



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

AUDIO ZESILOVAČE PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ D A JEJICH POČÍTAČOVÁ SIMULACE

D-CLASS AUDIO AMPLIFIERS AND THEIR COMPUTER SIMULATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Branislav Bednár

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. David Kubánek, Ph.D.

BRNO 2016



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Audio inženýrství**
Ústav telekomunikací

Student: Branislav Bednár

ID: 164889

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Audio zesilovače pracující ve třídě D a jejich počítačová simulace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou audio zesilovačů pracujících ve třídě D. Prostudujte jejich principy, strukturu a parametry. Vyberte či navrhnete strukturu zesilovače ve třídě D vhodnou pro názornou ukázkou funkce v prostředí počítačového simulátoru elektronických obvodů a také při měření na funkčním vzorku, který zkonstruujete. Zpracujte laboratorní úlohu pro studenty, která bude ilustrovat funkci tohoto zesilovače, tzn. bude možné nastavovat různé parametry zesilovače a sledovat důležité signály uvnitř jeho struktury. Úloha bude obsahovat laboratorní návod, data pro simulační program (zejména soubor se schématem), funkční vzorek zesilovače a vzorově vypracovaný protokol.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ŠTÁL, Petr. Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: [základní principy a konstrukce zesilovače]. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2008, 198 s. ISBN 978-80-7300-230-5.

Termín zadání: 1.2.2016

Termín odevzdání: 1.6.2016

Vedoucí práce: Ing. David Kubánek, Ph.D.

Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc., předseda oborové rady

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

Témou semestrálnej práce sú audio zosilňovače pracujúce v triede D. Táto práca je zameraná na rozbor jednotlivých častí zosilňovača a ich popis. Ďalej sa zaoberá rozborom priebehov signálov, ktoré sa vyskytujú v dôležitých bodoch zapojenia. Následne práca pokračuje návrhom dosky plošných spojov, realizáciou zosilňovača a meraním jeho parametrov.

KLÚČOVÉ SLOVÁ

Audio zosilňovač, trieda D, meranie audio parametrov, PWM modulácia, štruktúra, laboratórna úloha, micro-cap, komparátor, EAGLE, LM6171.

ABSTRACT

This term paper deals with the class D audio amplifiers. The paper discusses the evaluation of the components of the amplifiers and descriptions, as well as the analysis of signal properties occurring in important parts of amplifier circuits. The Thesis continues with a printed circuit board design, amplifier implementation and measuring its parameters

KEYWORDS

Audio amplifier, class D, measuring audio parameters, PWM modulation, structure, laboratory task, micro-cap, comparator, EAGLE, LM6171.

BEDNÁR, B. *Audio zesilovače pracující ve třídě D a jejich počítačová simulace* : bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2016. 71 s. Vedúci práce bol prof. Ing. David Kubánek, Ph.D.

PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že som svoju bakalársku prácu na tému „Audio zesilovače pracujúci ve třídě D a jejich počítačová simulace “ vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej práce, využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/nebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorskom, o právach súvisejúcich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), vo znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákoníka č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

POĎAKOVANIE

Rád by som poďakoval vedúcemu bakalárskej práce pánovi Ing. Davidovi Kubánkovi, Ph.D. za odborné vedenie, konzultácie, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci.

Brno

.....

(podpis autora)



Faculty of Electrical Engineering
and Communication
Brno University of Technology
Purkynova 118, CZ-61200 Brno
Czech Republic
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

POĎAKOVANIE

Výzkum popsaný v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....

(podpis autora)



EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Úvod	11
1 Zosilňovač	12
1.1 Zosilňovač triedy D	12
1.2 Princíp zosilňovačov triedy D	13
1.3 Predzosilňovač	13
1.4 Modulátor	14
1.5 Budič	16
1.6 Výkonové tranzistory	16
1.6.1 Základné Topológie tranzistorov	17
1.6.2 Parametre MOSFET tranzistorov	19
1.7 Výstupný filter	20
1.7.1 Základné topológie výstupných filtrov	21
2 Simulácia zosilňovača v triede D	23
3 Meranie na zosilňovači triedy D	28
3.1 Riešenie meracieho filtra	28
3.2 Meranie Amplitúdovej a fázovej frekvenčnej charakteristiky zosilňovača	29
3.3 Presluchy	30
3.4 Výstupný výkon	31
3.5 Účinnosť	31
3.6 Nelineárne skreslenie	32
3.7 Ďalšie parametre	32
4 Realizácia	33
4.1 Voľba súčiastok	33
4.2 Testovanie na nepajovom poli	34
4.3 Doska plošných spojov	34
4.4 Merací prípravok	35
5 Meranie na prípravku	36
5.1 Amplitúdovo-frekvenčná charakteristika	37
5.2 Fázovo-frekvenčná charakteristika	37
5.3 Výstupný výkon	38
5.4 Účinnosť	38
6 Záver	40

Literatúra	41
Zoznam príloh	42
A CHARAKTERISTIKY	43
B LABORATÓRNY NÁVOD	45
C VZOROVÝ PROTOKOL	52
D DOSKA PLOŠNÝCH SPOJOV	66
E MERACÍ PRÍPRAVOK	70
F OBSAH CD	71

ZOZNAM OBRÁZKOV

1.1	Blokové schéma výkonového zosilňovača v triede D.	13
1.2	Modulácia PWM [2].	14
1.3	PWM modulátor	15
1.4	Zapojenie koncových tranzistorov MOSFET do polovičného mostu . .	17
1.5	Zapojenie koncových tranzistorov MOSFET do úplného mostu	18
2.1	Schéma zapojenia – pol most	23
2.2	Porovnanie signálov na vstupe a výstupe komparátora	24
2.3	Sigály na hradlách tranzistorov M1 a M2	25
2.4	Výstupný signál za MOSFET tranzistormi zosilňovača	27
2.5	Výstupný signál zosilňovača za filtrom LC v porovnaní zo vstupným signálom	27
3.1	Filter typu dolná prepust' určený k meracím účelom spínaných zosil- ňovačov	28
3.2	Priebehy vstupného a výstupného napätia zosilňovača v časovej ob- lasti, pre určenie amplitúdovej a fázovej frekvenčnej charakteristiky zosilňovača za pomoci osciloskopického merania	30
4.1	Schéma zapojenia po úpravách	33
4.2	Doska plošných spojov	35
5.1	Schéma zapojenia prístrojov	36
5.2	Tabuľka nameraných hodnôt amplitúdovo-frekvenčnej charakteristiky	37
5.3	Amplitúdovo-frekvenčná charakteristika	38
5.4	Tabuľka nameraných hodnôt Fázovo-frekvenčnej charakteristiky . . .	39
5.5	Fázová-frekvenčná charakteristika	39
5.6	Tabuľka nameraných hodnôt na výstupoch napájacích zdrojov	39
A.1	Charakteristika MOSFET tranzistora GENERIC-N	43
A.2	Signál za tranistormy s rozdielom väčším ako 5 V ($\pm 8 V$)	44
A.3	Signál za tranzistormy s rozdielom menším ako 5 V ($\pm 13 V$)	44
B.1	Schéma zapojenia – pol most	46
B.2	Schéma zapojenia prípravku zosilňovača	47
B.3	Schéma zapojenia prístrojov	48
C.1	Schéma zapojenia – pol most	54
C.2	Schéma zapojenia prípravku zosilňovača	55
C.3	Schéma zapojenia prístrojov1	56
C.4	Vstupný signál V1, spolu s trojuholníkovým signálom V2 a signál za komparátorom	59
C.5	Vstupné signály G1 a G2 pred tranzistormy M1 a M2	59
C.6	Výstupný signál za tranzistormi MOSFET	60

C.7	Výstupný signál za tranzistormi MOSFET po zmene napätia na ich hradlách	60
C.8	Výsledný zosilnený signál v porovnaní zo vstupným signálom	61
C.9	Vstupný signál (žltý) spolu zo signálom za komparátorom (zelený) . . .	61
C.10	Vstupné signály pred MOSFET tranzistormi	62
C.11	Signál za MOSFET tranzistormi	62
C.12	Vyfiltrovaný signál za LC filtrom	63
C.13	Tabuľka nameraných hodnôt amplitúdovo-frekvenčnej charakteristiky	63
C.14	Amplitúdovo-frekvenčná charakteristika	64
C.15	Tabuľka nameraných hodnôt Fázovo-frekvenčnej charakteristiky . . .	64
C.16	Fázová-frekvenčná charakteristika	65
C.17	Tabuľka nameraných hodnôt na výstupoch napájacích zdrojov	65
D.1	Schéma zapojenia v EAGLE	66
D.2	Osadzovací výkres	67
D.3	Zoznam súčiastok	68
D.4	Vrch dosky plošných spojov	69
D.5	Spodok dosky plošných spojov	69
E.1	Merací prípravok	70

ÚVOD

Zadaná bakalárska práca sa zaoberá problematikou audio zosilňovačov pracujúcich v triede D. Téma audio zosilňovačov je z môjho pohľadu veľmi zaujímavá. Napriek mojim povrchným znalostiam v tejto problematike som sa pre ňu rozhodol a dúfam, že moje poznatky budú slúžiť pre vzdelávanie budúcich študentov. Práca bude rozčlenená do viacerých častí, kde je podrobnejšie vysvetlená základná štruktúra, princípy, parametre zosilňovačov a funkcie jednotlivých blokov. Následne budem popisovať možné modulačné techniky používané v týchto aplikáciach a rozoberať ich výhody či nevýhody. Pre názornú ukážku zosilňovača vyberiem alebo navrhнем štruktúru vhodnú pre simuláciu v programe Micro-Cap a následné skonštruovanie funkčného vzorku zosilňovača. Pri návrhu dosky predpokladám použitie programu EAGLE. Súčasťou práce bude navrhnutá laboratórna úloha, ktorá bude ilustrovať funkciu navrhnutého zosilňovača a bude umožňovať zmenu rôznych parametrov zosilňovača a sledovanie dôležitých signálov vo vnútri jeho štruktúry. Úloha bude obsahovať laboratórny návod, dáta pre simulačný program, funkčnú vzorku zosilňovača a vzorovo vypracovaný protokol.

1 ZOSILŇOVAČ

Zosilňovač je elektronické zariadenie, ktorého úlohou je zvýšiť amplitúdu premenlivého elektrického signálu a pritom okrem zosilnenia sledujeme jeho ostatné charakteristiky (frekvenciu), ktoré chceme podľa možností zachovať.

Audio zosilňovače sa dajú obecné deliť do viacerých tried ktorými sú napríklad triedy A, AB, G a H. Táto práca sa zaoberá zosilňovačmi pracujúcimi v triede D v audio pásme, teda vo frekvenčnom pásme 20 Hz až 20 kHz.

Medzi sledované parametre týchto audio zosilňovačov patrí výstupný výkon, účinnosť, frekvenčná prenosová charakteristika apod. Bližší rozbor dôležitých signálov/parametrov bude v kapitole, ktorá sa zaoberá ich meraním.

1.1 Zosilňovač triedy D

Ako bolo vyššie uvedené 1, zosilňovače možno deliť do viacerých tried, s ktorých sa najčastejšie používajú práve A, AB a D a odlišujú sa hlavne tým, že A a AB tranzistory pracujú v lineárnej časti charakteristík na rozdiel od triedy D, kde v bezporuchovom režime činnosti koncové tranzistory nepracujú v lineárnej oblasti ale v oblasti saturácie. Vďaka tomu je možné u tohoto typu zosilňovačov docieľiť veľmi vysokej účinnosti.

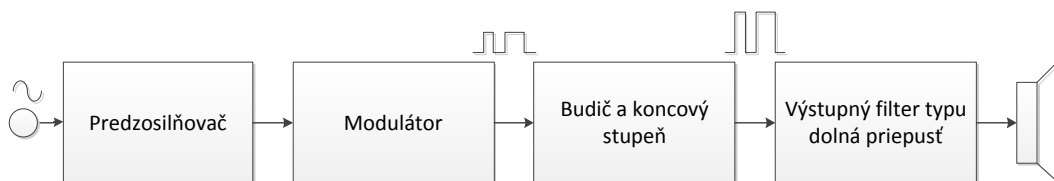
Zosilňovače v triede D dosahujú účinnosti až 95 %. Oproti tomu je teoretická hodnota účinnosti zosilňovačov v triede A maximálne 50 %. Zosilňovače v triede D dnes nájdeme v mnohých komerčných zariadeniach, prevážne ale v zariadeniach mobilných. Konštruktéri ich s obľubou používajú hlavne vďaka ich vysokej účinnosti, čo je u batériovo napájaných zariadení veľmi výhodné.

Vysoká účinnosť je spojená s ďalšou nespornou výhodou. Zosilňovač v triede D vyžaduje omnoho menší chladič pre odvod stratového tepla a niektoré chladič vôbec nevyžadujú. Taktiež veľmi dôležitým parametrom pri použití v spomínaných mobiloch sú ich veľmi kompaktné rozmery.

Nevýhodou týchto zosilňovačov je nutnosť použitia výstupného filtra typu dolná prepust' aj keď sú síce vyvinuté modulačné techniky pre spracovanie audio signálu, ktoré priamo nevyžadujú použitie výstupného filtra takzvané „filterless“. No u takejto konštrukcii sa predpokladá, že záťaž zosilňovača má silno indukčný charakter, čo býva v praxi splnené keďže reproduktor je cievka v kmitajúcom magnetickom obvode.

1.2 Princíp zosilňovačov triedy D

Základné princípy audio zosilňovačov pracujúcich v triede D sú známe už dlhú dobu. Postupom času boli upravované a vylepšované modulačné techniky týchto zosilňovačov, ale všetky zosilňovače majú viac či menej zhodnú základnú štruktúru. Všeobecné blokové schéma zosilňovača je viz obr.1.1. Jednotlivé bloky budú podrobnejšie rozobrané v nižších kapitolách. Prevzaté a ďalej upravené z [1].



Obr. 1.1: Blokové schéma výkonového zosilňovača v triede D.

1.3 Predzosilňovač

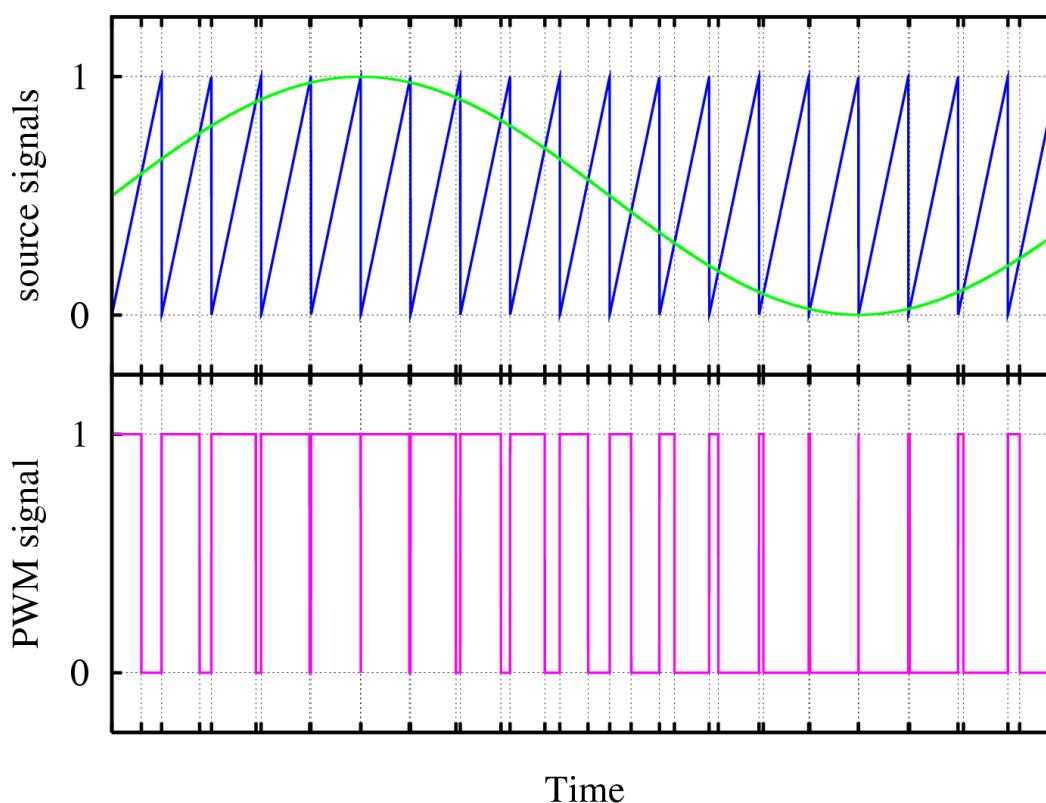
Prvý blok, ktorým musí prejsť vstupný signál je vstupný predzosilňovač, ktorý sa nachádza naľavo na obr.1.1. Tu je možné v prípade nutnosti realizovať potrebné zosilnenie vstupného signálu, ale väčšinou sa používa ako impedančný oddeľovač alebo tvarovač. Rozdiel v použití medzi týmito funkčne rôznymi obvody je daný tým, či je zosilňovač navrhovaný pre vstupný signál analogový alebo číslicový.

Predzosilňovač má za úlohu dodať dostatočný výkon do modulátora výkonového zosilňovača a pritom nezaťažovať zdroj signálu (CD prehrávač, PC, atď. . .). Od predzosilňovača teda očakávame vysoký vstupný odpor a malý výstupný odpor. Predzosilňovač sa u výkonových zosilňovačov používa u zosilňovačov s analógovým vstupom, kde vo väčšine prípadov postačuje zosilňovač s jednotkovým zosilnením. Požiadavky na prenos signálu cez tento obvod sú s čo najnižším možným zkraslením signálu. Týmto požiadavkám vyhovuje napríklad vhodný operačný zosilňovač zapojený ako napäťový sledovač.

Využitie operačného zosilňovača, ako vstupný predzosilňovač je vhodné, pokiaľ je nutné vstupný signál napäťovo zosilniť. To je v takomto prípade možné docieľiť vhodnou spätnou väzbou operačného zosilňovača. Oproti tomu tvarovač vstupného signálu používame u zosilňovača, ktorý vyžaduje budenie priamo digitálnym signálom. Tento blok má za úlohu obnoviť hrany digitálneho signálu a prispôbiť úroveň logických hodnôt na požadované v nasledujúcom bloku, ktorým je obvykle modulátor.

1.4 Modulátor

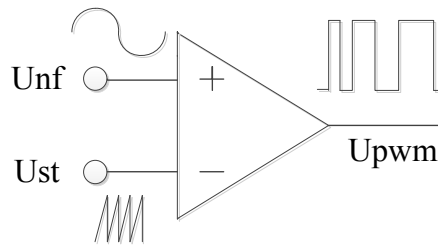
Po impedančnom oddelení, tvarovaní signálu, poprípade zosilnením vstupného signálu nasleduje blok modulácie na obr.1.1. Modulátor prevádza analógový alebo digitálny signál na moduláciu vhodnú pre spínanie výkonových tranzistorov. Táto modulácia musí mať tu vlastnosť, že stredná hodnota signálu nesie užitočnú nízko-frekvenčnú informáciu. Najjednoduchšou a najnázornejšou používanou moduláciou je modulácia PWM (pulzno-šírková modulácia – Pulse-Width Modulation). Funkcia PWM je znázornena na obr.1.2. Jedná sa o porovnanie nízko-frekvenčného signálu



Obr. 1.2: Modulácia PWM [2].

zo signálom omnoho vyššej frekvencii obvykle medzi 200 – 300 kHz pílovitého alebo trojuholnikového priebehu. Táto frekvencia sa volí podľa vzorkovacieho teorénu, aspoň dvojnásobná ako frekvencia audiofrekvenčného spektra. Taktiež je tu presnejšia rekonštrukcia signálu tzn. viac vzorkov za jednotku času. Tým sa vytvára dvojstávkový signál o frekvencii zhodnej s frekvenciou pílovitého signálu, u ktorého sa mení strieda podľa priebehu NF signálu.

Ako príklad jednoduchého modulátora s PWM moduláciou je možné uviesť komparátor, na ktorom na neinvertujúcu svorku je privádzaný nízko-frekvenčný signál (NF) k príkladu sinus, ktorý chceme zosilniť a na invertujúcu svorku trojuholníkový



Obr. 1.3: PWM modulátor

alebo pílovitý signál, tak ako je naznačené na obr.1.3. Na výstupe komparátora vzniká PWM modulácia. Tento signál je svojím priebehom už vhodný pre budenie spínacích tranzistorov, avšak väčšinou nemá dostatočný výkon. To zaistuje budič výkonových tranzistorov.

Trojuholníkový signál, ktorý privádzame na neinvertujúcu svorku možno privádzať zo signálového generátora alebo zo vstavaným oscilátorom trojuholníkového signálu, ktorý môže byť riešený ako Schmittov klopny obvod s integrátorom. Schmittov klopny obvod je špeciálny komparátor s hysteréziou, ktorý sa dá využiť na generovanie obdĺžnikového signálu, ktorého integráciou vznikne trojuholník.

Medzi používané modulácie okrem PWM modulácie patrí pulzne–šírková modulácia s rozprestreným spektrom, sigma-delta modulátory 1. a vyšších rádov atď. Rozprestrenie spektra u pulzne–šírkovej modulácie je dosiahnuté časovou premennou frekvenciou modulačného signálu.

V režime modulácie s rozprestreným spektrom sa perioda priebehu napätia na svorke U_{st} mení. Základná frekvencia nosnej teda není konštantná. Zmena periódy t_{sw} je typicky rovná 10 % menovitej hodnoty základnej periódy.

Zmenou frekvencie pílovitého napätia na svorke U_{st} v režime modulácie s rozprestreným spektrom dochádza k redukcii energie spektrálnej čiary (spektrum už teda nieje čiarové, ale spojité), ktorá sa nachádza na spínacej frekvencii koncového stupňa (f_{sw}). Zároveň v sledovanom frekvenčom pásme dochádza k redukcii („rozptýleniu“) ďalších harmonických spektrálnych zložiek (na frekvenciách $n \cdot f_{sw} \pm 10\%$, kde n je prirodzené číslo.)

Miesto veľkého množstva energie nahromadeného v násobkách spínacej frekvencie (f_{sw}) koncového stupňa, je teraz energia vo frekvenčnom spektre „rozptýlená“ do širších spektrálnych pásiem. Šírka jednotlivých frekvenčných pásiem rastie s frekvenciou. Vo frekvenčnej oblasti nad niekoľko Mhz, spektrálna analýza obvykle vykazuje iba veľmi nízke hodnoty rušivých spektrálnych zložiek[1].

