



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIOENGINEERING

AUDIO ZESILOVAČ S MODULACÍ PWM PRO LABORATORNÍ VÝUKU

AUDIO AMPLIFIER WITH PWM MODULATION FOR LABORATORY MEASUREMENTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Josef Holub

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

BRNO 2020



Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Josef Holub

ID: 203513

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Audio zesilovač s modulací PWM pro laboratorní výuku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části práce navrhnete blokovou a obvodovou strukturu audio zesilovače s modulací PWM, který by integroval vstupní analogové obvody, budič spínaných tranzistorů a koncový stupeň ve spínaném režimu s PWM modulací (výkon hlavních kanálů do cca 10 W / 4 nebo 8 ohmů). Zadáním je požadován návrh demonstračního audio zesilovače pro měření v laboratorní výuce předmětu Audio elektronika. Zvažte tedy i případný diskretní návrh vybraných částí uvažovaného laboratorního přípravku. Podle dostupnosti simulačních modelů proveďte simulaci celkového nebo dílčího zapojení zesilovače a jeho významných částí.

V praktické části práce vytvořte kompletní konstrukční podklady k realizaci návrhu (schéma zapojení, návrh desky plošného spoje, rozložení a soupiska součástek, atd.). Vytvořte kompletní podklady pro laboratorní úlohu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] ŠTÁL, P. Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D. BEN – technická literatura, Praha, 2008.

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

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 4.6.2020

Vedoucí práce: prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato práce se zabývá teoretickým rozбором podstatných částí zesilovače pracujícího ve třídě D. Popisuje principy a vztahy mezi jednotlivými bloky. V druhé části se věnuje návrhu blokového zapojení spínaného zesilovače pro laboratorní přípravek. Návrhová část obsahuje výpočty, zdůvodnění výběru jednotlivých součástek a integrovaných obvodů a schematické zapojení v rámci jednotlivých bloků. Některé bloky jsou simulovány pomocí programů PSpice a FilterFree. Práce se dále věnuje konstrukčnímu návrhu přípravku a zhotovení 3D modelu. V příloze je obsaženo celkové schéma zapojení zesilovače a kompletní konstrukční podklady pro výrobu.

Klíčová slova

zesilovač, pulsně šířková modulace, tranzistor, návrh, simulace, PSpice, 3D model

Abstract

This paper deals with the theoretical analysis of the essential parts of amplifier operating in Class D. It describes the principles and the relationship between the individual blocks. The second part deals with the design of the block connection of a switched amplifier for a laboratory device. The design part contains calculations, justification of the selection of individual components and integrated circuits and schematic connection within the individual blocks. Some blocks are simulated using PSpice and FilterFree. The work also deals with the structural design of the jig and the creation of a 3D model. The annex is contained overall diagram of an amplifier and a complete reference material for production.

Keywords

amplifier, pulse width modulation, transistor, design, simulation, PSpice, 3D model

Bibliografická citace:

HOLUB, Josef. Audio zesilovač s modulací PWM pro laboratorní výuku [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-05-25]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/120672>. Bakalářské práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Audio zesilovač s modulací PWM pro laboratorní výuku jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **1. června 2020**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Tomášovi Kratochvílovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **1. června 2020**

.....
podpis autora

Obsah

1. Úvod.....	13
2. Teoretická část	14
2.1 Rozdělení zesilovačů pracujících ve třídě D	14
2.2 Princip funkce zesilovače třídy D	14
2.3 Princip zesilovače třídy T a srovnání	14
2.4 Pulsně šířková modulace	15
2.5 Vylepšená pulzně šířková modulace	16
2.5.1 Generátor	17
2.6 Koncový stupeň a jeho buzení	17
2.6.1 Půlmůstkové zapojení.....	18
2.6.2 Můstkové zapojení.....	18
2.6.3 Tranzistory MOSFET pro zesilovače ve třídě D.....	19
2.7 Výstupní filtr	20
2.7.1 Cívky výstupního LC filtru	21
2.7.2 Kondenzátory výstupního LC filtru.....	22
2.8 Ochrany	23
2.9 Modelování ve 3D	24
3. Návrhy funkčních bloků zesilovače	25
3.1 Vstupní obvody	25
3.2 PWM komparátor	26
3.3 Generátor referenčního signálu	27
3.4 Koncový stupeň s budičem HIP4082	29
3.4.1 Nadproudová ochrana.....	29
3.4.2 Zpětnovazební smyčka	30
3.5 Výstupní filtr	31
3.6 Simulace koncového stupně a výstupního filtru	33
4. Návrh Přípravku	35
4.1 Návrh napájení	35
4.1.1 Chlazení stabilizátorů	35
4.2 Chlazení výkonových tranzistorů MOSFET	37
4.3 Čelní panel.....	38

4.4	Deska plošného spoje	39
4.5	Konstrukce přípravku	40
4.5.1	Model 3D	40
5.	Laboratorní úloha	41
6.	Závěr	42

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

FEKT	...	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	...	Vysoké učení technické v Brně
PWM	...	Pulse Width Modulation
MOSFET	...	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	...	Insulated Gate Bipolar Transistor
THD	...	Total Harmonic Distortion
THD+N	...	Total Harmonic Distortion and Noise
ESR	...	Equivalent Series Resistance
ESL	...	Equivalent Series Inductance
DPS	...	Deska plošného spoje
THT	...	Through-Hole Technology (vývodové součástky)
SMD	...	Surface Mount Technology (povrchové součástky)

Symboly:

U	...	napětí	[Ω]
I	...	proud	[A]
P	...	výkon	[W]
R	...	odpor	[Ω]
C	...	kapacita	[F]
L	...	indukčnost	[H]
Q	...	náboj	[C]
<i>f</i>	...	frekvence	[Hz]
τ	...	časová konstanta	[s]

Seznam obrázků

Obr. 2-1 Principiální schéma blokové schéma zesilovače třídy D [1].....	14
Obr. 2-2 Principiální zapojení PWM generátoru	15
Obr. 2-3 Průběhy vstupních a výstupního signálu základního PWM generátoru.....	15
Obr. 2-4 Princip vylepšené PWM.....	16
Obr. 2-5 Idealizovaný průběh vylepšené PWM [1].....	17
Obr. 2-6 Půlmůstkové zapojení tranzistorů koncového stupně (převzato a upraveno z [1])	18
Obr. 2-7 Můstkové zapojení tranzistorů koncového stupně (převzato a upraveno z [1])	18
Obr. 3-1 Blokové schéma struktury zesilovače	25
Obr. 3-2 Schéma komparátoru s předzesilovačem	26
Obr. 3-3 Napěťové průběhy PWM komparátoru s předzesilovačem	26
Obr. 3-4 Zapojení generátoru trojúhelníkového signálu (převzato a upraveno z [3])	27
Obr. 3-5 Graf závislosti frekvence na odporu potenciometru.....	28
Obr. 3-6 Konečné schéma generátoru referenčního signálu.....	28
Obr. 3-7 Schéma koncového stupně	29
Obr. 3-8 Blok nadproudové ochrany (převzato a upraveno z [1]).....	30
Obr. 3-9 Diagram a vzorce zpětnovazební smyčky	31
Obr. 3-10 Modulová a fázová frekvenční charakteristika zpětné vazby	31
Obr. 3-11 Frekvenční charakteristiky výstupního LC filtru	32
Obr. 3-12 Program Filter Free 2010	32
Obr. 3-13 Schéma výstupního LC filtru	33
Obr. 3-14 Schéma koncového stupně s výstupním filtrem pro simulaci	33
Obr. 3-15 Spínací signály tranzistorů	34
Obr. 3-16 Průběhy signálu před a za výstupním filtrem.....	34
Obr. 4-1 Schéma napájecího zdroje přípravku	35
Obr. 4-2 Náhradní schéma tepelného obvodu jednoho stabilizátoru.....	36
Obr. 4-3 Deska čelního panelu s rozměry.....	38
Obr. 4-4 Rozdělení bloků na DPS	39

Obr. 4-5 Trasování spojů na DPS (není zobrazena zemní plocha).....	39
Obr. 4-6 3D model laboratorního přípravku.....	40

Seznam tabulek

Tabulka 3-1 Maximální a minimální frekvence pro kombinace P_2 a C_9	28
Tabulka 4-1 Tabulka maximálních výkonů a tepelných odporů chladičů	36

1. ÚVOD

Pojem zesilovač bývá často spojován s nízkofrekvenční elektronikou, kde lze najít zesilovače rozměrově malé s nízkým výkonem a nízkým počtem aktivních součástí až po několika stupňové, rozměrné a výkonné zesilovače s tranzistory nebo elektronkami pracujícími ve třídách A, B, AB aj. Dalšími zástupci zesilovačů v nízkofrekvenční technice jsou zesilovače spínané koncepce. Typicky třídy D, T a S. Tyto zesilovače mají široké spektrum výkonnosti a vysokou účinnost. Mohou být konstruovány z diskretních součástí, nebo jako jeden integrovaný chip. Používají se často pro mobilní zařízení, telefony, MP3 přehrávače aj.

Ovšem zesilovač se vyskytuje v různých podobách v celé řadě aplikací například v měřicích přístrojích, nebo ve vysílací a přenosové technice.

Zadáním této práce je návrh zesilovače s PWM modulací pro laboratorní výkonu.

Tímto návrhem řešený zesilovač bude sloužit v laboratorním přípravku pro měření v předmětu Audio elektronika. Stávající laboratorní přípravek obsahuje zesilovač třídy T, který je v integrované podobě a není možné měřit vnitřní signály a průběhy zesilovače, jako například modulovaný signál, referenční signál, průběh spínání tranzistorů nebo signál před výstupním filtrem a za výstupním filtrem. Měřením na tomto zesilovači bylo zjištěno, že nemá lineární průběh modulové frekvenční charakteristiky. Skutečnost, že je tento přípravek osazen integrovaným zesilovačem třídy T, která se již bez náhrady nevyrobí, omezuje servisovatelnost a provozuschopnost celé úlohy. Motivací je tedy navrhnout a zkonstruovat zesilovač pracující ve třídě D, který by měl lineárnější modulovou frekvenční charakteristiku. S možností měření vnitřních signálů a průběhů. Tento zesilovač, respektive laboratorní přípravek by měl dobře znázorňovat princip zesilovačů spínané koncepce a měřením studentům dokázat, které parametry jsou pro účinnou práci takového zařízení důležité.

Cílem je tedy navrhnout zesilovač z osvědčených součástí, které jsou dostupné na běžném trhu ve vhodném provedení. Nejčastěji bude v návrhu voleno provedení s vývody a umístění integrovaných obvodů do patič pro snadnou výměnu. Osazením přípravku měřicími body a jejich přehledným a logickým uspořádáním na pracovním panelu přípravku. Zesilovač by měl mít přijatelné audio parametry, tedy lineární modulovou frekvenční charakteristiku a nízké harmonické zkreslení. Vhodné parametry vnitřních referenčních signálů a modulací. Velký důraz je kladen na robustnost a dlouhou životnost v podmínkách laboratorního měření. Požadavkem je minimálně deset let působení v rámci laboratoří.

Práce je rozdělena do přehledných a ucelených částí. Teoretická část obsahuje popisy principů zesilovače spínané koncepce a vysvětluje dílčí důležité celky a postupy, jako například předzesílení, komparace, různá zapojení koncového stupně nebo výstupní filtr. Rovněž se věnuje také porovnání různých způsobů.

Další část se věnuje návrhu dílčích funkčních bloků zesilovače. Jsou zde popsány postupy návrhu, výpočty a schémata navržených celků. Součástí této kapitoly jsou i simulace funkce u vybraných bloků.

V následující kapitole je rozebrána konstrukce přípravku. Je zde řešeno napájení přípravku a chlazení aktivních součástí. Pozornost je věnována návrhu desky plošného spoje a čelního panelu. Rozmístění měřicích bodů. Konstrukce přípravku i s 3D modelem.

Poslední částí je rozbor navržené laboratorní úlohy s popisem jednotlivých úkolů.

2. TEORETICKÁ ČÁST

2.1 Rozdělení zesilovačů pracujících ve třídě D

Zesilovače pracující ve třídě jsou často nesprávně označovány za digitální. Správné dělení těchto zesilovačů je na Digitální a Analogové. Digitální zesilovač třídy D je takové zařízení, které zpracovává digitální vstupní signál. Tyto zesilovače mají zpravidla více výstupních kanálů než dva. Druhá možnost je zesilovač třídy D s analogovým audio signálem na vstupu. Analogovými zesilovači pracující ve třídě D se bude zabývat i tato práce.

2.2 Princip funkce zesilovače třídy D

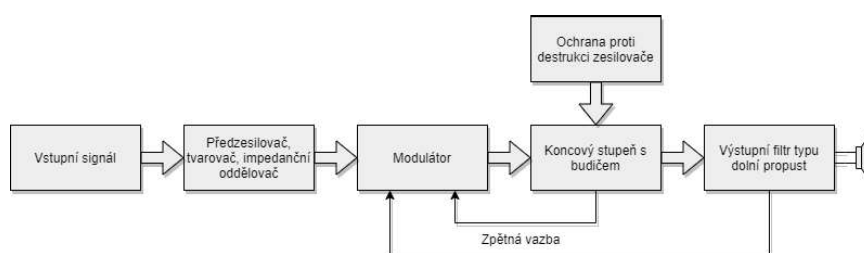
Samotný princip funkce zesilovače pracující ve třídě D je následující. Graficky je znázorněn na obrázku obr. 2-1. Impedanční oddělení od zdroje signálu je důležité pro zachování informace v signálu. V bloku předzesilovače je možné signál zesílit, aby měl vhodné parametry pro modulaci. Dále se zde mohou nacházet korekce hloubek a výšek, nebo několika kanálový ekvalizér.

Modulátor provede modulaci, tedy převede audiosignál do podoby, kterou lze ovládat koncový stupeň. Těchto vhodných modulací je více druhů.

Budič v koncovém stupni zajistí správné řízení spínání koncových tranzistorů a tím koncový stupeň zesílí modulovaný signál. Koncové tranzistory v této přídě pracují ve spínacím režimu, to je hlavní rozdíl oproti třídám A a AB, kde je vstupní signál zpracováván kontinuálně.

Výstupní filtr odfiltruje nežádoucí frekvenční složky, které vznikly modulací. Dále rekonstruuje užitečnou informaci audiosignálu, která je reprezentována střední hodnotou pulzů PWM. Existují modulační postupy, které po zesílení nepotřebují výstupní filtr.

Blok ochrany chrání koncový stupeň zejména proti zkratu výstupních svorek nebo nadproudu rozepnutím koncového stupně.



Obr. 2-1 Principiální schéma blokové schéma zesilovače třídy D [1]

2.3 Princip zesilovače třídy T a srovnání

Třída T byla vynalezena firmou Tripath Technology a je patentově chráněná. Díky kombinaci analogových a digitálních zpracování vstupního signálu dosahuje tato třída vysoké účinnosti až 90 % a srovnatelnou kvalitu výstupního signálu s třídou A a AB.

Zesilovače v této třídě byly integrovány na jeden chip. Výrobce již produkci ukončil a bližší princip funkce nezveřejnil.

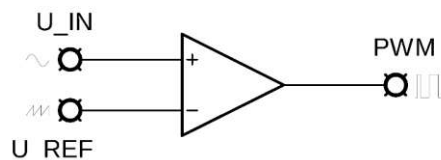
Pro další návrh zesilovače pro laboratorní přípravku se tak nehodí.

2.4 Pulsně šířková modulace

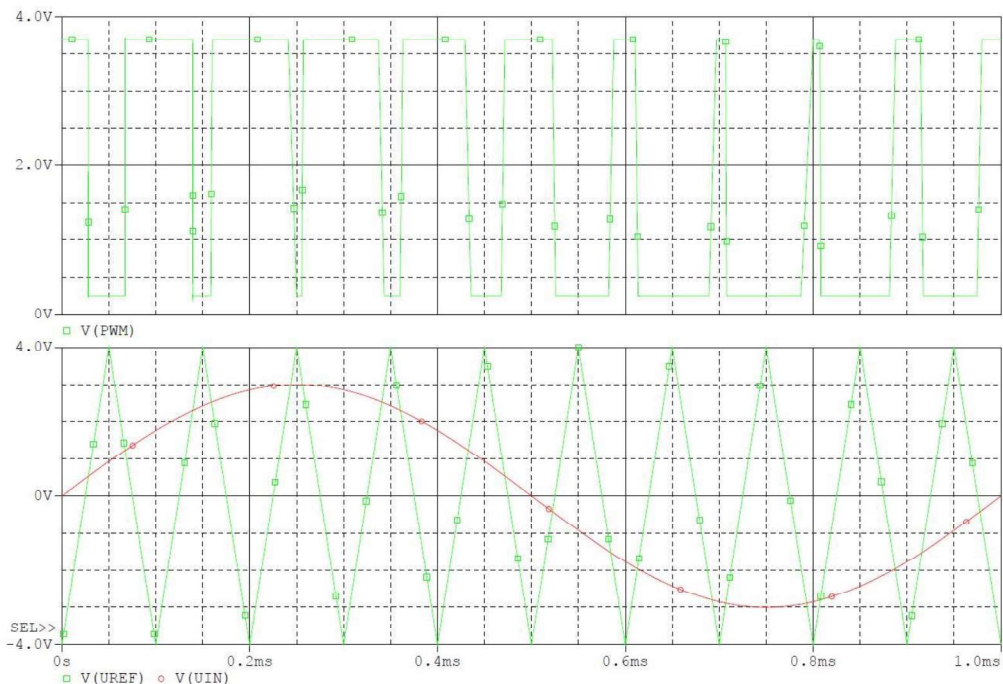
Pulsně šířková modulace je jednou ze základních modulací používaných v různých odvětvích elektroniky. Ve velkém jsou zastoupeny v systémech pro řízení a regulaci a zobrazovačích, kdy je principem ZAPNUTO-VYPNUTO řízení jas nebo teplota elektrické nebo indukční plotny, nebo otáčky elektromotoru.

V zesilovačích třídy D se používá pro uchování užitečné informace o vstupní m signálu a zároveň pro řízení koncového stupně, resp. budiče koncového stupně.

Základem PWM je operační zesilovač zapojený jako komparátor podle obr. 2-2, který porovnává vstupní signál na neinvertující svorce s referenční hodnotou, respektive signálem na invertující svorce. Výstupem je PWM signál, který má stejnou frekvenci jako referenční signál a mění se střídu podle aktuální úrovně vstupního signálu. Pokud je na neinvertující svorce vyšší napětí, než na invertující svorce je PWM signál roven napětí UCC a naopak je-li na invertující vstupu vyšší napětí než na neinvertující vstupu, tak má PWM signál nulovou úroveň. Průběh je znázorněn na obrázku obr. 2-3.



Obr. 2-2 Principiální zapojení PWM generátoru



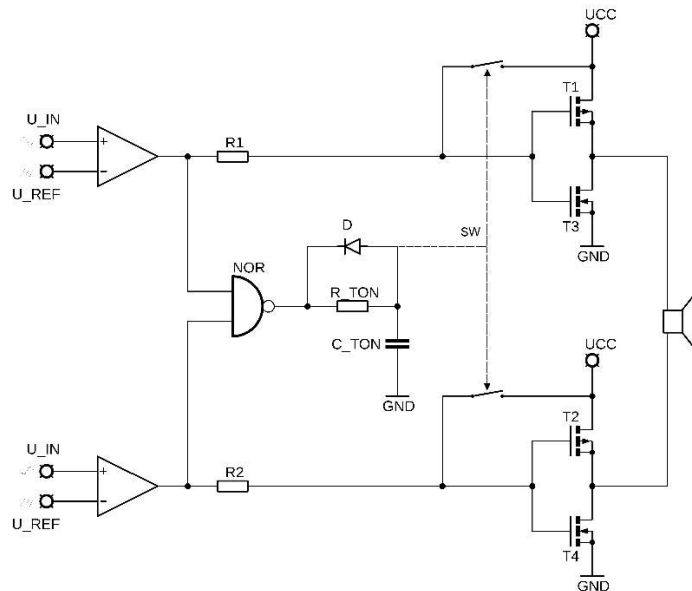
Obr. 2-3 Průběhy vstupních a výstupního signálu základního PWM generátoru

Na výstupu zesilovače s touto modulací je obvykle LC filtr typu dolní propust druhého nebo vyššího řádu. Tento filtr musí být složen z prvků s akumulací schopností, tudíž nelze použít syntetické indukčnosti. Použití těchto součástek vyžaduje větší prostor a vyšší cenu zesilovače.

Signál této modulace obsahuje stejnosměrnou složku.[1]

2.5 Vylepšená pulzně šířková modulace

Způsob, jak se vyhnout použití LC filtru a tím ušetřit místo i finance je použití zesilovače s vylepšenou pulzně šířkovou modulací. Integrované zesilovače třídy D jsou označovány jako „filterless amplifier“. Spínací frekvence je upravena tak aby byla účinnost zesilovače zachována a současně snížena magnetická interference zesilovače.



