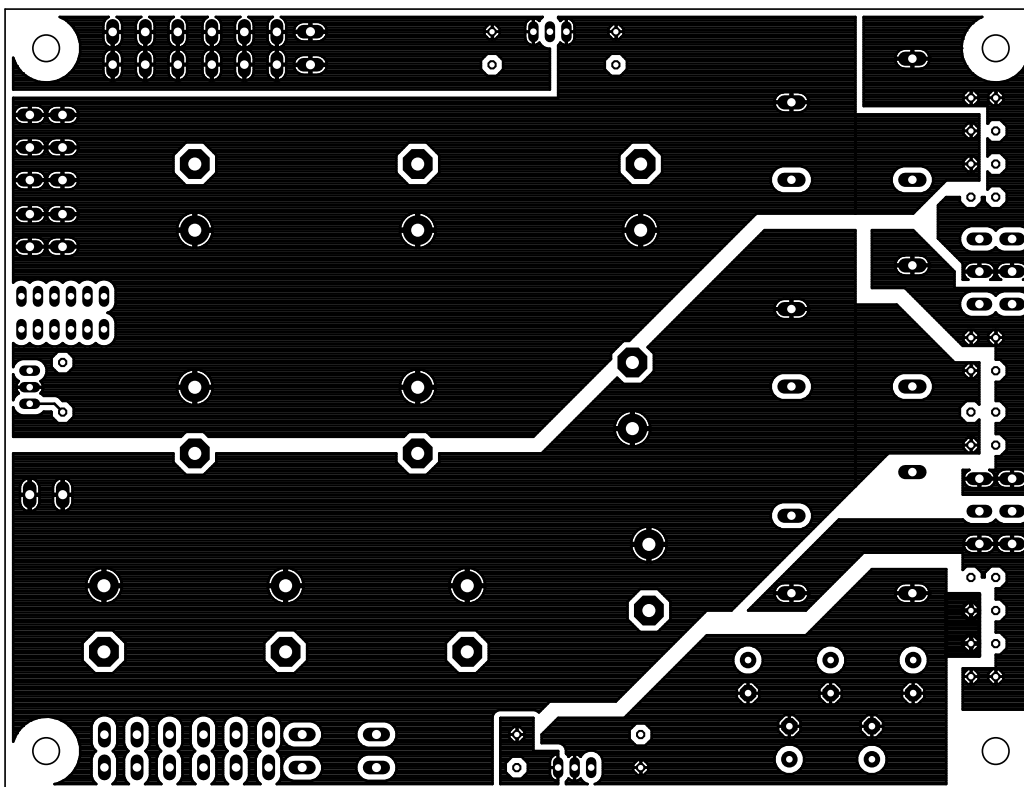


B. Desky plošných spojů

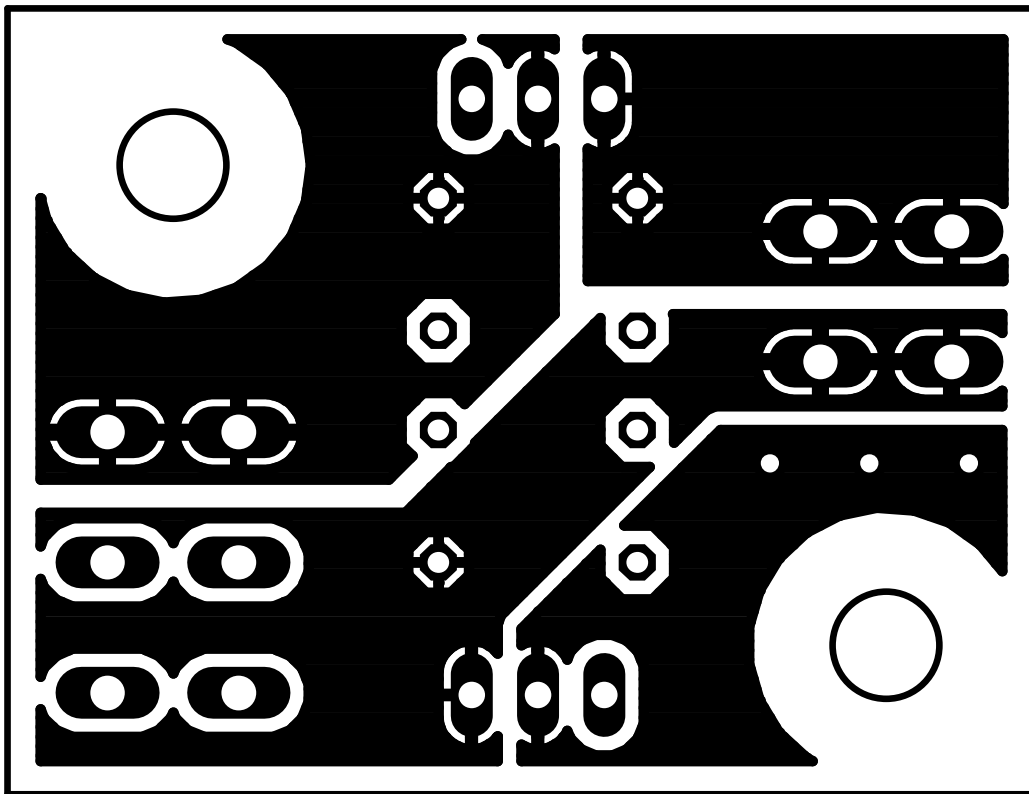
1. Zdroj top