1.5 Budič

Výber vhodného riadiaceho obvodu pre spínanie a rozspínanie koncových tranzistorov je dôležitá požiadavka. Základné požiadavky pre budiace obvody výkonových tranzistorov (často používaných MOSFET) sú nasledujúce:

1. (a) Malý dynamický vnútorný odpor budiaceho obvodu – v dynamickej prevádzke je treba budiť hradlo „gate“ výkonového tranzistoru z „tvrdého“ zdroja. Pre spínanie na vyšších kmitočtoch je dôležité, aby všetky kapacity obsiahnuté vo výkonovom tranzistore boli nabité v čo možno najkratšom čase.
(b) Veľmi malý kludový prúd pretekajúci budiacim obvodom v neaktívnom stave – špičkové hodnoty odoberaného výkonu z budiaceho obvodu sú požadované iba pre nabitie kapacit výkonového tranzistora MOSFET. Pokiaľ by budiacim obvodom pretekal po celú dobu pracovného cyklu veľký kludový prúd, okrem ďalších negatívnych dôsledkov by toto malo za následok zníženie účinnosti vlastného zariadenia.
(c) Prevádzka výkonových spínacích tranzistorov – obzvlášť v zapojení výstupných tranzistorov do polovičného, alebo plného mostu viz. kapitola 1.6.1 Prevzaté a ďalej upravené z [1].

Na plné zopnutie tranzistorov MOSFET je nutné vybudiť hradlo „gate“ určitým nábojom (prúdom). Z uvedeného vyplýva, že pokiaľ chceme čo najkratšiu dobu spínania, musí na elektródu G tečť veľký prúd (prúdy tečúce vo spínacích resp. rozspínacích pulzoch dosahujú hodnoty jednotiek ampérov).

Vela firiem vyrába budiče výkonových tranzistorov vo forme integrovaných obvodov.[3]

1.6 Výkonové tranzistory

Súčiastky použité pre snímanie indukčnej záťaže na vysokej spínacej frekvencii by mali spĺňať požiadavky na nízky úbytok napätia na spínači v zopnutom stave, veľmi krátku dobu zopnutia a rozopnutia výkonového spínača a v neposlednej rade by mali byť veľmi nízke aj hodnoty parazitných prvkov vlastného spínača.

Ako spínače vo výkonovej časti zosilňovača pracujúceho v triede D je možné použiť niekoľko odlišných typov výkonových tranzistorov. Z hľadiska výrobných technológií a fyzikálnej podstaty princípu činnosti sa nám ponúkajú 3 základné typy tranzistorov – bipolárny, IGBT a MOSFET. S týchto tranzistorov podľa [1] analýzy základných parametrov výkonových tranzistorov ide dokázať, že MOSFET z vyššie uvedených typov tranzistorov najlepšie vyhovuje pre aplikáciu vo výkonových zosilňovačoch (malých a stredných výkonov). Je to hlavne vďaka nízkemu úbytku napätia na týchto spínačoch v zopnutom stave v porovnaní s hodnotou saturačného napätia

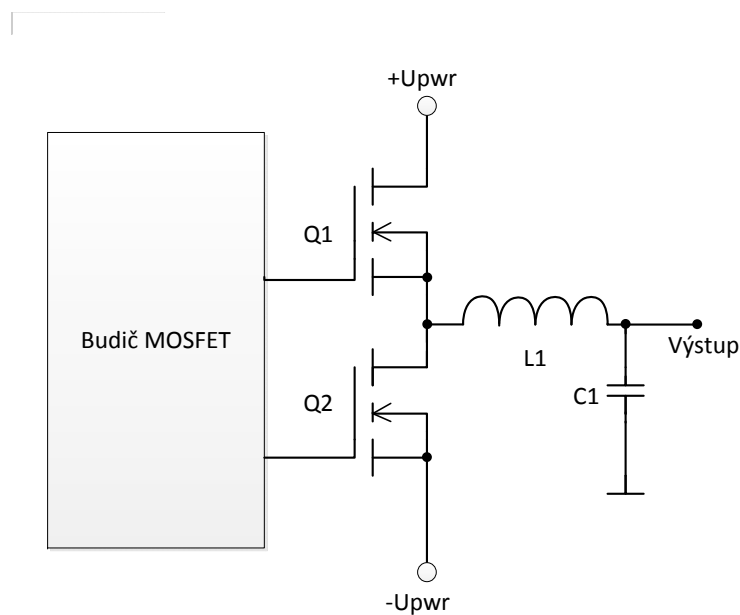
u bipolárnych tranzistorov. Tranzistory IGBT, obecné vzaté, neumožňujú dosiahnuť vysokej spínacej frekvencie, ktorá je požadovaná v oblasti spínacích zosilňovačov.

Spolu s vývojom moderných štruktúr polovodičových súčiastok sa vyvíjajú aj štruktúry tranzistorov IGBT. Napríklad firma International Rectifier vyvinula moderný IGBT štruktúry tranzistorov, ktoré sú schopné pracovať ako výkonové spínače na kmitočtoch silno presahujúce hranicu 100 kHz.

1.6.1 Základné Topológie tranzistorov

Koncové výkonové tranzistory sú u spínaných zosilňovačoch výhradne zapojené buď do polovičného mostu alebo do plného mostu.

Na obr. 1.4 podľa [1] je naznačené zapojenie koncových tranzistorov MOSFET s indukovaným kanálom typu N (označenými ako Q1 a Q2) do polovičného mostu. Výkonový stupeň napájania zo zdroja jednosmerného napätia je symetrické voči potenciálu elektrickej zemi. Medzi výhodné vlastnosti tohto zapojenia patrí použitie iba dvoch tranzistorov na každý audio kanál, možnosť použitia jednoduchšieho budiča výkonových tranzistorov a často aj jednoduchšia konštrukcia výstupného filtra zosilňovača.



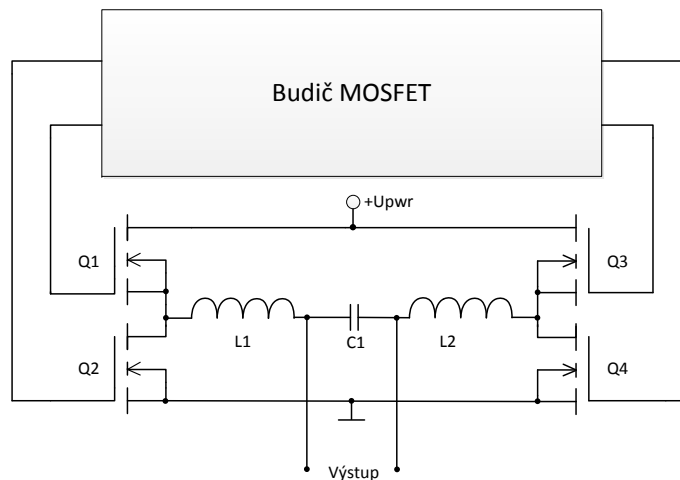
Obr. 1.4: Zapojenie koncových tranzistorov MOSFET do polovičného mostu

Výstup koncového stupňa zosilňovača je opatrený filtrom typu dolná prepust' 2. rádu (tvorený prvkami L1 a C1). V prípade symetrického napájania výkonového stupňa zosilňovača ide výstupné napätie zosilňovača odoberať zo svorky výstupu

proti potenciálu zemnej svorky. Riadiaci obvod tranzistorov MOSFET (Q1 a Q2) musí byť navrhnutý tak, aby bolo vždy zamedzené súčasnému zopnutiu oboch typov prvkov. Tento problém je v praxi obvykle riešený tak, že medzi rozopnutím zopnutého tranzistora a zopnutím nevodivého tranzistora existuje určité časové oneskorenie nazývané ako „deadtime“.

V oblasti spínaných audio zosilňovačov je u zapojenia výkonového stupňa do polovičného mostu prakticky vždy nutné zaviesť spätnú väzbu z výstupu (nie nutne zo svorky výstupu). Spätná väzba sa zavádza z dôvodu eliminácie nežiadúcej jednosmernej zložky a nesymetrie napätí na výstupe, ktoré by mohli poškodiť pripojený reproduktor. Napätová nesymetria vzniká hlavne vďaka nedokonalaj symetrii napájacieho zdroja ($+U_{pwr}$ a $-U_{pwr}$) voči potenciálu elektrickej zemi. Ďalšia príčina vzniku výstupnej jednosmernej zložky je spôsobená tým, že oba tranzistory (Q1 a Q2) nemôžu byť nikdy dokonale rovnakých parametrov.

Pri spracovaní nízkofrekvenčného audiosignálu dochádza k javu, ktorý je často označovaný ako „bus pumping“. Tento nežiadúci jav je spôsobený snahou výkonového stupňa zosilňovača o rekuperáciu komutačného prúdu (z výstupného akumuláčného filtra do indukčívnej záťaže zosilňovača) späť do napájacej siete.



Obr. 1.5: Zapojenie koncových tranzistorov MOSFET do úplného mostu

Na obr.1.5 je naznačené zapojenie koncových tranzistorov MOSFET s indukovaným kanálom typu N (Q1 až Q4) do plného mostu. Výkonový stupeň je napájaný zo zdroja jednosmerného napätia jednej polarity. Medzi výhodné vlastnosti tohto zapojenia patrí absencia „bus pumping“ javu a prakticky žiadne problémy z jednosmernou zložkou napätia na výstupe zosilňovača. Nevýhodou tejto topológie môže byť nutnosť použitia väčšieho počtu výkonových tranzistorov na jeden audio kanál,

ďalej použitie zložitejšieho a finančne nákladnejšieho budiča pre riadenie výstupných tranzistorov a často aj nákladnejšia konštrukcia výstupného filtra zosilňovača.

Výstup koncového stupňa je opatrený filtrom typu dolná prepust' 2. rádu (tvorený prvkami L1, L2 a C2). Výstupné napätie zosilňovača možno odoberať zo svoriek označených ako výstup, nie proti potenciálu zemnej svorky. Riadiaci obvod tranzistorov MOSFET (Q1 až Q4) musí byť navrhnutý tak, aby bolo vždy zamedzené súčasnému zopnutiu dvojice tranzistorov v jednej vetve mostu (Q1 a Q2, alebo Q3 a Q4).

U zapojenia výkonového stupňa do plného mostu nieje bezpodmienečne nutné zaviesť spätnú väzbu z výstupného systému. Spätné väzba sa však v aplikáciách spojenými so spracovaním audiosignálu skoro vždy zavádza z dôvodu vylepšenia audio parametrov zosilňovača.[1]

1.6.2 Parametre MOSFET tranzistorov

Medzi najdôležitejšie parametre MOSFET tranzistorov patria napríklad statický odpor medzi elektródami „drain“ a „source“ v zopnutom stave $R_{DS(ON)}$, prierazné napätia medzi elektródami „drain“ a „source“ U_{DSmax} , maximálna hodnota kontinuálneho prúdu elektródou „drain“ $I_{D(max)}$, náboj elektródy „gate“ Q_G .

Náboj hradla tranzistoru MOSFET Q_G , je náboj, ktorý je nutné dodať na hradlo „gate“ tranzistoru MOSFET pre úplné zopnutie tranzistoru. Náboj hradla silno ovplyvňuje možnosť rýchleho spínania výkonových tranzistorov MOSFET a výšku výkonových strát na hradle „gate“. Hodnota parametru Q_G sa istou mierou podieľa aj na celkovej účinnosti zosilňovača, ktorá rastie s poklesom hodnoty Q_G .

Parameter $R_{DS(ON)}$ je zvyčajne v jednotkách $m\Omega$ čo je hodnota nízka, avšak pri prúde pretekajúcom medzi elektrodou „source“ a „drain“ aj niekoľko apmér vznikne nezanedbateľný úbytok napätia a taktiež výkonová strata. Je veľmi silno závislý na teplote, s rastúcou teplotou prechodov dochádza k jeho zvyšovaniu, preto je vhodné pri reálnych výpočtoch stratového výkonu uvažovať hodnotu $R_{DS(ON)}$ minimálne dvojnásobnú oproti katalógovej hodnote ktorú často udávajú v zopnutom stave pri 25 °C.

Z najvyššej hodnoty výstupného napätia zosilňovača pri danej záťaži ide orientačne určiť aj približnú hodnotu maximálneho vstupného prúdu. Hodnota maximálneho kontinuálneho prúdu tečúceho elektrodou „drain“ MOSFET tranzistoru $I_{D(max)}$ z katalógového listu výrobcu by mala byť vždy vyššia než vypočítaná hodnota prúdu tečúceho záťažou zosilňovača.

Parametry $R_{DS(ON)}$ a $I_{D(max)}$ sú dôležité z hľadiska statických strát na spínacích tranzistoroch. Straty spôsobené vedením prúdu $P_{vedením}$ je možné vypočítať podľa

vzťahu [1]:

$$P_{vedením} = I_{Def}^2 \cdot R_{DS(ON)}, [\text{W}] \quad (1.1)$$

kde I_{Def}^2 vo vzťahu 1.1 značí efektívnu hodnotu prúdu tečúceho cez svorku „drain“ tranzistorom MOSFET.

Celkové spínacie straty $P_{spínacie-celkové}$ sú dané súčtom spínacích strát $P_{spínacie}$ a strát na hradle „gate“ MOSFET P_{gate} podľa vzťahu 1.2:

$$P_{spínacie-celkové} = P_{spínacie} + P_{gate}, [\text{W}] \quad (1.2)$$

Existencia spínacích strát $P_{spínacie}$ je spôsobená nenulovou dobou zopnutia a rozopnutia výkonového tranzistoru MOSFET.

$$P_{spínacie} = E_{spínacie} \cdot f_{spínacie}, [\text{W}] \quad (1.3)$$

Strednú hodnotu stratového výkonu nazývame spínacie straty (vzťah 1.3), je ju možné (podľa [4]) určiť vynásobením spínacej energie $E_{spínacie}$ (vzťah 1.4) zo spínacou frekvenciou výkonového tranzistoru $f_{spínacie}$.

$$E_{spínacie} = \int_0^{t_{sp}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt, [\text{W}] \quad (1.4)$$

Integrál znázorňuje energiu za jeden spínací a rozpínací cyklus, kde $u_{DS}(t)$ je okamžitá hodnota napätia medzi elektrodami „drain“ a „source“ výkonového tranzistoru MOSFET, $i_D(t)$ je okamžitá hodnota prúdu elektrodou „drain“ a t_{sp} značí dĺžku trvania spínacieho impulzu.

Veľkosť strát na hradle MOSFET tranzistora P_{gate} je daná vzťahom 1.5 podľa [4]. Pričom U_{driver} je napätie na výstupe budiaceho obvodu tranzistorov MOSFET spínaných s frekvenciou $f_{spínacie}$. Náboj hradla tranzistorov je označený ako Q_G .

$$E_{spínacie} = Q_G \cdot U_{driver} \cdot f_{spínacie}, [\text{W}] \quad (1.5)$$

Veľkosť týchto strát je obzvlášť dôležitá pri riadení výkonových tranzistorov MOSFET, využitím budiča v podobe integrovaného obvodu.

1.7 Výstupný filter

Výstup audiozosilňovača pracujúceho v triede D je často nutné opatřit filtrom typu dolná prepust'. Dnes sú už modulačné techniky, ktoré nutnosť použitia výstupného filtra obmedzujú takzvané „filterless“. Audio zosilňovač pracujúci v triede D pracuje ako spínač, z čoho vyplýva, že na výstupe sú obdĺžnikové pulzy s veľkým množstvom spektrálnych zložiek mnohokrát presahujúcimi audio pásmo. Pokiaľ by bol takýto signál privedený na vstup reproduktora, malo by to za následok niekoľko negatívnych

javov. Reproduktor by bol zafažovaný vysokými frekvenciami, ktoré niesu schopné kmitajúcu cievku rozpochybovať. Tieto frekvenčné zložky by sa v reproduktore menili na teplo a zbytočne by zahrievali magnetický obvod reproduktoru čo by malo za následok vznik veľkého rušivého elektromagnetického poľa.

1.7.1 Základné topológie výstupných filtrov

Výstupným filtrom a vhodne zvolenými komponentami pre jeho optimálnu realizáciu je v nezanedbateľnej miere ovplyvnená účinnosť zosilňovača. Voľba výstupného filtra zosilňovača je prevažne závislá na dĺžke spojovacieho vodiča medzi zosilňovačom a reproduktorom, ďalej na výstupnom výkone zosilňovača, použitej modulácii a rozložením súčiastok na doske plošných spojov. Dve používané topológie výstupných filtrov spínaných zosilňovačov pracujúcich v triede D:

- a) Výstupný filter tvorený rezistorom a kondenzátorom
- b) Výstupný filter typu dolná prepust' LC

a) Výstupný filter tvorený rezistorom a kondenzátor

Filter typu dolná prepust' zostavený z rezistora (feritový valček) a kondenzátora, poskytuje kompaktnú a cenovo výhodnú variantu riešenia v porovnaní s LC filtermi. Nevýhodou sú jeho filtračné účinky patrné až od frekvencie prevyšujúcej hranicu jednotiek MHz. Ďalej je nutná veľmi silná optimalizácia rozložených súčiastok na doske plošných spojov tak, aby tvorili veľmi kompaktný celok (preto sa tento filter využíva skoro výhradne v kombinácii so spínanými zosilňovačmi v integrovanej podobe). Dĺžka prepojovacieho vodiča (žili by mali byť opatrené tienením) medzi modulom zosilňovača a reproduktorom by mala byť veľmi krátka. Pri použití tohto filteru je prakticky nutnosť použitia modulátora s vylepšenými vlastnosťami z hľadiska elektromagnetickej interferencie. Výstupný výkon zosilňovačov vybavených výstupným filtrom typu dolná prepust', ktoré sú tvorené kombináciou prvkov rezistor – kondenzátor, sa obvykle pohybuje v rádoch jednotiek až desiatok W [1].

Niektoré zosilňovače dokonca dovoľujú výstup zosilňovača ponechať bez akéhokoľvek filteru „filterless“. Sú to zosilňovače využívajúce patentovo chránené vylepšené modulácie. U týchto zosilňovačov je prakticky nutnosťou použiť tienené privody k reproduktorom s veľmi obmedzenou dĺžkou. U zosilňovačov, ktorý výstup není opatrený výstupným filtrom typu dolná prepust', výrobcovia využívajú okrem vylepšených modulačných techník faktu, že reproduktory sú vlastne induktívne záťaže. Finančné náklady na tieto filtre sú bezpochyby najnižšie.

b) Výstupný filter typu dolná prepust' LC

Výstupy audio zosilňovačov triedy D bývajú často opatrené filtrom typu dolná prepust' 2. rádu. Tie bývajú tvorené prvkami LC. Pre výkony presahujúce niekoľko desiatok W je výhradne používaný tento typ filtra. Pri výbere prvkov filtra je však nutné postupovať opatrne. Je nutné, aby kmitočty nad medznou frekvenciou boli potlačované čo možno najlepšie, ale aby audio pásmo bolo, pokiaľ možno, ovplyvnené minimálne.

Firmou Texas Instruments je doporučený filter typu dolná prepust' 2. rádu s Butterworthovou aproximáciou. Táto aproximácia sa vyznačuje maximálne plochou modulovou charakteristikou v prepustnom pásme. To dobre zodpovedá požiadavkám na prenosné modulové kmitočtové charakteristiky audio zosilňovačov. Preto je v aplikáciach audio zosilňovačov v triede D daná prednosť Butterworthovej aproximácii pred aproximáciou Čebyševovou a inými, ktoré majú síce strmšie prechody z prepustného pásma do neprepustného, ale vykazujú isté zvlnenie modulačnej frekvenčnej charakteristiky v prepustnom pásme. Výpočet prvkov LC filtra s Butterworthovou aproximáciou je možné vypočítat pomocou nasledujúcich vzťahov:

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \cdot \sqrt{2}}, [\text{F}] \quad (1.6)$$

$$L = \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0}, [\text{H}] \quad (1.7)$$

kde R_L je odpor záťaže, ω_0 je uhlová frekvencia filtra. U filtrov Butterworthovej aproximácie je volené kritické tlmenie rovné $Q = 1/\sqrt{2}$, preto je vo vyššie uvedených vzorcoch konštanta $\sqrt{2}$. Uhlová frekvencia filtra sa určuje podľa vzťahu 1.8

$$\omega_0 = f_0 \cdot 2\pi, [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (1.8)$$

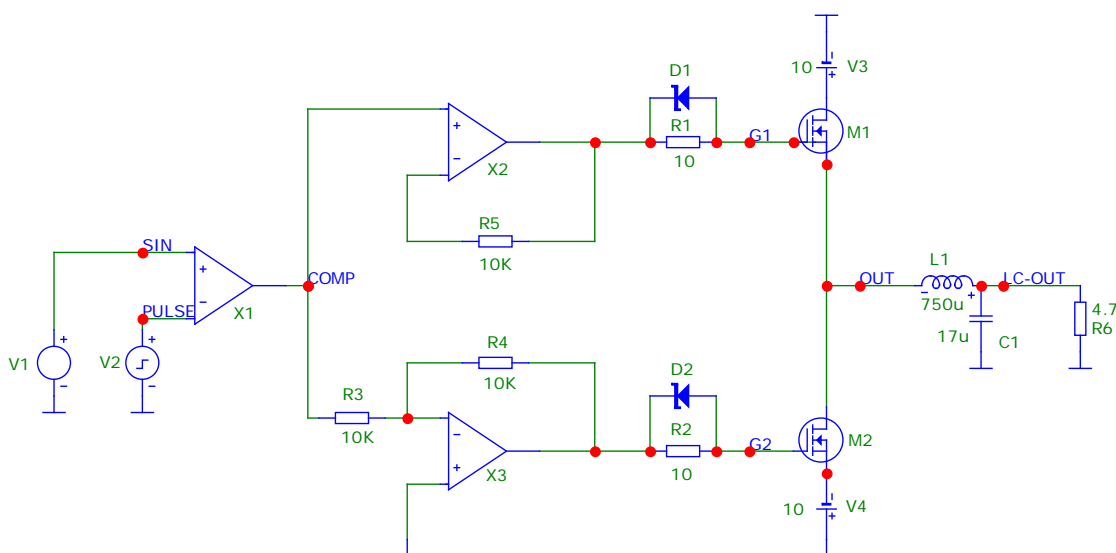
Kde f_0 je medzný kmitočet. Volí sa nad najvyšším meraným kmitočtom audio pásma, teda nad 20 kHz. Medzný kmitočet by mal byť volený čo najnižšie nad najvyšším kmitočtom audio pásma, aby čo najviac potlačil spínací kmitočet. Medznú frekvenciu zosilňovača je možné vypočítat podľa vzťahu 1.9

$$f_0 = 10^{\frac{20 \cdot \log(f_{max}) + 3\text{dB}}{20}}, [\text{Hz}] \quad (1.9)$$

kde f_0 je medzná frekvencia filtra, ktorá je o 3 dB vyššia ako je maximálna frekvencia meraného audio pásma f_{max} .