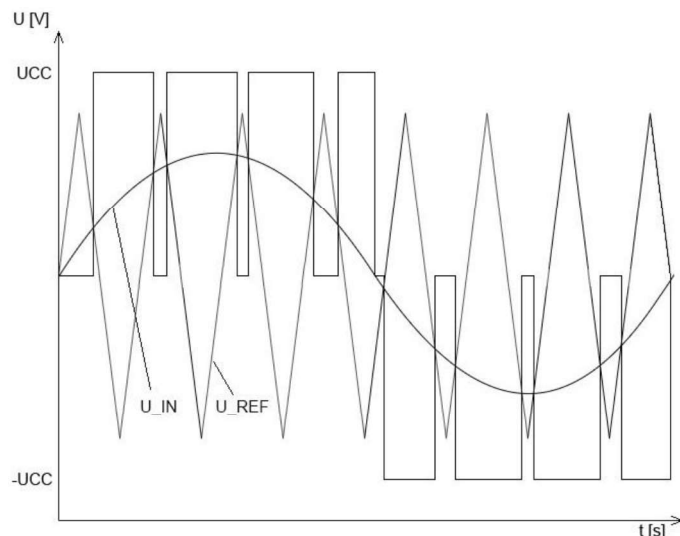
Obr. 2-4 Princip vylepšené PWM

Z obrázku obr. 2-4 je zřejmé, že vstupní audiosignál je vstupuje do komparátoru A a zároveň do komparátoru B s opačnou fází. Tento zesilovač bychom mohli označit jako diferenciální. Komparátory pracují stejně jako u jednoduché pulzně šířkové modulace. Tedy je-li napětí na neinvertujícím vstupu komparátoru A vyšší než napětí pilovitého signálu na invertující svorce, tak je výstup komparátoru A roven napájecímu napětí. Tím je sepnut tranzistor T3. Naopak je-li napětí pilovitého signálu vyšší než vstupní audio signál, tak je výstup komparátoru roven nulovému napětí a je sepnut tranzistor T1. Komparátor B pracuje stejně.

Oproti jednoduché PWM, jsou zde výstupní signály užitečné ještě pro logický člen NOR. Tento člen přejde do stavu logické 1 pouze, když jsou oba výstupní signály z komparátorů rovny nule. Ve všech ostatních případech je výstup logického členu NOR roven logické nule. Kondenzátor C_{ton} je nabíjen výstupním napětím obvodu NOR. Dioda zajišťuje rychlé odčerpání náboje z kondenzátoru. Rezistor R_{ton} a kondenzátor C_{ton} spolu tvoří integrační člen prvního řádu s časovou konstantou τ .

$$\tau = \frac{1}{R_{ton} \cdot C_{ton}} \quad (2.1)$$

Za pětinašobnou dobu τ je kondenzátor nabit na výstupní napětí logického obvodu NOR, a jsou sepnuty spínače (například spínacím obvodem se tranzistorem), tím dojde k rozepnutí tranzistorů T1 a T2 (MOSFET typu P) a sepnuty tranzistory T3 a T4 (MOSFET typu N). [1]



Obr. 2-5 Idealizovaný průběh vylepšené PWM [1]

Výstupní PWM signál neobsahuje stejnosměrnou složku. Signály vylepšené PWM jsou zobrazené na obr. 2-5. Výstupní reproduktor reaguje na střední hodnotu signálu. Ovšem z důvodu nepřítomnosti výstupního filtru, který by odfiltroval vyšší spektrální složky, je vhodné připojení reproduktoru co nejbližší k modulu zesilovače a jeho vinutí představovalo silně induktivní zátěž. [1]

2.5.1 Generátor

K práci PWM komparátoru je za potřebí generátor referenčního signálu. Referenční signál může mít obecně jakoukoliv podobu, od stejnosměrné konstantní úrovně až po nejrůznější funkční průběhy. V zesilovačích pracujících ve třídě D se používá pilový signál, někdy označovaný jako rampová funkce. Dalším signálem je trojúhelníkový signál. Pilový průběh se, oproti trojúhelníkovému, skládá z vyššího počtu harmonických složek kvůli své ostré hraně, která přechází z maximální úrovně do počáteční v minimálním čase. Kvůli této skutečnosti je vhodnější použití trojúhelníkového referenčního signálu i s ohledem na nižší nároky na šířku pásma použitých obvodů. Při volbě frekvence referenčního signálu je potřeba zohlednit Shannonův teorém vzorkování, který pravý, že vzorkovací kmitočet musí být alespoň dvakrát vyšší než kmitočet vzorkovaný. Dále je potřeba kmitočtové omezení použitých součástek, a tedy výkonové ztráty při příliš vysoké frekvenci spínání. Kmitočet generátoru určuje kmitočet PWM modulace a kmitočet spínání tranzistorů koncového stupně.

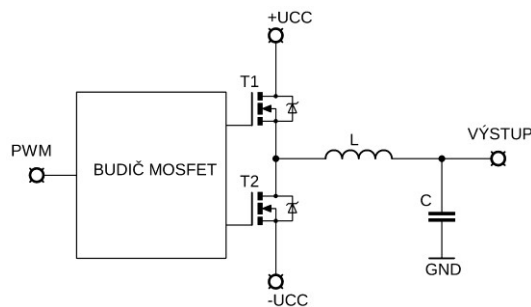
2.6 Koncový stupeň a jeho buzení

Koncový stupeň nezkrasleně zesiluje šířkově modulovaný signál. Koncové stupně jsou zapojeny do polovičního nebo úplného mostu. Podle zapojení koncového stupně se odvíjí i zapojení LC filtru. Pro zesilovače třídy D je koncový stupeň typicky tvořen tranzistory MOSFET, lze však použít i tranzistory bipolární nebo IGBT. Na trhu jsou i koncové stupně integrované s budičem jako integrovaný obvod. Tyto obvody jsou nazývány „power stage“. [1]

2.6.1 Půlmůstkové zapojení

Z obrázku obr. 2-6 je patrné že půlmůstkové zapojení je napájené ze symetrického stejnosměrného zdroje. Blok budiče je navržen takovým způsobem, aby nebyly současně sepnuty oba tranzistory MOSFET. Často se tento problém řeší tak, že mezi rozepnutím sepnutého tranzistoru a sepnutím vypnutého je malý časový interval kdy jsou oba tranzistory vypnuté. Tento časový interval se označuje jako „dead time“.

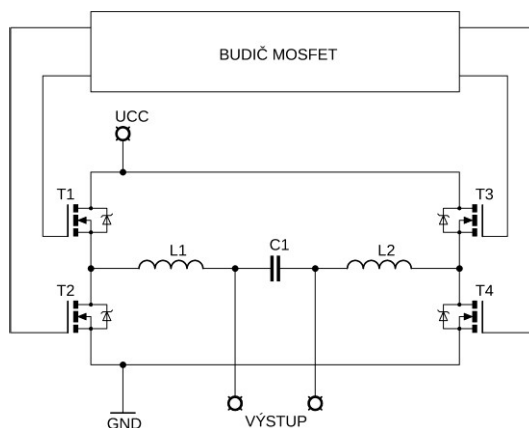
Tranzistory jsou zde použity typu N, není to pravidlem. Je ovšem pravidlem použití tranzistorů stejného typu v celém koncovém stupni. Lze tak lépe vybrat součástky se stejnými parametry. U tohoto zapojení je vždy nutné zavést stejnosměrnou vazbu z důvodu eliminace nežádoucí stejnosměrné složky. [1]



Obr. 2-6 Půlmůstkové zapojení tranzistorů koncového stupně (převzato a upraveno z [1])

2.6.2 Můstkové zapojení

Z obrázku obr. 2-7 je vidět, že je použito nesymetrické stejnosměrné napájení. Tranzistory jsou stejně jako u půlmůstkového zapojení stejného typu v celém koncovém stupni a jejich spínání je řízeno vhodným budičem. I zde se mnohdy zavádí dead time aby se zamezilo zkratování napájecího napětí, a tedy případné destrukci tranzistorů. Za tranzistory se nachází LC filtr druhého nebo vyššího řádu. Výstupní signál je odebrán se svorek označených jako výstup nikoli proti zemnímu potenciálu. U můstkového zapojení koncového stupně není nutné zavádět zpětnou vazbu, téměř vždy se používá z důvodu zlepšení audio parametrů zesilovače. [1]



Obr. 2-7 Můstkové zapojení tranzistorů koncového stupně (převzato a upraveno z [1])

2.6.3 Tranzistory MOSFET pro zesilovače ve třídě D

Tranzistory koncového stupně zesilovače třídy D spínají induktivní zátěž ve vysoké frekvenci. Měly by mít nízký úbytek napětí na tranzistoru v sepnutém stavu, velmi krátkou dobu sepnutí a rozepnutí a mimo jiné nízké hodnoty parazitních prvků tranzistoru jako spínače.

Pro použití v koncovém stupni zesilovače spínané koncepce se z nabízených druhů tranzistorů mohou požit tranzistory bipolární, unipolární typu MOSFET a v poslední době i IGBT.

Bipolární tranzistory jsou ovládány zdrojem proudu. V sepnutém stavu se musí stále řídit budícím obvodem, který je konstrukčně náročnější, než je tomu tak u tranzistorů MOSFET, které se řídí z nevýkonových zdrojů, které jsou často v integrované podobě. Tranzistory MOSFET mají nižší úbytek napětí v sepnutém stavu oproti hodnotě saturačního napětí bipolárního tranzistoru. Tranzistory technologie IGBT často neumožňují dosáhnout spínání ve vysokých kmitočtech, ovšem vývoj firmy International Rectifier vyvinul tranzistory, které lze použít jako výkonové spínače v řádech jednotek kW a na kmitočtech vyšších než 100 kHz. Tyto IGBT jsou obchodně označeny Warp Speed™ nebo Warp2™

Nejčastěji jsou v koncových stupních spínaných zesilovačů používány tranzistory MOSFET. Bipolární tranzistory jsou srovnatelné, z pohledu velikosti odporu v sepnutém stavu, až od napětí mezi elektrodami source a drain $U_{DS} = 200$ V. Ačkoliv jsou tranzistory MOSFET řízeny napěťovým budičem, musí být tento budič schopen krátkodobě dodat výkonový pulz pro rychlé sepnutí (nabití parazitních kapacit) a rozepnutí (vybití parazitních kapacit). Špičkový proud se v průběhu výkonového pulzu může pohybovat až v řádech spínaného proudu, tedy i jednotek ampér.

Dalším důležitým parametrem pro výběr tranzistoru MOSFET je průrazné napětí. Minimální hodnota průrazného napětí je maximální přípustná hodnota napětí mezi svorkami drain a source U_{DSmax} . Toto napětí je z části určeno topologií koncového stupně, modulací, parazitní indukčností a koeficient K , který určuje dostatečnou rezervu. Minimální hodnota napětí mezi elektrodami source a drain je dáno následujícími vztahy.

$$U_{DSmin}(\text{můstkové zapojení}) = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{OUT} \cdot R_Z}}{M} + K \quad (2.2)$$

$$U_{DSmin}(\text{půlmůstkové zapojení}) = 2 \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot P_{OUT} \cdot R_Z}}{M} + K \quad (2.3)$$

Kde P_{OUT} je nejvyšší hodnota požadovaného výstupního výkonu do čistě ohmické zátěže o odporu R_Z , stupeň modulace M a rezervní koeficient K , který se v praxi volí mezi 10 % až 40%. U_{DSmax} volíme tak, aby nebylo nižší než U_{DSmin} , ale zároveň ne příliš vysoké, protože transistory s vysokým U_{DS} mají vyšší statický odpor v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$.

Statický odpor $R_{DS(ON)}$ se velkou měrou podílí na celkových ztrátách a je tedy vhodné tyto ztráty v maximální míře snižovat. Tento parametr je silně závislý na teplotě polovodičového přechodu tranzistoru. Hodnota $R_{DS(ON)}$ se s teplotou zvyšuje. Při výpočtech s hodnotou statického odporu v sepnutém stavu je vhodné počítat s minimálně dvojnásobnou hodnotou, výrobci často v datasheetech udávají hodnotu $R_{DS(ON)}$ změřenou při 25°C. Účinnost systému je tedy silně závislá na aktuální hodnotě $R_{DS(ON)}$.

S odporem přechodu v sepnutém stavu souvisí i ztráty vedení proudu. Ztráty vedením lze přibližně určit podle následujícího vztahu.

$$P_{\text{vedením}} = I_{\text{Def}}^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \quad (2.4)$$

Kde I_{Def} je efektivní hodnota proudu tekoucího skrze svorku drain a $P_{\text{vedením}}$ značí ztráty způsobené vedením proudu.

Rychlost spínání ovlivňuje náboj elektrody gate Q_G , který je nutné dodat na hradlo pro plné sepnutí tranzistoru. Tento parametr je téměř teplotně nezávislý. Tranzistory s poměrně nízkým nábojem Q_G mají v rychlých spínacích procesech nízké dynamické ztráty a tím přispívají ke snížení nároků na chlazení výkonových prvků. Velikost Q_G ovlivňuje je harmonické zkreslení THD+N, protože tento parametr je závislý na rychlosti spínání tranzistorů.

Dalšími parametry, které je vhodné zohlednit při vývěru vhodného výkonového tranzistoru MOSFET je hodnota komutačního náboje integrované diody, interní odpor k elektrodě gate, výstupní kapacita, maximální teplota, maximální hodnota proudu elektrodou drain dále také pouzdro tranzistoru nebo hodnota parazitní indukčnosti. [1]

2.7 Výstupní filtr

Podstatnou částí zesilovače třídy D je bez pochyby výstupní filtr. Má za úkol odfiltrovat vysokofrekvenční složky způsobené modulováním vstupního signálu a spínáním výstupních výkonových tranzistorů. Výstupní filtr má velký vliv na účinnost zesilovače a zkreslení výstupního audio signálu.

Existuje několik typů výstupních filtrů, jejich volba je ovlivněna typem modulace, výstupním výkonem, délkou propojovacích kabelů modulu zesilovače s reproduktorem a použitých součástek na desce plošného spoje a samozřejmě prostorovými a cenovými možnostmi.

Jednotlivými typy filtrů jsou filtr tvořený feristorem a kondenzátorem, filtr složený z cívky a kondenzátoru (LC filtr) a také provedení bez výstupního filtru.

Malému prostoru a nízké ceně vyhovuje výstupní filtr v provedení s feristorem a kondenzátorem. Nevýhodné jsou filtrační vlastnosti, protože takovéto provedení účinkuje až od kmitočtů převyšující jednotky MHz. Také je nutné optimalizovat rozložení součástek na desce plošného spoje, tak aby filtr byl co nejvíce kompaktní. Proto se tento typ výstupního filtru používá v kombinaci s integrovanými zesilovači. Pro použití tohoto filtru je důležité použití vylepšené pulsní šířkové modulace a velmi krátkých propojovacích kabelů mezi modulem zesilovače a reproduktorem. Výstupní výkon zesilovačů třídy D s tímto typem výstupního filtru se pohybuje do nízkých desítek wattů.

Použití LC filtru vyžaduje vyšší cenu a rozměrové nároky na modul zesilovače. LC filtr bývá zpravidla druhého nebo vyššího řádu, s vhodnou aproximací pro co možná nejlepší potlačení vyšší spektrálních složek. Často bývá u LC filtrů druhé řádu volena Butterworthova aproximace, která nabízí poměrně strmý přechod z propustného do nepropustného pásma. U LC filtrů vyšších řádů bývá použita Besselova aproximace. Použitý typ aproximace má vliv na fázové zkreslení a na míru potlačení nežádoucích spektrálních složek. LC filtr může být doplněn dalším filtrem typu dolní propust do kaskády, tím mohou být potlačeny vysokofrekvenční spektrální složky nacházející se nad rezonančním kmitočtem LC filtru, kde již LC filtr přestává být účinný. LC filtr je velice vázaný na součástkovou základnu zesilovače. [1]

2.7.1 Cívky výstupního LC filtru

Základními požadavky na cívku LC filtru je nezávislost indukčnosti na protékajícím proudu, nezávislost indukčnosti na kmitočtu, schopnost akumulace požadovaného množství energie, nízké ztráty, linearita magnetizační křivky a malé rozměry.

Při předpokladu, že za tranzistory koncového stupně teče cívkou harmonický proud, tak při první polovině periody tohoto průběhu teče proud jedním směrem a v druhé půlperiodě opačným směrem. Při tomto režimu může cívka ztratit vlastní indukčnost způsobenou přesyceností jádra. Tento problém lze odstranit použitím magnetického jádra se vzduchovou mezerou.

Ztráty v jádře cívky způsobují jeho zahřívání a závisí na materiálu jádra a pracovním kmitočtu. Hysterezní ztráty vznikají při změně domén magnetovaného materiálu. Jsou dány materiálem jádra. Omezit je lze snížením kmitočtu, volbou materiálu s úzkou hysterezní smyčkou. Zahřívání jádra způsobují vířivé ztráty, tedy indukce vířivých proudů v materiálu. Omezení vířivých ztrát lze opět docílit snížením kmitočtu. Vířivé ztráty rostou s druhou mocninou kmitočtu, ale nejsou závislé na hysterezní smyčce. Snížení těchto ztrát lze také docílit použitím materiálu s vysokým měrným elektrickým odporem. Například použití feritového jádra tyto ztráty zcela eliminuje díky své nevodivosti. Snížením kmitočtu a pracovní magnetické indukce lze omezit i ztráty dozínáním, které jsou způsobeny jevem magnetostrikce.

Zavedení mezery do jádra cívky napříč magnetického toku se zajistí určitá linearizace křivek magnetování, což se projeví snížením nelineárního zkreslení celého zesilovače. Dojde ke zlepšení teplotní a časové stálosti parametrů a také snížení ztrát v jádře. Filtrační cívky osazené v zesilovačích pracujících ve třídě D mají vždy vzduchovou mezeru, nebo jádro s tzv. distribuovanou vzduchovou mezerou.

Aby byl zajištěn filtrační účinek dosažen, je nutné, aby jádro cívky mělo dostatečnou permeabilitu i na kmitočtu alespoň páté harmonické, tedy na frekvencích v řádech jednotek MHz. Jinými slovy, materiál jádra musí být schopen magnetování, při malém ztrátovém výkonu jádra, na kmitočtu alespoň pět krát vyšším, než je spínací kmitočet. Jinak nebude cívka tlumit proudy na vysokých kmitočtech a dojde ke zhoršení výstupního rušení zesilovače.

Správnou volbou materiálu jádra ovlivníme vlastnosti filtrační cívky ale i rozměry. Vzduchové jádro, je rozměrné. Pro použití v zesilovači třídy D by bylo za potřeby použití cívky větší než zesilovač samotný. Proto se vzduchová varianta jádra nepoužívá. Jádra z magnetických materiálů mají menší rozměry a lepší vlastnosti v oblasti frekvenční a teplotní stability parametrů. Téměř výhradně se ve spínacích zesilovačích používají kruhová (toroidní) jádra železná, nebo železo prachová. Jejich výhodou jsou malá vnější magnetická pole, tudíž je lze osadit na DPS relativně blízko sebe bez magnetické vazby. Tato skutečnost platí, jsou-li kvalitně navinuta. Při výrobě těchto jader, jsou vodivé částice prachu elektricky izolovány a tím již nemusí být do jádra vytvářena vzduchová mezera. Jádra s touto technologií jsou označována jako jádra s distribuovanou vzduchovou mezerou.

Materiály jader jsou z permalloye často s malými hysterezními ztrátami a malou závislostí indukčnosti na střídavém magnetování. Dalšími materiály jsou alsifer nebo karbonylové železo.

Velmi často používaný materiál jader je karbonyl E, označován číslem 2 a opatřen červenou povrchovou barvou. Výrobci jader produkují jádra v typizovaných řadách.

Dále je pro správnou funkci filtru zvolit vhodný drát nebo vysokofrekvenční lanko pro vynutí. Nevhodným způsobem vinutí, materiálem vodiče nebo jádra může dojít k růstu odporu vinutí, rozptylové indukčnosti vinutí, kapacitě vinutí, dielektrickým ztrátám a zhoršení odvodu tepla z jádra a další negativní jevy, které je nutné brát v potaz při návrhu. Jinak může dojít ke snížení indukčnosti a činitele jakosti na potřebném kmitočtovém rozsahu. Při použití vícevrstvého vinutí dochází k nárůstu parazitní kapacita s dalšími vrstvami a také ke zhoršení chlazení jádra. U lankových LC vodičů z měkké mědi dochází vlivem elektrického povrchového jevu s rostoucím kmitočtem ke zvýšení odporu vodiče. Řešením je použití vysokofrekvenčního lana, která tímto jevem netrpí. Jsou upletena z tenkých lakovaných vodičů a celé lanko je opleteno hedvábím. Pro filtrační cívky v zesilovačích třídy D, kterými prochází harmonický proud o kmitočtech 20 Hz – 20 kHz se volí maximální průřez vodiče 1,41 mm. Pro zesilovače s nízkým výstupním výkonem se může použít vinutí z LC vodiče. Pro zesilovače vyšších výkonů se používá vysokofrekvenční lanko, ve kterém nedochází ke zvýšení ztrát ve vinutí i v proudtech překračující 10 A.

Výběr jádra a vodiče pro vinutí musí probíhat společně, neboť se může lehce stát, že vybraný vodič s určitým průřezem nepůjde navinout na zvolené jádro v potřebném počtu závitů v jedné vrstvě. [1]

2.7.2 Kondenzátory výstupního LC filtru

Požadavky kladené na filtrační kondenzátory u zesilovačů spínané koncepce jsou nízká hodnota ztrátového činitele $\tan \delta$, schopnost provozu s velkou strmostí změny napětí, vysoká proudová zatížitelnost v impulsním režimu, schopnost akumulovat požadované množství energie, vysoký vlastní rezonanční kmitočet, nízká hodnota ekvivalentní sériové indukčnosti a sériového odporu, dostatečná časová a teplotní stálost kapacity, nízká závislost kapacity na pracovní frekvenci a často i malé rozměry. Těmto požadavkům vyhovují kondenzátory fóliové s elektrodami z tenkých kovových fólií nebo z metalizovaných fólií.

Kondenzátory s elektrodami z tenkých fólií jsou stabilní a spolehlivé s vysokým izolačním odporem a nízkými dielektrickými ztrátami. Jsou vhodné pro použití v aplikacích s impulsním a proudovým zatížením. Tyto kondenzátory jsou schopny samoregenerace.