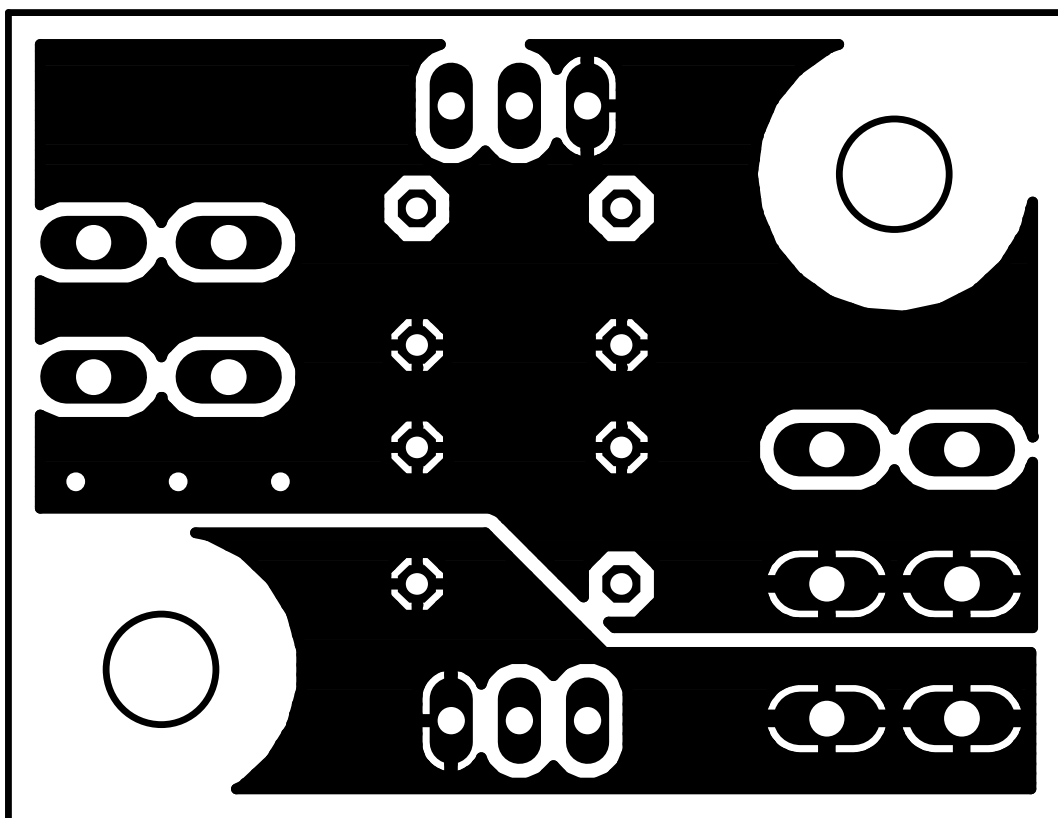
2. Zdroj botom



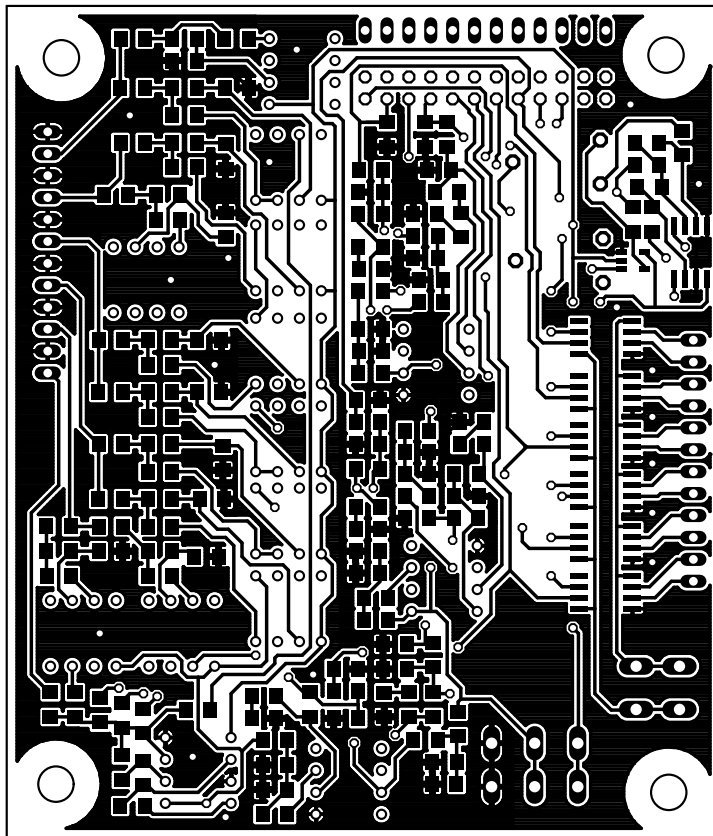
3. Zdroj 2 top



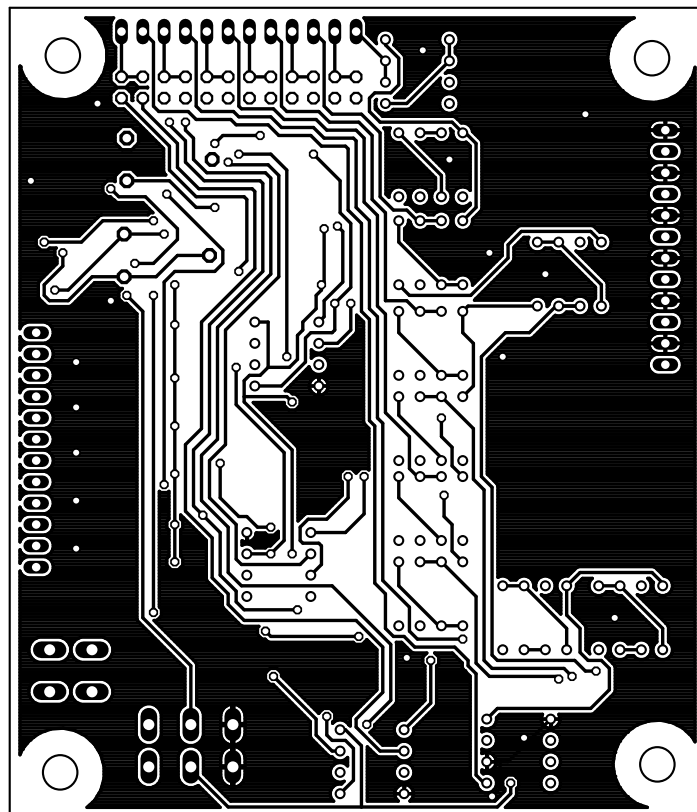