2 SIMULÁCIA ZOSILŇOVAČA V TRIEDE D

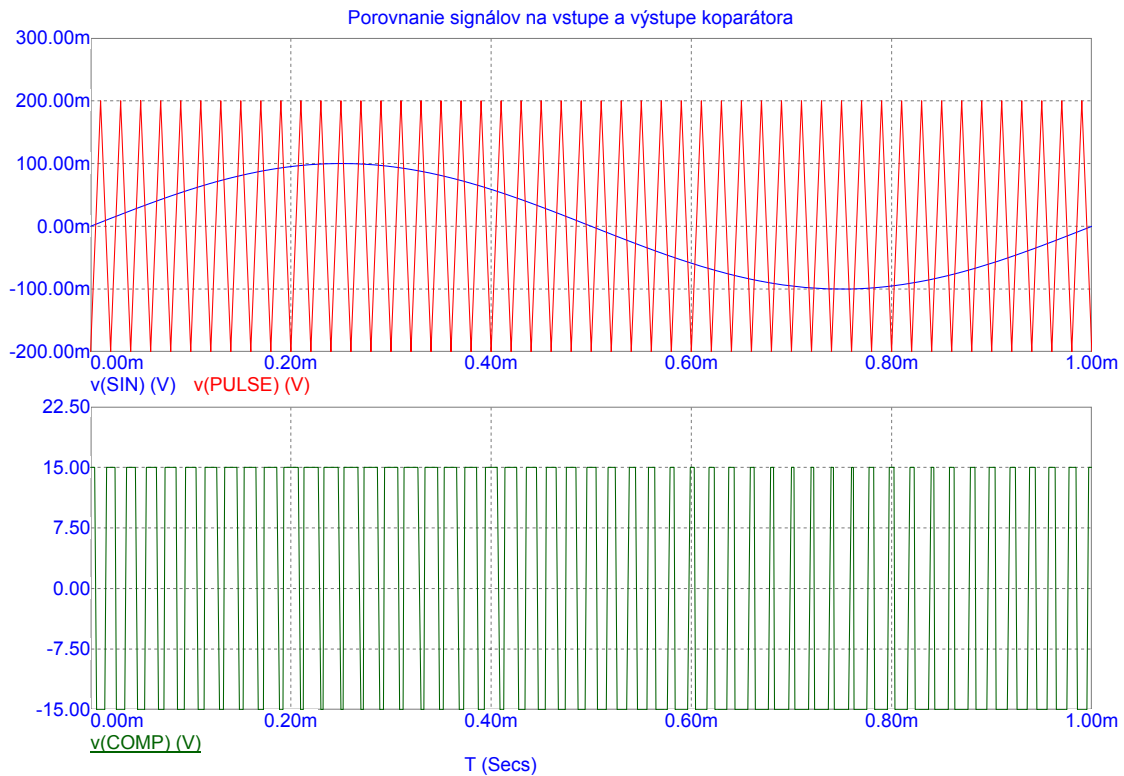
Táto kapitola sa zaoberá simuláciou základných princípov výkonového zosilňovača pracujúceho v triede D v programe Micro-Cap. Na obr.2.1 je schéma simulovaného obvodu. Zosilňovač je zapojený do polovičného mosta kde je vstupný predzosilňovač vynechaný.



Obr. 2.1: Schéma zapojenia – pol most

Prvým blokom zapojenia je modulátor reprezentovaný operačným zosilňovačom X1. Operačný zosilňovač X1 funguje ako komparátor. Na neinvertujúcu svorku OZ je privedený nízko-frekvenčný signál 1 kHz s amplitúdou 0,1 V, ktorý má byť zosilnený a na invertujúcu svorku signál s trojuholníkovým priebehom, frekvenciou 50 kHz a amplitúdou 0,2 V. Táto frekvencia je zámerne upravená pre lepšiu čitateľnosť z grafov. Čím vyšší bude kmitočet trojuholníkového signálu tým lepšie. To je však obmedzené maximálnou frekvenciou spínania výkonových tranzistorov. Preto väčšina výrobcov volí kmitočet v rozmedzí 200 až 300 kHz. Amplitúda trojuholníkového signálu musí byť vždy väčšia ako amplitúda vstupného signálu. Dôvodom je navzorkovanie vstupného signálu. Vstupný signál (sinusoida), trojuholníkový signál a výstup s komparátora je zobrazený v grafe 2.2

Na výstupe komparátora X1 už máme PWM signál vhodný pre budenie výkonových tranzistorov. Ideálne napätie pre budenie tranzistorov je ± 15 V a viac. Nižšie napájanie spôsobuje skreslenie výstupného signálu. Tranzistory M1 a M2 musia pracovať presne v protifáze, to znamená, že keď je otvorený tranzistor M1, musí byť tranzistor M2 zatvorený. To zaisťujú komparátory, ktoré sú zapojené ako operačné



Obr. 2.2: Porovnanie signálov na vstupe a výstupe koparátora

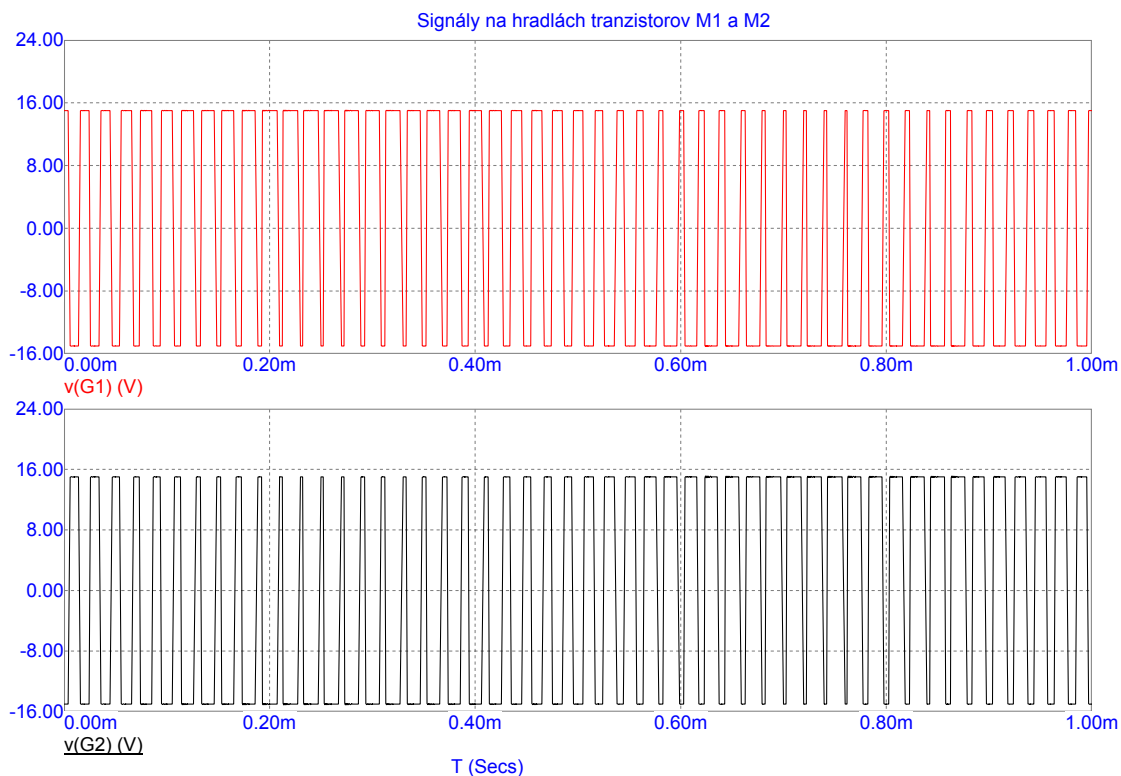
zosilňovače X2 a X3. Komparátor X3 je zapojený ako invertujúci zosilňovač so zosilnením $A_u = -1$. Aby však nedochádzalo ku kritickému oneskoreniu invertovaného signálu prechodom komparátora X3, je do obvodu riadiaceho tranzistora M1, zaradený komparátor X2, ktorý je zapojený ako operačný zosilňovač s prenosom $A_u = 1$. Komparátory X2 a X3 teda zabezpečujú zhodné oneskorenia riadiacich signálov jednotlivých MOSFET tranzistorov.

Na hradlách tranzistorov sú zapojené paralelné kombinácie R2, D2 a R4, D1. Tie zaisťujú oneskorené zopnutie tranzistorov a ich veľmi rýchle rozopnutie. Na hradlách je privedený $\pm 15\text{ V}$ signál. V simulácii sú použité základné MOSFET tranzistory (GENERIC-N) Micro-Capu. Signály na hradlách tranzistorov M1 a M2 sú zobrazené v grafe 2.3.

Simuláciou tranzistorov som zistil, že ideálne napätie pre dané tranzistory medzi „drain“ a „source“ je minimálne o 5 V menšie ako na ich hradle „gate“, v tomto prípade $\pm 10\text{ V}$. Pri týchto nastaveniach MOSFET tranzistory pracujú v oblasti saturácie prevodovej charakteristiky. To vyplýva z ich charakteristík v prílohe viz.A.1.

Na porovnanie sú v prílohe znázornené signály A.2 a A.3 s rozdielom menším ako 5 V ($\pm 13\text{ V}$) a väčším ako 5 V ($\pm 8\text{ V}$) pri 15 V na hradle.

Celkový výstupný signál zosilňovača za tranzistormi MOSFET pri napätí na



Obr. 2.3: Signály na hradlách tranzistorov M1 a M2

hradle 15V a napätí na „drain“ a „source“ 10V je zobrazený na 2.4

Ďalej je na schéme výstupný LC filter typu dolná prepust' reprezentovaný súčias-tkami L1, C1.

Výpočet LC filtra:

Nieje potreba voliť maximálnu frekvenciu na 20 kHz (audio pásmo – viac v ka-pitole 1.7) keď signál ktorý privádzame na vstup má 1 kHz. Preto si f_{max} zvolíme 1 kHz a podľa vzorca 1.9 vypočítame medznú frekvenciu.

$$f_0 = 10^{\frac{20 \cdot \log(f_{max}) + 3dB}{20}} = 10^{\frac{20 \cdot \log(1000) + 3}{20}} = 1412.5 \text{ [Hz]} \quad (2.1)$$

Z medznej frekvencie môžeme určiť podľa vzorca 1.8 uhlovú frekvenciu ω_0 .

$$\omega_0 = f_0 \cdot 2\pi = 1412.5 \cdot 2\pi = 8875.2 \text{ [rad} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (2.2)$$

Určenie indukčnosti cievky (L) výstupného LC filtra podľa vzorca 1.7

$$L = \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0} = \frac{4,7 \cdot \sqrt{2}}{8875,2} \doteq 750 \text{ } [\mu\text{H}], \quad (2.3)$$

kde je reproduktor realizovaný rezistorom s odporom 4,7 Ω . Určenie kapacity kon-denzátora (C) výstupného LC filtra podľa vzorca 1.6.

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \cdot \sqrt{2}} = \frac{1}{8875,2 \cdot 4,7 \cdot \sqrt{2}} \doteq 17 \text{ } [\mu\text{F}] \quad (2.4)$$

Výstupný zosilnený a vyfiltrovaný signál je spolu s vstupným signálom znázornený na obr. 2.5. Na výstupnom signále je v porovnaní zo vstupným vidieť fázové posunutie a prechodové deje na začiatku simulácie spôsobené LC filtrom. Fázový posun pre navrhnutý LC filter je po odčítaní z grafu približne 60° .

Uvedený priebeh výstupného napätia na zaťažovanom rezistore nezodpovedá presne napätiu, ktoré by bolo na skutočnom reproduktore, pretože reproduktor sa chová ako silno induktívna záťaž, u ktorej zo zvyšujúcim kmitočtom rastie impedancia podľa vzťahu 2.5:

$$Z = R + j\omega L, [\Omega] \quad (2.5)$$

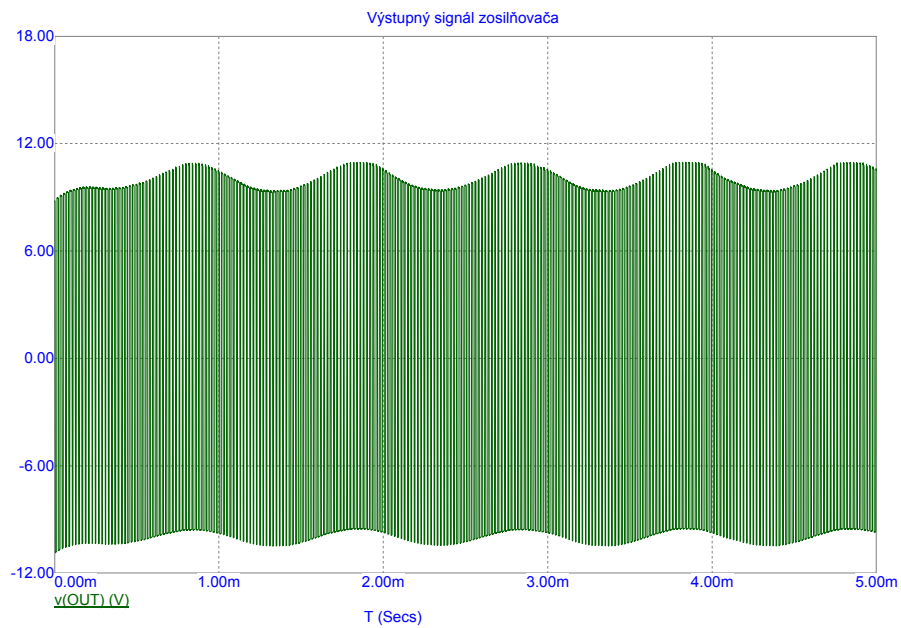
Pričom nás v tomto prípade zaujíma hlavne modul impedancie.

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, [\Omega] \quad (2.6)$$

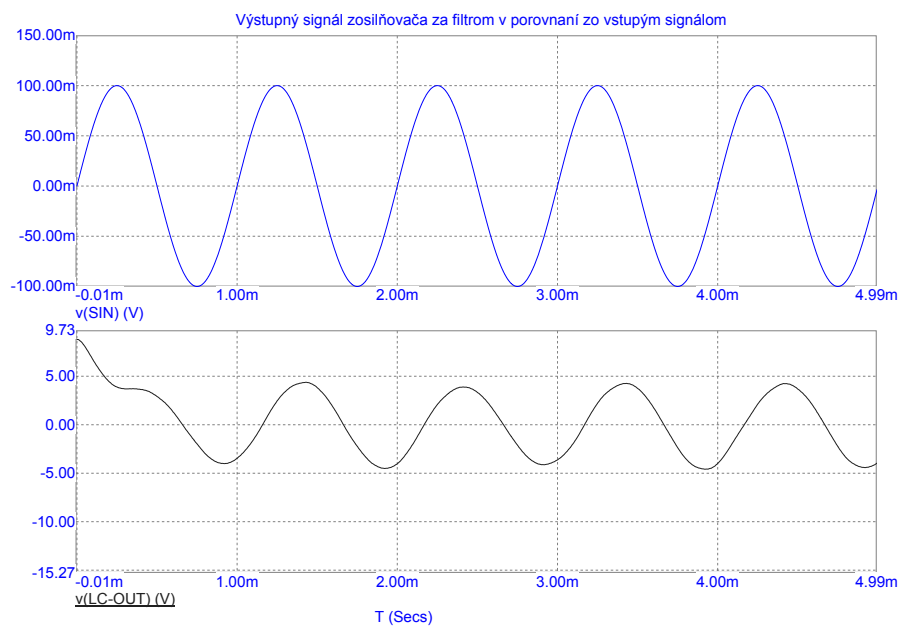
Kde Z je komplexná impedancia reproduktora, R je reálna časť impedancie, L je indukčnosť cievky reproduktora, a ω je uhlový kmitočet. Stredný výstupný výkon tohto zosilňovača je možné vypočítať ako

$$P_{out} = \frac{(U_{OUT})^2}{2 \cdot R_z} = \frac{4,2^2}{2 \cdot 4,7} = 1,85 \text{ [W]}, \quad (2.7)$$

kde P_{out} je stredný výstupný výkon, R_z je zaťažovací odpor zosilňovača a amplituda výstupného napätia U_{OUT} je odčítaná z grafu LC-OUT = 4,2 V. Výstupný výkon sa dá v danej simulácii meniť nastavením väčšieho napätia.



Obr. 2.4: Výstupný signál za MOSFET tranzistormi zosilňovača



Obr. 2.5: Výstupný signál zosilňovača za filtrom LC v porovnaní zo vstupým signálom

3 MERANIE NA ZOSILŇOVAČI TRIEDY D

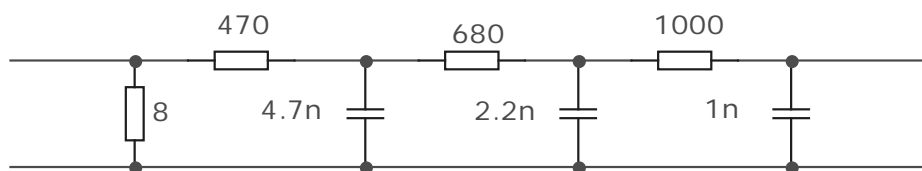
Podľa doporučenia AES („Audio engineering Society“ [5]) číslo 17 z roku 1998 je vhodné k meraniu na výstupoch spínaných výkonových zosilňovačov používať prídavný merací filter typu dolná prepust'. Použitie meracieho filtru je prakticky nutnosť u výkonových zosilňovačov, ktoré vďaka využitiu špeciálnych modulačných techník spadajú do kategórie „filterless“. K meraniu ich základných parametrov je potom možné pristupovať obdobným spôsobom ako pri meraní na výkonových audio zosilňovačoch pracujúcich v triede A či AB.

Dôležitým predpokladom pre obecné použitie meracieho filtru u spínaných zosilňovačov je skutočnosť, že v signáli na výstupe spínaného zosilňovača je obsiahnuté isté množstvo vysokofrekvenčnej zložky. Táto vysokofrekvenčná zložka výstupného signálu môže spôsobiť nekorektné chovanie meracích prístrojov, ktoré by viedlo k nepoužitelnosti nameraných hodnôt bežnými audio analyzátormi. Preto musí byť táto nežiadúca vysokofrekvenčná zložka signálu vhodným spôsobom čo najviac potlačená.

V súlade s vyššie uvedeným doporučením (AES17) boli vyvinuté rôzne typy meracích filtrov. Ich základnou vlastnosťou by malo byť ovplyvnenie meraného audio pásma čo najmenej. Keďže nie je možné skonštruovať ideálny filter, je nutné vždy uvažovať vliv meracieho filtru, ktorý rôznou mierkou prispieva k ovplyvňovaniu nameraných hodnôt. Na obvyklé merania postačuje nízko-frekvenčný generátor signálu, osciloskop, prípadne voltmeter.

3.1 Riešenie meracieho filtru

Na obr. 3.1 je uvedený filter (podľa parametru [6]) pre meranie na výkonových zosilňovačov v triede D. Tento filter bol navrhnutý tak, aby plne vyhovoval požiadavkám podľa AES 17.



Obr. 3.1: Filter typu dolná prepust' určený k meracím účelom spínaných zosilňovačov

Použitím filtru z obr. 3.1 dôjde v meranom reťazci k istému nárastu fázy signálov v audio frekvenčnom pásme (20 Hz - 20 kHz). To je potreba uvažovať pri presnom

meraní fázového skreslenia zosilňovača. Nutné je uvažovať aj vlastné útlmové skreslenie meriaceho filtra, ktoré na horných kmitočtoch audio pásma (20 kHz) činí cca -1,63 dB. Útlmové skreslenie meracieho filtra sa prejaví napríklad pri meraní amplitúdovej frekvenčnej charakteristike zosilňovača, THD a intermodulačného skreslenia. Ak budeme uvažovať o kmitočte spínania koncového stupňa rovného 250 kHz, potom na výstupe meracieho fitru bude dochádzať k potlačeniu spínacieho kmitočtu o cca -27 dB.[1]

3.2 Meranie Amplitúdovej a fázovej frekvenčnej charakteristiky zosilňovača

Amplitúdovu a fázovu frekvenčnú charakteristiku môžeme merať dvojkanálovým osciloskopom. Jeden kanál osciloskopu pripojíme k výstupu laditeľného generátora, druhý na výstup zosilňovača. Amplitúda generátora bude pre celé premeriavané frekvenčné pásmo konštantná. Meranie amplitúdy a fázy výstupného napätia U_{OUT} sa vždy vykonáva pri konštantnej frekvencii harmonického signálu z generátora f .

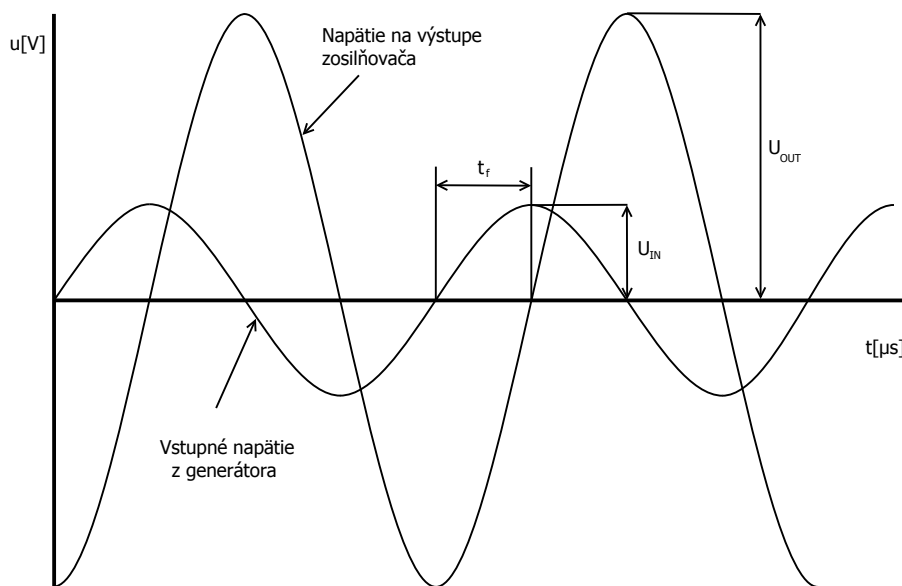
Potom môžeme veľmi ľahko z hodnôt, ktoré sme krok za krokom odčítali z obrazovky osciloskopu pre rôzne frekvencie harmonického napätia na vstupe zosilňovača zostaviť amplitúdovú a fázovú frekvenčnú charakteristiku zosilňovača podľa vzťahov 3.1 a 3.2.