Velice dobrou schopnost samoregenerace mají i kondenzátory z metalizovaných fólií. Jsou velice malé. Kontakty jsou vytvořeny nastříknutím tenké kovové vrstvy na čela svitků kondenzátoru, na kontaktní plochy jsou navařeny vývody. Nástříkem jsou zkratovány jednotlivé závitů kondenzátoru, čímž dojde ke snížení vlastní indukčnosti a dosáhne se vysoké vlastní rezonanční frekvence.

Obecně se při provozu kondenzátoru v obvodu střídavého napětí dochází k nárůstu teploty kondenzátoru, díky proudění proudu přes vnitřní odpory kondenzátoru. Takto způsobený ztrátový výkon P_C lze vyčíslit podle vztahu 2.5.

$$P_C = U_{ef}^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot \tan \delta \quad (2.5)$$

Kde U_{ef} je hodnota napětí na kondenzátoru, $\tan \delta$ je ztrátový činitel kondenzátoru na dané frekvenci f a C je kapacita kondenzátoru. Ztrátový výkon P_C může způsobit zvýšení teploty o maximálně 10°C.

S rostoucími rozměry klesá vlastní rezonanční kmitočet, ovšem roste kapacita a výkonová zatížitelnost kondenzátoru. Kapacita vhodná pro použití ve výstupním filtru v zesilovačích třídy D se často blíží 1 μF . Dále je vhodnější použití více kondenzátorů s polypropylenovým dielektrikem řazených paralelně než jednoho kondenzátoru s polyesterovým dielektrikem. [1]

2.8 Ochrany

Pojmem ochrany v zesilovačích obecně se rozumí především nadproudová ochrana někdy nazývána ochrana proti zkratu výstupních svorek. Dalšími možnými ochranami zesilovače může být například tepelná ochrana, kdy se při kritické teplotě aktivních prvků zapne přídavné chlazení, nebo tyto prvky vyřadí z činnosti do doby dosažení příznivější teploty. Cílem ochrany je zamezit nevratnému zničení zesilovače, především prvků v koncovém stupni, při nesprávném provozu zesilovače. Například zkratováním výstupních svorek, nebo překročení dlouhodobého maximálního výkonu.

Nadproudová ochrana bývá realizována komparátorem, který porovnává referenční napětí s napětím snímaným na odporu, přes který protéká výstupní proud. Pokud je výstupní proud překročen, například připojením na výstup nižší impedanci, než na kterou je koncový stupeň konstruován nebo zkratováním výstupních svorek, komparátor generuje napěťovou úroveň. Tento výstup lze často kombinovat s logickými obvody a vhodným zapojením zajistit okamžité snížení výkonu, nebo rovnou vypnutí koncového stupně. Integrované budiče nebo řídicí obvody koncových stupňů obvykle mívají logický vstup, který umožňuje právě okamžité rozepnutí transistorů a tím zamezení jejich destruktce.

Ochrana proti tepelné destruktce může být elektricky nezávislá na koncovém stupni. Opět se často jedná o zapojení s komparátorem, který porovnává napětí z teplotního čidla, umístěného na chladiči, s referenční hodnotou. Pokud teplota stoupne nad nastavenou úroveň, je komparátorem spuštěn přídavný ventilátor. Tím je zajištěno dodatečné chlazení koncového stupně bez přerušení jeho provozu. Aby tepelná ochrana opravdu účinná a mohla v případě potřeby zasáhnout do řízení koncového stupně a tím omezit nebo přerušit výstupní výkon, je často kombinovaná skrze logické obvody spojena s obvodem budiče nebo obvodem nadproudové ochrany.

2.9 Modelování ve 3D

Počátky počítačové 3D grafiky jsou přisuzovány univerzitě v Utahu, kde se tomuto problému věnovaly týmy vědců a expertů od 60. let 20. století. Byly stanoveny základní algoritmy a techniky renderování, texturování a stínování pro vytvoření iluze trojrozměrného pohledu. Několik členů těchto týmu později založili známé firmy v oblasti počítačové grafiky. Mezi nejznámější patří Adobe Systems a filmové studio Pixar. Dnešní 3D grafika a modelování se používá napříč průmyslem. Ve vědě a medicíně například pro modelování orgánů, ve strojírenství a stavebnictví pro testování a simulace vlastností konstrukcí a v neposlední řadě i v zábavném průmyslu při tvorbě filmových triků a jiných prvků.

Modelování ve 3D je proces tvarování a vytváření 3D modelu. Modely se vytváří pomocí počítačových programů nebo podle dat naměřenými 3D scannerem. Existuje několik způsobů reprezentace těles. Hraniční reprezentace, kdy je model definován jako mnohostěn s přesně určenými hranicemi, tedy vrcholy, stěnami a hranami. Model je v programu sestavován ze základních elementů, krychle, koule, válce a dalšími. A operacemi rozdílu, sjednocení a průniku je tvarován do požadované podoby. Objemová reprezentace pracuje s množinou bodů, získaných například z 3D scanneru a pomocí speciálních procesů vykreslí objem nebo povrch.

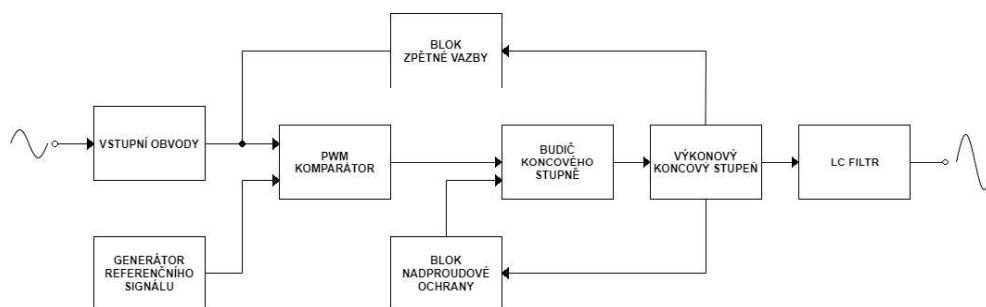
Texturování je opatření povrchu modelu nějakým definovaným materiálem s určitou barvou a ostatními vlastnostmi. Moderní 3D programy umožňují kromě povrchu zvolit materiál i objemu modelu s příslušnými vlastnostmi, například ocel, dřevo nebo plast.

To je následně využito v testování a simulaci modelu v různých pohledech, například namáhání v tahu, v tlaku nebo mechanická deformace vlivem zahřívání. Výsledky těchto simulací jsou ovšem závislé i na tom, jak precizně jsou definovány vlastnosti materiálů.

[2]

3. NÁVRHY FUNKČNÍCH BLOKŮ ZESILOVAČE

Blokové schéma nacházející se na obrázku obr. 3-1 ukazuje funkční strukturu jednotlivých bloků navrhovaného zesilovače pracujícího ve třídě D. Vstupní obvody předzesílí signál k dalšímu zpracování v komparátoru. Blok generátoru referenčního signálu generuje pilový nebo trojúhelníkový signál o přesném a stabilním kmitočtu. Komparátor převede vstupní signál na PWM signál. Budič koncového stupně zapojení, které řídí spínání jednotlivých výkonových tranzistorů se spárným načasováním. Často se budič osazuje jako integrovaný obvod s přidanými funkcemi. Koncový stupeň je blok výkonových tranzistorů doplněných o součástky zabraňující jejich destrukci. Výstupem koncového stupně je zesílený modulovaný signál. LC filtr odfiltruje vysokofrekvenční složky a převádí zesílený signál zpět na podobu audiosignálu. Blok zpětné vazby je tvořen rozdílovým zesilovačem. Blok nadproudové ochrany chrání koncový stupeň před proudovým přetížením. V dalších kapitolách bude popsána funkce a návrh jednotlivých bloků podrobněji.



Obr. 3-1 Blokové schéma struktury zesilovače

3.1 Vstupní obvody

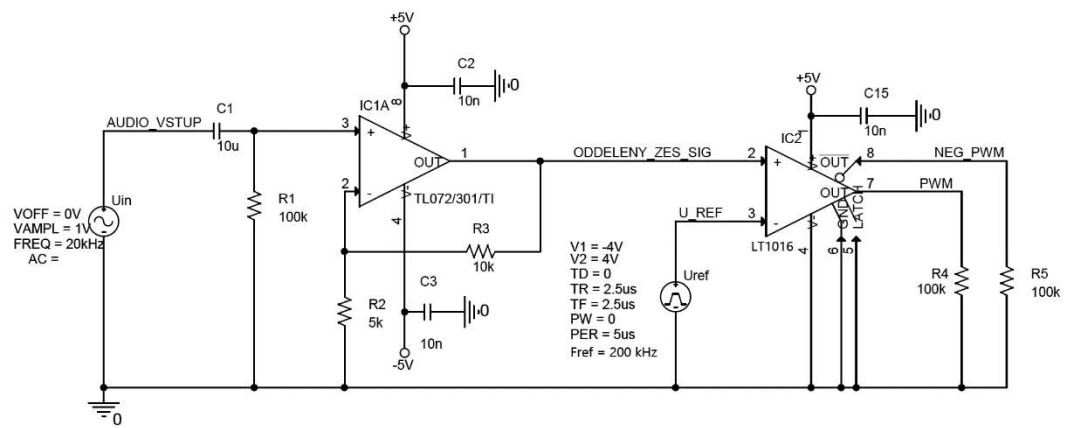
Vstupní filtraci případné stejnosměrné složky zajistí kondenzátor C_{10} ze schématu zobrazeném na obr. 3-2. Operační zesilovač TL072 je zapojený jako neinvertující zesilovač. Impedančně oddělí vstupní audio signál od jeho zdroje a předzesílí jej. V této části obvodu se obecně dále nachází regulace hlasitosti, korekce nebo ekvalizér. Ovšem v konstrukci laboratorního přípravku není nutné tento propracovaný předzesilovač použít, i protože je předzesilovač a jeho obdoby předmětem jiné laboratorní úlohy v rámci předmětu Audioelektronika. V mém návrhu vstupního obvodu uvažuji pevné předzesílení nastavené hodnotami odporů R_3 a R_2 z obr. 3-1. Hodnoty rezistorů jsem vypočítal podle vztahu, tak aby bylo celkové zesílení operačního zesilovače $A_{TL072} = 3$. Odpor rezistoru R_3 jsem zvolil jako $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$.

$$R_2 = \frac{R_3}{A_{TL072} - 1} = \frac{10}{3-1} = 5 \text{ k}\Omega \quad (3.1)$$

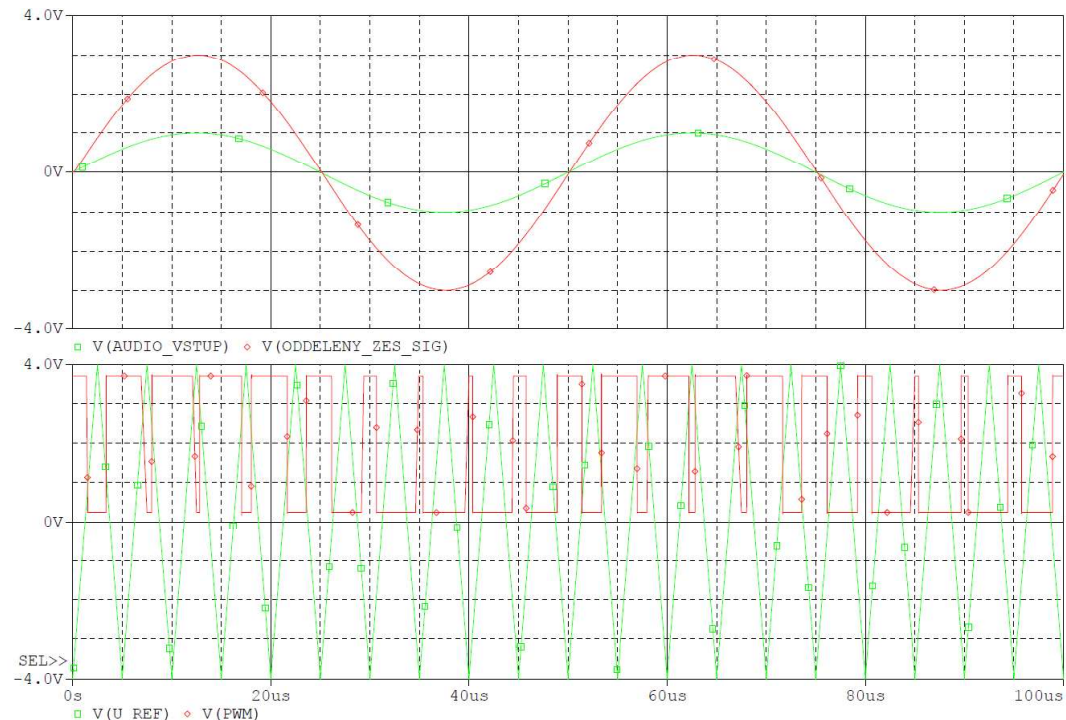
Průběh předzesíleného signálu lze pozorovat na obrázku obr. 3-3. Průběh je označen jako *ODDELENY_ZES_SIG*. Napájení operačního zesilovače je doplněno o blokující kapacity o hodnotě 10 nF , aby případné zvlnění a střídavé rušení na napájecím napětí minimálně ovlivnilo funkci operačního zesilovače.

3.2 PWM komparátor

Jádrum PWM komparátoru je ultra rychlý komparátor LT1016. Komparátor porovnává trojúhelníkový signál z generátoru a oddělený a přezesílený audio signálem. Výstupem je PWM signál v hodnotě logické 0 když je úroveň referenčního signálu vyšší než úroveň audiosignálu a naopak. LT1016 má i negovaný výstup, to je nesporná výhoda pro spojení s budičem HIP4082, který pro svoji činnost požaduje PWM signál a zároveň jeho negovanou podobu. Tudíž odpadá použití externího invertoru jako například obvodu 7407. I napájení komparátoru LT1016 stejně jako u TL072 doplněno blokujícími kapacitami o hodnotě 10 nF. Zapojení komparátoru lze pozorovat na obrázku obr. 3-3 a průběhy vstupních a výstupních signálů na obr. 3-2. Referenční signál je odznačen jako U_REF a výstupní signál jako PWM .



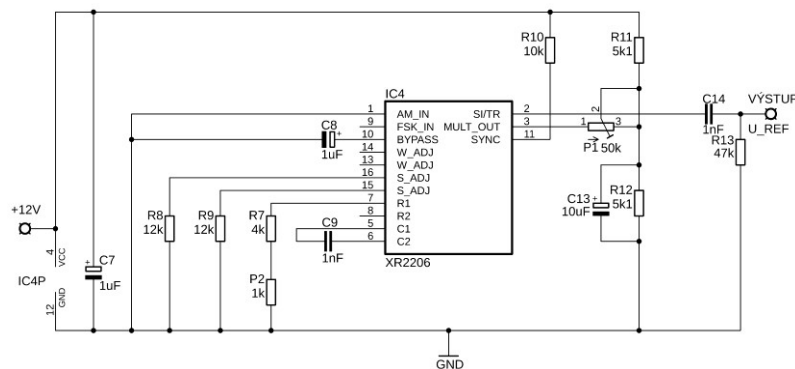
Obr. 3-2 Schéma komparátoru s předzesilovačem



Obr. 3-3 Napěťové průběhy PWM komparátoru s předzesilovačem

3.3 Generátor referenčního signálu

Při návrhu generátoru jsem nejprve zvažoval návrh generátoru pilového průběhu s časovačem 555. Ale kvůli splnění podmínky Shannonova teorému vzorkování jsem od tohoto časovače upustil. Kmitočet referenčního signálu jsem zvolil jedenáctkrát vyšší než maximální slyšitelného pásma, tedy $f_{\text{ref}} = 220 \text{ kHz}$. Dále jsem se zaměřil na generátory funkcí v integrovaném provedení, které se ladí použitím diskretních součástek na příslušných vývodech. Obvod ICL8038 umožňuje výstupní frekvenci pouze 100 kHz, výběr tohoto obvodu by znamenal významné snížení vzorkovací frekvence. Obvod XR2206 dokáže generovat signál o kmitočtu až 1 MHz. Může být napájený stejnosměrným nesymetrickým napětím +12 V, stejně jako budič tranzistorů HIP4082. Základní zapojení obvodu XR2206 ukazuje obrázek obr. 3-4.



Obr. 3-4 Zapojení generátoru trojúhelníkového signálu (převzato a upraveno z [3])

Podle katalogového listu [3] výrobce XR2206 se frekvence generovaného signálu určují součástky C_9 a rezistory R_7 a P_2 . Katalogový list dále uvádí, že odpor na vývodu 7 by měl být mezi 4 k Ω a 200 k Ω a kapacita mezi vývody 5 a 6 1 nF až 100 μ F pro optimální teplotní stabilitu kmitočtu. Vztah pro výpočet kmitočtu podle výrobce.

$$f_{\text{ref}} = \frac{1}{(R_7 + P_2) \cdot C_9} \quad (3.2)$$

Při dodržení doporučení výrobce, tedy $R_7 = 4 \text{ k}\Omega$ a $C_9 = 1 \text{ nF}$. Vychází rezistor P_2 následovně.

$$P_2 = \frac{1}{f_{\text{ref}} \cdot C_9} - R_7 = \frac{1}{220 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} - 4 \cdot 10^3 = 545,45 \Omega \quad (3.3)$$

Při mírné změně $f_{\text{ref}} = 200 \text{ kHz}$, je rezistor P_2 následující.

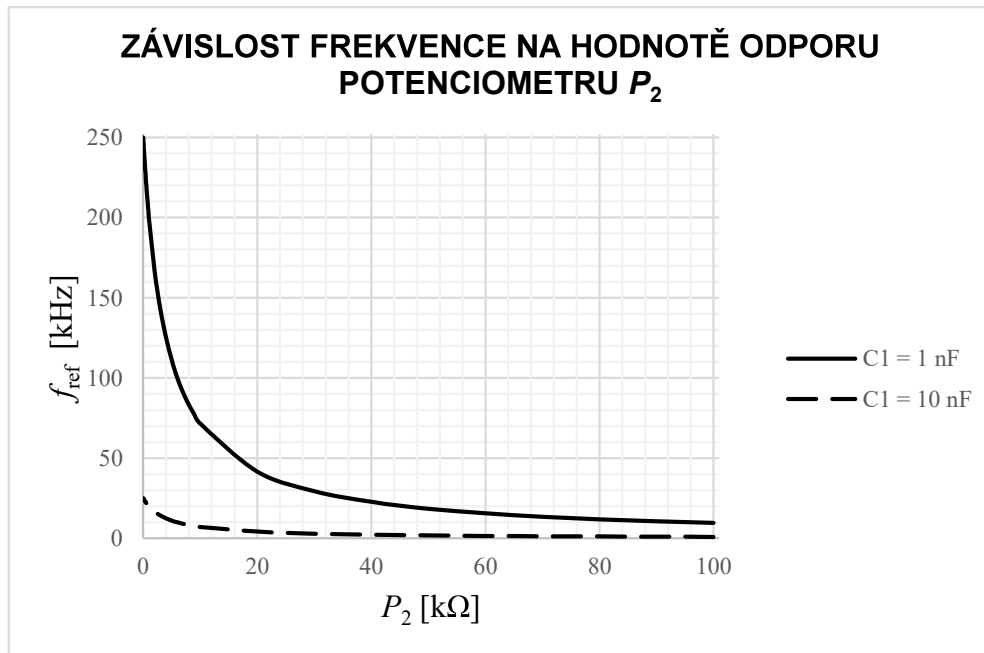
$$P_2 = \frac{1}{f_{\text{ref}} \cdot C_9} - R_7 = \frac{1}{200 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} - 4 \cdot 10^3 = 1000 \Omega \quad (3.4)$$

Amplituda a stejnosměrný offset je dán rezistory R_{11} , R_{12} a trimrem P_1 . Symetrii výstupního signálu zajišťují rezistory R_8 a R_9 . Kondenzátor C_{14} a rezistor R_{13} je horní propust, která filtruje stejnosměrnou složku.

Požadavkem je také možnost přeladění generované frekvence. To lze dosáhnout pomocí potenciometru místo rezistoru P_2 . Tabulka 3-1 obsahuje hodnoty kondenzátoru C_9 a příslušné generované frekvence.