4. Zdroj 2 botom



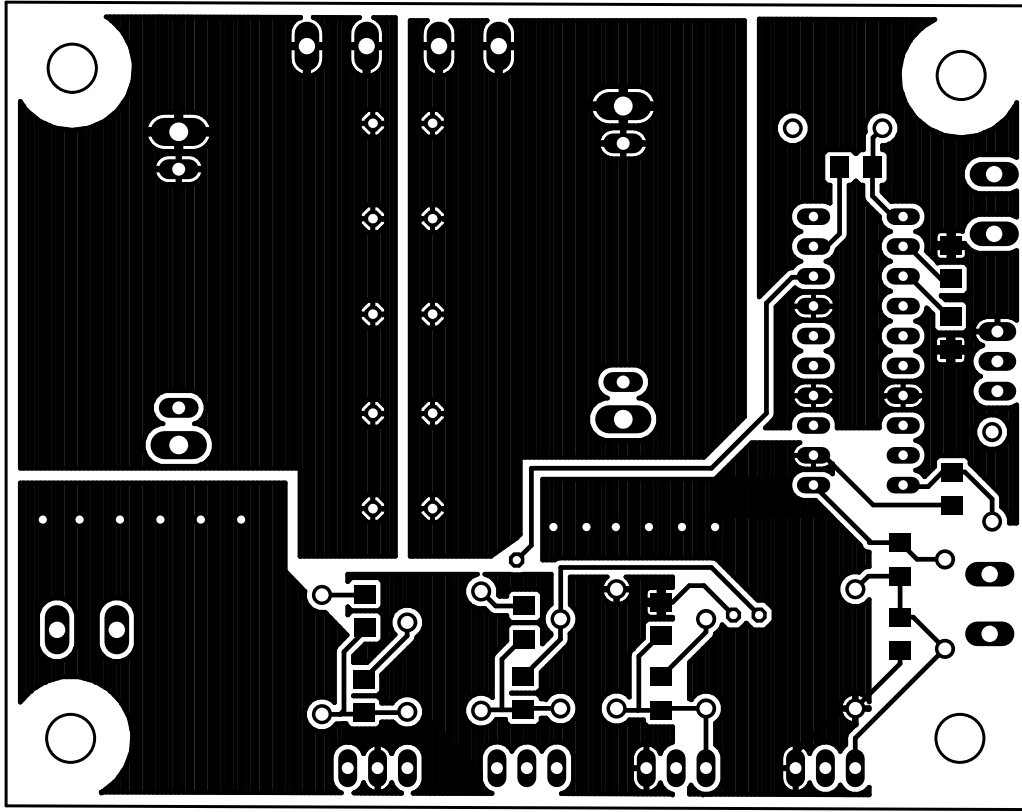
5. Hlavní deska top



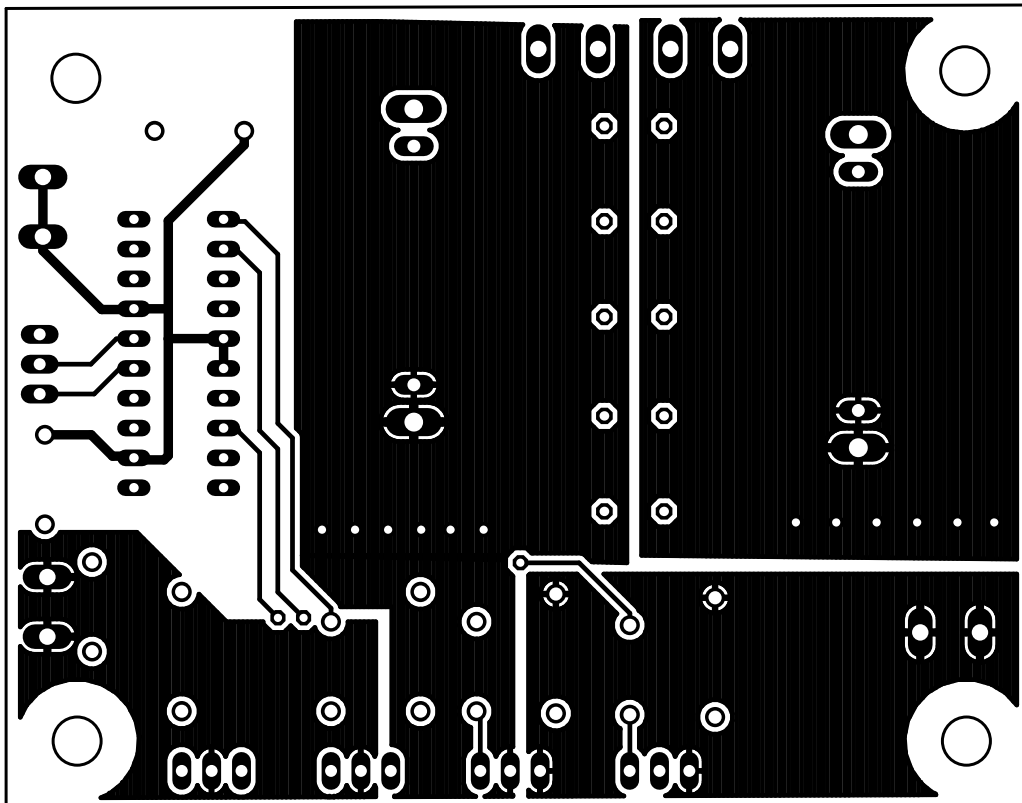