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}, [\text{dB}] \quad (3.1)$$

$$\varphi = t_f \cdot f \cdot 360, [^\circ] \quad (3.2)$$

Kde U_{IN} je amplitúda napätia na vstupe zosilňovača, U_{OUT} je amplitúda výstupného napätia zosilňovača za výstupným filtrom typu dolná priepuť a t_f je časové oneskorenie harmonického signálu o danej konštantnej frekvencii f pri priechode signálu audio zosilňovačom a výstupným filtrom. Fáza je potom vo vzťahu 3.2 označená ako φ , zisk zosilňovača je vo vzťahu 3.1 označený písmenom A .

Za neskreslený prenos zosilňovača možno považovať taký, kedy sa výstupná odozva zosilňovača líši iba veľkosťou a časovým oneskorením. Hlavou príčinou vzniku útlmového skreslenia za výstupom zosilňovača je obvykle výstupný LC filter typu dolná priepuť. tento filter prakticky vždy vykazuje isté zvlnenia či nárast útlmu amplitúdovej frekvenčnej charakteristiky v audiofrekvenčnom pásme. K vzniku fázového skreslenia dochádza vplyvom nelineárnej fázovej charakteristiky vlastného zosilňovača a výstupného LC filtra typu dolná priepuť.



Obr. 3.2: Priebehy vstupného a výstupného napätia zosilňovača v časovej oblasti, pre určenie amplitúdovej a fázovej frekvenčnej charakteristiky zosilňovača za pomoci osciloskopického merania

Ak bude fázová charakteristika zosilňovača lineárna, dôjde iba k zhodnému oneskoreniu všetkých harmonických frekvenčných zložiek signálu, čo sa na výstupe zosilňovača prejaví oneskorením odozvy, ale ich tvar ostane zachovaný. Ak není splnená podmienka linearity fázy (konštantného skupinového oneskorenia všetkých frekvenčných zložiek), jednotlivé zložky spektra signálu sa prenášajú z rôznym oneskorením, čo sa na výstupe zosilňovača prejaví tvarovou zmenou výstupného signálu.

Prakticky sa fázové skreslenie vyjadruje skreslením charakteristiky skupinového oneskorenia. Pre neskreslený prenos musí byť skupinové oneskorenie konštantné, nezávislé na frekvencii. Pre porovnanie skreslenia skupinového oneskorenia není rozhodujúca absolútna hodnota skupinového oneskorenia, ale veľkosť zmeny v priebehu krivky skupinového oneskorenia v danom frekvenčnom pásme (20 Hz - 20 kHz).[1]

3.3 Presluchy

Presluch je parameter audio zosilňovača udávajúci, aká je väzba medzi jednotlivými kanálmi navzájom. Z toho vyplýva, že presluchy je možné merať iba na zosilňo-

vačoch, ktoré majú aspoň dva kanály. Meranie prebieha tak, že sa na jeden kanál zosilňovača privedie signál s konštantou amplitúdou a frekvenciou a vstup druhého kanálu sa pripojí na zemnú svorku. Meria sa výstupná uroveň signálu oboch kanálov. Tento parameter sa udáva v decibelovej mierke ako

$$X_{dB} = 20 \cdot \log \frac{U_{OUTB}}{U_{OUTA}}, [\text{dB}] \quad (3.3)$$

kde X_{dB} je presluch v decibeloch, U_{OUTB} je výstupné napätie kanálu, ktorého vstup je uzemnený a U_{OUTA} je výstupné napätie kanálu, na ktorého vstup je privádzaný signál. Pri meraní sa k výstupom jednotlivých kanálov niekedy zaraduje pásmová priepusť pre spresnenie merania.

3.4 Výstupný výkon

Pri meraní výstupného výkonu zosilňovača budeme vychádzať z predpokladu, že ja na vstup zosilňovača privedený harmonický signál o danej amplitúde. Ak nebudeme uvažovať žiadne nelineárne skreslenie, potom sa výstupná odozva zosilňovača bude líšiť iba amplitúdou napätia a jeho časovým oneskorením. Výstupný výkon zosilňovača P_{OUT} pri výstupnej záťaži čisto ohmickeho charakteru zosilňovača určíme podľa vzorca 3.4

$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{2 \cdot R}, [\text{W}] \quad (3.4)$$

kde U_{OUT} je amplitúda harmonického napätia na výstupe zosilňovača, ktorý je zaťažený rezistorom R . P_{OUT} je potom stredná hodnota výkonu dodaného do záťaže.

3.5 Účinnosť

Účinnosť je hodnota vždy menšia ako 1. táto hodnota udáva, akú časť výkonu dodávaného do zosilňovača je zosilňovač schopný preniesť na záťaž. Vzťah pre výpočet účinnosti je

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i} \cdot 100 \%, \quad (3.5)$$

kde je účinnosť v %, P_{OUT} je stredná hodnota výstupného výkonu dodávaného do čisto ohmickej záťaže, U_i je hodnota jednosmerného napätia na výstupoch napájacích zdrojov a I_i značí stredné hodnoty prúdov odoberaných z napájacích zdrojov zosilňovačom. Suma súčinu hodnôt v menovateli vypovedá o možnom použití niekoľko napájacích zdrojov o rôznych hodnotách výstupných napätí.

3.6 Nelineárne skreslenie

Skreslenie zosilňovača je dôležitým parametrom, ktorý udáva ako sa výstupný signál zmení svojím priebehom v zrovnaní zo vstupným signálom. Rozoznávame harmonické skreslenie, označované ako THD. Často sa stretávame s údajom THD+N, kde N znamená šum (Noise). V druhom prípade na vstup a všetky súčiastky zosilňovača pôsobí šum, ktorý zosilňovač taktiež zosilní. Tento šum je na vstupe zosilňovača spolu s užitočným signálom. THD je definované podľa [1] ako

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad (3.6)$$

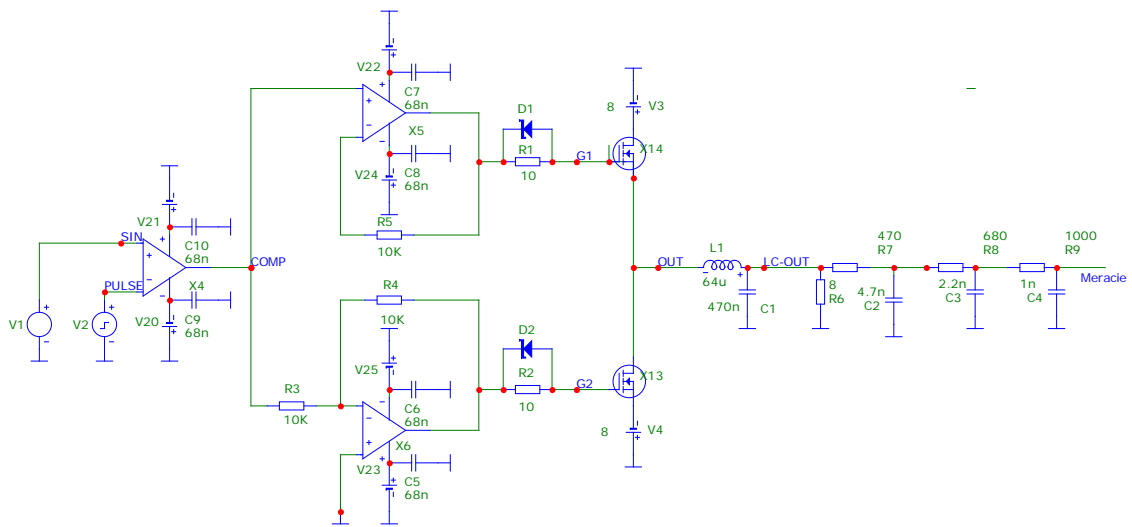
kde $U_2 \dots U_n$ sú jednotlivé harmonické vzniknuté priechodom zosilňovača a U_1 je základná harmonická. THD+N má svoj charakteristický priebeh s rastúcim výstupným výkonom. Najprv je THD+N pomerne vysoké pri malom budení zosilňovača a to z dôvodu nízkej úrovne napätí na vstupe a tým sa väčšou mierkou uplatňuje šum. S rastúcim výstupným výkonom THD+N klesá. Pri ďalšom raste výstupného výkonu sa skreslenie začína zväčšovať vplyvom limitácie výkonového stupňa.

3.7 Ďalšie parametre

Medzi ďalšie sledované parametre patrí napríklad vstupná citlivosť, prebuditeľnosť, intermodulačné skreslenie, vstupná impedancia, výstupná impedancia a iné.

4 REALIZÁCIA

V odsimulovanom obvode som ideálne súčiastky nahradil reálnymi, ktoré som neskôr použil v realizácii. Taktiež som pridal merací filter viz. 3.1, ktorý je navrhnutý na zmenenú veľkosť výkonovej záťaže. Pre novú hodnotu záťaže sa musel navrhnuť nový LC filter typu dolná prepust'. Napätie privádzané na operačné zosilňovače prináša do obvodu rušenie, ktoré je zapotreby odstrániť pomocou blokovacích kondenzátorov. Upravenú schému zapojenia je možné vidieť na obr. 4.1. Pre generovanie trojuholníkového signálu som zvolil signálový generátor, ktorý sa pripája pomocou svoriek. Táto voľba umožňuje meniť rôzne parametre generovaného signálu.



Obr. 4.1: Schéma zapojenia po úpravách

4.1 Voľba súčiastok

Voľba súčiastok bola časovo náročná pretože som chcel súčiastky, ktoré sa dajú kúpiť a zároveň odsimulovať v Micro-Cape. Najobtiažnejšie bolo nájsť na trhu vysokorychlostný operačný zosilňovač, ktorý som musel objednať až z Nemecka. Najdôležitejšími parametrami, ktoré boli rozhodujúce pri mojom výbere, boli vysoká sledovacia rýchlosť a nízky šum. Väčšina operačných zosilňovačov mala nízku sledovaciu rýchlosť a preto som zvolil operačný zosilňovač od firmy Texas Instruments LM6171 [7], ktorý svojou sledovacou rýchlosťou $3600 \text{ V}/\mu\text{s}$ predčil ostaté operačné zosilňovače. OZ majú funkciu komparátora, invertujúceho a neinvertujúceho zapojenia.

Tranzistory MOSFET typu N som vyberal podľa hlavných parametrov $R_{DS(ON)}$, V_{DSS} . Tranzistory IRL2703 [8] od firmy International rectifier spĺňali požiadavky jednak parametrovo a taktiež ich bolo možné odsimulovať. Parameter $R_{DS(ON)}$ bol

pri tomto modeli $0,04\Omega$ a paramter V_{DSS} som zvolil pre meracie účeli o niečo väčší 30V.

Typ cievky som volil podľa tolerancie. Vypočítaná hodnota cievky pri voľbe $f_{max} = 20$ kHz a zaťažovacom odpore $R_z = 8\Omega$ bola $63.74\mu\text{H}$. Predávaná cievka najbližšej hodnoty bola $64\mu\text{H}$.

Podľa [1] sa v zapojeniach výstupného LC filtra používajú výhradne kondenzátory fóliové. Vypočítaná hodnota kondenzátora pri voľbe f_{max} a R_z bola $497,9$ nF. Predávaný kondenzátor najbližšej hodnoty bol 470 nF.

Zenerovú diódu som volil do 20 V. Výkonovú záťaž som zvolil 8Ω s malou toleranciou (1%) a vysokým výkonom (35 W). Ostatné súčiastky ako rezistory, blokovacie kondenzátory som volil podľa návrhu dosky (uhlíkové, SMD, keramické)

4.2 Testovanie na nepajovom poli

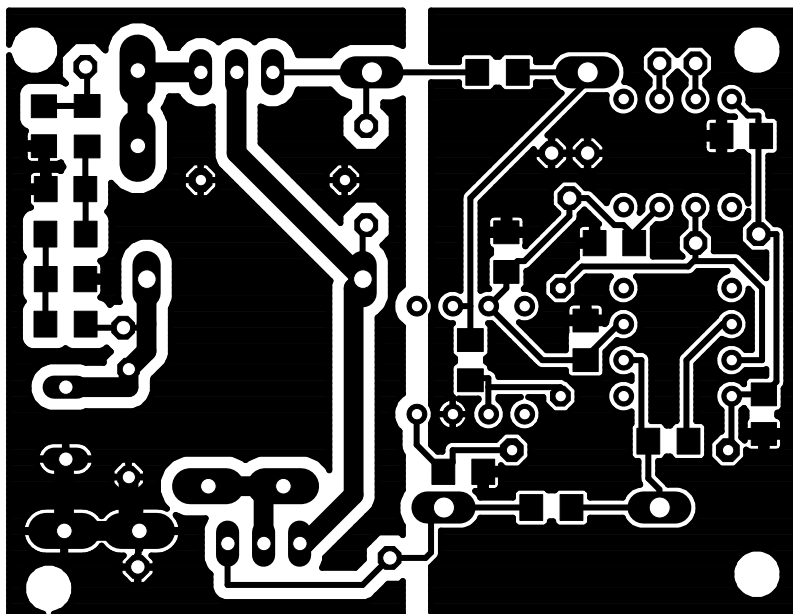
Ešte pred návrhom dosky plošných spojov a po zakúpení súčiastok som otestoval funkčnosť navrhnutého zapojenia na nepajovom poli. Nepajove pole mi neumožnilo otestovať výkonovú časť zosilňovača pri maximálnom výkone z dôvodu vysokého prúdového odberu tranzistorov (nepajove pole max 0,5). Otestoval som si tu funkciu modulátora spolu s operačným zosilňovačom, ktorý slúži ako invertor.

4.3 Doska plošných spojov

Návrh dosky plošných spojov prebiehal v programe EAGLE 6.6.0. Schéma zapojenia v programe EAGLE sa nachádza v prílohe D.1. Po nakreslení schémy som dohľadával púzdra zvolených súčiastok a navrhol dosku plošných spojov. Signálová a výkonová časť má oddelené uzemnenie, ktoré je spojené len v jednom bode. Tento spoj sa nachádza na prívode signálovej zemniacej svorky. Toto oddelenie by malo eliminovať rušenie signálovej časti výkonovými súčiastkami. Signálové cesty komparátorov a operačných zosilňovačov som navrhoval čo najkratšie, pretože sú veľmi citlivé na vysokofrekvenčné rušenia. S tohto dôvodu som taktiež volil niektoré súčiastky s SMD púzdrom. Blokovacie kondenzátory sú umiestnené čo najbližšie k príslušným napájacím vývodom komparátorov a OZ.

Doska je opticky rozdelená na dve časti. V jednej sa nachádza signálová časť obvodu a v druhej výkonová. Výkonové tranzistory a záťaž majú možnosť pripojenia chladiča a preto sú vhodne nasmerované na okrajoch dosky. Výkonová časť má oproti signálovej širšie spoje a taktiež izolačnú vzdialenosť.

Doska bola vyrobená laserovou technológiou na ústave telekomunikácii. Osadzovací výkres súčiastok sa nachádza v prílohe D.2 spolu s tabuľkou osadených súčiast-



Obr. 4.2: Doska plošných spojov

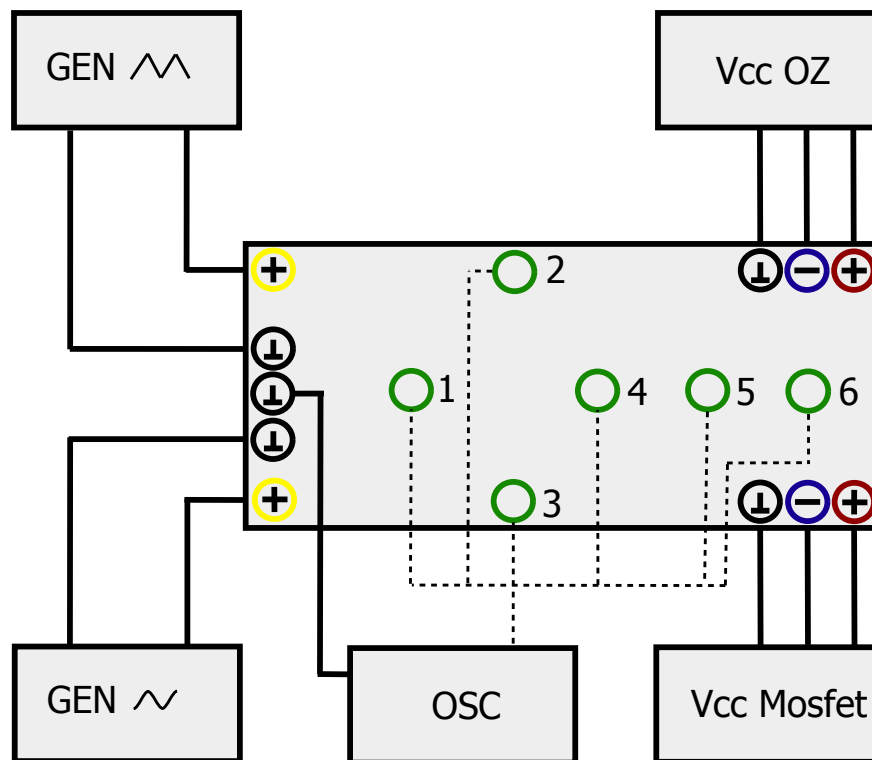
tok D.3. Pomocou stránky [9] a vygenerovaných súborov z EAGLE som získal 3D model dosky plošných spojov, ktorý sa nachádza v prílohách D.4,D.5.

4.4 Merací prípravok

Na doske plošných spojov sa po naletovaní vyskytlo hneď niekoľko problémov. Pri letovaní sa pravdepodobne odpálili dva operačné zosilňovače, ktoré bolo potrebné nahradiť. Po nahradení súčiastok novými súčiastkami bol obvod funkčný až na vysoké rušenie čo spôsobuje veľké skreslenie signálu. Rušenie vyskytnuté v obvode mohlo byť spôsobené zemniacou slučkou a preto som všetky prístroje zapojil na jednu fázu. Ďalej som skúsil použiť oddelovací transformátor, do ktorého som postupne zapájal použité prístroje avšak problém s rušením stále pretrvával. Pomocou nepájového poľa som sa pokúsil upraviť schému zapojenia pridaním paralelne zapojených blokovacích kondenzátorov na vstup napájania pre operačné zosilňovače o hodnotách 33 pF, 100 nF (keramické) a 1 μ F (tantalový). Problém som sa pokúšal odstrániť niekoľko týždňov, no márne.

5 MERANIE NA PRÍPRAVKU

Meranie na prípravku prebiehalo s dvoma generátormi signálu Agilent 33220A , dvoma napájacími zdrojmi DUAL OUT DC POWER SUPPLY DF1731SB, osciloskopom Agilent Technologies DSO1012A a digitálnym multimetrom Agilent 34410A. Dosku plošných spojov som umiestnil do plastovej krabičky na ktorú som navrátil a nasadil zdievky vhodné pre pripojenie prístrojov. Zdievky som farebne označil. Červenou farbou sú zdievky pre napájanie +, modrou farbou sú zdievky pre napájanie -, žltou farbou sú zdievky určené pre sínusový a trojuholníkový signál, zelenou farbou sú zdievky určené na meranie a čiernou farbou sú označené zdievky uzemnenia. Na svorke 1 sa meria signál za prvým komparátorom, na svorkách 2 a 3 je možné vidieť signály pred tranzistormi, na svorke 4 sa nachádza signál za tranzistormi, na svorke 5 signál za LC filtrom a na svorke 6 sa nachádza signál za meracím filtrom. Name- rané signály na prípravku sa nachádzajú C.9,C.10,C.11,C.12.Fotografia prípravku sa nachádza E.1



Obr. 5.1: Schéma zapojenia prístrojov

f[Hz]	U _{out} [mV]	A[dB]	f[Hz]	U _{out} [mV]	A[dB]
20	320	10,10	6000	780	17,84
40	340	10,63	7000	780	17,84
100	400	12,04	9000	780	17,84
200	470	13,44	12000	780	17,84
400	570	15,12	15000	780	17,84
1000	700	16,90	18000	700	16,90
1400	740	17,38	19000	650	16,26
2000	780	17,84	20000	620	15,85
2500	780	17,84	22000	560	14,96
3200	780	17,84	25000	520	14,32
4000	780	17,84	30000	450	13,06
4500	780	17,84	40000	280	8,94
5000	780	17,84			

Obr. 5.2: Tabuľka nameraných hodnôt amplitúdovo-frekvenčnej charakteristiky

5.1 Amplitúdovo-frekvenčná charakteristika

Amplitúdovo-frekvenčnú charakteristiku budem merať podľa postupu v kapitole 3.2. Privádzané vstupné napätie sinusoidy bolo nastavené na 100 mV, vzorkovacia frekvencia bola 150 kHz s napätím 200 mV, napájanie komparátorov bolo ± 5 V a napájanie tranzistorov ± 2 V.

Podľa vzorca 3.1 som si určil napäťový zisk A a vyniesol do grafu závislosti na frekvencii.

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = 20 \cdot \log \frac{320 \text{ mV}}{100 \text{ mV}} = 10,10 \text{ [dB]} \quad (5.1)$$

Ako je možné z tabuľky a grafu vidieť, pri daných napätiach má konštantné napäťové zosilnenie od 2000 Hz po 15000 Hz.

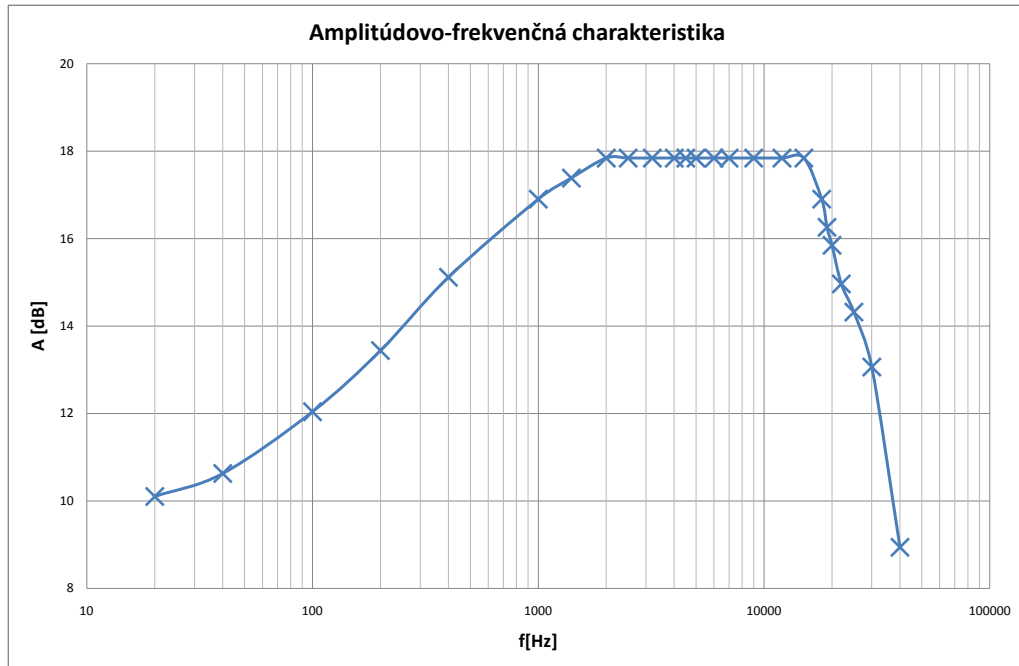
5.2 Fázovo-frekvenčná charakteristika

Fázovo-frekvenčnú charakteristiku budem merať tiež podľa postupu v kapitole 3.2. Privádzané vstupné napätie sinusoidy bolo nastavené na 100 mV, vzorkovacia frekvencia bola 150 kHz s napätím 200 mV, napájanie komparátorov bolo ± 5 V a napájanie tranzistorov ± 2 V.