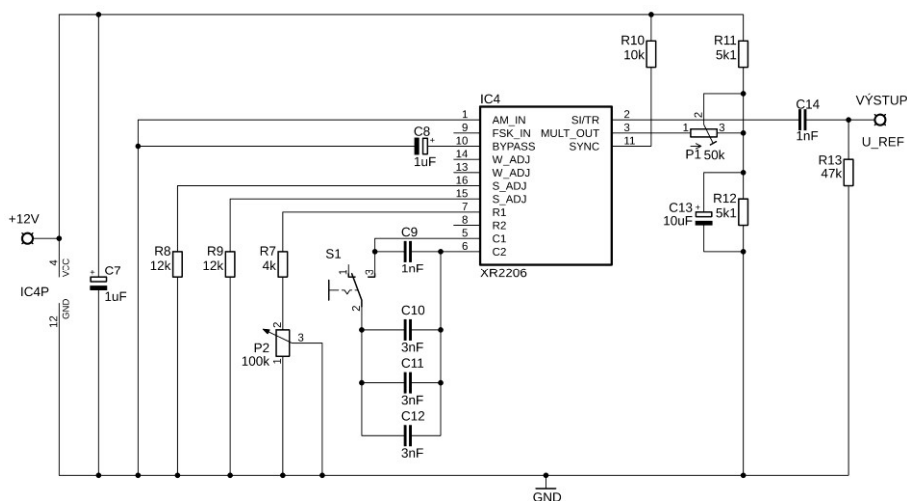
Tabulka 3-1 Maximální a minimální frekvence pro kombinace P_2 a C_9

P_2 [k Ω]	100	
C_9 [nF]	1	10
$f_{\text{ref-min}}$ [kHz]	9,615	0,962
$f_{\text{ref-max}}$ [kHz]	250	25



Obr. 3-5 Graf závislosti frekvence na odporu potenciometru

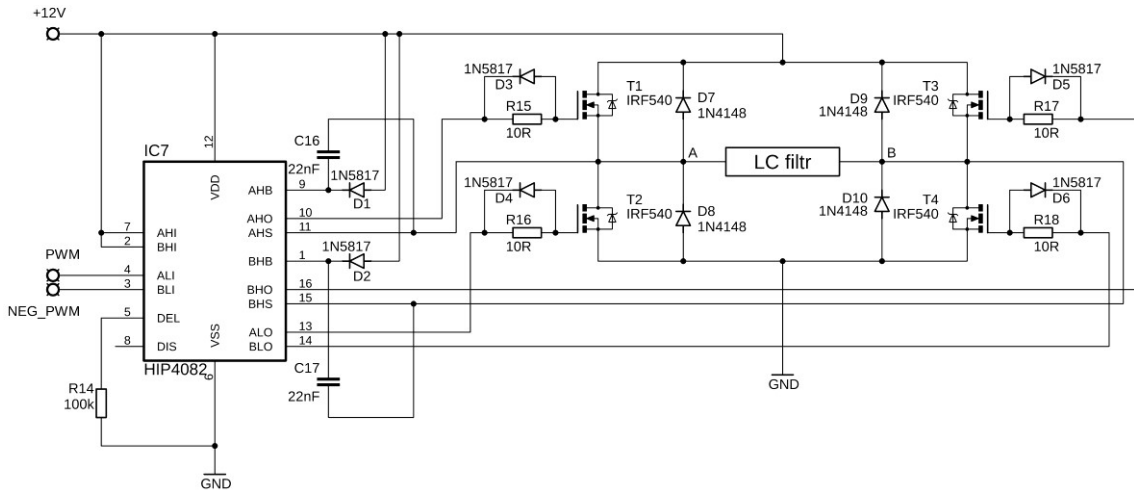
Podle obr. 3-5, na kterém je vidět, že průběh závislosti f_{ref} na odporu potenciometru P_2 je exponenciální, jsem vybral logaritmický potenciometr. Po doplnění kondenzátoru C_9 přepínačem a dalšími paralelními kondenzátory na celkovou hodnotu 10 nF. Po přepnutí přepínače bude přepnut frekvenční rozsah generátoru. Konečné zapojení generátoru je na obrázku obr. 3-6.



Obr. 3-6 Konečné schéma generátoru referenčního signálu

3.4 Koncový stupeň s budičem HIP4082

Budič HIP4082 je řídicí obvod tranzistorů, který je řízen PWM signálem, podle kterého spíná jednotlivé tranzistory zapojené do můstkového nebo půlmůstkového zapojení. Zapojení budiče a koncového stupně je na obrázku obr. 3-7. Můstkové zapojení se spíná dvojicí signálů PWM, tedy jedním signálem z komparátoru a jeho negovanou podobou na vstupech ALI a BLI. Odpořem na pinu DEL lze nastavit dead time, tedy dobu mezi spínáním tranzistorů, která zabrání zkratování koncového sepnutím tranzistorů ve stejné větvi.



Obr. 3-7 Schéma koncového stupně

K pinu DIS lze připojit logiku nadproudové ochrany. Je-li na pinu DIS logická jednička, obvod okamžitě rozezne všechny tranzistory bez ohledu na stav vstupního signálu PWM.

Obvod HIP4082 je centrem koncového stupně a vlastně celého zesilovače. Tranzistory MOSFET IRF540, které mají nízké $R_{DS(ON)}$, rychlými doby spínání a pro laboratorní přípravek dostatečným maximálním proudem. Ani maximálního výkonu tranzistorů nebude dosaženo v běžném a správném provozu.

Diody D_1 a D_2 jsou ultrarychlé křemíkové diody typu bootstrap 1N5817. Kondenzátory C_{16} a C_{17} jsou také typu bootstrap, s dielektrikem X7R a nízkým ESR a ESL. Tento typ součástek požaduje podle datasheetu [4] výrobce pro přesné a rychlé spínání výkonových tranzistorů.

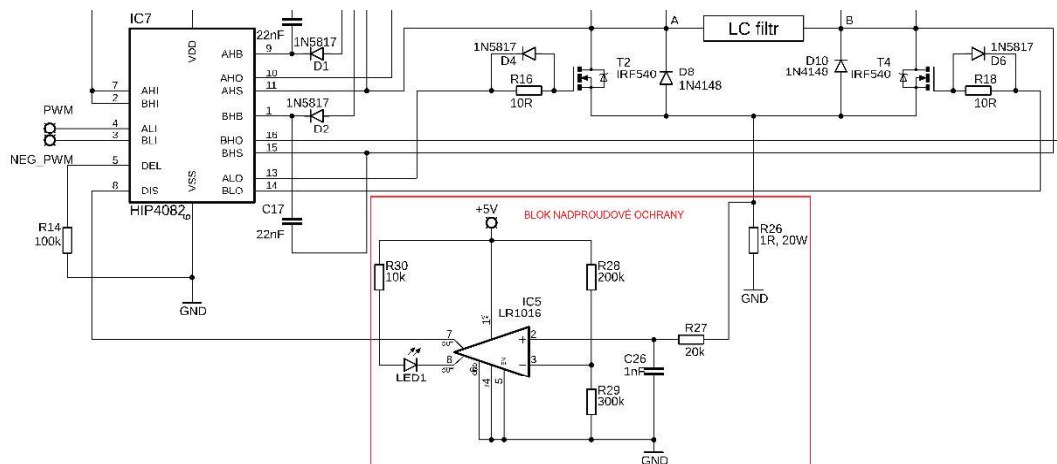
Diody D_7 až D_{10} jsou zapojeny antiparalelně. V koncovém stupni chrání tranzistory proti destrukci napěťovými špičkami generovanými spínáním induktivní zátěže. Mezi body A a B je zapojený výstupní LC filtr.

3.4.1 Nadproudová ochrana

Neproudová ochrana je zobrazena na obr. 3-8 a skládá se z referenčního odporu R_{26} , kterým prochází proud z koncového stupně. Tím na vzniká na odporu R_{26} napětí, které je po průchodu odrušovacím filtrem porovnáno s referenčním napětím vytvořeného pomocí nezátěženého děliče napětí R_{28} a R_{29} . Pokud je napětí na neinvetrujícího vstupu vyšší než referenční úroveň, je výstup komparátoru LT1016 ve stavu logické 1. Jelikož je výstup

přímo připojen k pinu DIS obvodu HIP4082 dojde k rozepnutí všech tranzistorů v koncovém stupni. Zároveň se rozsvítí signalizační LED.

Odušovací filtr je typu dolní propust prvního řádu. Mezní kmitočet je 50 kHz. Nezátížený odporový napěťový dělič je nastavený tak, že referenční hodnota napětí jsou 3 V. Opory R_{28} a R_{29} jsou voleny v rádech kiloohmů, aby jimi neprotékal zbytečně velký proud. Komparátor TL1016 byl již v návrhu zesilovače jednou použit. Pro aplikaci v bloku nadproudové ochrany je vhodný možností nesymetrického napájení, umožňuje přímý i negovaný výstup ale především je dostatečně rychlý.



Obr. 3-8 Blok nadproudové ochrany (převzato a upraveno z [1])

3.4.2 Zpětnovazební smyčka

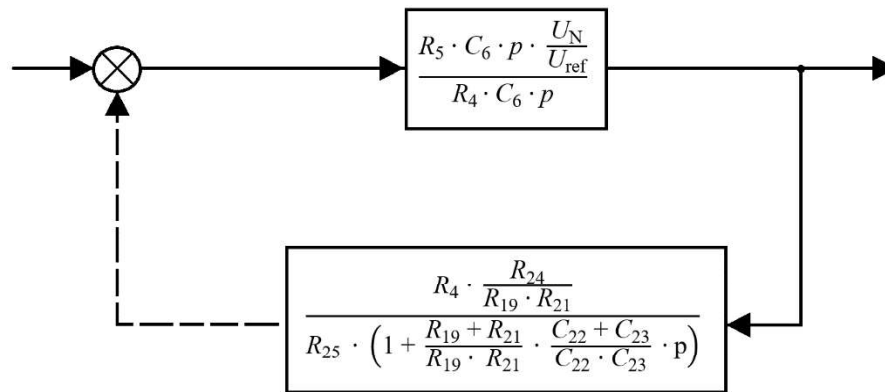
Zpětná vazba u zesilovače s můstkovým zapojením koncového stupně není nutná, ale jejím zařazením do návrh se zlepšují audio vlastnosti zařízení. Zpětnou vazbu jsem tvořil pomocí otevřené smyčky, která je tvořena vstupním filtrem, rozdílovým zesilovačem a zesilovačem odchytky. Návrh zpětnovazební smyčky jsem realizoval pomocí postupu uvedeného v [1].

Vstupní RC filtr prvního řádu typu dolní propust je tvořen rezistory R_{19} a R_{20} a kondenzátory C_{22} až C_{25} . Jeho vstup je připojen na elektrody source tranzistorů T_1 a T_3 . Tento filtr musí být schopen omezit strmou hranu vstupního signálu. Aby bylo dosaženo maximálního potlačení rušení je nutné vybrat rezistory R_{19} a R_{20} taky, aby měli, pokud možno, stejnou ohmickou hodnotu, stejně tak u kondenzátorů C_9 a C_{33} shodné hodnoty kapacity.

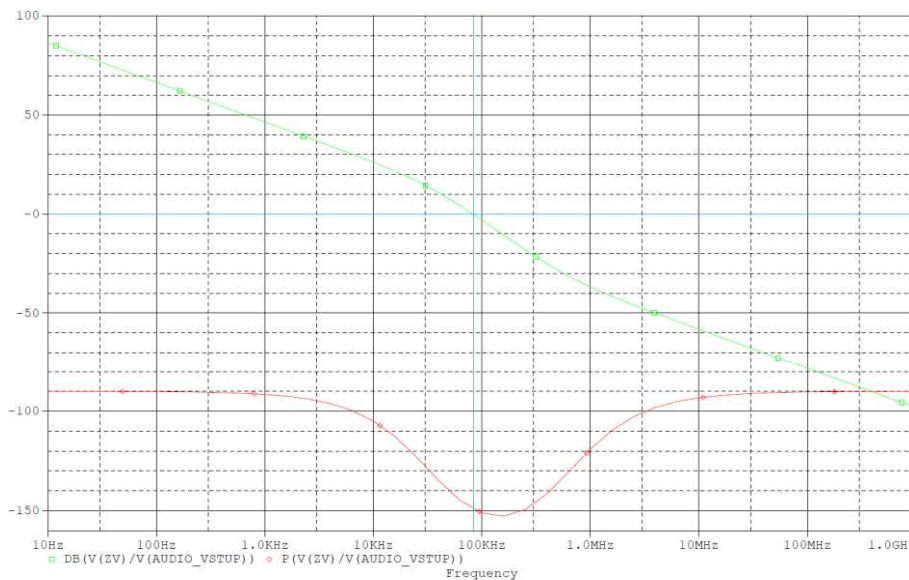
Rozdílový zesilovač odčítá napětí na invertující svorce od napětí na neinvertující svorce, výstupem je střídavý signál. Výstupní signál je spojen s přezesíleným audio signálem a společně veden do zesilovače odchytky. Zisk rozdílového zesilovače je nastaven rezistory R_{21} , R_{22} , R_{23} a R_{24} . Hodnoty těchto rezistorů by měly opět být co možná nejvíce stejné. Zisk rozdílového zesilovače by měl být přibližně roven převrácené hodnotě zisku celého zesilovače v e třídě D.

Pro realizaci rozdílového zesilovače a zesilovače odchytky jsem vybral obvod LT1208, který vyhovuje požadavkům zapojení a v provedení v klasickém pouzdře i požadavku na návrh dobře servisovatelného laboratorního přípravku.

Analýza navržené zpětnovazební smyčky byla realizována pomocí Laplaceovy transformace v programu PSpice a zjednodušených vztahů, zobrazených v diagramu na obrázku obr. 3-9, převzatých a upravených z [1].



Obr. 3-9 Diagram a vzorce zpětnovazební smyčky



Obr. 3-10 Modulová a fázová frekvenční charakteristika zpětné vazby

Z obrázku obr. 3-10 zobrazující výstup simulace zpětnovazební smyčky je patrné že modulová křivka (zelená) prochází nulovou úrovní při kmitočtu 82,97 kHz.

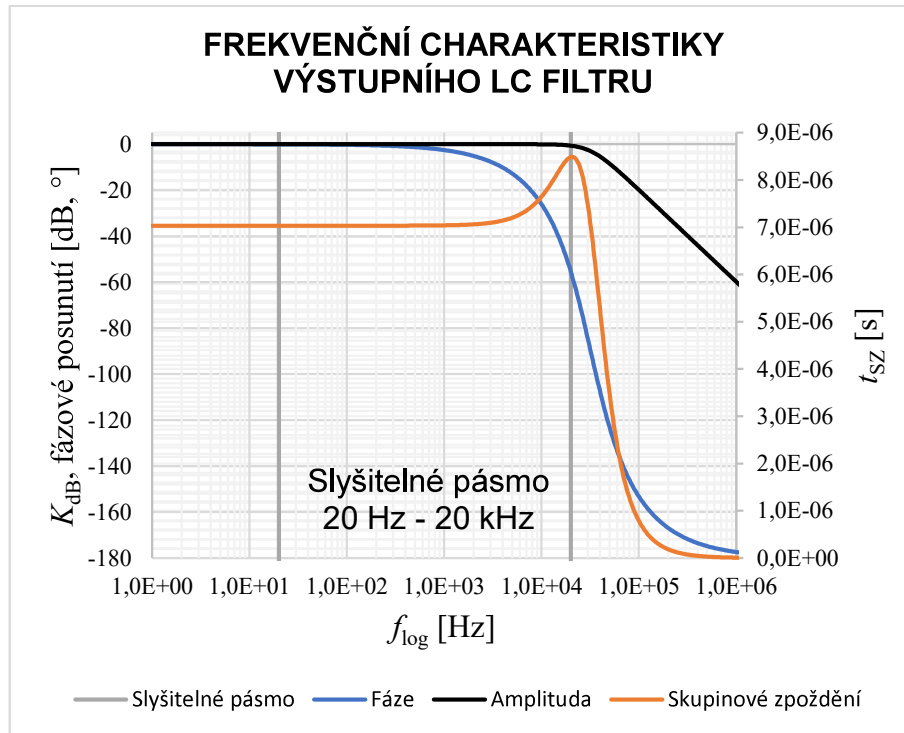
3.5 Výstupní filtr

K návrhu výstupního LC filtru jsem využil program Filter Free 2010 od firmy Nuhertz, který je doporučen v [1]. Mezní frekvenci LC filtru f_{mLC} jsem postupným laděním zvolil $f_{mLC} = 32$ kHz. Cílem bylo dosažení minimální účinku výstupního filtru ve slyšitelném pásmu a maximálního útlumu nežádoucích vysokofrekvenčních složek. Těmto požadavkům vyhovuje Butterworthova aproximace druhého řádu a její poměrně strmý přechod do nepropustného pásma.

Nastavení parametrů výpočtu filtru je vidět z obrázku obr. 3-12. Vlevo byla zvolena aproximace a typ filtru, tedy doplní propust (*Low Pass*). V poli *Order* byl zvolen řád a mezní kmitočet f_{mLC} v poli *Pass Band Freq.* Zaškrtnutím kolonky *Standart Pass Band Atten* byl zajištěn útlum přesně 3 dB na zvoleném kmitočtu. V oblasti *Implementation* jsem zvolil *Lumped*, tedy složení filtru z disktrétních součástí. V pravé části jsem nastavil odpor zdroje $0,1 \Omega$ (jedná se zaokrouhlenou hodnotu $R_{DS(ON)}$ vybraného

tranzistoru IRF540N) a odpor zátěže 4 Ω . Zaškrtnutím kolonky *Min Inductors* jsem zvolil minimální možný počet cívek.

Po stisknutí tlačítka *Frequency Resp.* program vygeneroval frekvenční charakteristiky, které bylo možné uložit jako CSV soubor. Výsledné průběhy jsou vidět na obrázku obr. 3-11.



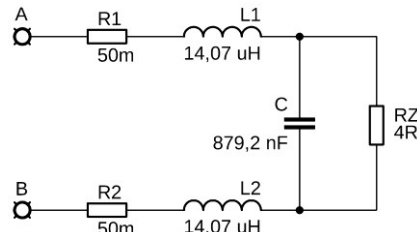
Obr. 3-11 Frekvenční charakteristiky výstupního LC filtru

Modulová frekvenční charakteristika má konstantní průběh téměř až do kmitočtu 20 kHz, kdy má útlum 0,5 dB. Na kmitočtu 1 MHz filtr tlumí o 60 dB. Fázová kmitočtová charakteristika je konstantní pouze v první polovině slyšitelného pásma, na vyšších kmitočtech filtr zpožďuje fázové posunutí až na -58° . Tato skutečnost znamená, že filtrem se bude zavádět mírné přispění k harmonickému zkreslení THD. Skupinové zpoždění je v řádech mikrosekund. Většinu slyšitelného pásma je rovno 7 μ s, ke kmitočtu 20 kHz stoupá na hodnotu 8,5 μ s. Skupinové zpoždění také mírně přispěje ke zhoršení THD, ovšem, pro lidské ucho, neznatelnou měrou.



Obr. 3-12 Program Filter Free 2010

Stiskem tlačítka *Synthesize Filter* program vygeneroval schéma s několika možnostmi hodnot součástek. Pro připojení filtru k můstkovému zapojení je potřeba v okně se schématem zaškrtnout políčko *Balance*. Já si vybral možnost poslední, a to s kapacitou $C = 879,2 \text{ nF}$ a indukce $L_1 = L_2 = 14,07 \text{ }\mu\text{H}$.



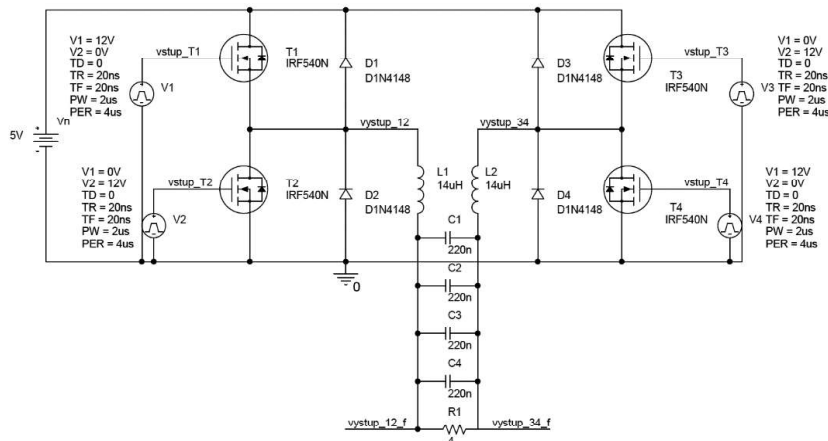
Obr. 3-13 Schéma výstupního LC filtru

Je samozřejmostí, že na DPS nebude kapacita filtru realizována jedním kondenzátorem, jak uvádí obrázek obr. 3-13, ale paralelní kombinací technologicky vhodných kondenzátorů abych docílil celkové hodnoty kapacity, která se blíží k vypočtené hodnotě. Kondenzátory jsou ve schématu (v příloze 1) označeny C_{18} až C_{21} . S poznatky z teoretické části jsem přistoupil k zaokrouhlení požadované hodnoty kapacity na 880 nF a zvolil jsem paralelní kombinaci čtyř kondenzátorů s polypropylenovým dielektrikem o kapacitě 220 nF od firmy Wima. Cívky budou navinuty na karbonylovém jádře s vinutím z vodiče o průměru $0,45 \text{ mm}$, průřezem $1,4 \text{ mm}^2$.

3.6 Simulace koncového stupně a výstupního filtru

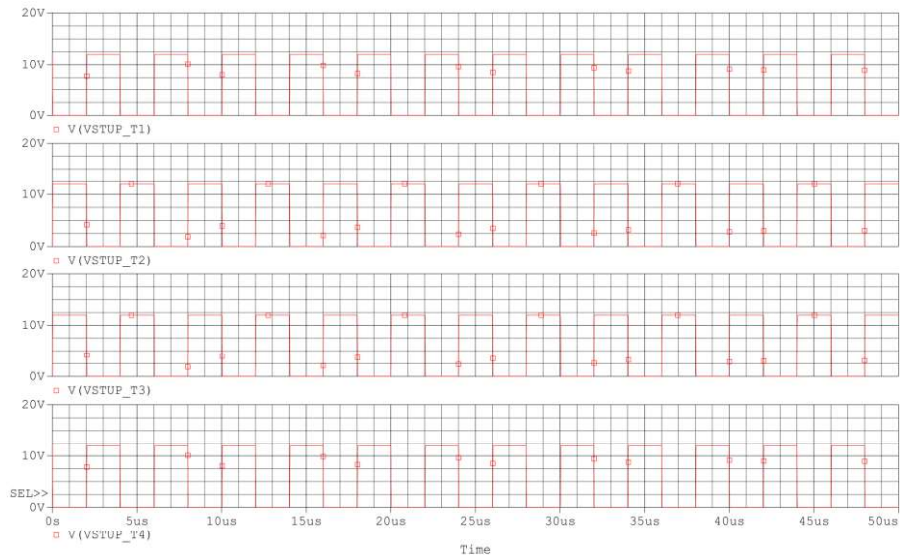
Simulaci funkce koncového stupně a výstupního filtru jsem provedl ve zjednodušené formě. Základní verze programu OrCad nabízí sestavení a simulaci obvodů do určitého počtu uzlů. Proto jsem řídicí obvod HIP4082 nahradil zdroji napětí obdélníkového signálu, které jsem nastavil tak, aby suplovali práci budiče. Toto zjednodušení naráží na fakt, že budič neustále mění střidu výstupních spínacích signálů podle vstupních PWM signálů z komparátoru. Simulaci jsem tedy provedl při frekvenci 250 kHz a střídě 50% která odpovídá nulovému konstantnímu signálu.