6. Hlavní deska botom



7. Výkonový stupeň top

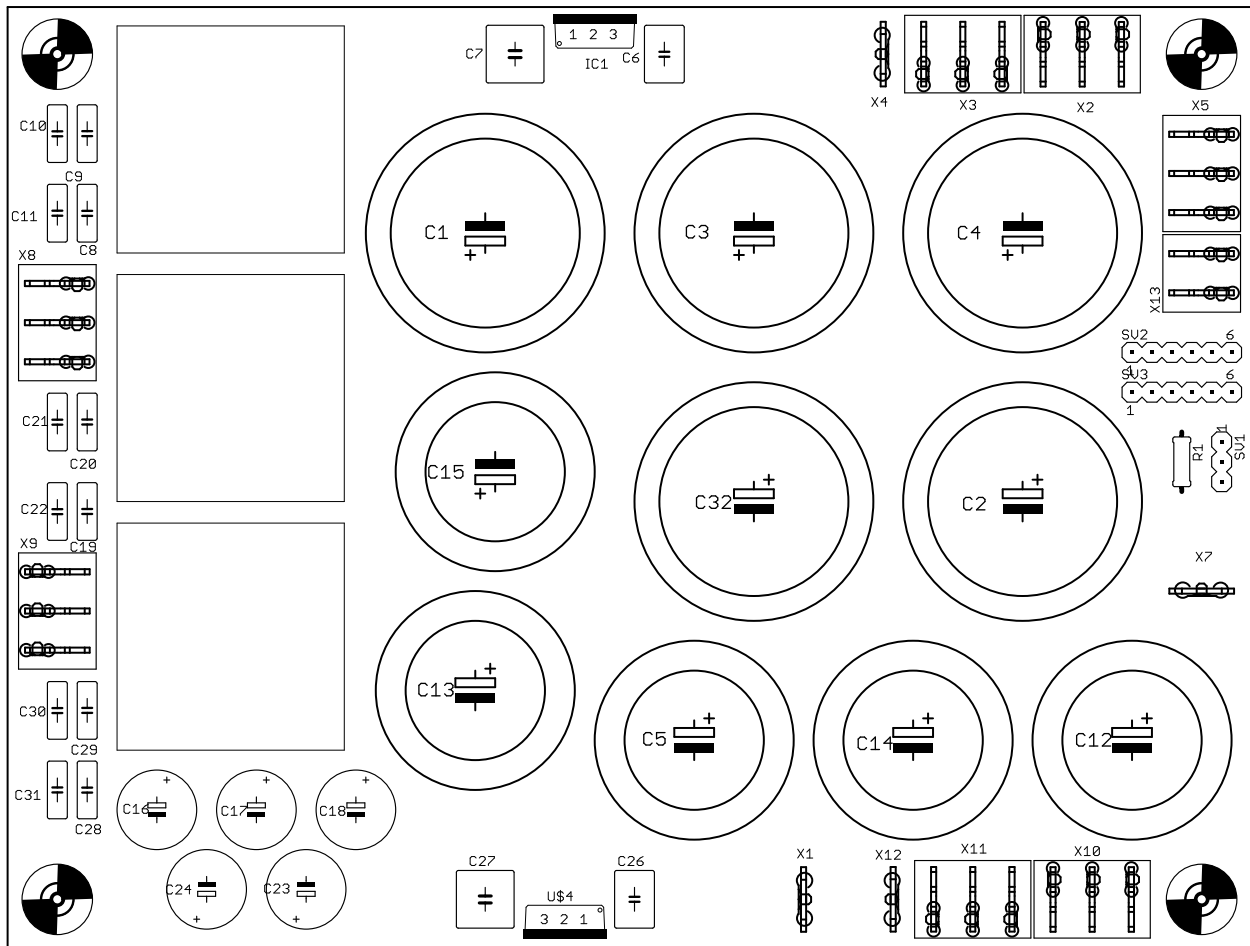


8. Výkonový stupeň botom