Podľa vzorca 3.2 som si určil fázový posun vstupného a výstupného signálu, ktorý som vyniesol do grafu v závislosti na frekvencii.

$$\varphi = t_f \cdot f \cdot 360 = 1600 \mu\text{s} \cdot 20 \cdot 360 = 11,52[^\circ] \quad (5.2)$$

Ako je možné vidieť z tabuľky a grafu, výstupný signál zosilňovača má do 1000 Hz kladný fázový posun, od 1000 Hz do 2500 Hz je fázový posun nulový a od 2500 Hz má výstupný signál zosilňovača záporný fázový posun.



Obr. 5.3: Amplitúdovo-frekvenčná charakteristika

5.3 Výstupný výkon

Výstupný výkon zesilovača som zmeral pomocou osciloskopu, kde som pri frekvencii sinusoidy 1000 Hz zo vstupným napätím 100 mV, vzorkovacej frekvencii 150 kHz s napätím 200 mV, napájaním komparátorov ± 5 V a napájaním tranzistorov ± 2 V nameral U_{pp} (špička-špička) = 1V. Z toho pomocou úpravy vzorca z 3.4 môžeme učiť výkon.

$$P_{OUT} = \frac{\left(\frac{U_{pp}}{2}\right)^2}{2 \cdot R} = \frac{\left(\frac{1V}{2}\right)^2}{2 \cdot 8\Omega} = 15,63[mW] \quad (5.3)$$

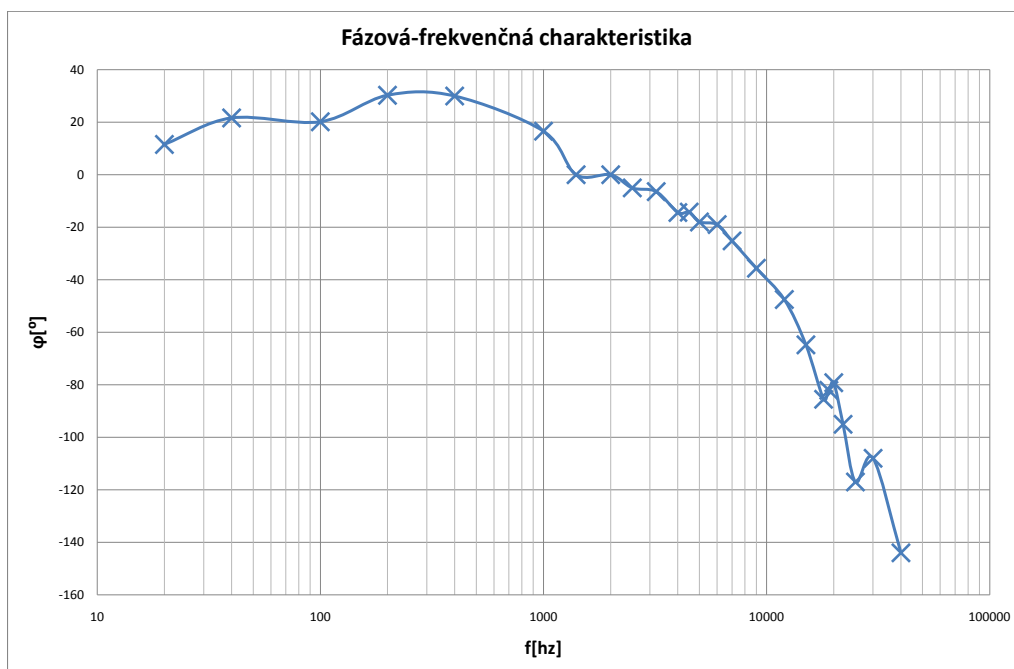
5.4 Účinnosť

Účinnosť som meral pomocou multimetra, kde som si zmeral napätie a stredný prúd na výstupoch napájacích zdrojov pri frekvencii sinusoidy 1000 Hz zo vstupným napätím 100 mV a vzorkovacej frekvencii 150 kHz s napätím 200 mV. Zmerané hodnoty sa nachádzajú v tabuľke Do vzorca 3.5 som dosadil namerané hodnoty.

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i} \cdot 100\% = \frac{15,63 W}{(5,3 V \cdot 23 mA) + \dots (1,5 V \cdot 0,3 mA)} \cdot 100\% = 6,98 [\%] \quad (5.4)$$

f[Hz]	tr[μs]	φ[°]	f[Hz]	tr[μs]	φ[°]
20	1600	11,52	6000	-8,8	-19,01
40	1500	21,60	7000	-10	-25,20
100	560	20,16	9000	-11	-35,64
200	420	30,24	12000	-11	-47,52
400	208	29,95	15000	-12	-64,80
1000	46	16,56	18000	-13,2	-85,54
1400	0	0,00	19000	-12	-82,08
2000	0	0,00	20000	-11	-79,20
2500	-5,60	-5,04	22000	-12	-95,04
3200	-5,60	-6,45	25000	-13	-117,00
4000	-10,00	-14,40	30000	-10	-108,00
4500	-8,8	-14,26	40000	-10	-144,00
5000	-10	-18,00			

Obr. 5.4: Tabuľka nameraných hodnôt Fázovo-frekvenčnej charakteristiky



Obr. 5.5: Fázová-frekvenčná charakteristika

U[V]	I[mA]	U[V]	I[mA]
5,3	23	1,5	0,6
-5,3	19	-1,5	0,3

Obr. 5.6: Tabuľka nameraných hodnôt na výstupoch napájacích zdrojov

6 ZÁVER

V bakalárskej práci bola rozobraná problematika výkonových audio zosilňovačov pracujúcich v triede D. Boli spomenuté rozdiely medzi princípmi týchto zosilňovačov a zosilňovačov pracujúcich v iných triedach. Tieto rozdiely a samotný princíp tejto triedy zosilňovačov boli najprv v teoretické časti rozobrané a následne overené simuláciou jednoduchého zapojenia v programe Micro-Cap.

Výstupní signál je možné v simulácii merať v akomkoľvek mieste zapojenia. Napríklad na výstupe komparátora, na hradle tranzistorov alebo za LC filtrom.

V simulovanom obvode zosilňovača je možnosť meniť veľkosť, tvar vstupného signálu a parametre tranzistorov.

Odsimulovanému zapojeniu som po malých úpravách obvodu vytvoril dosku plošných spojov v programe EAGLE. Na dosku som následne naletoval súčiastky a overil simulované vlastnosti zosilňovača. Na doske vznikajú veľké rušenia signálu, ktoré som sa pokúšal odstrániť niekoľko týždňov no bezúspešne. Na dosku je možné priviesť maximálne napájacie napätie operačných zosilňovačov ± 5 V. Pri napájanom napätí operačných zosilňovačov väčšom ako ± 5 V nastáva na doske príliš veľké rušenie, ktoré znemožňuje odčítanie parametrov meraných signálov. Toto obmedzenie napájacieho napätia zapríčiňuje veľmi malý výstupný výkon (15,63 mW) a účinnosť (6,98%). Meranie na vzorku zosilňovača sa nachádza v kapitole 5

Bakalárska práca obsahuje vzorku zosilňovača, laboratórny návod, dáta pre simuláciu a vzorovo vypracovaný protokol, ktoré sa nachádzajú v prílohách.

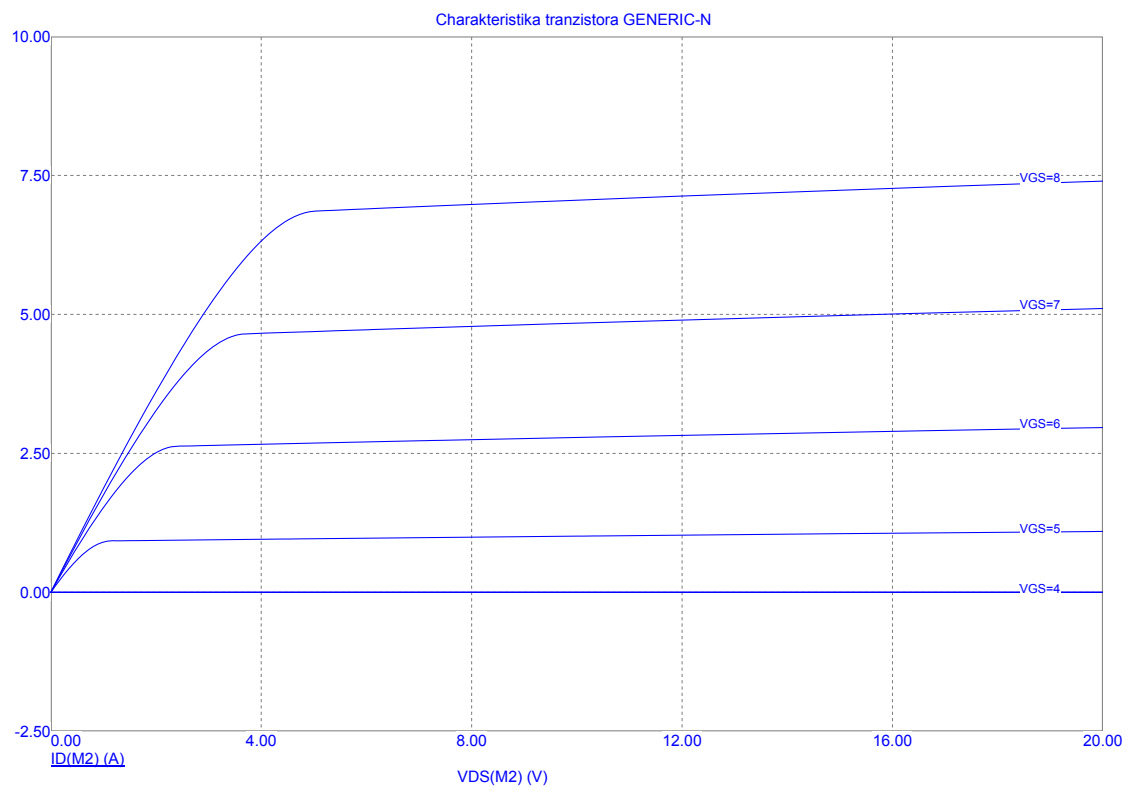
LITERATÚRA

- [1] Štál, P. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*, Praha, BEN - technická literatura 2008, ISBN 978-80-7300-230-5
- [2] wikipedia.org, *Impulzová šířková modulácia*. Dostupné z URL:<<https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/a/af/Pwm.png>>.
- [3] *Datasheet – HIP4080A, 80 V High Frequency H-bridge Driver*. Intersil, 2004.
- [4] Cerezo, J. *Application Note AN-1070 – Class D audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters*. International Rectifier, 2005.
- [5] Dostupné z URL:<<http://www.aes.org/>>.
- [6] Honda, J., Adams, J.: *Application Note - AN1071 - Class D audio Amplifier Basics*. International Rectifier, 2005.
- [7] Texas Instruments Incorporated, LM6171. *High Speed Low Power Low Distortion Voltage Feedback Amplifier*.
Dostupné z URL:<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm6171.pdf>>.
- [8] International Rectifier, PD - 9.1359A, IRL2703.
Dostupné z URL:<<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irl2703.pdf>>.
- [9] 3D Gerber Viewer, Mayhew Labs
Dostupné z URL:<<http://mayhewlabs.com/webGerber/>>.

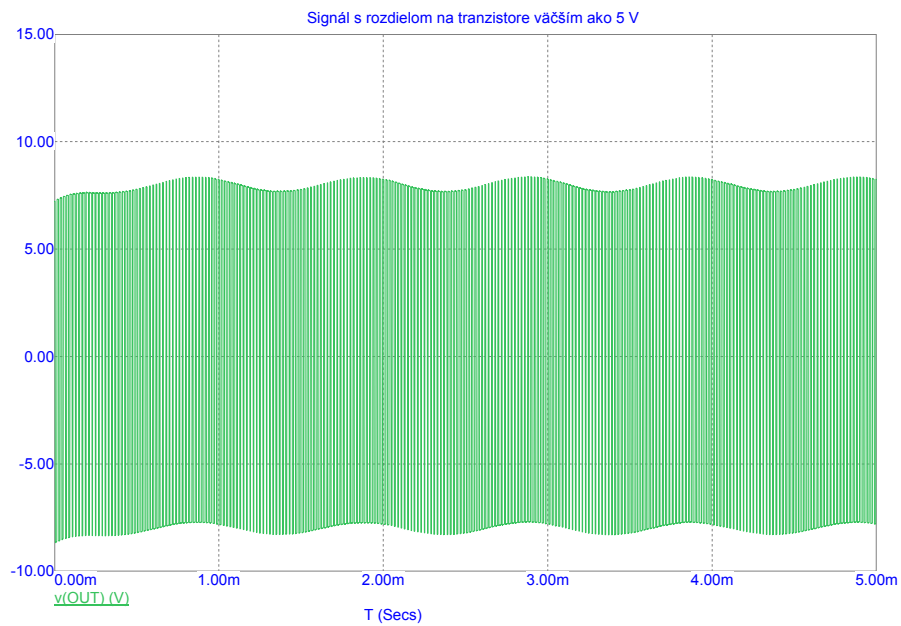
ZOZNAM PRÍLOH

A CHARAKTERISTIKY	43
B LABORATÓRNY NÁVOD	45
C VZOROVÝ PROTOKOL	52
D DOSKA PLOŠNÝCH SPOJOV	66
E MERACÍ PRÍPRAVOK	70
F OBSAH CD	71

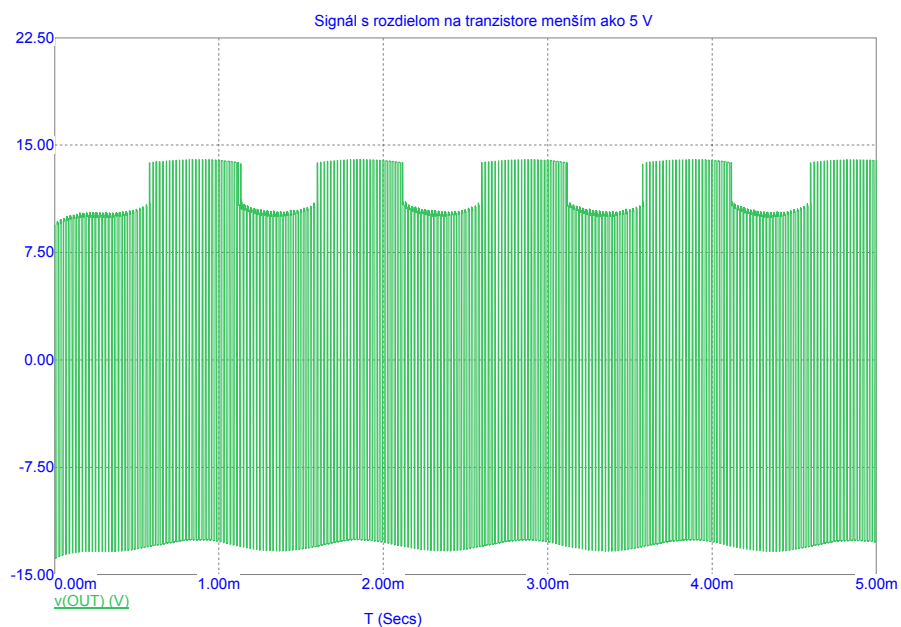
A CHARAKTERISTIKY



Obr. A.1: Charakteristika MOSFET tranzistora GENERIC-N



Obr. A.2: Signál za tranzistormy s rozdielom väčším ako 5 V (± 8 V)



Obr. A.3: Signál za tranzistormy s rozdielom menším ako 5 V (± 13 V)

B LABORATÓRNY NÁVOD

ZOSILŇOVAČ TRIEDY D – SIMULÁCIA

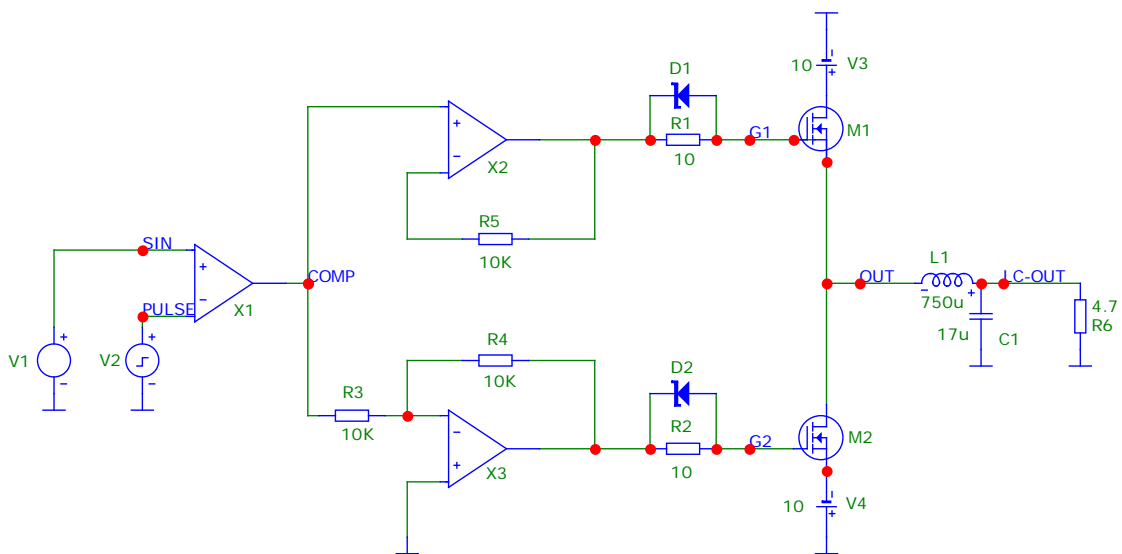
Úlohy merania:

1. Zoznámte sa s modulátorom. Prezrite si parametre zdrojov signálu V1-nf signál a V2-vzorkovací. Pozorujte výstup komparátora, čo sa stane ak napätie na zdroji V1 bude väčšie ako na zdroji V2.
2. Porovnajzte signáli na hradlách MOSFET tranzistorov. Signál ktorý sa nachádza v uzle G1 by mal zodpovedať signálu s opačnou polaritou v uzle G2.
3. Porovnajzte amplitudu výstupného signálu OUT s amplitudou napájacích zdrojov MOSFET tranzistorov(V3 a V4) a výsledok zapíšte do vypracovania. Pomocou Komparátorov X2 a X3 nastavte napätie na hradlách tranzistorov menšie ako ± 15 napríklad 8 a pozorujte zmeny.
4. Vypočítajte hodnotu indukčnosti cievky L1 a hodnotu kapacity kondenzátora C1 filtra typu LC. Hodnoty navrhnutých súčiastok použite v schéme zapojenia. Výslednú charakteristiku za LC filtrom porovnajzte so vstupným signálom a slovne zhodnoťte.
5. Vypočítajte výstupný výkon zosilňovača.
6. Na vzorku meracieho prípravku zosilňovača namerajte signál modulátora, signály pred tranzistormi, signál za tranzistormi, za LC filtrom alebo za meracím filtrom (stačí jeden z nich). Tieto priebehy uložte do pamäte a porovnajzte s priebehmi v simulácii.
7. Namerajte amplitúdovú a fázovú frekvenčnú charakteristiku tohto zosilňovača.
8. Namerajte a vypočítajte výkon a účinnosť zosilňovača.

Teoretický úvod:

Pomocou programu Micro-Cap budeme simulovať funkciu jednoduchého zosilňovača triedy D ktorého schéma je na obr. B.1. Zosilňovač je zapojený do polovičného mosta kde je vstupný predzosilňovač vynechaný. Vstupný predzosilňovač je v simulácii nepodstatný, okrem zosilnenia samotného signálu zastáva funkciu impedančného oddeľovača alebo tvarovača, je súčasťou komparátora.

Prvým blokom zapojenia je modulátor reprezentovaný operačným zosilňovačom X1. Operačný zosilňovač X1 funguje ako komparátor. Na neinvertujúcu svorku OZ je privedený nízkofrekvenčný signál 1 kHz s amplitudou 0,1 V, ktorý má byť zosilnený a na invertujúcu svorku signál s trojuholníkovým priebehom, frekvenciou 50 kHz



Obr. B.1: Schéma zapojenia – pol most

a amplitudou 0,2V. Táto frekvencia je zámerne upravená pre lepšiu čitateľnosť z grafov. Čím vyšší bude kmitočet trojuholníkového signálu tým lepšie. To je však omezené maximálnou frekvenciou spínania výkonových tranzistorov. Preto väčšina výrobcov volí kmitočet v rozmedzí 200 až 300kHz. Na výstupe komparátora X1 už máme PWM signál vhodný pre budenie výkonových tranzistorov. Ideálne napätie pre budenie tranzistorov je $\pm 15\text{V}$ a viac. Nižšie napájanie spôsobuje skreslenie výstupného signálu. Tranzistory M1 a M2 musia pracovať presne v protifáze, to znamená, že keď je otvorený tranzistor M1, musí byť tranzistor M2 zatvorený. To zaisťujú komparátory ktoré sú zapojené ako operačné zosilňovače X2 a X3. Komparátor X3 je zapojený ako invertujúci zosilňovač so zosilnením $A_u = -1$. Aby však nedochádzalo ku kritickému oneskoreniu invertovaného signálu prechodom komparátora X3, je do obvodu riadiaceho tranzistora M1, zaradený komparátor X2, ktorý je zapojený ako operačný zosilňovač s prenosom $A_u = 1$. Komparátory X2 a X3 teda zabezpečujú zhodné oneskorenia riadiacich signálov jednotlivých MOSFET tranzistorov.

Na hradlách tranzistorov sú zapojené paralelné kombinácie R2, D2 a R4, D1. Tie zaisťujú oneskorené zopnutie tranzistorov a ich veľmi rýchle rozopnutie. Na hradlách je privedený $\pm 15\text{V}$ signál. V simulácii sú použité základné MOSFET tranzistory (GENERIC-N) Micro-Capu.