Obrázek obr. 3-14 je vidět způsob nahrazení budiče koncového stupně zdroji obdélníkového signálu. Ostatní prvky byly zachovány.



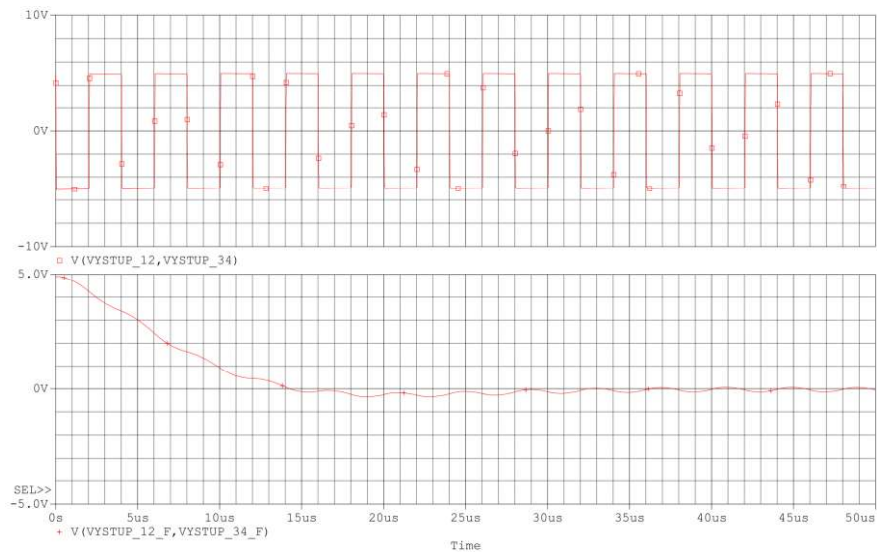
Obr. 3-14 Schéma koncového stupně s výstupním filtrem pro simulaci

Průběhy na obrázku obr. 3-15 spínání jednotlivých tranzistorů jsou v rámci správné funkce můstkového zapojení koncového stupně shodné vždy s protilehlým tranzistorem. Tedy tranzistor T1 je sepnutý společně s tranzistorem T4, tranzistory T2 a T3 jsou rozepnuté. A naopak tranzistor T2 je sepnutý společně s tranzistorem T3, tranzistory T1 a T4 jsou rozepnuté.



Obr. 3-15 Spínací signály tranzistorů

Obrázek obr. 3-16 ukazuje průběhy rozdílových napětí před a za výstupním filtrem. Průběh napětí před filtrem je simulován mezi uzly *výstup_12* a *vystup_34*. Je vidět, že díky můstkovému zapojení a správné funkci spínání tranzistorů, se na vstupu filtru vyskytuje opět střídavé obdélníkové napětí s amplitudou 10 V. Je to první místo po komparaci kdy se zpracováváný audio signál vrtací ze stejnosměrné podoby PWM do střídavé podoby. Při signálu průchodu výstupním filtrem jsou utlumeny vysokofrekvenční složky spektra obdélníkového signálu a ponechány pouze signály ve slyšitelném pásmu. Protože jsou tranzistory simulovány se střídou 50 %, tak se výstupní filtrovaný signál ustálí na nulové hodnotě napětí.



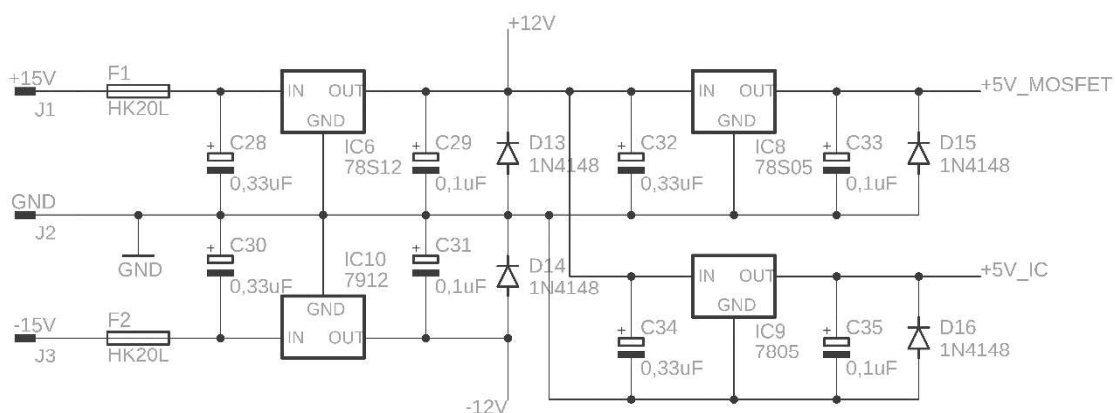
Obr. 3-16 Průběhy signálu před a za výstupním filtrem

4. NÁVRH PŘÍPRAVKU

V této kapitole bude popsán návrh napájení pro laboratorní přípravek. Výpočty a výběry chladičů pro stabilizátory a výkonové tranzistory MOSFET koncového stupně. Rozbor realizovaného návrhu čelního panelu s měřicími svorkami a ovládacími prvky. Dále návrh desky plošného spoje. Návrh konstrukce přípravku s popisem mechanického sestavení a realizovaným 3D modelem. Obrázky uvedené v této kapitole nejsou kompletními konstrukčními podklady, ty jsou uvedeny v přílohách.

4.1 Návrh napájení

Přípravek bude napájen z laboratorního zdroje. Na vstupní svorky se bude připojovat symetrické napětí ± 15 V. K správné funkci je potřeba symetrické napájení ± 12 V a nesymetrické napájení $+5$ V. Zvolil jsem návrh pomocí lineárních stabilizátorů řady 78xx a 79xx. Při vstupu se nachází pojistky. Za nimi se nachází stabilizátory 78S12 a 7912 v doporučeném zapojení dle datasheetu. Ty tvoří symetrické napájení ± 12 V. Z kladné části se dále odvíjí zapojení silnějšího stabilizátoru 78S05, které tvoří napájení pro koncový stupeň. Stejný vstup jako předešlý využívá i druhý stabilizátor 7805, který napájí integrované obvody. Rozdělené napájení pro integrované obvody a pro napájení koncového stupně jsem zvolil proto aby spínání tranzistorů v koncovém stupni nezavádělo zbytečné kolísání napájení integrovaných obvodů. Kompletní schéma napájení je na obrázku obr. 4-1.



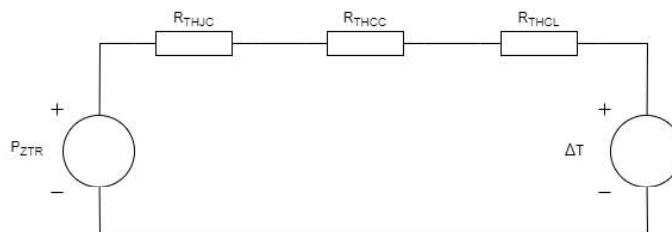
Obr. 4-1 Schéma napájecího zdroje přípravku

4.1.1 Chlazení stabilizátorů

Chlazení součástek je obecně důležité z důvodu jejich životnosti a stability parametrů tedy i stabilní funkci dané součástky. Nechlazený stabilizátor přestává udržovat danou stabilní úroveň napětí na výstupní svorce a klesá proudová zatížitelnost. Dlouhodobé provozování takového stabilizátoru vede k trvalému poškození této součástky. Principem chlazení je převedení tepelné energie z povrchu pouzdra součástky do materiálu chladiče. Chladiče jsou konstruovány z dobře tepelně vodivých materiálů, aby dostatečně odebíraly teplo ze součástky a následně předávaly do okolního prostředí.

Chlazení stabilizátorů jsem pro laboratorní přípravek navrhl jako nezávislé, tedy každý stabilizátor má svůj chladič.

Výrobce udává maximální teplotu stabilizátoru 125°C. Teplotu okolí jsem zvolil 30°C. Dále výrobce uvádí tepelný odpor přechodu čip-pouzdro R_{THJC} 5 K/W. Při výpočtu tepelného odporu chladiče se uvažuje ztrátový výkon P_{ZTR} , tepelný odpor přechodu čip-pouzdro R_{THJC} , tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič R_{THCC} a tepelný rozdíl ΔT . Hodnota R_{THCC} 0,3 K/W odpovídá přechodu pouzdro-chladič opatřenému teplovodivou pastou. Následující výpočty byly prováděny podle náhradního schématu tepelného obvodu jednoho stabilizátoru na obrázku obr. 4-2.



Obr. 4-2 Náhradní schéma tepelného obvodu jednoho stabilizátoru

$$\Delta T = T_{\text{maximální}} - T_{\text{okolí}} = 125 - 30 = 95^{\circ}\text{C} \quad (4.1)$$

Výpočet bude proveden pro stabilizátor 78S05, tedy nejzatíženější prvek zdroje.

$$P_{ZTR} (R_{THJC} + R_{THCC} + R_{THCL}) = \Delta T \quad (4.2)$$

$$R_{THCL} = \frac{\Delta T}{P_{ZTR}} - (R_{THJC} + R_{THCC}) = \frac{95}{7} - (5 + 0,3) = 8,27 \text{ K/W} \quad (4.3)$$

V návrhu jsem dále vybral chladič, který má maximálně vypočtený tepelný odpor R_{THCL} . Vypočtenému parametru odpovídá chladič V68-50SA s tepelným odporem 4,8 K/W

Následující Tabulka 4-1 uvádí potřebné tepelné odpory chladičů ostatních stabilizátorů zdroje. Jako vhodný chladič pro ostatní stabilizátory jsem zvolil V4330N s tepelným odporem 13,5 K/W. Z tabulky je dále patrné, že stabilizátor 7912 téměř nepotřebuje chlazení. Je to dané konstrukcí celého přípravku, kdy napětí -12 V využito pouze u integrovaného obvodu IC1 TL072.

Tabulka 4-1 Tabulka maximálních výkonů a tepelných odporů chladičů

	ΔU [V]	I_{max} [A]	P_{ztr} [W]	R_{THJC} [K/W]	R_{THCC} [K/W]	R_{THCL} [K/W]
78S12	3	1,25	3,75	5	0,3	20,03
7912	3	0,005	0,015			6328
78S05	7	1	7			8,27
7805	7	0,2	1,4			62,56

4.2 Chlazení výkonových tranzistorů MOSFET

Pro zvolení správného chladiče tranzistorů koncového stupně, je stejně jako předešlém případě znát celkový ztrátový výkon na tranzistorech. Stanovení tohoto výkonu však není tak snadné, protože tranzistory pracují ve spínacím režimu, projevují se u nich statické ztráty a ztráty dynamické.

Pro stanovení statických ztrát je potřeba znát efektivní hodnotu proudu I_{Def} protékající přes tranzistor a odpor mezi elektrodami drain a source v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$.

$$I_D = \frac{U_{KS}}{R_Z} = \frac{5}{4} = 1,25 \text{ A} \quad (4.4)$$

Tranzistory jsou v klidovém stavu spínány obdélníkovými pulzy se střídou 50%, potřebná efektivní hodnota je tedy rovna polovině maximálního proudu. Statické ztráty jsou stanoveny podle následujícího vztahu.

$$P_{statické} = I_{Def}^2 \cdot 2 \cdot R_{DS(ON)} = \left(\frac{1,25}{2}\right)^2 \cdot 2 \cdot 0,052 = 0,041 \text{ W} \quad (4.5)$$

Dalšími ztrátami jsou ztráty na hradle P_{gate} , které jsou dány nábojem hradla Q_g , spínacím napětím $U_{spínací}$, spínací frekvencí $f_{spínací}$, která je rovna frekvenci referenční z generátoru. Pro určení P_{gate} je uvažována nejvyšší možná frekvence 250 kHz.

$$P_{gate} = Q_g U_{spínací} f_{spínací} = 94 \cdot 10^{-9} \cdot 12 \cdot 250 \cdot 10^3 = 0,282 \text{ W} \quad (4.6)$$

Největší ze ztrát jsou ztráty způsobené spínáním $P_{spínací}$. Jsou dány maximálním proudem I_D , napětím na koncovém stupni U_{KS} , náběžnou a sestupnou hranou spínacího signálu, spínací frekvencí, výstupní kapacitou C_{OSS} a nábojem integrovaní diody Q_{rr} .

$$P_{spínací} = \frac{5}{24} I_D U_{KS} (t_r + t_f) f_{spínací} + \frac{1}{2} C_{OSS} U_{KS}^2 f_{spínací} + \frac{1}{2} Q_{rr} U_{KS} f_{spínací} \quad (4.7)$$

$$P_{spínací} = \frac{5}{24} \cdot 1,25 \cdot 5 \cdot (39 + 33) \cdot 10^{-9} \cdot 250 \cdot 10^3 + \frac{1}{2} \cdot 330 \cdot 10^{-12} \cdot 5^2 \cdot 250 \cdot 10^3 + \frac{1}{2} \cdot 1,6 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 250 \cdot 10^3 = 1,025 \text{ W} \quad (4.8)$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru jsou součtem předešlých dílčích ztrát.

$$P_{spínací} = P_{statické} + P_{gate} + P_{spínací} = 0,041 + 0,282 + 1,025 = 1,348 \text{ W} \quad (4.9)$$

Výpočty pro stanovení maximálního možného tepelného odporu chladiče jsou stejné jako v předešlém případě chlazení stabilizátorů. I zde jsem zvolil nezávislé chlazení, tedy každý tranzistor má svůj chladič. Tranzistory a stabilizátory mají shodná pouzdra TO220, a tedy i hodnoty tepelného odporu přechodu čip-pouzdro R_{THJC} jsou řádově podobné. Přechod pouzdro-chladič je i zde opatřen teplovodivou pastou jeho hodnota je tedy stejná R_{THCC} 0,3 K/W. Rozdíl teplot ΔT zůstává rovněž stejný. Maximální tepelný odpor chladiče tranzistoru je stanoven podle následujícího vztahu. Vysoký možný tepelný odpor chladiče je srovnatelný s tepelným přechodem pouzdro-prostředí R_{THJA} , to znamená, že by bylo možné provozovat tranzistory i bez chlazení. Ale s předpokladem

provozování přípravku v laboratoři, a to i režimu výstupu na prázdno, tedy bez proudového zatížení. Je vhodné tranzistory osadit chladiči DO1A s tepelným odporem 21 K/W.

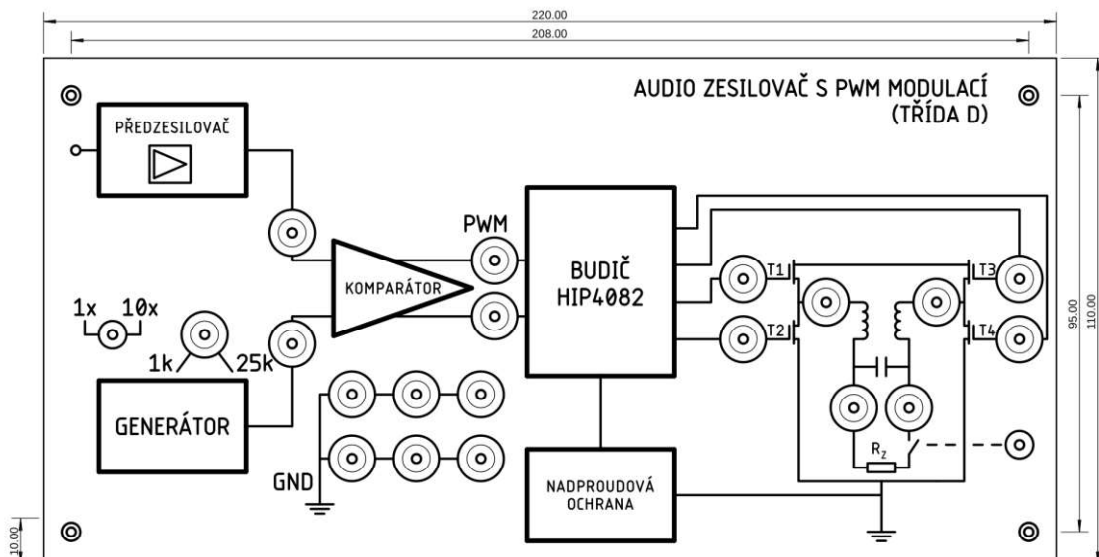
$$R_{THCL} = \frac{\Delta T}{P_{ZTR}} - (R_{THJC} + R_{THCC}) = \frac{95}{1,348} - (5 + 0,3) = 65,17 \text{ K/W} \quad (4.10)$$

4.3 Čelní panel

Deska čelního panelu je vyrobena z cuprexitové desky, kdy byla odleptána přebytečná měď. Deska čelního panelu je 220 mm dlouhá a 110 mm široká. Montážní otvory mají rozteč 208 mm a 95 mm. Vzhled čelního panelu ukazuje obrázek obr. 4-3.

Čelní panel obsahuje 12 měřicích svorek a 6 zemních svorek. Přepínač rozsahu frekvenčního generátoru, potenciometr nastavení frekvence generátoru a spínač odpojující zatěžovací odpory. Na čelním panelu se nachází blokové schéma audio zesilovače v třídě D. Koncový stupeň s výstupním filtrem je zakreslen schématickými značkami pro lepší pochopení funkce audio zesilovače spínané koncepce při měření v rámci laboratorní výuky. Na čelním panelu nejsou vyznačeny bloky, které nejsou součástí měření, ale pro funkci jsou nezbytně důležité, tedy napájení a blok zpětné vazby.

Rozmístění měřicích bodů odpovídá požadavkům na měření a logickému uspořádání, kdy vstup je vlevo a výstup vpravo. Bude možné pozorovat a měřit vstupní signál po předzesílení, referenční trojúhelníkový signál z generátoru, PWM výstupní signály komparátoru, spínání všech čtyřech tranzistorů koncového stupně a výstupní signál před a po filtraci výstupním filtrem, a to jako na prázdno, tak se zapojenou zátěží. Při rozmísťování jednotlivých svorek jsem dbal na symetrii a souosost párových svorek. Stejně důležité bylo při návrh uvažovat velikost svorek a banánkových konektorů, aby nedošlo ke kolizi při měření.



Obr. 4-3 Deska čelního panelu s rozměry

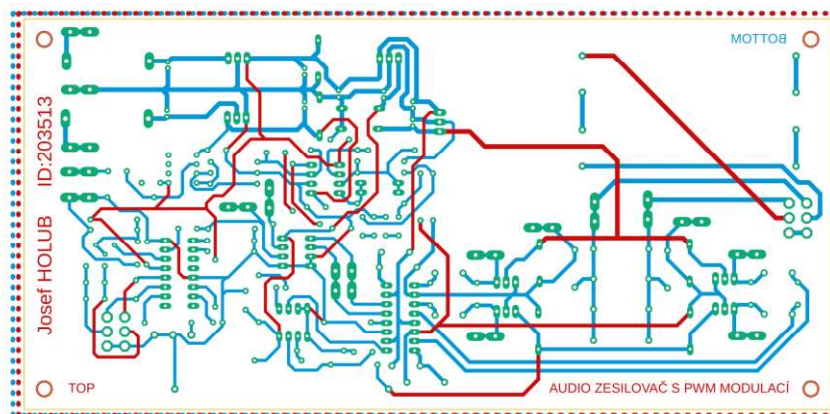
4.4 Deska plošného spoje

Desku plošného spoje zesilovače jsem navrhl jako jednu oboustrannou desku integrující na sobě obvody napájení i samotného zesilovače. Rozmístění součástek jsem volil podle schématu a podle velikosti jednotlivých součástek ale i podle velikosti příslušných komponentů jako jsou chladiče a patice. Takže při pohledu na DPS shora jsou od levé strany za sebou vstupní obvod, komparátor, budič koncového stupně a zcela vpravo koncový stupeň s výstupním filtrem. Vlevo dole je umístěn generátor referenčního signálu a nahoře pak obvody napájení. Rozmístění bloků názorně zobrazuje obr. 4-4.



Obr. 4-4 Rozdělení bloků na DPS

Na straně BOTTOM je vedena převážná část signálových spojů, naopak na straně TOP jsou vedeny napájecí spoje k integrovaným obvodům a několik signálových spojů, jejichž vedení na straně BOTTOM by bylo velice komplikované. Jak je z příložených obrázků obr. 4-4 a obr. 4-5 patrné, jsou všechny součástky v pouzdře THT. Prokovení mezi vrstvami jsem navrhl přes vývody. Tento způsob by nebyl možný při použití součástek v pouzdrech SMD. Vylitou zemní plochu jsem navrhl na obou stranách DPS. V rozích DPS jsem navrhl montážní otvory pro ukotvení do přípravku pomocí distančních sloupků. Rozteč montážních otvorů je stejná jako u desky čelního panelu.