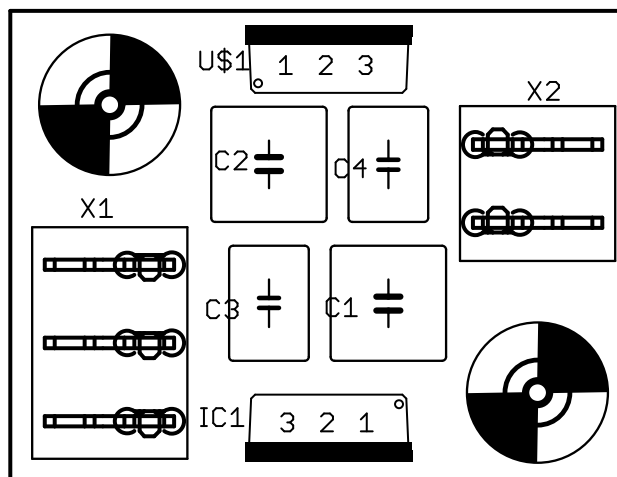


C. Osazovací plány

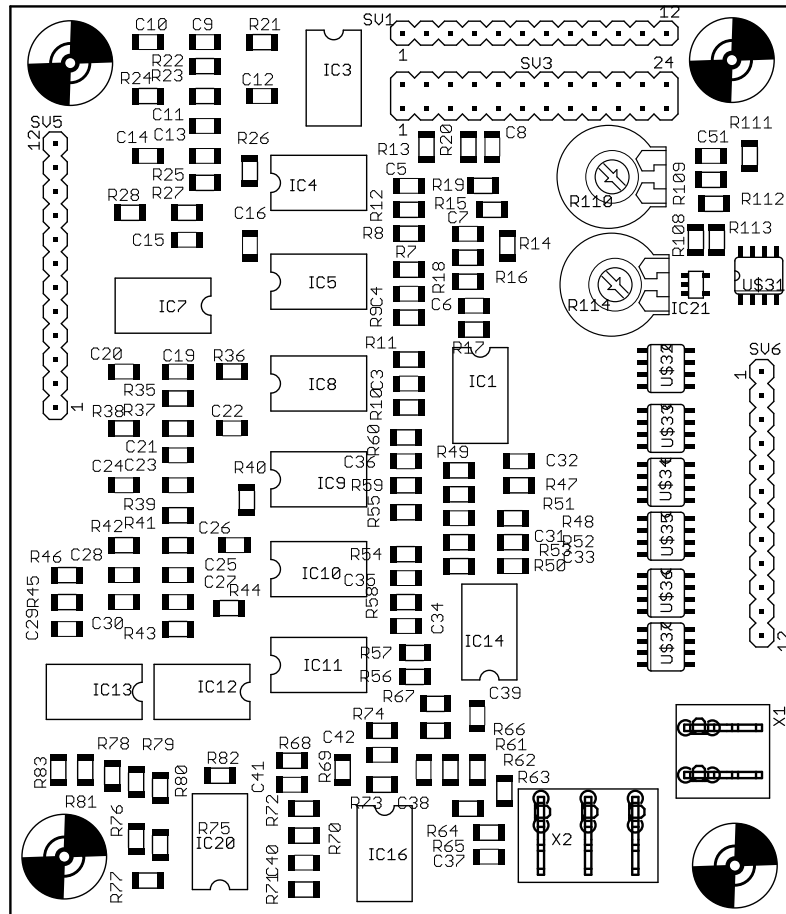
1. Zdroj



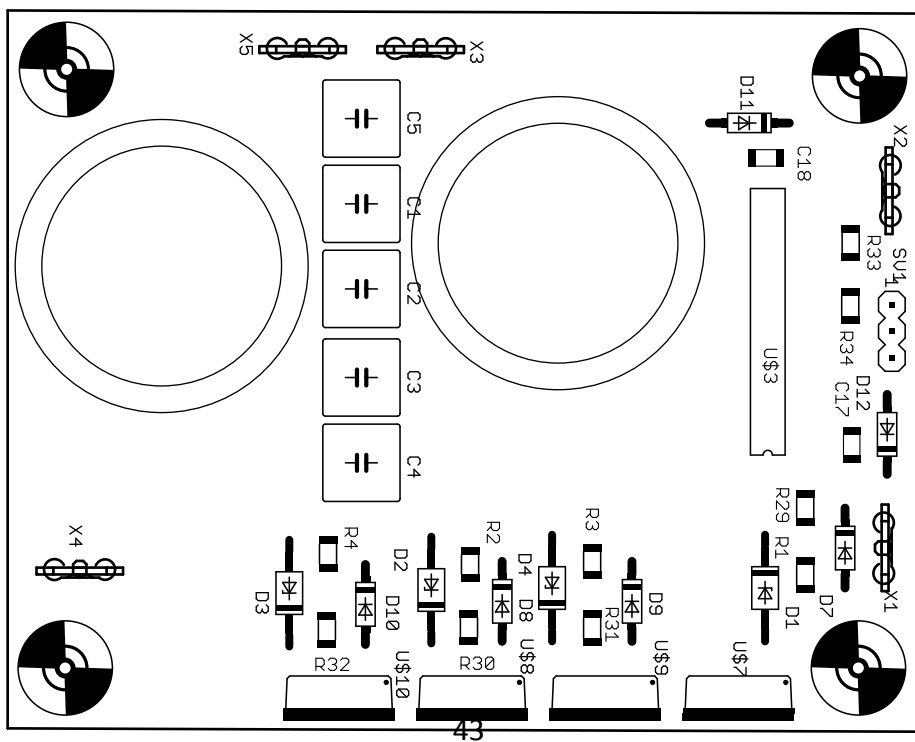