Ďalej je na schéme výstupný LC filter typu dolná prepust' reprezentovaný súčiastkami L1, C1. Reprodukter je realizovaný rezistorom s odporom 4,7 Ω . Súčiastky L

(cievka) a C (kondenzátor) sa dajú vypočítať podľa nasledujúcich vzorcov:

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \cdot \sqrt{2}}, [\text{F}] \quad (\text{B.1})$$

$$L = \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0}, [\text{H}] \quad (\text{B.2})$$

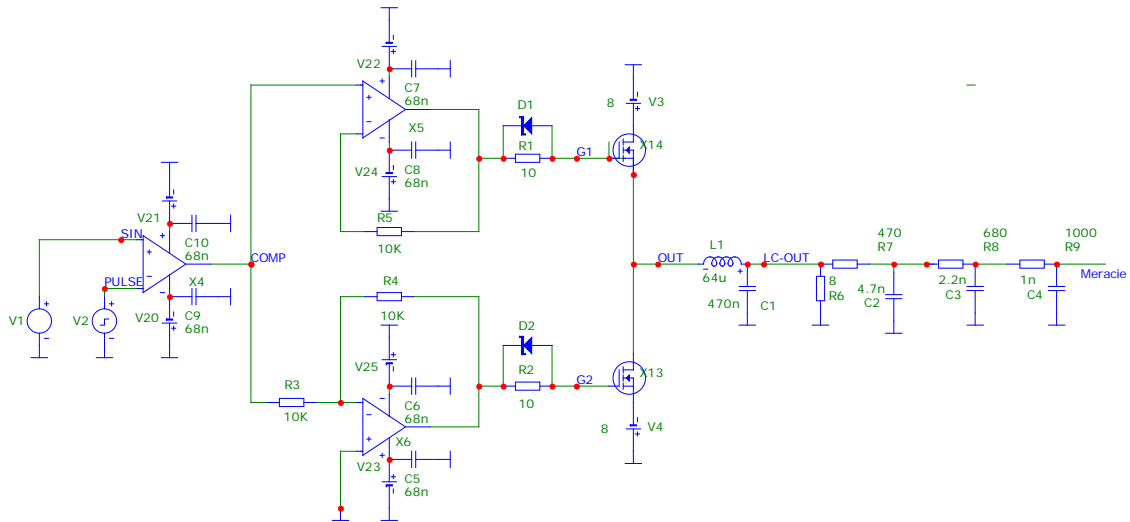
Kde R_L je odpor záťaže teda reproduktora, ω_0 je uhlová frekvencia filtra. Uhlová frekvencia filtra sa určuje podľa nasledujúceho vzťahu.

$$\omega_0 = f_0 \cdot 2\pi, [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (\text{B.3})$$

Kde f_0 je medzný kmitočet. Volí sa nad najvyšším meraným kmitočtom audio pásma 20 kHz, no pri simulácii v ktorej privádzame na vstup 1kHz nieje potreba voliť takú veľkú hodnotu. Preto si f_{max} zvolíme 1 kHz aby čo najviac potlačil spínací kmitočet.

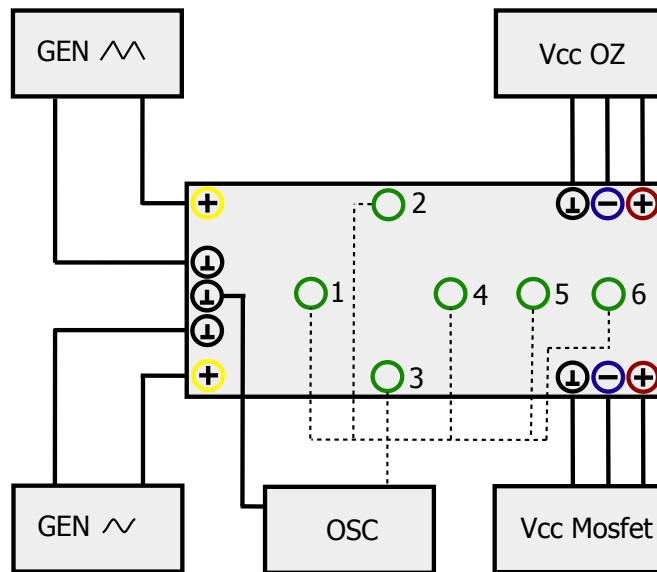
$$f_0 = 10^{\frac{20 \cdot \log(f_{max}) + 3\text{dB}}{20}}, [\text{Hz}] \quad (\text{B.4})$$

Kde f je medzná frekvencia filtra, ktorá je o 3 dB vyššia ako je maximálna frekvencia meraného audio pásma f_{max} .



Obr. B.2: Schéma zapojenia prípravku zosilňovača

Amplitúdu a fázovú frekvenčnú charakteristiku môžeme merať dvojkanalovým osciloskopom. Jeden kanál osciloskopu pripojíme k výstupu laditeľného generátora, druhý na výstup zosilňovača. Amplitúda generátora bude pre celé premeriavané frekvenčné pásmo konštantná. Meranie amplitúdy a fázy výstupného napätia U_{OUT} sa vždy vykonáva pri konštantnej frekvencii harmonického signálu z generátora f .



Obr. B.3: Schéma zapojenia prístrojov

Potom môžeme veľmi ľahko z hodnôt, ktoré sme krok za krokom odčítali z obrazovky osciloskopu pre rôzne frekvencie harmonického napätia na vstupe zosilňovača zostaviť amplitúdovú a fázovú frekvenčnú charakteristiku zosilňovača podľa vzťahov:

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}, [\text{dB}] \quad (\text{B.5})$$

$$\varphi = t_f \cdot f \cdot 360, [^\circ] \quad (\text{B.6})$$

kde U_{IN} je amplitúda napätia na vstupe zosilňovača, U_{OUT} je amplitúda výstupného napätia zosilňovača za výstupným filtrom typu dolná priepusť a t_f je časové oneskorenie harmonického signálu o danej konštantnej frekvencii f pri priechode signálu audio zosilňovačom a výstupným filtrom. Fáza je potom vo vzťahu B.6 označená ako φ , zisk zosilňovača je vo vzťahu B.5 označený písmenom A .

Pri meraní výstupného výkonu zosilňovača budeme vychádzať z predpokladu, že ja na vstup zosilňovača privedený harmonický signál o danej amplitúde. Ak nebudeme uvažovať žiadne nelineárne skreslenie, potom sa výstupná odozva zosilňovača bude líšiť iba amplitúdou napätia a jeho časovým oneskorením. Výstupný výkon zosilňovača P_{OUT} pri výstupnej záťaži čisto ohmického charakteru zosilňovača určíme podľa vzorca:

$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{2 \cdot R}, [\text{W}] \quad (\text{B.7})$$

kde U_{OUT} je amplitúda harmonického napätia na výstupe zosilňovača, ktorý je zaťažovaný rezistorom R . P_{OUT} je potom stredná hodnota výkonu dodaného do záťaže.

Účinnosť je hodnota vždy menšia ako 1. táto hodnota udáva, akú časť výkonu dodávaného do zosilňovača je zosilňovač schopný preniesť na záťaž. Vzťah pre výpočet účinnosti je

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i} \cdot 100\%, \quad (\text{B.8})$$

kde je účinnosť v %, P_{OUT} je stredná hodnota výstupného výkonu dodávaného do čisto ohmickej záťaže, U_i je hodnota jednosmerného napätia na výstupoch napájacích zdrojov a I_i značí stredné hodnoty prúdov odoberaných z napájacích zdrojov zosilňovačom. Suma súčinu hodnôt v menovateli vypovedá o možnom použití niekoľko napájacích zdrojov o rôznych hodnotách výstupných napätí.

Návod merania:

1. V tejto úlohe sa zoznámite s modulátorom. Najjednoduchším a najnázornejším typom modulátora je modulácia PWM (pulzno-šírková modulácia – Pulse-Width Modulation). Jedná sa o porovnanie nízkofrekvenčného signálu so signálom omnoho vyššej frekvencii. Prezrite si parametre zdrojov signálu V1 – nízkofrekvenčný signál a V2 – vzorkovací. Je tu možnosť pozrieť si ich signál, dvojklikom si daný zdroj otvoríte, následne tlačítkom *Plot...* zobrazíme. Potom zavriete okna grafov a zdrojov. V menu *Analysis* zvolíte *Transient...* Na ľavej strane okna sa nachádzajú zelené označenia jednotlivých uzlov. Ponechajte zeleno označené uzly v(COMP), v(SIN) a v(PULSE), ostatné zmeňte dvoma kliknutiami na červeno. Dĺžku simulácie ponechajte na 1m a spustite simuláciu tlačítkom *Run*. Stlačením klávesy F6 sa nastaví mierka grafu automaticky, alebo jednotlivým kliknutím na graf a stlačením F6. Tieto dve charakteristiky vložte buď pomocou printsceenu alebo pomocou Ctrl+p do protokolu a okomentujte ich, zamyslite sa nad funkciou komparátora. Pozorujte výstup komparátora, čo sa stane ak napätie na zdroji V1 bude väčšie ako na zdroji V2 a spracujte to do vypracovania. Skúste meniť frekvenciu trojuholníkového signálu parametrami P2, P3, P4 a P5 (ak chceme mať trojuholníkový signál parametre P2 a P3 musia byť zhodné ďalej nastavíme parametre P4 a P5, ktoré sú taktiež zhodné ale dvojnásobne menšie napr. P2=50u P3=50u P4=100u P5=100u) a pozorujte zmeny na výstupe komparátora. Po skončení nastavte počiatočné hodnoty.
2. V ďalšej úlohe sa budeme zaoberať signálmi na hradle – pred tranzistorom MOSFET. Signál ktorý sa nachádza v uzle G2 by mal zodpovedať signálu s opačnou polaritou v uzle G1. V menu *Analysis* zvolíte *Transient...* a zeleno označte uzly v(G1), v(G2) a ostatné zmeňte na červeno a dĺžku simulácie ponechajte rovnakú. Charakteristiky vložte do vypracovania a okomentujte.

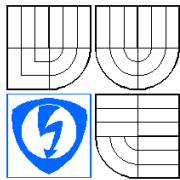
3. V tejto úlohe si pozrieme výstup zosilňovača a tranzistory. Tranzistory MOSFET sú typu N, sú symetricky napájané – pracujú ako spínače. Ak privedieme na ich hradlo dostatočne veľké napätia zopnú sa. Ich charakteristiku si môžete prezrieť dvojklikom, následne tlačítkom *Plot...* Potom zavrite okna grafov a tranzistorov. Výstupný signál tranzistorov si zobrazte v menu *Analysis* a *Transient...* Zeleno označte uzol v(OUT) a ostatné zmeňte na červeno, dĺžku simulácie zmeňte na 5m. Výslednú charakteristiku vložte do vypracovania. Porovnajte amplitudu výstupného signálu OUT s amplitudou napájacích zdrojov MOSFET tranzistorov(V3 a V4) a výsledok zapíšte do vypracovania. Pomocou Komparátorov X2 a X3 nastavte napätie na hradlách tranzistorov menšie ako ± 15 napríklad ± 8 a pozorujte zmeny. Výslednú charakteristiku taktiež vložte do vypracovania a popíšte čo sa stalo zo signálom. Po skončení nastavte na komparátoroch X2 a X3 počiatočné hodnoty.
4. Výstupný signál má na výstupe obdĺžnikové pulzy s veľkým množstvom spektrálnych zložiek mnohokrát presahujúcimi audio pásmo. Pokiaľ by bol takýto signál privedený na vstup reproduktora, malo by to za následok negatívne javy ako vznik veľkého rušivého elektromagnetického pola atď. Preto je nutné zosilňovač opatriť filtrom typu dolná prepust' 2. rádu. Tá býva tvorená prvkami LC. Navrhnite prvky L a C pomocou vzťahou B.2 a B.1. Hodnoty navrhnutých súčiastok použite v schéme zpojenia. Výstupný signál ktorý prešiel LC filtrom si zobrazte v menu *Analysis* a *Transient...* Zeleno označte uzol v(LC-OUT) a v(SIN) a ostatné zmeňte na červeno, dĺžku simulácie ponechajte na 5m. Výsledné charakteristiky vložte do protokolu a okomentujte ich. Priložte vzorový výpočet.
5. Vypočítajte výstupný výkon zosilňovača. Vzorový výpočet priložte do vypracovania
6. Merací prípravok má farebne oddelé vstupy. Meracie vstupy sú naznačené číselne(1-6) a označené zelenou farbou. Podľa schémy zapojenia prístrojov nastavte na vrchnom generátore trojuholníkový priebeh so symetriou 50 % s napätím $V_{pp} = 200 \text{ mV}$ a vzorkovacou frekvenciou 150 kHz. Na spodnom generátore nastavte sínusový signál s napätím $V_{pp} = 100 \text{ V}$ a frekvenciou 1 kHz. Napájací zdroj V_{cc} OZ nastavte $\pm 5 \text{ V}$ a napájací zdroj V_{cc} MOSFET na $\pm 2 \text{ V}$. Na prípravku zosilňovača zapojeného podľa schémy namerajte pomocou osciloskopu signály: modulátora, signály pred tranzistormi, signál za tranzistormi, za LC filtrom alebo za meracím filtrom (stačí jeden z nich). Ak to osciloskop umožňuje signály uložte to jeho pamäte. Ak to osciloskop neumožňuje signály si prekreslite. Vo vypracovaní porovnajte signály reálne so signálmi odsimulovanými.
7. Amplitúdovú a fázovú frekvenčnú charakteristiku tohto zosilňovača zmerajte

pre frekvenčné pásmo 20 Hz - 40 Hz s nastaveniami zdrojov a generátora trojuholníkového signálu rovnakými ako v predchádzajúcej úlohe. Pomocou vzorcou B.5, B.6 vypočítajte napäťový zisk a fázu a vyneste ich do grafu v závislosti na frekvencii.

8. Výstupný výkon vypočítajte podľa vzorca B.7 pri nastaveniach rovnakých ako v predchádzajúcej úlohe, no sínusový signál nastavte na 1 kHz. Účinnosť vypočítajte pomocou vzorca B.8, kde pomocou voltmetra a osciloskopu zistíte napätie a stredný prúd na výstupoch napájacích zdrojov.

C VZOROVÝ PROTOKOL

ZOSILŇOVAČ TRIEDY D – SIMULÁCIA

 VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ	Předmět	
	Jméno	
	Ročník	Studijní skupina
	Spolupracoval	Měřeno dne
Kontroloval	Hodnocení	Dne
Číslo úlohy	Název úlohy	

Úlohy merania:

1. Zoznámte sa s modulátorom. Prezrite si parametre zdrojov signálu V1-nf signál a V2-vzorkovací. Pozorujte výstup komparátora, čo sa stane ak napätie na zdroji V1 bude väčšie ako na zdroji V2.
2. Porovnajete signály na hradlách MOSFET tranzistorov. Signál ktorý sa nachádza v uzle G1 by mal zodpovedať signálu s opačnou polaritou v uzle G2.
3. Porovnajete amplitudu výstupného signálu OUT s amplitudou napájacích zdrojov MOSFET tranzistorov(V3 a V4) a výsledok zapíšete do vypracovania. Pomocou Komparátorov X2 a X3 nastavte napätie na hradlách tranzistorov menšie ako ± 15 napríklad 8 a pozorujte zmeny.
4. Vypočítajte hodnotu indukčnosti cievky L1 a hodnotu kapacity kondenzátora C1 filtra typu LC. Hodnoty navrhnutých súčiastok použite v schéme zapojenia. Výslednú charakteristiku za LC filtrom porovnajete zo vstupným signálom a slovne zhodnoťte.
5. Vypočítajte výstupný výkon zosilňovača.
6. Na vzorku meracieho prípravku zosilňovača namerajte signál modulátora, signály pred tranzistormi, signál za tranzistormi, za LC filtrom alebo za meracím filtrom (stačí jeden z nich). Tieto priebehy uložte do pamäte a porovnajete s priebehmi v simulácii.
7. Namerajte amplitúdovú a fázovú frekvenčnú charakteristiku tohto zosilňovača.
8. Namerajte a vypočítajte výkon a účinnosť zosilňovača.

Teoretický úvod:

Pomocou programu Micro-Cap budeme simulovať funkciu jednoduchého zosilňovača triedy D ktorého schéma je na obr. C.1. Zosilňovač je zapojený do polovičného mosta kde je vstupný predzosilňovač vynechaný. Vstupný predzosilňovač je v simulácii nepodstatný, okrem zosilnenia samotného signálu zastáva funkciu impedančného oddeľovača alebo tvarovača, je súčasťou komparátora.

Prvým blokom zapojenia je modulátor reprezentovaný operačným zosilňovačom X1. Operačný zosilňovač X1 funguje ako komparátor. Na neinvertujúcu svorku OZ je privedený nízko-frekvenčný signál 1 kHz s amplitudou 0,1 V, ktorý má byť zosilnený a na invertujúcu svorku signál s trojuholníkovým priebehom, frekvenciou 50 kHz a amplitudou 0,2 V. Táto frekvencia je zámerne upravená pre lepšiu čitateľnosť z grafov. Čím vyšší bude kmitočet trojuholníkového signálu tým lepšie. To je však omezené maximálnou frekvenciou spínania výkonových tranzistorov. Preto väčšina výrobcov volí kmitočet v rozmedzí 200 až 300 kHz. Na výstupe komparátora X1 už máme PWM signál vhodný pre budenie výkonových tranzistorov. Ideálne napätie pre budenie tranzistorov je ± 15 V a viac. Nižšie napájanie spôsobuje skreslenie výstupného signálu. Tranzistory M1 a M2 musia pracovať presne v protifáze, to znamená, že keď je otvorený tranzistor M1, musí byť tranzistor M2 zatvorený. To zaisťujú komparátory ktoré sú zapojené ako operačné zosilňovače X2 a X3. Komparátor X3 je zapojený ako invertujúci zosilňovač so zosilnením $A_u = -1$. Aby však nedochádzalo ku kritickému oneskoreniu invertovaného signálu prechodom komparátora X3, je do obvodu riadiaceho tranzistora M1, zaradený komparátor X2, ktorý je zapojený ako operačný zosilňovač s prenosom $A_u = 1$. Komparátory X2 a X3 teda zabezpečujú zhodné oneskorenia riadiacich signálov jednotlivých MOSFET tranzistorov.

Na hradlách tranzistorov sú zapojené paralelné kombinácie R2, D2 a R4, D1. Tie zaisťujú oneskorené zopnutie tranzistorov a ich veľmi rýchle rozopnutie. Na hradlách je privedený ± 15 V signál. V simulácii sú použité základné MOSFET tranzistory (GENERIC-N) Micro-Capu.

Ďalej je na schéme výstupný LC filter typu dolná prepust' reprezentovaný súčiastkami L1, C1. Reprodukter je realizovaný rezistorom s odporom 4,7 Ω . Súčiastky L (cievka) a C (kondenzátor) sa dajú vypočítať podľa nasledujúcich vzorcov:

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \cdot \sqrt{2}}, [\text{F}] \quad (\text{C.1})$$

$$L = \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0}, [\text{H}] \quad (\text{C.2})$$

Kde R_L je odpor záťaže teda reproduktora, ω_0 je uhlová frekvencia filtra. Uhlová frekvencia filtra sa určuje podľa vzorca C.3.

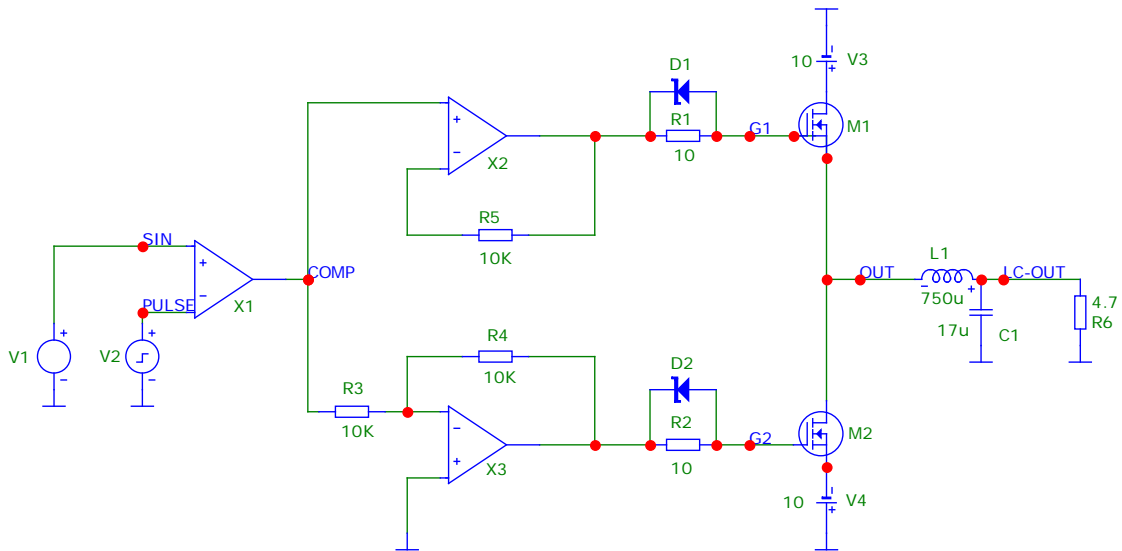
$$\omega_0 = f_0 \cdot 2\pi, [\text{rad}] \quad (\text{C.3})$$

Kde f_0 je medzný kmitočet. Volí sa nad najvyšším meraným kmitočtom audio pásma 20 kHz, no pri simulácii v ktorej privádzame na vstup 1 kHz nieje potreba voliť takú veľkú hodnotu. Preto si f_{max} zvolíme 1 kHz aby čo najviac potlačil spínací kmitočet.

$$f_0 = 10^{\frac{20 \cdot \log(f_{max}) + 3 \text{dB}}{20}}, [\text{Hz}] \quad (\text{C.4})$$

kde f je medzná frekvencia filtra, ktorá je o 3 dB vyššia ako je maximálna frekvencia meraného audio pásma f_{max} .