Obr. 4-5 Trasování spojů na DPS (není zobrazena zemní plocha)

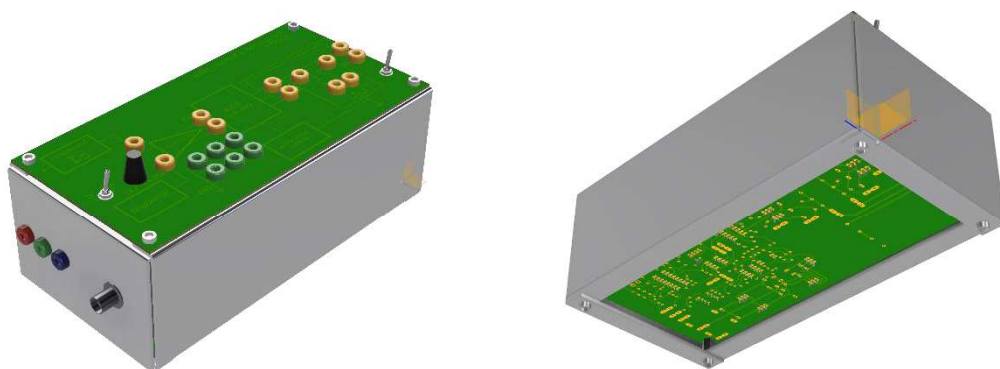
4.5 Konstrukce přípravku

Krabička je sestavená ze čtyř hliníkových profilů, které tvoří boční stěny. Tyto boční stěny jsou ve dvou různých délkách pro delší a kratší stranu přípravku. Delší stěna je dlouhá 220 mm, kratší je dlouhá 110 mm. Obě bočnice jsou vysoké 75 mm. DPS je uložena na čtyřech distančních sloupcích M4 10 mm typu matka-šroub. Kvůli značné výšce chladičů stabilizátorů je potřeba zajistit dostatečný prostor mezi DPS zesilovače a čelním panelem. Proto jsem zvolil použití čtyřech distančních sloupků M4 60 mm typu matka-matka. Ovšem je nutné tyto distance zkrátit o 2 mm aby nedošlo k mechanické kolizi s bočním hliníkovým profilem. Je také možné tuto distanci realizovat kombinací sloupků M4 40 mm typu matka-šroub a M4 18 mm typu matka-matka. Čelní panel slouží i jako vrchní stěna krabičky. Je upevněna čtyřmi šrouby M4, které spojují dohromady bočnice, čelní panel a distanční sloupky mezi DPS a čelním panelem. Další čtyři šrouby jsou na spodní straně a spojují dohromady bočnice a spodní distanční sloupky, na kterých je uložena DPS. Levá boční stěna má montážní otvory pro svorky napájení a osazení BNC konektoru pro vstup audio signálu. Spodní stěnu jsem nechal v návrhu otevřenou bez zakrytí. Při správném používání, tedy umístěním čelním panelem nahoru na uklizeném stole, není toto řešení nebezpečné.

4.5.1 Model 3D

Modelování přípravku jsem provedl v programu Autodesk Fusion 360, který umožňuje import dat z programu Eagle. Tím byla zjednodušena práce na modelování samotných DPS i s osazením součástek a čelního panelu. Konstrukční prvky jako jsou boční stěny, distanční sloupky, šrouby, přepínače, svorky a další jsem si namodeloval sám. Z dílčích komponentů jsem následně sestavil celek.

Obrázek obr. 4-6 ukazuje výsledný model ve dvou pohledech. Je zde vidět boční stěna se svorky napájení a BNC konektorem. Čelní panel s měřicími svorkami a ovládacími prvky. Pohled na spodní stranu, která není zakrytována. Na obrázku je také vidět importovaná deska čelního panelu z programu Eagle, která je opatřena zeleným nepájitelným lakem. Při realizaci bude ovšem použit čirý lak pro lepší čitelnost čelního panelu a lepší orientování při měření.



Obr. 4-6 3D model laboratorního přípravku

5. LABORATORNÍ ÚLOHA

Laboratorní úloha je zpracována tak, aby zapadala do skupiny úloh z předmětu Audioelektronika. Úvodem je popsána funkce zesilovače pracujícího ve třídě D stručně po jednotlivých blocích. Větší pozornost je věnována pulzně šířkové modulaci, která je stěžejní pro zesilovače spínané koncepce. Úvod je doplněn obrázky znázorňující vznik PWM, blokové i celkové schéma audio zesilovače v měřeném přípravku.

Prvním úkolem je změření modulové kmitočtové charakteristiky zesilovače. Ta stanovena změřením výstupních napětí na určitých kmitočtech vstupního signálu s udržováním konstantního napětí vstupního signálu a konstantní frekvence referenčního signálu f_{ref} . Z charakteristiky se stanoví šířka pásma B .

Druhý úkol je zaměřený na porovnání vstupního a výstupního signálu v časové oblasti. Tedy zjištění zesílení a vlivu kmitočtu referenčního signálu z generátoru na zesílený signál. Výstupem budou tři oscilogramy.

S různými kmitočty generátoru pracuje i další úloha, kde je cílem pozorování signálů před a za komparátorem. Tedy pozorování vzniku PWM a vlivu referenčního kmitočtu na podobu PWM signálu. Výstupem budou dva oscilogramy, jeden pro případ nesplněné vzorkovací podmínky a druhý pro případ splnění této podmínky. Z řádného oscilogramu studenti dále zjistí hodnotu střídavé PWM signálu pro minimum a maximum vstupního harmonického signálu.

Čtvrtým úkolem je zaznamenání spínání tranzistorů koncového stupně. Nejlépe všech čtyř najednou tak, aby bylo patrné, jak takový koncový stupeň pracuje a jak ze stejnosměrné modulace vytváří zpět střídavý signál.

Posledním úkolem je proměření činnosti výstupního LC filtru. Hlavně tedy porovnáním rozdílu mezi obdélníkovým signálem vystupujícího z koncového stupně a harmonického signálu vystupujícího z LC filtru, který vysokofrekvenční složky odstraní. Výstupem budou průběhy v časové oblasti znázorňující signály před a za filtrem. Doplněné obrázky spekter těchto signálů.

Závěrem se studenti vyjádří k naměřeným hodnotám, k průběhům získaných během měření. Vloží komentář k pozorovaným vlivům. A porovná s teorií, případně s výsledky měření zesilovačů jiných koncepcí v rámci ostatních úloh.

Vzor laboratorní úlohy je obsažen na konci jako externí příloha.

6. ZÁVĚR

V této práci byly navrženy jednotlivé funkční bloky podle blokového schématu uvedeného ve třetí kapitole. Vstupní obvod je navržen z ověřených součástí, které mám osobně ověřené z jiných vlastních audio aplikací. Vstupní obvod je jednoduchý, ale funkční koncepce bez dalších funkcí jako například ovládaní hlasitosti nebo korekcí signálu. Tyto pokročilé funkce jsou obsaženy v jiných měřených úlohách. Pulsně šířkový komparátor bude tvořen ultra rychlým integrovaným obvodem. Výhodou tohoto komparátoru je nesymetrické napájení a integrované osazení přímým i negovaným výstupem. Generátor referenčního signálu bude tvořen integrovaným obvodem, který umožňuje ladění výstupního signálu změnou hodnot pasivních součástí na určitých vývodech. Osazení potenciometru jako ladění a hlavně jeho kvalita může zanechat jistou nepřesnost generovaného signálu, ale pro demonstrování principu funkce spínaných zesilovačů bude tato nepřesnost zanedbatelná. Koncový stupeň jsem na doporučení uvedeného v [1] navrhl s budičem od firmy Intersil. V kapitole 3.6 je uvedena simulace koncového stupně. Jedná se o ověřené a používané budiče v zesilovačích pracujících ve třídě D. Navržený budič a výkonové tranzistory dokážou spínat mnohonásobně vyšší napětí, než bude používané v přípravku, nehrozí tak jejich zničení vlivem přetížení. Před destrukcí koncového stupně bude chránit také nadproudová ochrana, která je navržena se stejným obvodem jako v PWM komparátoru. Tím je zaručena dostatečná rychlost rozpojení koncového stupně. Nadproudová ochrana je také navržena se signalizační diodou. Zpětná vazba je navržena podle návodu uvedeného v [1] a bude tvořena rozdílovým zesilovačem a zesilovačem odchylky. Výše uvedené výsledky simulace v kapitole 3.4.2 jsou více než dostačující. Výstupní filtr jsem navrhl jako LC filtr druhého řádu s Butterworthovou aproximací, v rámci návrhu byl filtr simulován pomocí návrhového programu.

Po návrhu z elektrického pohledu následoval návrh konstrukce a napájení přípravku. Jelikož bude přípravek napájen z laboratorního zdroje, zvolil jsem pro vlastní napájení zesilovače lineární stabilizátory známé řady 78xx a 79xx. Na pájení je rozděleno na dvě větve, jedna pro napájení integrovaných obvodů a druhá pro napájení koncového stupně. Dále byly provedeny návrhy chlazení stabilizátorů a tranzistorů koncového stupně. Chladiče jsem volil tak, aby byla zaručena robustnost a spolehlivost přípravku. Té napomáhá i nadproudová ochrana a možnost celkového odpojení zatěžovacích odporů, kdy lze přípravek provozovat s výstupem naprázdno. Tedy lze zapojené součástky provozovat s nízkým zatížením. Na čelním panelu je zobrazeno zjednodušené blokové schéma, které pomůže s orientací při měření laboratorní úlohy. Koncový stupeň je pro lepší pochopení funkce znázorněn ve zjednodušeném disktrétním zapojení. Měřicí body jsou umístěny přímo na cesty signálu. Přepínače a potenciometr jsou umístěny, tak aby bylo jasné, jakou část přípravku ovládají. Samotnou desku plošného spoje zesilovače jsem navrhl jako oboustrannou a integrující na sebe všechny bloky zesilovače i obvody napájení. Díky dvou vrstvám, bylo snadné rozvést napájení k integrovaným obvodům a výkonovým prvkům s dostatečnou šířkou cesty.

Konstrukci přípravku jsem navrhl s plechovými profily jako bočnice. Čelní panel tvoří zároveň vrchní stěnu chránící DPS zesilovače. Spodní strana je otevřená. Deska zesilovače je mezi spodní a vrchní plochu profilu upevněna pomocí distančních sloupků, které jsou voleny tak, aby na se na konstrukci přípravku nenacházela matka. Montážní

otvory jsou samozřejmě kompatibilní na všech částech, tedy bočnice, DPS a čelní panel. Sestavitelnost potvrzuje i 3D model, který nevykazuje žádné kolize.

Laboratorní úloha obsahuje kromě úvodu s krátkým vysvětlením funkce zesilovače ve třídě D a celkového schématu i pět měřicích úkolů. Základem je modulová frekvenční charakteristika, další úkoly jsou zaměřeny na podobu signálů v rámci struktury zesilovače s různě nastavenými parametry.

Výstupem bakalářské práce je blokové a celkové schéma zesilovače pro laboratorní přípravek. Dále simulace funkce důležitých bloků. Podklady pro laboratorní úlohu. Byl vymodelován 3D model přípravku a vytvořeny kompletní konstrukční podklady pro výrobu. Bohužel kvůli nečekané a nepříznivé situaci roku 2020 nebylo možné přípravek vyrobit, oživit, kontrolně změřit a předat do výuky předmětu Audioelektronika.

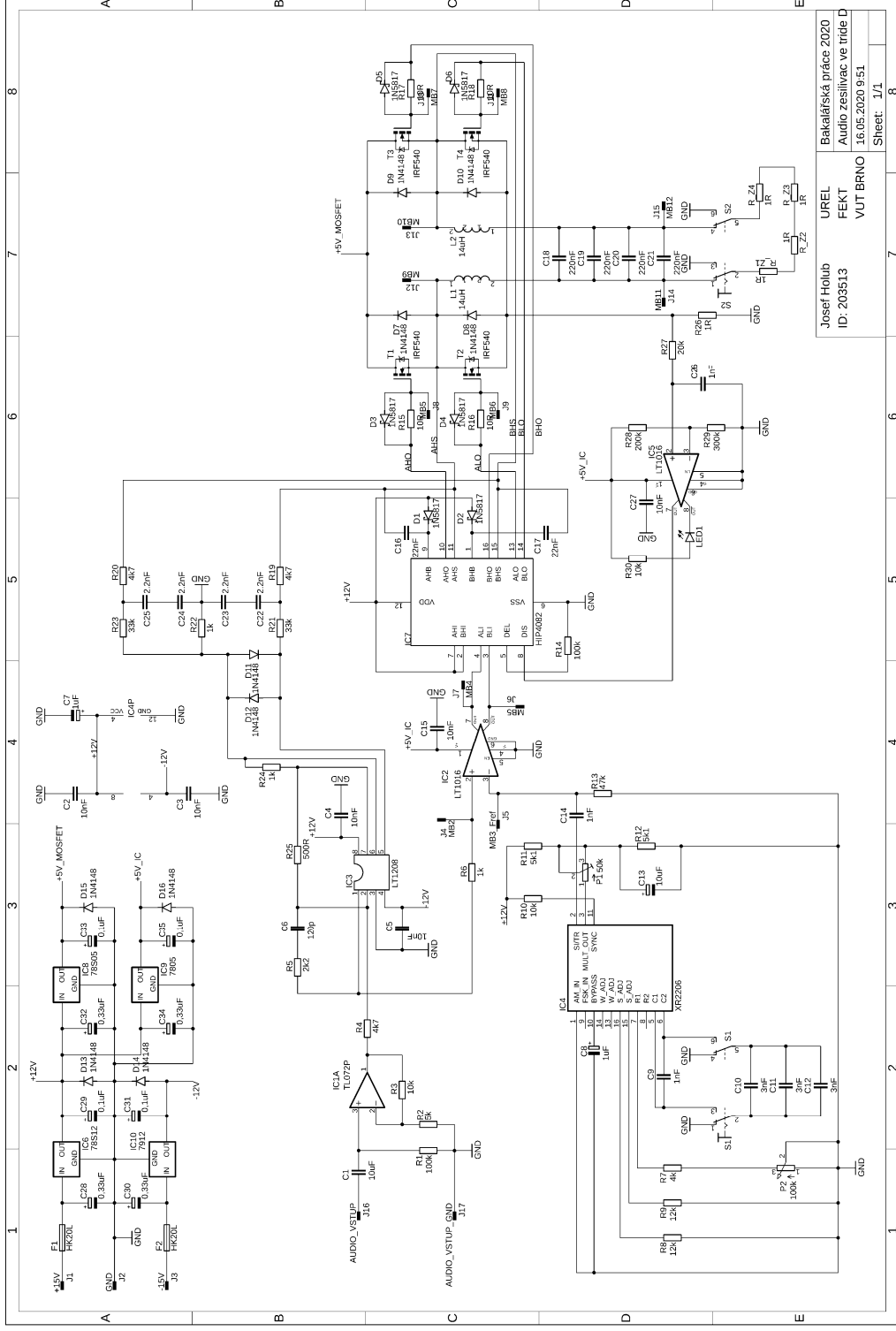
Literatura

- [1] 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.
- [2] Počítačová 3D grafika [online]. 14. 6. 2019 [cit. 2020-05-20]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Po%C4%8D%C3%ADta%C4%8Dov%C3%A1_3D_grafika
- [3] XR2206 [online]. 8. února 2008 [cit. 2019-11-16]. Dostupné z: https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206_104_020808.pdf
- [4] Datasheet HIP4082 [online]. 30. září 2015 [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: <https://www.renesas.com/us/en/www/doc/datasheet/hip4082.pdf>
- [5] Datasheet IRF540N [online]. 13. května 1998 [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/67691.pdf>
- [6] Datasheet LT1016 [online]. [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/lt1016.pdf>
- [7] Datasheet TL072 [online]. Březen 2001 [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: http://www.ben.cz/_d/datasheet/tl072.pdf
- [8] Datasheet 1N5817 [online]. [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/1n5817.pdf>
- [9] Datasheet 1N4148 [online]. [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds12019.pdf>

Seznam příloh

Příloha 1 - Schéma zapojení zesilovače.....	46
Příloha 2 - Soupiska součástek	47
Příloha 3 - Soupiska součástek čelního panelu.....	52
Příloha 4 - 3D model.....	53
Příloha 5 - Rozklad 3D modelu	55
Příloha 6 - Maska vrstvy TOP	56
Příloha 7 - Maska vrstvy BOTTOM	57
Příloha 8 - Osazovací diagram.....	58
Příloha 9 - Maska vrstvy čelního panelu	59

Příloha 1 - Schéma zapojení zesilovače



Josef Holub
 ID: 203513
 UREL
 FEKT
 VUT BRNO
 16.05.2020 9:51
 Sheet: 1/1

Příloha 2 - Soupiska součástek

Blok	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
Vstupní obvody	C1	10 μ F/10V	C050-050	Tantalový kondenzátor
	C2	10 nF/100V	C050-024	Keramický kondenzátor
	C3			
	R1	100k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R2	5,1k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R3	10k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R4	4,7k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	IC1	TL072	DIL08	Operační zesilovač
Zpětná vazba	C4	10 nF/100V	C050-024	Keramický kondenzátor
	C5			
	C6	120 pF/500V	C05-024	Keramický kondenzátor
	C22	2,2 nF/100V	C050-024	Keramický kondenzátor
	C23			
	C24	2,2 nF/100V	C050-024	Keramický kondenzátor
	C25			
	R5	2,2k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R19	4,7k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R20			
	R21	33k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R23			
	R22	1k	0207/12	Metalizovaný rezistor

Blok	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
Zpětná vazba	R24	1k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R25	500R	0207/12	Metalizovaný rezistor
	D11	1N4148	DO35	Křemíková dioda
	D12	1N4148	DO35	Křemíková dioda
	IC3	LT1208	DIL08	Operační zesilovač
Generátor	C7	1 μ F	E2,5-5	Elektrolytický kondenzátor
	C8			
	C9	1 nF	C050-024	Keramický kondenzátor
	C10	3 nF	C050-024	Keramický kondenzátor
	C11			
	C12			
	C13	10 μ F	E2,5-5	Elektrolytický kondenzátor
	C14	1 nF	C050-024	Keramický kondenzátor
	R7	3,9k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R8	12k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R9			
	R10	10k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R11	5,1k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R12			
	R13	47k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	P1	50k	64Y	Cermetový trimr
P2	100k	PC1221NK100	Mono lineární potenciometr	

Blok	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
Generátor	S1	250V/3A	MTS-212	Páčkový spínač ON-ON
	IC4	XR2206	DIL16	Integrovaný funkční generátor
Komparátor	R6	100k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	C15	10 nF	C050-024	Keramický kondenzátor
	IC2	LT1016	DIL08	Ultrarychlý komparátor
Budič	IC7	HIP4082	DIL16	Řadič můstkového koncového stupně
Koncový stupeň	C16	22 n/400V	C102-043	Foliový kondenzátor
	C17			
	R14	100k	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R15	10R	0207/12	Metalizovaný rezistor
	R16			
	R17			
	R18			
	D1	1N5817	DO41	Schottkyho dioda
	D2			
	D3			
	D4			
	D5			
	D6			
	D7	1N4148	DO35	Křemíková dioda
D8				

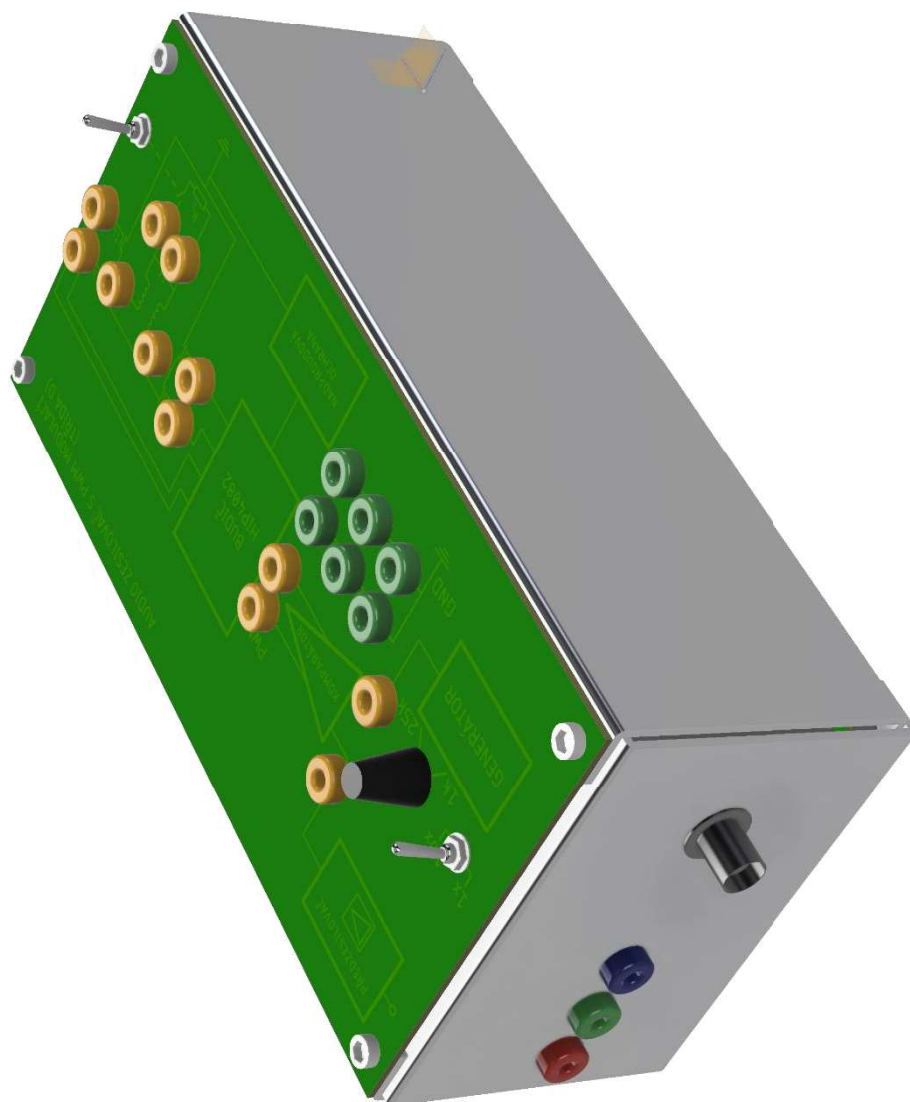
Blok	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
Koncový stupeň	D9	1N4148	DO35	Křemíková dioda
	D10			
	T1	IRF540	TO220	Výkonový MOS-FET tranzistor
	T2			
	T3			
	T4			
LC filtr	C18	220 nF	C150-072	Polypropylenový kondenzátor
	C19			
	C20			
	C21			
	L1	14 μ H	Jádro T68-2	Tlumící cívka
	L2			
	R_Z1	1R/10W	KERAM	Drátový rezistor
	R_Z2			
	R_Z3			
	R_Z4			
	S2	250V/3A	MTS-212	Páčkový spínač ON-ON
	Nadproudová ochrana	R26	1R/10W	KERAM
R27		20k	0207/12	Metalizovaný rezistor
R28		200k	0207/12	Metalizovaný rezistor
R29		300k	0207/12	Metalizovaný rezistor
R30		10k	0207/12	Metalizovaný rezistor