2. Zdroj 2



3. Hlavní deska



4. Výkonový stupeň



D. Fotografie zesilovače

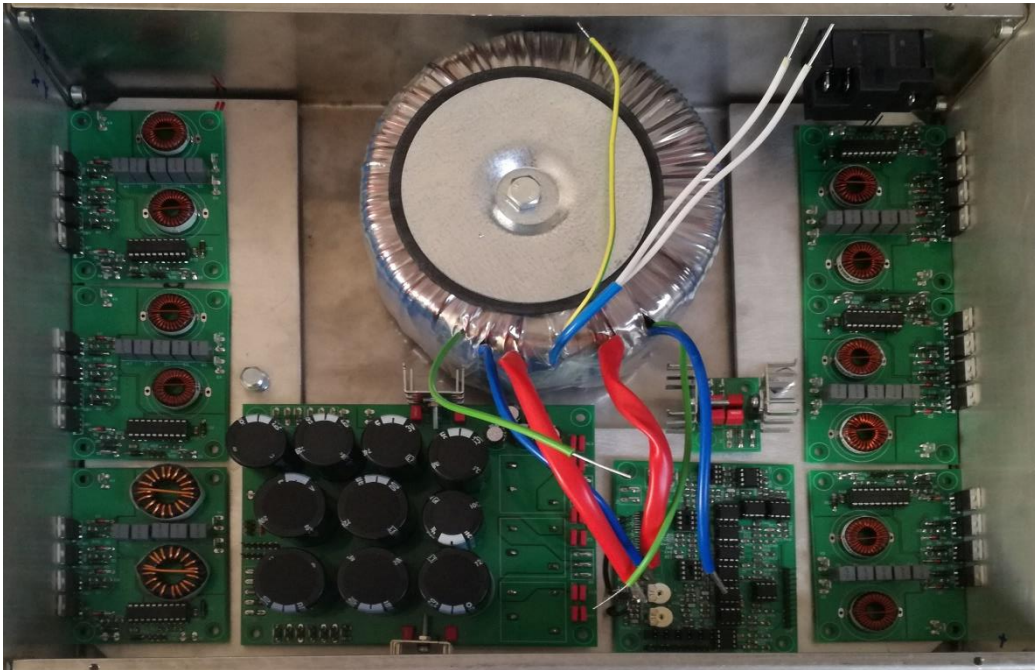
1. Přední panel zesilovače



2. Zadní panel zesilovače



3. Vnitřní uspořádání bez propojení



4. Vnitřní uspořádání s propojením