Schéma zapojenia:

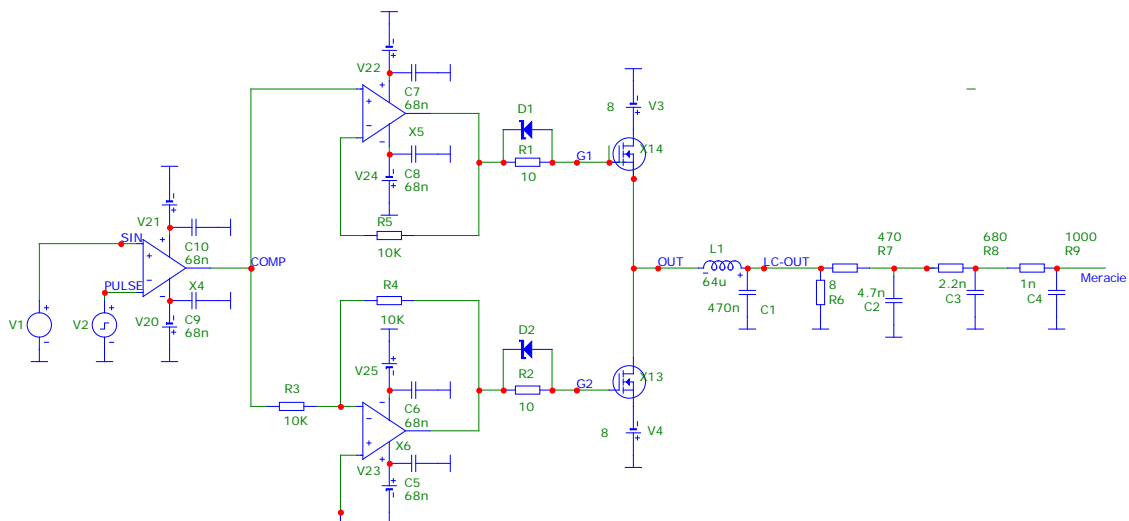


Obr. C.1: Schéma zapojenia – pol most

Amplitúdu a fázovú frekvenčnú charakteristiku môžeme merať dvojkanálovým osciloskopom. Jeden kanál osciloskopu pripojíme k výstupu laditeľného generátora, druhý na výstup zosilňovača. Amplitúda generátora bude pre celé premeriavané frekvenčné pásmo konštantná. Meranie amplitúdy a fázy výstupného napätia U_{OUT} sa vždy vykonáva pri konštantnej frekvencii harmonického signálu z generátora f .

Potom môžeme veľmi ľahko z hodnôt, ktoré sme krok za krokom odčítali z obrazovky osciloskopu pre rôzne frekvencie harmonického napätia na vstupe zosilňovača zostaviť amplitúdovú a fázovú frekvenčnú charakteristiku zosilňovača podľa vzťahov:

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}, [\text{dB}] \quad (\text{C.5})$$



Obr. C.2: Schéma zapojenia prípravku zosilňovača

$$\varphi = t_f \cdot f \cdot 360, [^\circ] \quad (\text{C.6})$$

kde U_{IN} je amplitúda napätia na vstupe zosilňovača, U_{OUT} je amplitúda výstupného napätia zosilňovača za výstupným filtrom typu dolná priepusť a t_f je časové oneskorenie harmonického signálu o danej konštantnej frekvencii f pri priechode signálu audio zosilňovačom a výstupným filtrom. Fáza je potom vo vzťahu C.6 označená ako φ , zisk zosilňovača je vo vzťahu C.5 označený písmenom A .

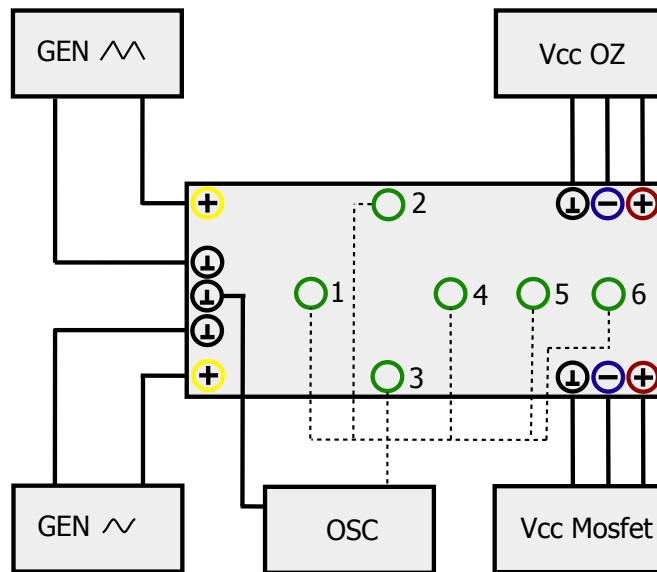
Pri meraní výstupného výkonu zosilňovača budeme vychádzať z predpokladu, že ja na vstup zosilňovača privedený harmonický signál o danej amplitúde. Ak nebudeme uvažovať žiadne nelineárne skreslenie, potom sa výstupná odozva zosilňovača bude líšiť iba amplitúdou napätia a jeho časovým oneskorením. Výstupný výkon zosilňovača P_{OUT} pri výstupnej záťaži čisto ohmického charakteru zosilňovača určíme podľa vzorca:

$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{2 \cdot R}, [\text{W}] \quad (\text{C.7})$$

kde U_{OUT} je amplitúda harmonického napätia na výstupe zosilňovača, ktorý je zaťažovaný rezistorom R . P_{OUT} je potom stredná hodnota výkonu dodaného do záťaže.

Účinnosť je hodnota vždy menšia ako 1. táto hodnota udáva, akú časť výkonu dodávaného do zosilňovača je zosilňovač schopný preniesť na záťaž. Vzťah pre výpočet účinnosti je

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i} \cdot 100\%, \quad (\text{C.8})$$



Obr. C.3: Schéma zapojenia prístrojov1

kde je účinnosť v %, P_{OUT} je stredná hodnota výstupného výkonu dodávaného do čisto ohmickej záťaže, U_i je hodnota jednosmerného napätia na výstupoch napájacích zdrojov a I_i značí stredné hodnoty prúdov odoberaných z napájacích zdrojov zosilňovačom. Suma súčinu hodnôt v menovateli vypovedá o možnom použití niekoľko napájacích zdrojov o rôznych hodnotách výstupných napätí.

Vypracovanie:

1. V prevej úlohe som sa oboznámil s komparátorom. Jeho hlavnou funkciou je porovnávať vstupný sínusový signál privedený na neinvertujúcu svorku zo signálom trojuholníkovým privedeným na invertujúcu svorku. Výsledný signál má tvar obdĺžnikového signálu s meniacou sa striedou ako je vidno na obr.C.4. Ak by napätie na zdroji V1 bolo vyššie ako zdroji V2 výsledný signál z komparátora by nebol dobre navzorkovaný a výstupný signál po prechode tranzistorami a výstupným filtrom by bol skreslený.
2. Komparátory X2 a X3, zapojené ako operačné zosilňovače, pracujú ako invertor. Ich priebeh je na obr.C.5
3. Amplituda napájacieho napätia MOSFET tranzistorov je $\pm 10\text{ V}$, čomu odpovedá výstupný signál zosilňovača, ktorý je zobrazený na obr.C.6.

Pri zmene napätia na komparátoroch X2 a X3 teda napätíach na hradlách MOSFET tranzistorov na hodnotu $\pm 8\text{ V}$ nastalo skreslenie výstupného signálu zosilňovača spôsobené nepostačujúcim vybudením tranzistorov ako je vidno na obr.C.7 .

4. Návrh dolnopriepustného filtra typu LC :

$$f_0 = 10^{\frac{20 \cdot \log(f_{max}) + 3dB}{20}} = 10^{\frac{20 \cdot \log(1000) + 3}{20}} = 1412.5 \text{ [Hz]}$$

$$\omega_0 = f_0 \cdot 2\pi = 1412.5 \cdot 2\pi = 8875.2 \text{ [rad.s}^{-1}\text{]}$$

$$L = \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0} = \frac{4,7 \cdot \sqrt{2}}{8875.2} \doteq 750 \text{ [\mu H]},$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \cdot \sqrt{2}} = \frac{1}{8875,2 \cdot 4,7 \cdot \sqrt{2}} \doteq 17 \text{ [\mu F]}$$

Výsledný zosilnený signál je zobrazený na obr.C.8. Signál je fázovo posunutý a prvá polperioda signálu je skreslená/zdeformovaná čo je spôsobené výstupným filtrom typu LC.

5. Výstupný výkon tohto zosilňovača je:

$$P_{out} = \frac{(U_{OUT})^2}{2 \cdot R_z} = \frac{4,2^2}{2 \cdot 4,7} = 1,85 \text{ [W]},$$

6. Signály namerané na prípravku sú zobrazené na obr. C.9,C.10,C.11,C.12. Namerané signály sa svojím tvarom podobajú signálom v simulácii, no ich veľkosť je oproti simulácii menšia (spôsobené inými hodnotami napájacích napätí). Na vzorku sa nachádza parazitné VF rušenie čo spôsobuje skreslené namerané signály/výsledky.
7. Podľa vzorca C.5 som si určil napätový zisk A a vyniesol v závislosti na frekvencii do grafu amplitúdovo-frekvenčnej charakteristiky.

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = 20 \cdot \log \frac{320 \text{ mV}}{100 \text{ mV}} = 10,10 \text{ [dB]}$$

Tabuľka a graf sa nachádzajú C.13,C.14.Ako je možné z tabuľky a grafu vidieť, pri daných napätiach má konštantné napätové zosilnenie od 2000 Hz po 15000 Hz.

Podľa vzorca C.6 som si určil fázový posun a vyniesol v závislosti na frekvencii do grafu fázovo-frekvenčnej charakteristiky.

$$\varphi = t_f \cdot f \cdot 360 = 1600 \mu s \cdot 20 \cdot 360 = 11,52 [^\circ]$$

Tabuľka a graf sa nachádzajú C.15,C.16. Ako je možné vidieť z tabuľky a grafu, výstupný signál zosilňovača má do 1000Hz kladný fázový posun, od 1000Hz do 2500Hz je fázový posun nulový a od 2500Hz má výstupný signál zosilňovača záporný fázový posun.

8. Výstupný výkon som meral pomocou osciloskopu kde som si zmeral amplitudu zosilňovača $U_{OUT} = 0.5 \text{ V}$. Z toho som pomocou vzorca C.7 určil výkon

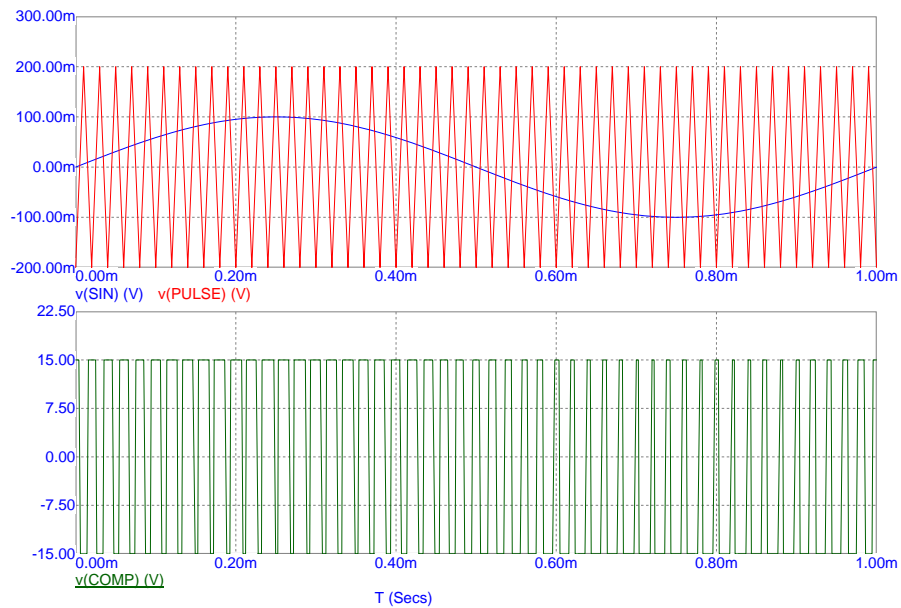
$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{2 \cdot R} = \frac{0,5^2 \text{ V}}{2 \cdot 8\Omega} = 15,63[\text{mW}]$$

Účinnosť som meral pomocou multimetra, kde som si zmeral napätie a stredný prúd na výstupoch napájacích zdrojov. Zmerané hodnoty sa nachádzajú v tabuľke C.17 Do vzorca C.8 som dosadil namerané hodnoty.

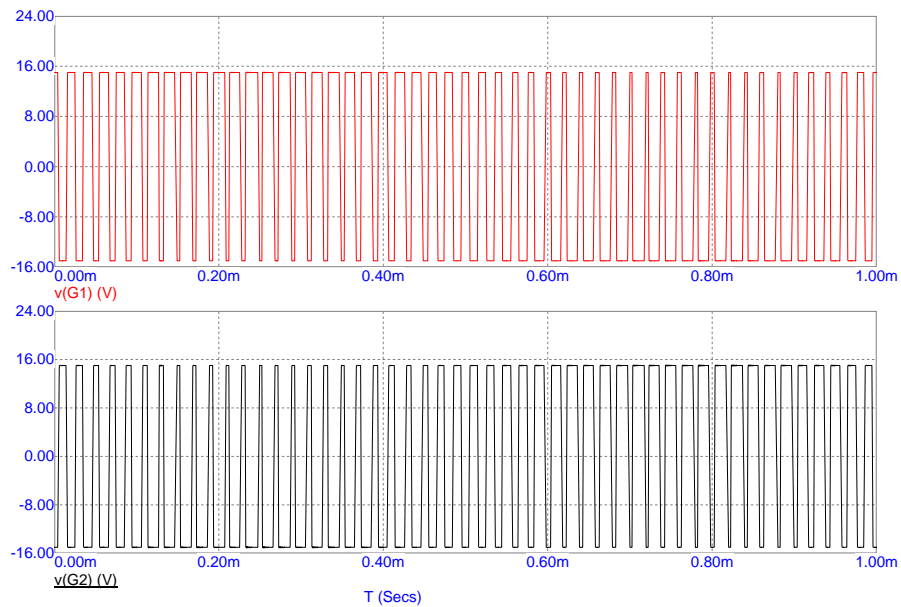
$$\eta = \frac{P_{OUT}}{\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i} \cdot 100 \% = \frac{15,63 \text{ W}}{(5,3 \text{ V} \cdot 23 \text{ mA}) + \dots (1,5 \text{ V} \cdot 0,3 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 6,98 [\%]$$

Záver:

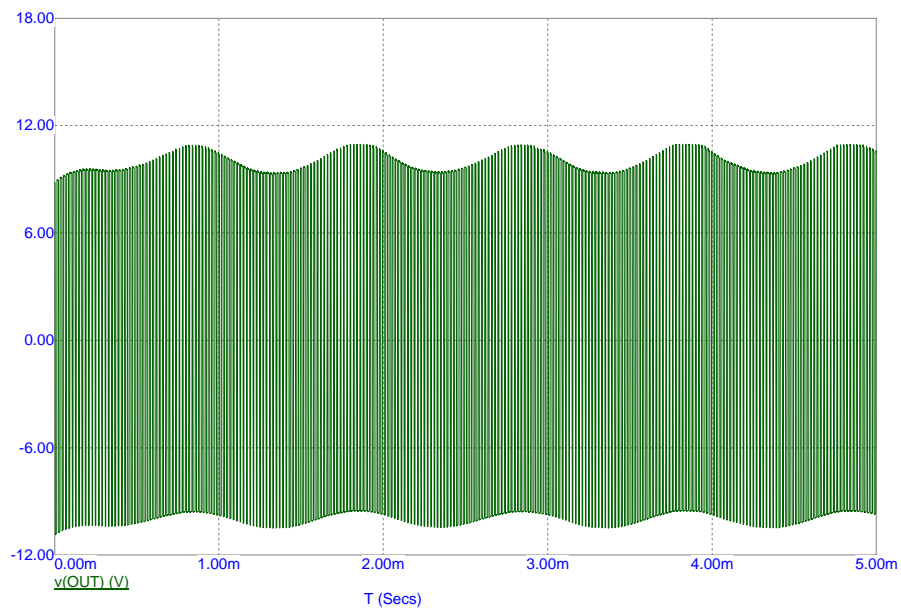
Simuláciou zosilňovača pracujúceho v triede D sme sa oboznámili z funkciou modulátora pracujúceho ako komparátor a nastavením vstupných hodnôt, ďalej potrebným napätím na budenie MOSFET tranzistorov a ich charakteristikami. Návrhom filtra LC kde indukčnosť cievky bola rovná $\hat{=} 750 \mu\text{H}$ a kapacita kondenzátora $C \hat{=} 17 \mu\text{F}$ pri záťaži $R_6 = 4,7 \Omega$ sme zosilnený a vstupný signál zobrazili na obr. C.8 na porovnanie. Výstupný výkon zosilňovača simulácie je $1,85 \text{ W}$. Signály namerané na prípravku sa svojím tvarom podobajú signálom v simulačnej úlohe no sú skreslené čo je spôsobené VF rušením. Amplitúdovo-frekvenčná charakteristika má konštantný napäťový prenos od 2000 do 25000 Hz . Fázová-frekvenčná charakteristika ukázala, že výstupný signál zosilňovača má do 1000Hz kladný fázový posun, od 1000Hz do 2500Hz je fázový posun nulový a od 2500Hz má výstupný signál zosilňovača záporný fázový posun. Výkon zosilňovača bol pri daných nastaveniach $15,64 \text{ mW}$ a jeho účinnosť $6,98 \%$



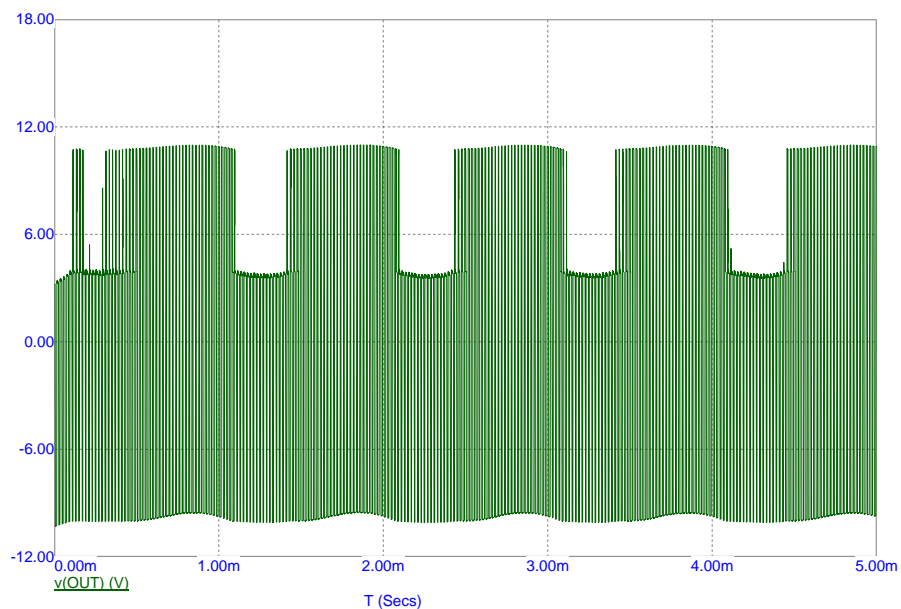
Obr. C.4: Vstupný signál V1, spolu s trojuholníkovým signálom V2 a signál za komparátorom



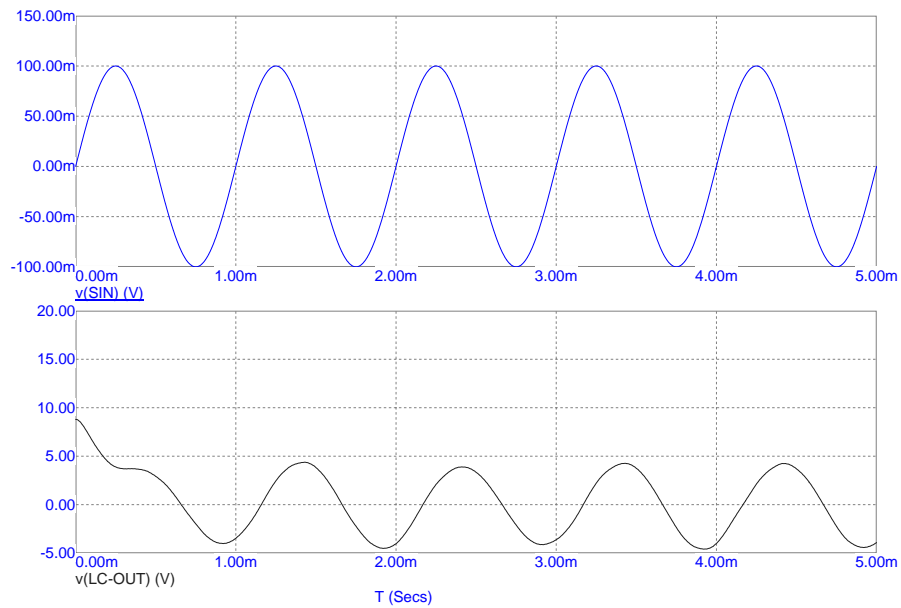
Obr. C.5: Vstupné signály G1 a G2 pred tranzistormy M1 a M2



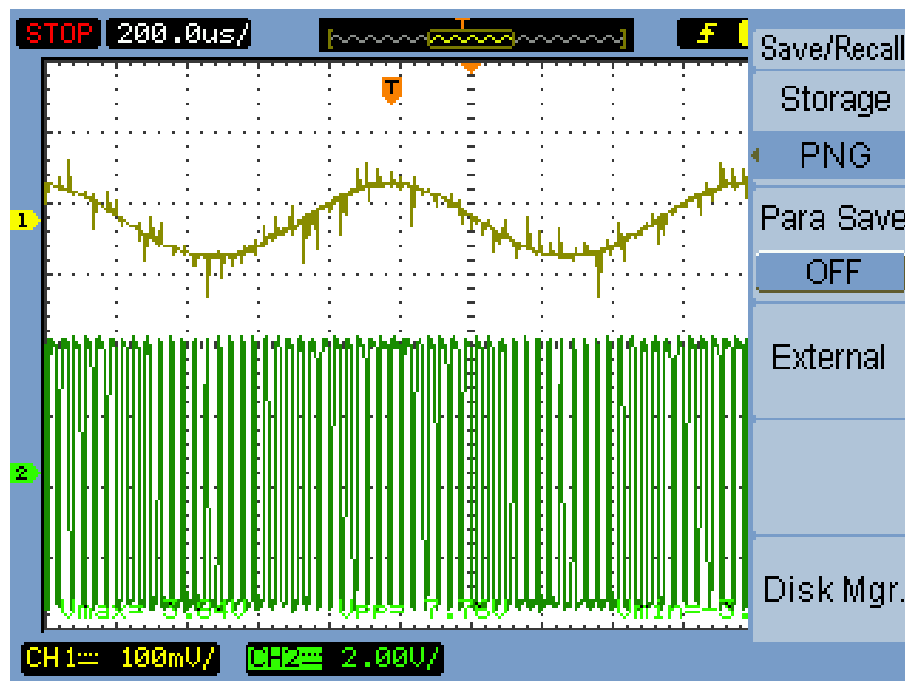
Obr. C.6: Výstupný signál za tranzistormi MOSFET