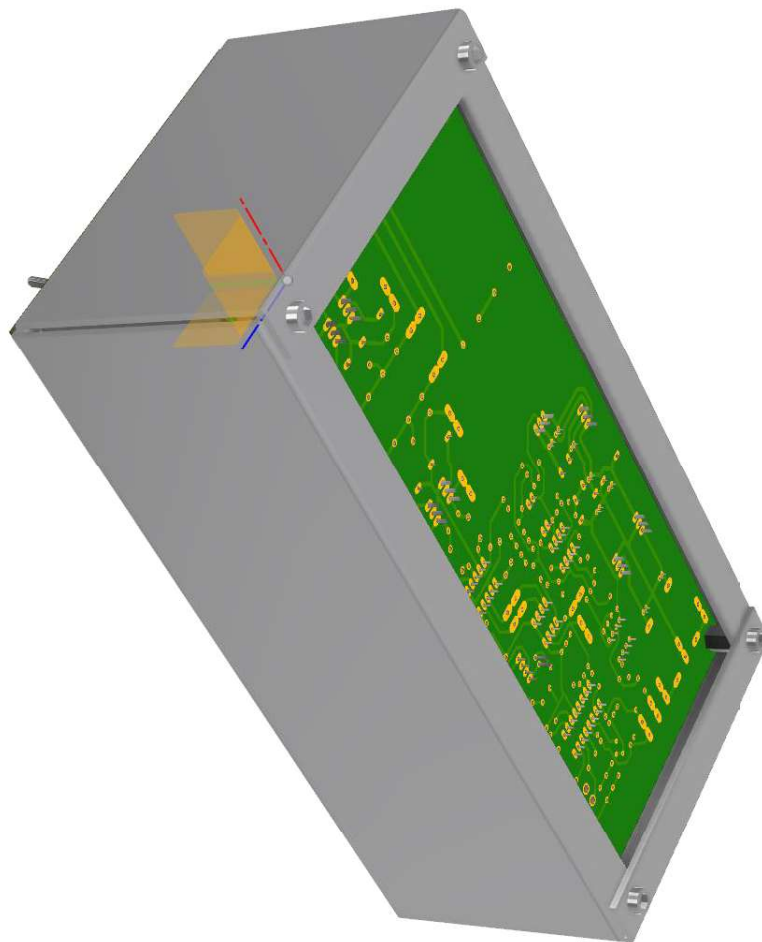
Blok	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
Nadproudová ochrana	C26	1 nF	C050-024	Keramický kondenzátor
	C27	10 nF	C050-024	Keramický kondenzátor
	LED1	červená	T-1 3/4	LED
Napájení	C28	0,33 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	C29	0,1 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	C30	0,33 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	C31	0,1 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	C32	0,33 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	C33	0,1 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	C34	0,33 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	C35	0,1 μ F	E1,8-8	Elektrolytický kondenzátor
	D13	1N4148	DO35	Křemíková dioda
	D14	1N4148	DO35	Křemíková dioda
	D15	1N4148	DO35	Křemíková dioda
	D16	1N4148	DO35	Křemíková dioda
	F1	F 2A	Pojistkové pouzdro PTF15B	Pojistka trubičková
	F2			
	IC6	78S12	TO220	Napěťový stabilizátor
	IC8	78S05	TO220	Napěťový stabilizátor
	IC9	7805	TO220	Napěťový stabilizátor
IC10	7912	TO220	Napěťový stabilizátor	

Příloha 3 - Soupiska součástek čelního panelu

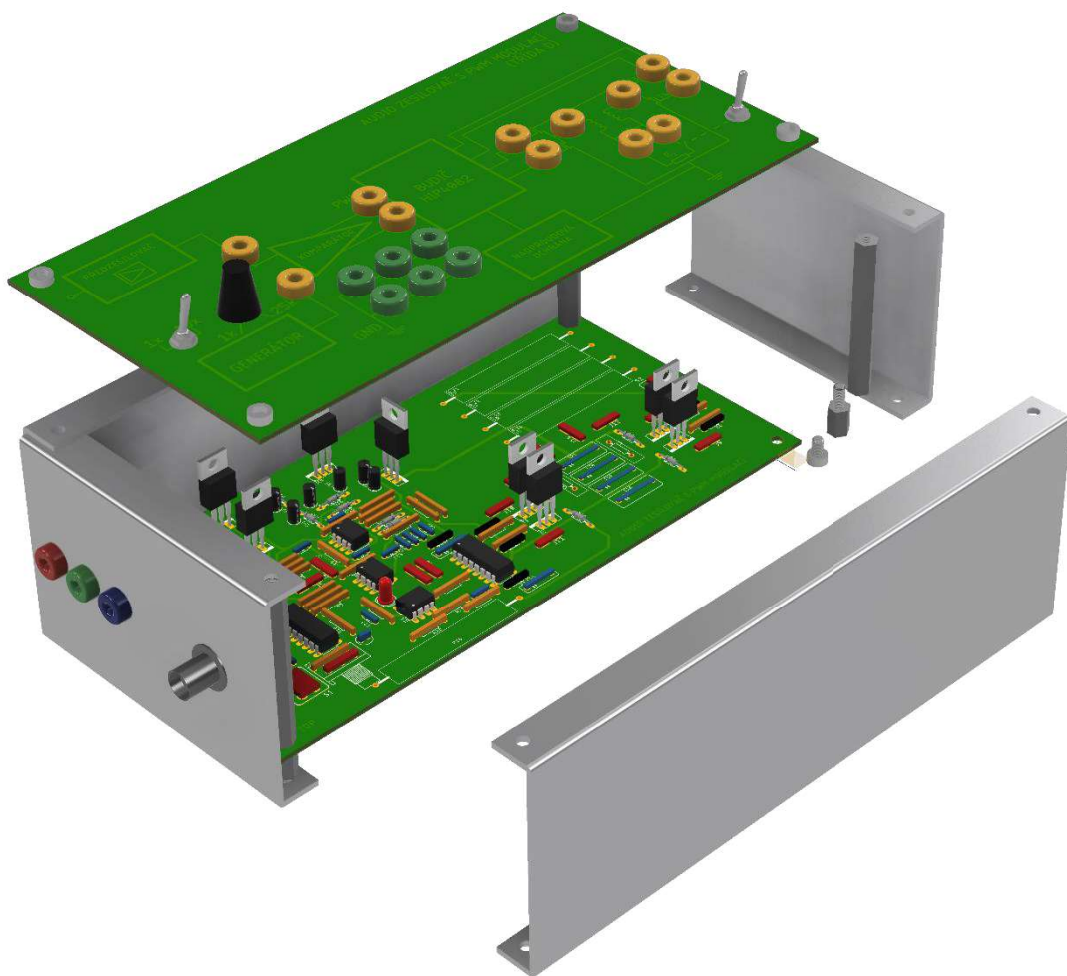
Typ	Popis	Množství	Označení
Panelová zdířka K214, 4 mm	žlutá	12	
Panelová zdířka K214, 4 mm	zelená	7	
Panelová zdířka K214, 4 mm	červená	1	
Panelová zdířka K214, 4 mm	modrá	1	
BNC panelový konektor	ZP50	1	
Páčkový spínač ON-ON	MTS-212 250V/3A	2	S1, S2
Mono lineární potenciometr	PC1221NK100	1	P2
Přístrojový knoflík	KA483-4	1	

Příloha 4 - 3D model

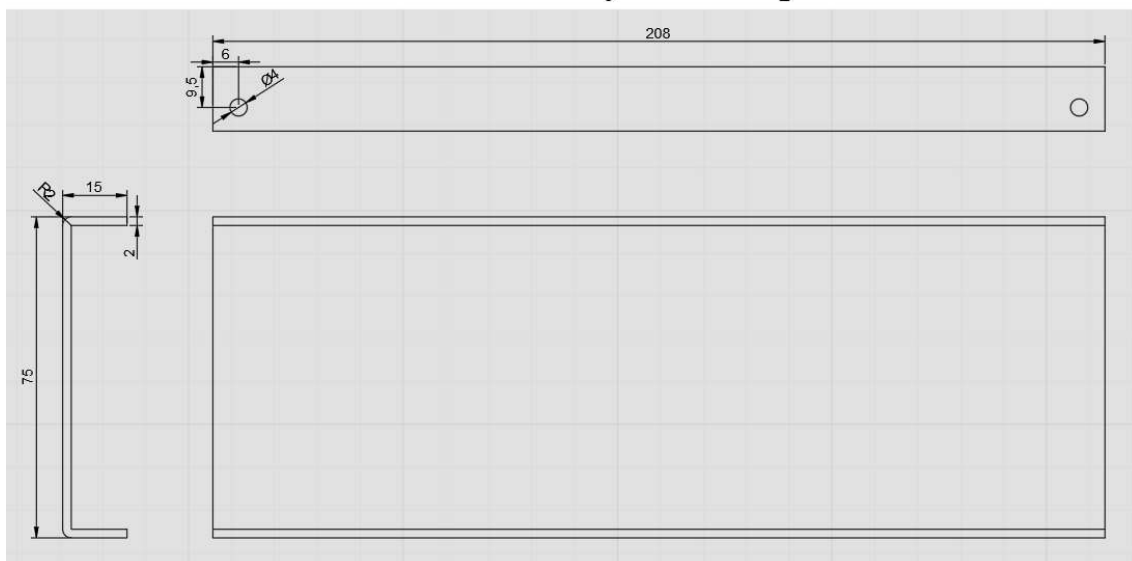




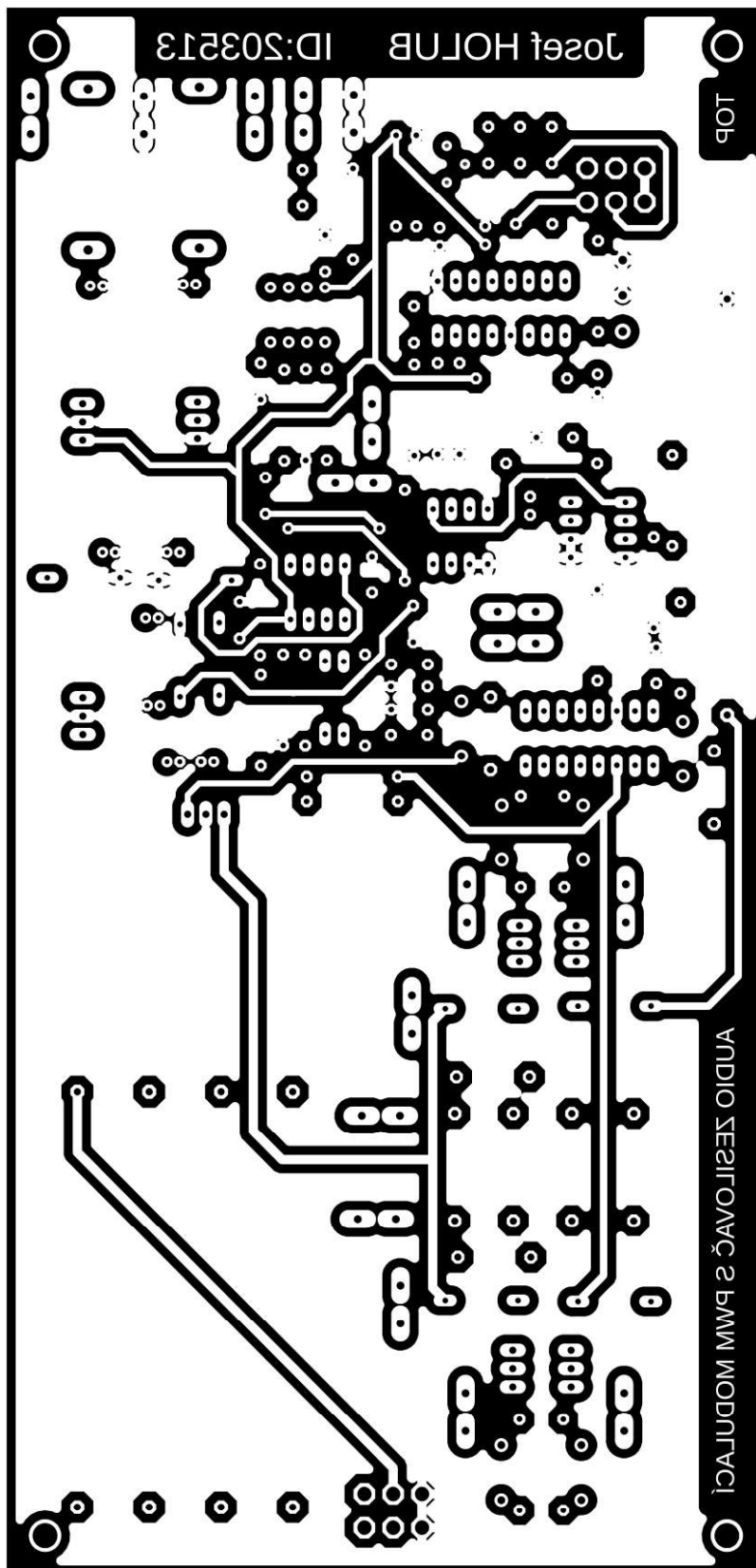
Příloha 5 - Rozklad 3D modelu



Konstrukce a rozměry bočního plechu

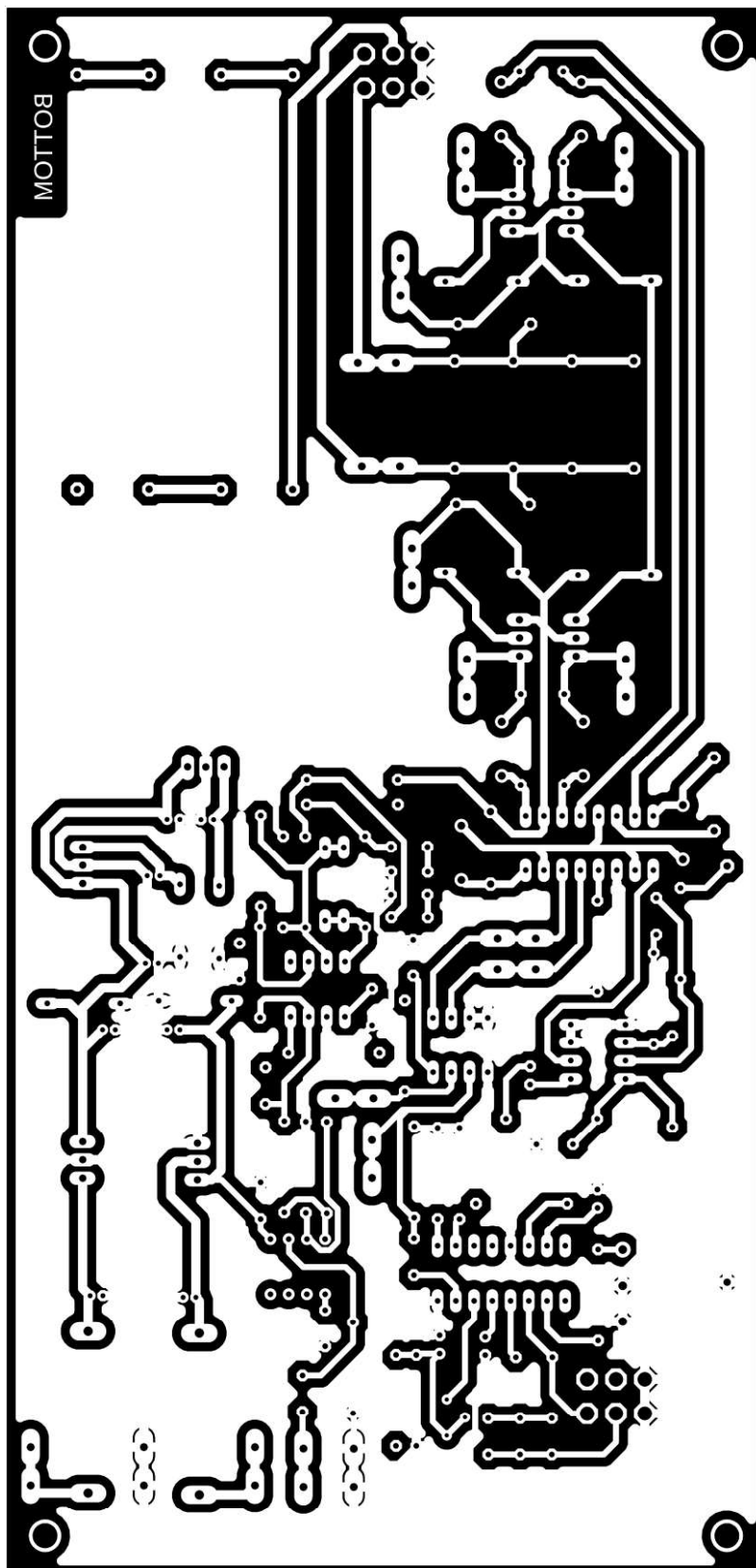


Příloha 6 - Maska vrstvy TOP



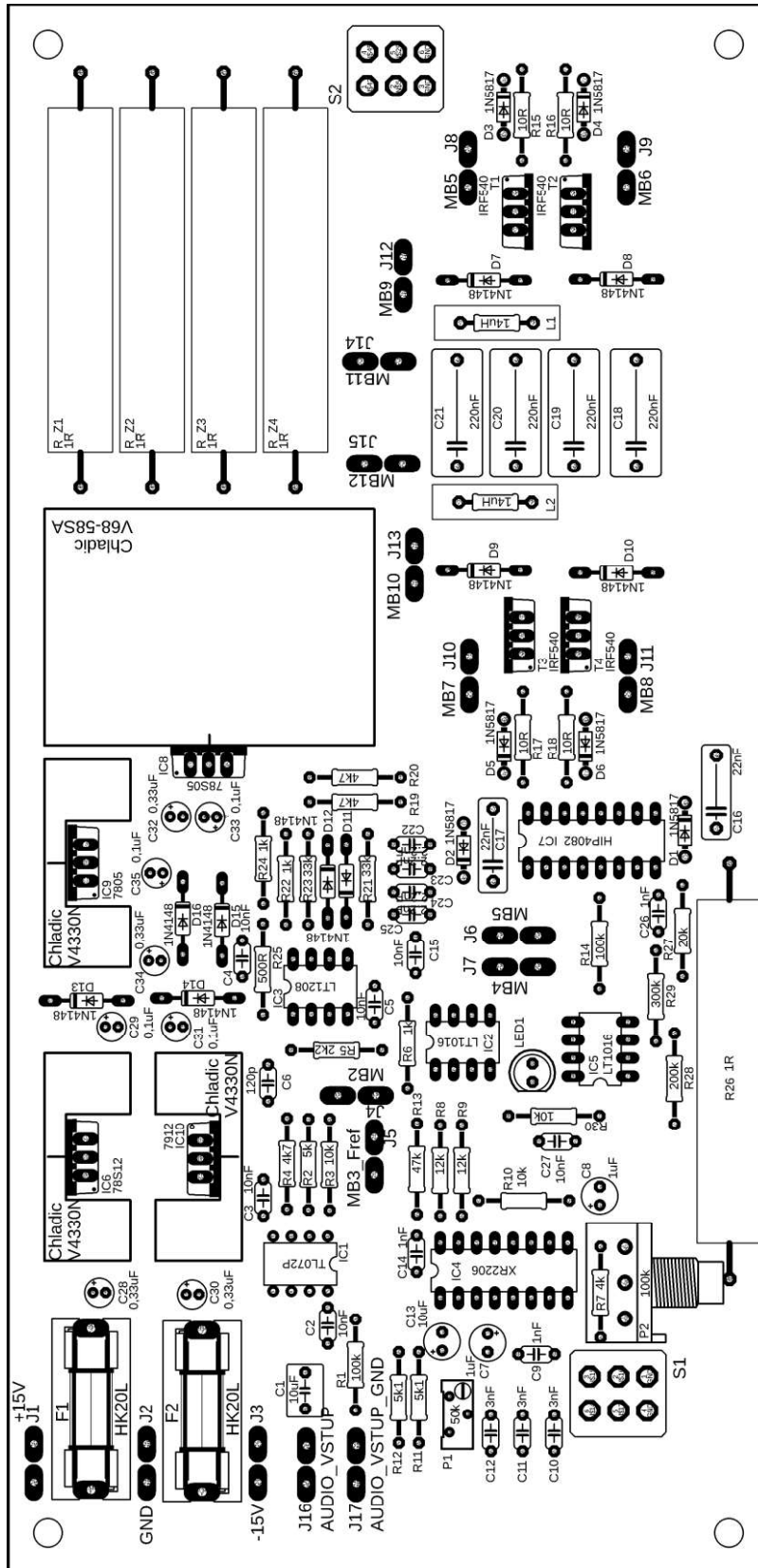
Deska plošného spoje, strana součástek, rozměr 106 x 219 mm, M1:1