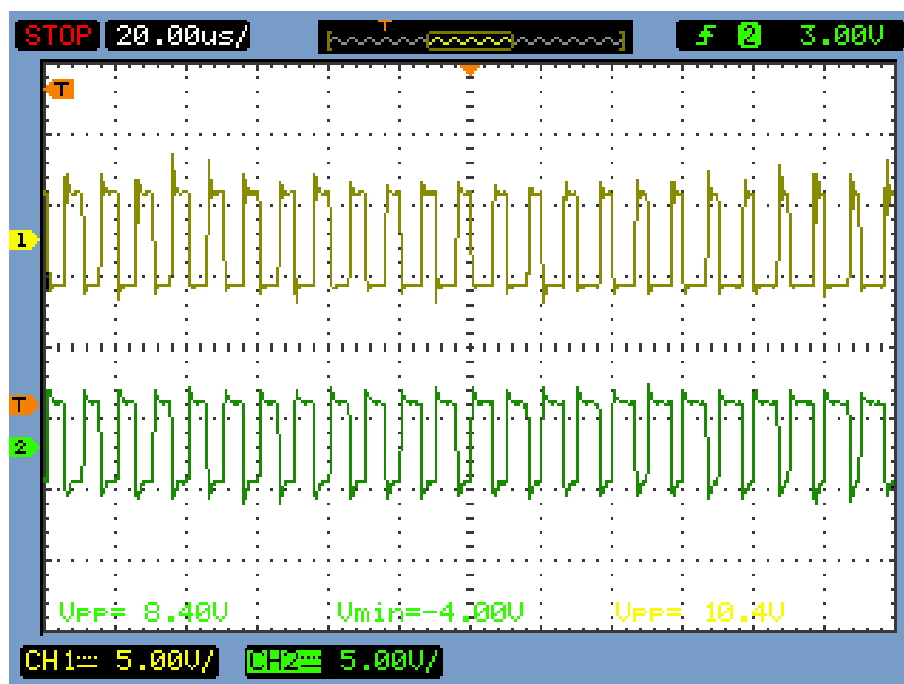
Obr. C.7: Výstupný signál za tranzistormi MOSFET po zmene napätia na ich hradlách



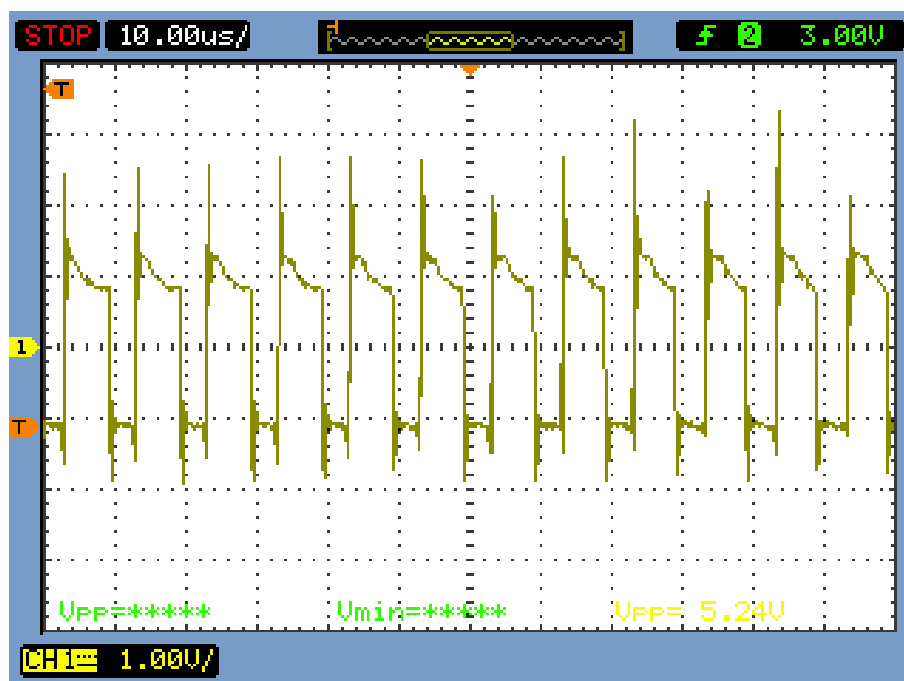
Obr. C.8: Výsledný zosilnený signál v porovnaní zo vstupným signálom



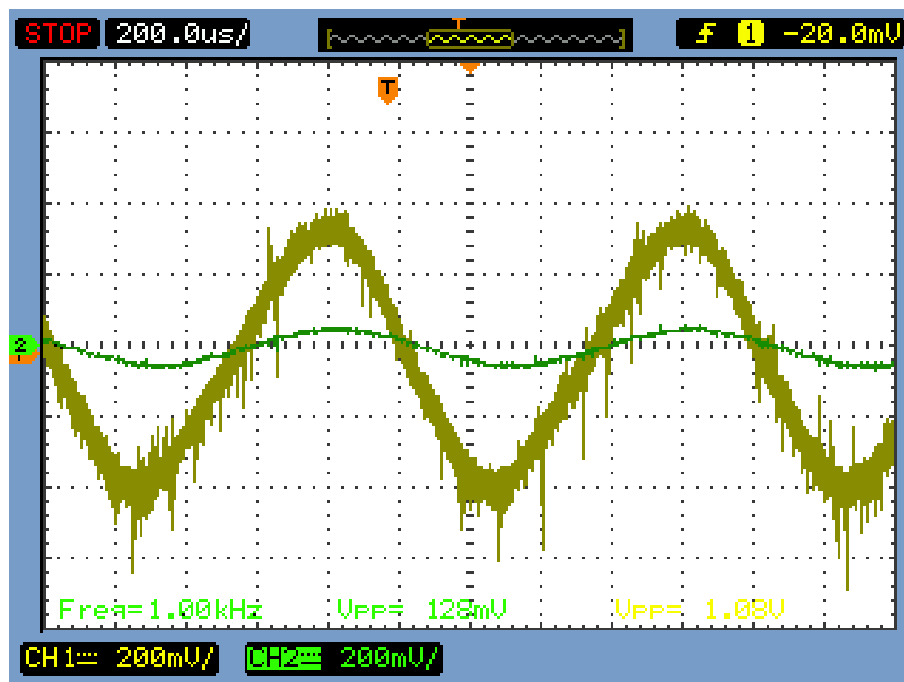
Obr. C.9: Vstupný signál (žltý) spolu zo signálom za komparátorom (zelený)



Obr. C.10: Vstupné signály pred MOSFET tranzistormi



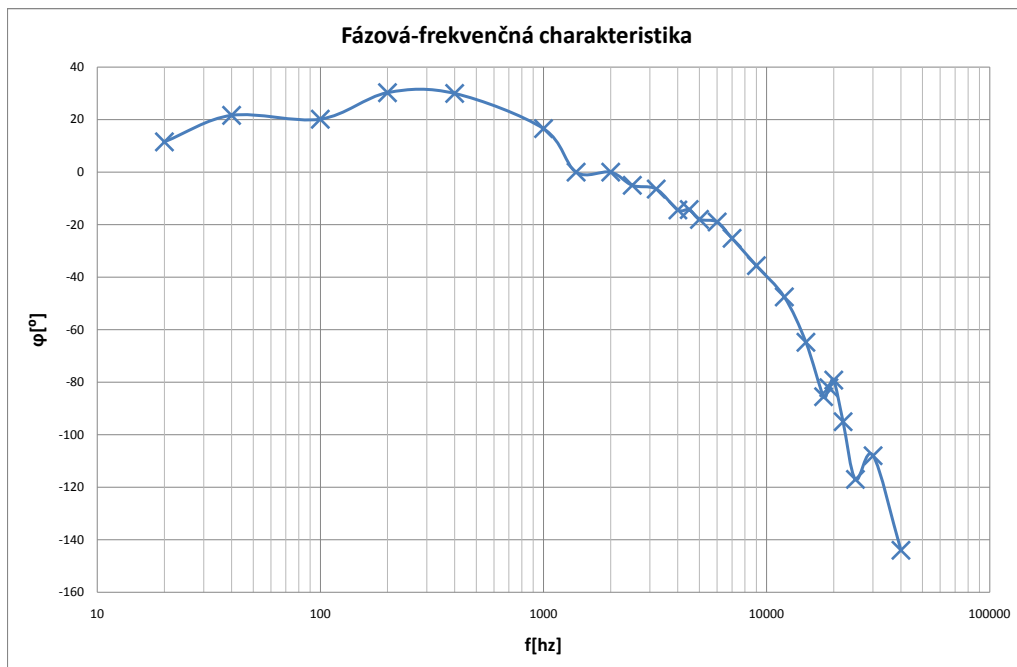
Obr. C.11: Signál za MOSFET tranzistormi



Obr. C.12: Vyfiltrovaný signál za LC filtrom

f[Hz]	U _{out} [mV]	A[dB]	f[Hz]	U _{out} [mV]	A[dB]
20	320	10,10	6000	780	17,84
40	340	10,63	7000	780	17,84
100	400	12,04	9000	780	17,84
200	470	13,44	12000	780	17,84
400	570	15,12	15000	780	17,84
1000	700	16,90	18000	700	16,90
1400	740	17,38	19000	650	16,26
2000	780	17,84	20000	620	15,85
2500	780	17,84	22000	560	14,96
3200	780	17,84	25000	520	14,32
4000	780	17,84	30000	450	13,06
4500	780	17,84	40000	280	8,94
5000	780	17,84			

Obr. C.13: Tabuľka nameraných hodnôt amplitúdovo-frekvenčnej charakteristiky

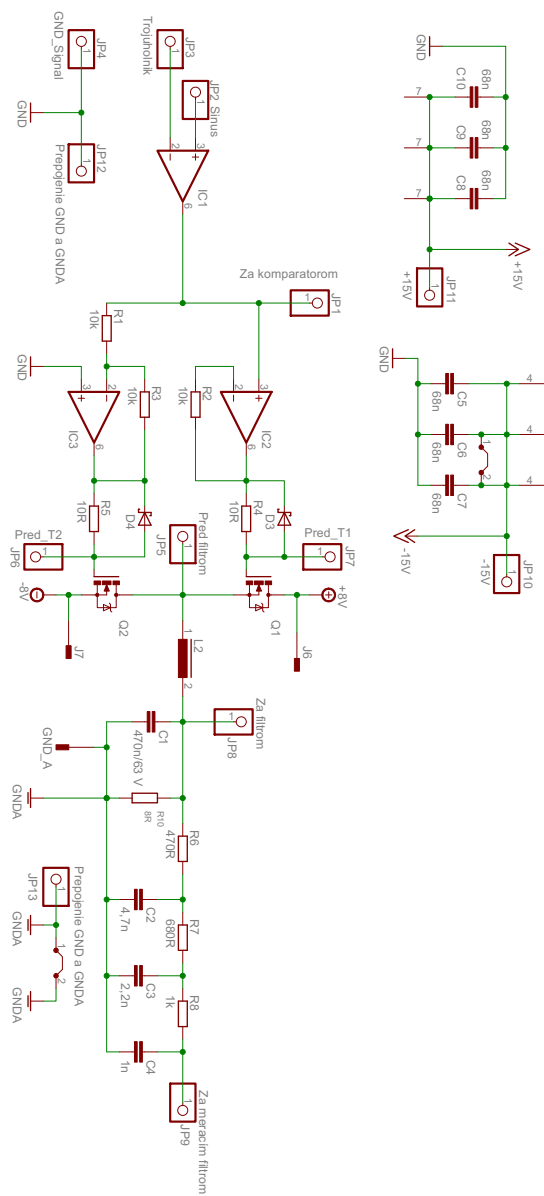


Obr. C.16: Fázová-frekvenčná charakteristika

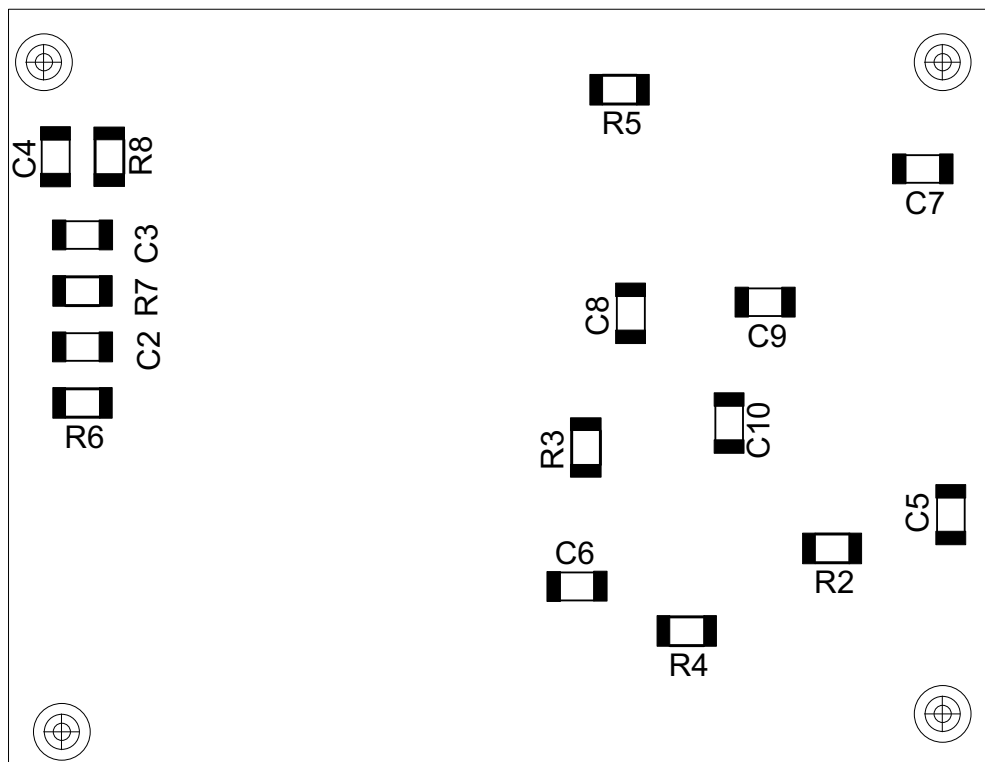
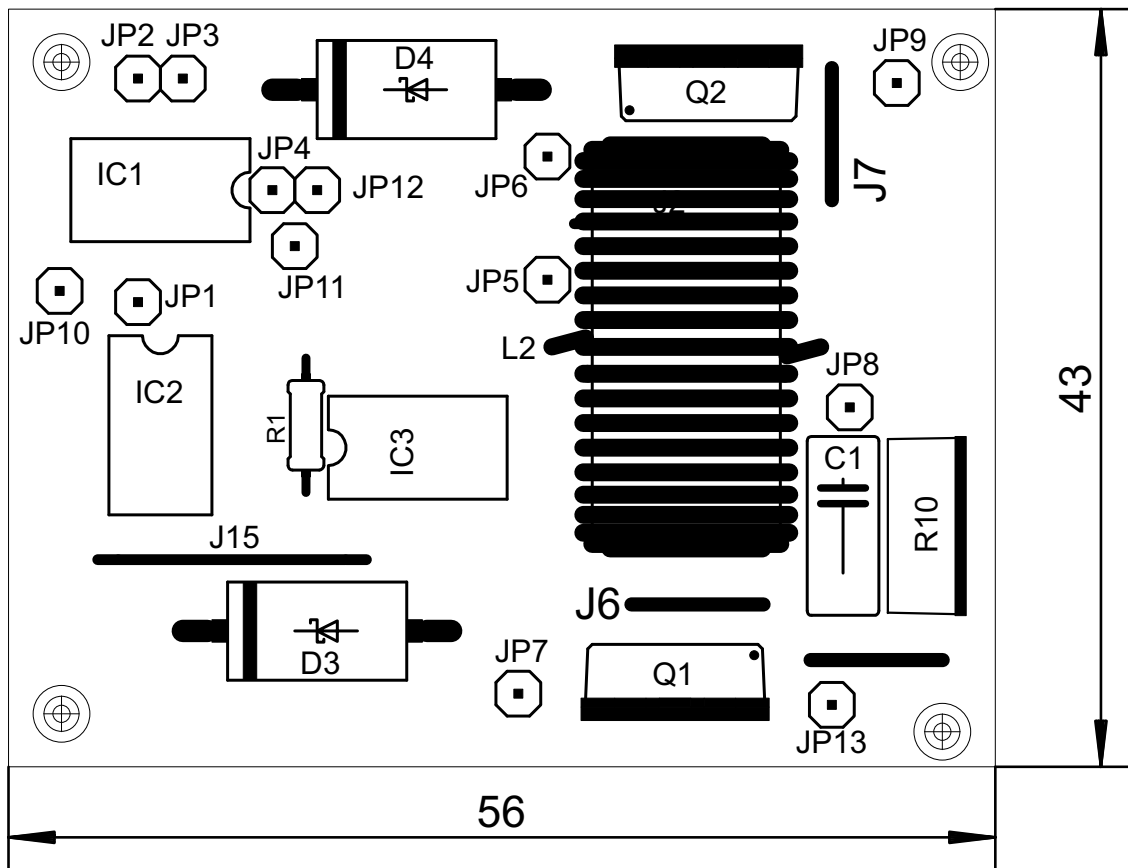
U[V]	I[mA]	U[V]	I[mA]
5,3	23	1,5	0,6
-5,3	19	-1,5	0,3

Obr. C.17: Tabuľka nameraných hodnôt na výstupoch napájacích zdrojov

D DOSKA PLOŠNÝCH SPOJOV



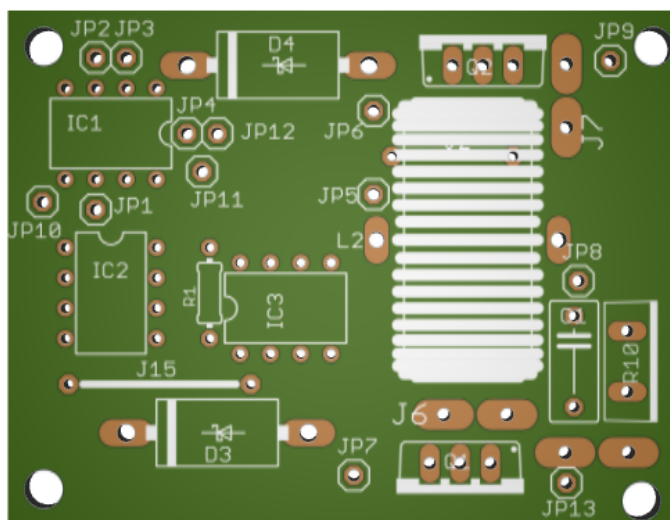
Obr. D.1: Schéma zapojenia v EAGLE



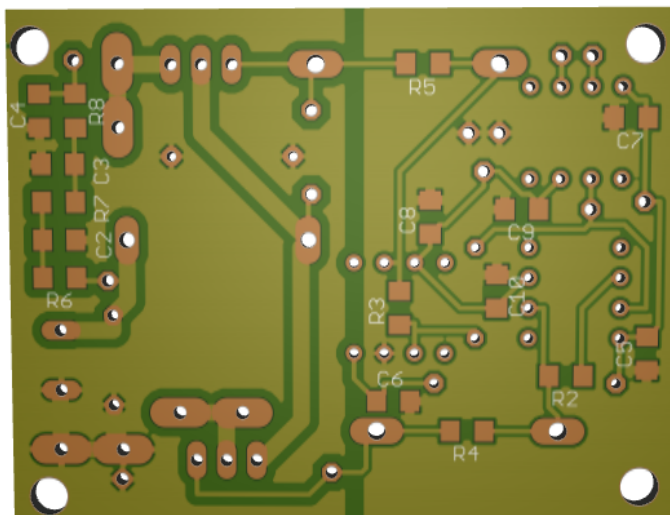
Obr. D.2: Osadzovací výkres

Part	Value	Device	Package
C1	470n/63 V	C-EU075-042X103	C075-042X103
C2	4,7n	C-EUC1206	C1206
C3	2,2n	C-EUC1206	C1206
C4	1n	C-EUC1206	C1206
C5	68n	C-EUC1206	C1206
C6	68n	C-EUC1206	C1206
C7	68n	C-EUC1206	C1206
C8	68n	C-EUC1206	C1206
C9	68n	C-EUC1206	C1206
C10	68n	C-EUC1206	C1206
D3		SCHOTTKY-DIODEDO201T15	DO201T15
D4		SCHOTTKY-DIODEDO201T15	DO201T15
GND_A	PIN2F061.040	PIN2F061.040	F061.040
IC1	TLC393P	TLC393P	DIL08
IC2	TLC393P	TLC393P	DIL08
IC3	TLC393P	TLC393P	DIL08
J2	J10MM	J10MM	10
J6	PIN2F061.040	PIN2F061.040	F061.040
J7	PIN2F061.040	PIN2F061.040	F061.040
J15	J15MM	J15MM	15
JP1	Za komparatorom	PINHD-1X1	1X01
JP2	Sinus	PINHD-1X1	1X01
JP3	Trojuholnik	PINHD-1X1	1X01
JP4	GND_Signal	PINHD-1X1	1X01
JP5	Pred filtrom	PINHD-1X1	1X01
JP6	Pred_T2	PINHD-1X1	1X01
JP7	Pred_T1	PINHD-1X1	1X01
JP8	Za filtrom	PINHD-1X1	1X01
JP9	Za meracím filtrom	PINHD-1X1	1X01
JP10	-15V	PINHD-1X1	1X01
JP11	+15V	PINHD-1X1	1X01
JP12	Prepojenie GND a GNDA	PINHD-1X1	1X01
JP13	Prepojenie GND a GNDA	PINHD-1X1	1X01
L2	SFT1240	SFT1240	SFT1240
Q1	STP5NA50	STP5NA50	TO220BV
Q2	STP5NA50	STP5NA50	TO220BV
R1	10k	R-EU_0204/7	0204/7
R2	10k	R-EU_R1206	R1206
R3	10k	R-EU_R1206	R1206
R4	10R	R-EU_R1206	R1206
R5	10R	R-EU_R1206	R1206
R6	470R	R-EU_R1206	R1206
R7	680R	R-EU_R1206	R1206
R8	1k	R-EU_R1206	R1206
R10	8R	ODPORCEK2	TO220S

Obr. D.3: Zoznam súčiastok



Obr. D.4: Vrch dosky plošných spojov



Obr. D.5: Spodok dosky plošných spojov

E MERACÍ PRÍPRAVOK



Obr. E.1: Merací prípravok

F OBSAH CD

- PDF verzia bakalárskej práce „xbedna56.pdf“
- Simulačný súbor pre meracie úlohy v programe Micro-cap „simulácia CLASS D.cir“
- Simulačný súbor s reálnymi súčiastkami uvsimulácia CLASS D reálne súčiastky.cir
- Schéma zosilňovača v programe EAGLE „doska.sch“
- Doska plošných spojov v programe EAGLE „doska.brd“