Příloha 7 - Maska vrstvy BOTTOM



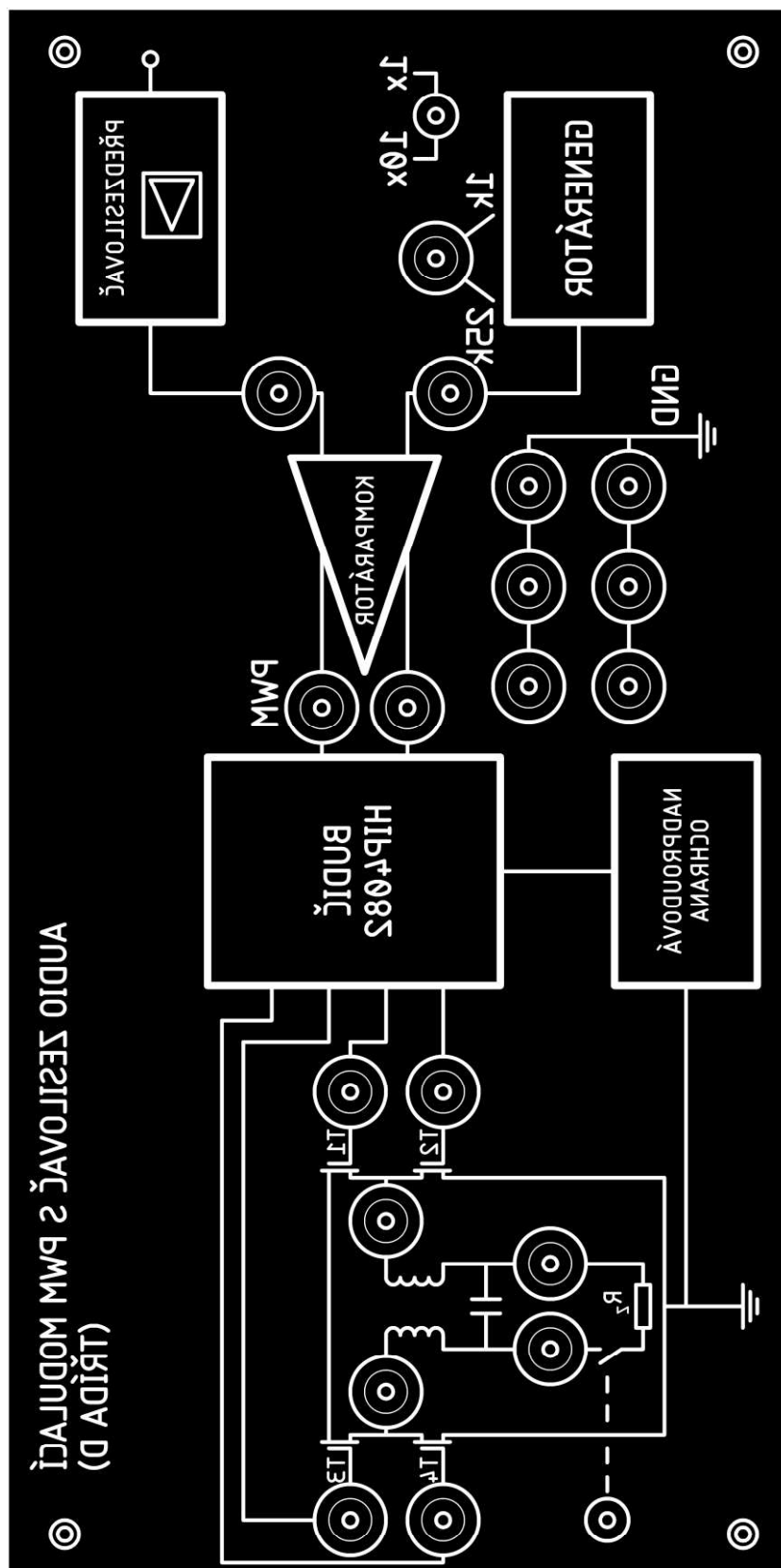
Deska plošného spoje, strana spojů, rozměr 106 x 219 mm, M1:1

Příloha 8 - Osazovací diagram



Osazovací diagram, rozměr 106 x 219 mm, M1:1

Příloha 9 - Maska vrstvy čelního panelu



Čelní panel, pohledová strana, rozměr 110 x 220 mm, M1:1

Laboratorní úloha č. 5 (teoretická část)

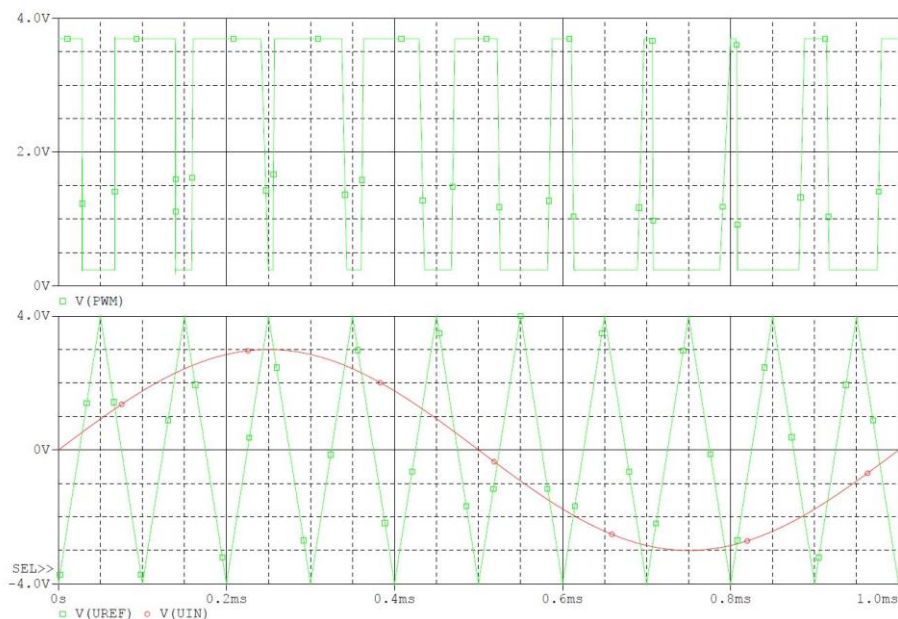
Princip koncového zesilovače s PWM modulací

Cílem tohoto měření je seznámit studenty s principem činnosti výkonových koncových zesilovačů pracujících ve třídě D. Při měření této úlohy budou mít studenti možnost získat představu o výhodách použití této třídy zesilovačů v praxi.

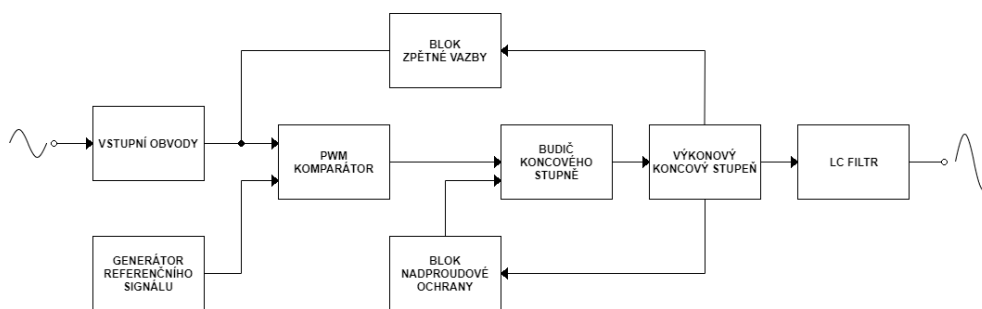
ÚVOD

Samotný princip funkce zesilovače pracující ve třídě D je následující. Impedanční oddělení od zdroje signálu je důležité pro zachování informace v signálu. V bloku předzesilovače je možné signál zesílit, aby měl vhodné parametry pro modulaci. Dále se zde mohou nacházet korekce hloubek a výšek, nebo několika kanálový ekvalizér. Modulátor provede modulaci, tedy převede audiosignál do podoby, kterou lze ovládat koncový stupeň. Těchto vhodných modulací je více druhů. Budič v koncovém stupni zajistí správné řízení spínání koncových tranzistorů a tím koncový stupeň zesílí modulovaný signál. Koncové tranzistory v této přídě pracují ve spínacím režimu, to je hlavní rozdíl oproti třídám A a AB, kde je vstupní signál zpracováván kontinuálně. Výstupní filtr odfiltruje nežádoucí frekvenční složky, které vznikly modulací. Dále rekonstruuje užitečnou informaci audiosignálu, která je reprezentována střední hodnotou pulzů PWM. Existují modulační postupy, které po zesílení nepotřebují výstupní filtr. Blok ochrany chrání koncový stupeň zejména proti zkratu výstupních svorek nebo nadproudu rozepnutím koncového stupně.

Pulsně šířková modulace se v zesilovačích třídy D používá pro uchování užitečné informace o vstupním signálu a zároveň pro řízení koncového stupně, resp. budiče koncového stupně. Základem PWM je operační zesilovač zapojený jako komparátor, který porovnává vstupní signál na neinvertující svorce s referenční hodnotou, respektive signálem na invertující svorce. Výstupem je PWM signál, který má stejnou frekvenci jako referenční signál a mění se střídou podle aktuální úrovně vstupního signálu. Pokud je na neinvertující svorce vyšší napětí, než na invertující svorce je PWM signál roven napětí UCC a naopak je-li na invertující vstupu vyšší napětí než na neinvertující vstupu, tak má PWM signál nulovou úroveň. Signál této modulace obsahuje stejnosměrnou složku. Na výstupu zesilovače s touto modulací je obvykle LC filtr typu dolní propust druhého nebo vyššího řádu. Tento filtr musí být složen z prvků s akumulací schopností, tudíž nelze použít syntetické indukčnosti. Použití těchto součástek vyžaduje větší prostor a vyšší cenu zesilovače.



Obr. 1: Vznik PWM signálu porovnáním harmonického a referenčního pilového průběhu napětí.

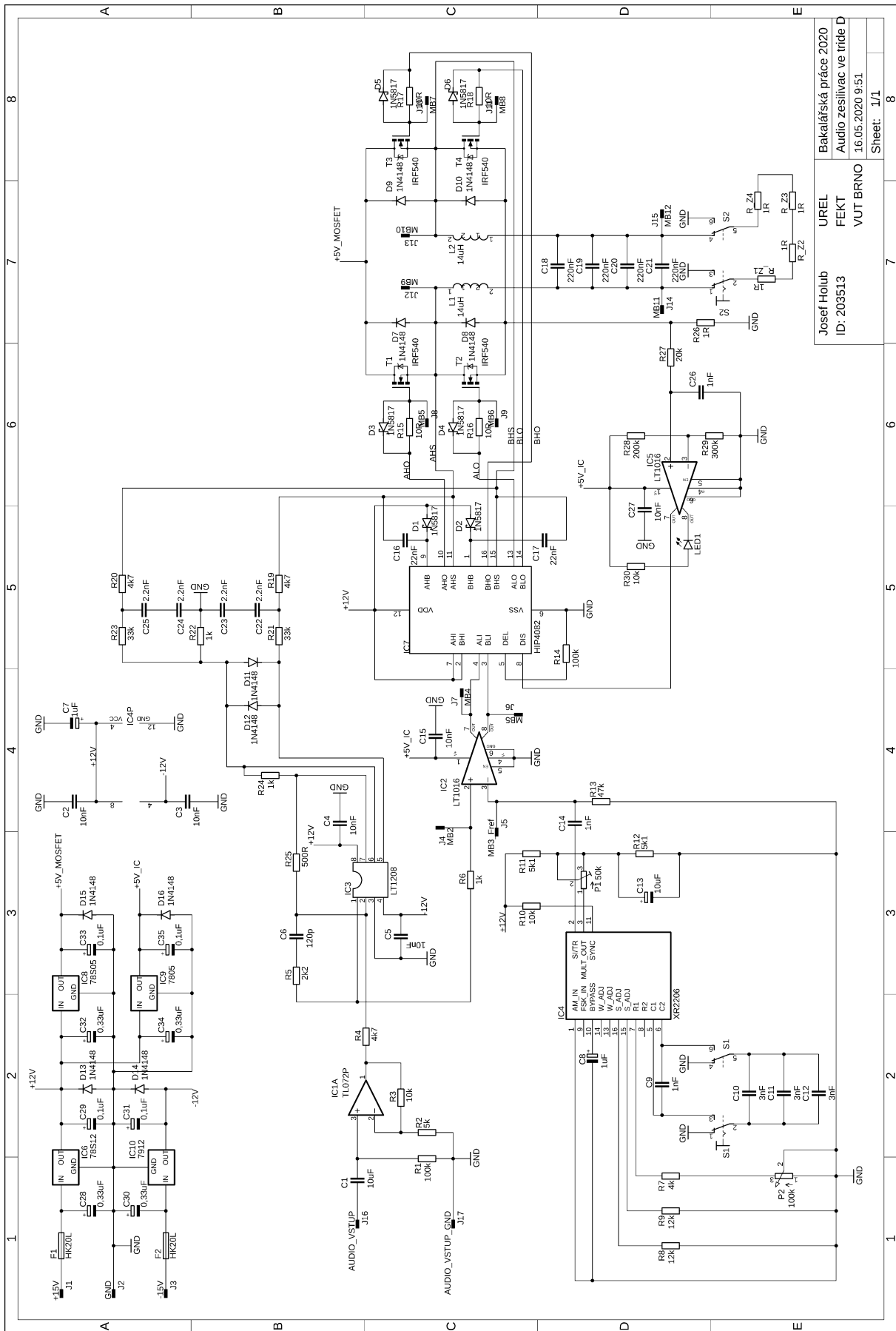


Obr. 2: Blokové schéma zesilovače ve třídě D

Zesilovače v třídě D dosahují vynikajících kvalitativních parametrů, mezi něž v první řadě patří nízké zkreslení a vysoká účinnost (kolem 80 %) při dosažených velkých výstupních výkonech. Z velké účinnosti automaticky vyplývá řada dalších výhod, jako jsou minimální nároky na chlazení a následně i nižší náklady s tím spojené. Vynikající vlastnosti zesilovačů ve třídě D ilustrují údaje v Tab. 1, ve které jsou porovnány charakteristické vlastnosti výkonových zesilovačů, pracujících ve třídách A, AB, D a T ($THD + N$ = nelineární zkreslení, IHF/M = intermodulační zkreslení, SNR = poměr signál/šum).

Tab. 1 Porovnání vlastností zesilovačů podle pracovních tříd.

Třída	Účinnost [%]	Zpětná vazba	$THD + N$ [%]	IHF/M [%]	SNR [dB]
A	5	pevně dána	<0,1	<0,1	>80
AB (diskrétní řešení)	20 až 30	pevně dána	<0,1	<0,1	60 až 80
AB (monolitický IO)	20 až 30	pevně dána	0,1 a 10	1 až 10	80 až 100
D	>80	pevně dána	>1	>1	>60
T	>80	řízena procesorem	<0,1	<0,1	>95



Obr. 3 Schéma měřeného zesilovače ve třídě D

Laboratorní úloha č. 5 (protokol)

Princip koncového zesilovače s PWM modulací

Jméno a příjmení: Studijní skupina:

Datum a čas měření: Hodnocení vyučujícího:

ZADÁNÍ A POZNÁMKY K MĚŘENÍ A VYPRACOVÁNÍ PROTOKOLU

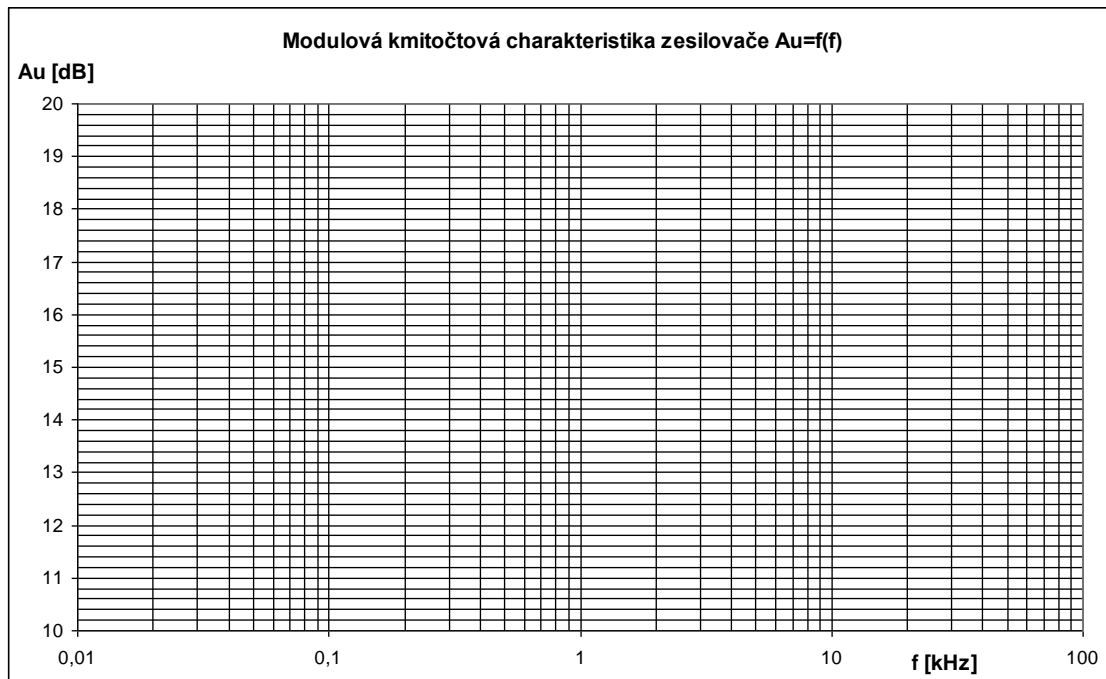
Kde je v pokynech uvedeno „zakreslete“, postačí vytisknutí oscilogramu na připojené tiskárně. Pro urychlení měření tiskněte vždy jen jeden oscilogram ve skupině a zajistěte si jejich individuální rozmnožení (xerox, scan atd.). Každý oscilogram doplňte popisem, případně nákresem nebo individuálním komentářem.

1. Změřte **modulovou kmitočtovou charakteristiku**. Měření proveďte pro hodnotu vstupního harmonického signálu $U_{vst} = 500 \text{ mV}_{RMS}$ a při kmitočtu referenčního pilovitého průběhu $f_{ref} = 200 \text{ kHz}$. Tento kmitočet v každém bodě zadání nastavte za pomoci osciloskopu. Zakreslete naměřenou charakteristiku do grafu a odečtěte horní f_h a dolní f_d mezní kmitočet, do grafu vyznačte šířku pásma zesilovače B . Modul přenosu vypočítejte podle vzorce (počítejte s efektivními hodnotami napětí RMS)

$$A_U = 20 \log \frac{U_2}{U_1} . \quad (1)$$

Tab. 2: Měření modulové kmitočtové charakteristiky prvního kanálu

f_{vst} [Hz]	$U_{vystRMS}$ [V]	A_U [-]	A_U dB [dB]
50			
100			
200			
300			
500			
700			
1k			
2k			
3k			
5k			
7k			
10k			
15k			
20k			
30k			



Graf 1: Modulová kmitočtová charakteristika zesilovače třídy D.

$f_h = \dots\dots\dots$ $f_d = \dots\dots\dots$ $B = \dots\dots\dots$
(hodnoty odečteny z grafu)

2. Zakreslete **výstupní zesílený signál modulu zesilovače** porovnaný s vstupním napětím $U_{vst} = 500 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ sinusového průběhu o $f_{vst} = 10 \text{ kHz}$, pro kmitočet referenčního signálu $f_{ref} = 20 \text{ kHz}$, 100 kHz a 200 kHz .
3. Sledujte **signály před a za komparátorem s různými kmitočty generátoru**. Pomocí osciloskopických sond zobrazte a zakreslete dva oscilogramy. Jeden pro nesplněnou podmínku vzorkování a druhý pro splněnou podmínku vzorkování. Z druhého oscilogramu stanovte střídy pro maximální a pro minimální hodnotu $U_{vst} = 500 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ sinusového vstupního signálu o kmitočtu $f_{vst} = 10 \text{ kHz}$.

$t_{on} = \dots\dots\dots$ $t_{celk} = \dots\dots\dots$ $t_{on} = \dots\dots\dots$ $t_{celk} = \dots\dots\dots$
 $S_{max} = \dots\dots\dots\%$ $S_{min} = \dots\dots\dots\%$

4. Zakreslete **spínání jednotlivých tranzistorů koncového stupně**. Výstupem je jeden oscilogram se čtyřmi průběhy. Vstupní napětí zvolte $U_{vst} = 500 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ s kmitočtem $f_{vst} = 10 \text{ kHz}$ a frekvenci referenčního signálu nastavte na přibližně $f_{ref} = 30 \text{ kHz}$.
5. Porovnejte **rozdíl výstupního signálu před a za výstupním filtrem**. Rozdíl pozorujte v časové oblasti a ve spektrální oblasti. Parametry nastavte $U_{vst} = 500 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ s kmitočtem $f_{vst} = 10 \text{ kHz}$, frekvenci referenčního signálu nastavte na $f_{ref} = 200 \text{ kHz}$.

POUŽITÉ MĚŘÍCÍ PŘÍSTROJE

GEN nízkofrekvenční funkční generátor Digimess FG100

OSC paměťový osciloskop Agilent 54621A 60 MHz

NZ napájecí zdroj Diametral P230R51D

LPT tiskárna HP 5L připojená k osciloskopu

měřený přípravek „Audio zesilovač v třídě D“

propojovací vodiče, 1 x BNC – BNC, 4 x osciloskopická sonda

ZÁVĚR

(Zde každý student čitelně doplní své individuální hodnocení výsledků měření a potvrdí jej svým podpisem. Je třeba podrobně komentovat každý bod měření, každou měřenou charakteristiku nebo jednotlivý výsledek. Závěr by měl vždy přehledně shrnovat technické parametry měřeného přípravku a jejich vyhodnocení.)