



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

ZESILOVAČE ZVUKOVÝCH SIGNÁLŮ PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ D A JEJICH OPTIMALIZACE

CLASS-D AUDIO AMPLIFIERS AND THEIR OPTIMIZATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Adam Ďurka

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. David Kubánek, Ph.D.

BRNO 2023

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková produkce a nahrávání
Ústav telekomunikací

Student: Bc. Adam Ďurka

ID: 195800

Ročník: 2

Akademický rok: 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Zesilovače zvukových signálů pracující ve třídě D a jejich optimalizace

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 praktickou konstrukci z diskretních součástek. Vlastnosti tohoto zesilovače ověřte počítačovou simulací a měřeními na funkčním vzorku, který zkonstruuje. Proveďte optimalizaci této struktury s ohledem na různé parametry, např. účinnost, zkreslení, odstup od rušivých signálů. 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, 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.

[2] SELF, Douglas. Audio power amplifier design. Sixth edition. Burlington, MA: Focal Press, 2013, 718 s. ISBN 9780240526133.

Termín zadání: 6.2.2023

Termín odevzdání: 19.5.2023

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

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Práca sa zaoberá prehľadom typov zosilňovačov zvukového signálu, pričom jej hlavným cieľom popis triedy D. Okrem základného princípu funkcie sú v nej prehodnotené najdôležitejšie parametre tejto triedy, ako aj jej nedostatky a nevýhody. Následne je vytvorený návrh laboratórneho prípravku zosilňovača v triede D, pozostávajúceho s diskretných súčiastok, na ktorom je možné nastavovať viaceré parametre a sledovať dôležité signály. V práci sú taktiež zahrnuté simulácie tohto návrhu v programe Micro-Cap na overenie jeho funkčnosti. Na ich základe je skonštruovaný funkčný laboratórny prípravok použiteľný vo výuke a sú tiež zmerané jeho parametre.

Kľúčové slova

zosilňovač, trieda D, laboratórny prípravok, optimalizácia, PWM

Abstract

This thesis deals with an overview of the types of audio signal amplifiers, while its main goal is the description of class D. In addition to the basic principle of function, it reviews the most important parameters of this class, as well as its shortcomings and disadvantages. Subsequently, a design of a laboratory device, a class D amplifier consisting of discrete components is created, on which it is possible to set several parameters and monitor important signals. The thesis also includes simulations of this design in the Micro-Cap program to verify its functionality. Based on them, a functional laboratory device usable in exercises is constructed and its parameters are also measured.

Keywords

amplifier, class D, laboratory device, optimisation, PWM

Bibliografická citácia

ŘURKA, Adam. *Zesilovače zvukových signálů pracující ve třídě D a jejich optimalizace*. Brno, 2023. Dostupné také z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/151163>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce David Kubánek.

Prehlásenie autora o pôvodnosti diela

Meno a priezvisko študenta: *Adam Ďurka*

VUT ID študenta: *195800*

Typ práce: *Diplomová práca*

Akademický rok: *2022/23*

Téma záverečnej práce: *Zesilovače zvukových signálů pracující ve třídě D a jejich optimalizace*

Prehlasujem, že svoju záverečnú prácu som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho záverečnej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej záverečnej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto záverečnej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Zb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/2009 Zb.

V Brne dňa:

podpis autora

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu práce Ing. Davidovi Kubánkovi, Ph.D. za pomoc a rady pri vypracovávaní tejto diplomovej práce a taktiež mojej rodine za podporu počas celého štúdia.

V Brne dne:

podpis autora

Obsah

ZOZNAM OBRÁZKOV	8
ÚVOD	10
1. TRIEDY ZOSILŇOVAČOV.....	11
1.1 TRIEDA A	11
1.2 TRIEDA B	12
1.3 TRIEDA AB	12
1.4 TRIEDA D	13
1.5 TRIEDA G A H	13
2. PRINCÍP FUNKCIE ZOSILŇOVAČA V TRIEDE D	14
2.1 TYPY MODULÁCIE VSTUPNÉHO SIGNÁLU	15
2.1.1 Pulzne šírková modulácia	15
2.1.2 Sigma-delta modulátor.....	16
2.1.3 Priame využitie digitálneho signálu.....	17
2.2 POPIS JEDNOTLIVÝCH FUNKČNÝCH BLOKOV ZOSILŇOVAČA TRIEDY D S PWM MODULÁCIU	18
2.2.1 Vstupné obvody.....	18
2.2.2 PWM modulátor.....	19
2.2.3 Budič výstupných MOSFET tranzistorov	20
2.2.4 Koncový stupeň	21
2.2.5 Výstupný filter	21
3. NÁVRH LABORATÓRNEHO PRÍPRAVKU	22
3.1 VÝBER VHODNEJ TOPOLOGIE	22
3.2 SIMULÁCIA NAVRHNUTÉHO OBVODU	23
3.2.1 Generátor trojuholníkového signálu.....	23
3.2.2 Výstupný filter	25
3.2.3 Výsledky simulácie	26
3.3 KONŠTRUKCIA PRÍPRAVKU	31
4. MERANIE VLASTNOSTÍ PRÍPRAVKU.....	36
4.1 MERANIE PRENOSOVEJ CHARAKTERISTIKY	36
4.2 ZOBRAZENIE MODULAČNÉHO SIGNÁLU	37
4.3 ZOBRAZENIE PWM SIGNÁLU	38
4.4 VÝSTUP KOMPARÁTORA V POROVNANÍ S VÝSTUPOM BUDIČA.....	39
4.5 MERANIE DEAD-TIME	40
4.6 MERANIE PRENOSU FILTRA POMOCOU BODE 100	41
4.7 ZOBRAZENIE VÝSTUPNÉHO SIGNÁLU	42
4.8 ZOBRAZENIE VÝSTUPU ŠUMU NAPRÁZDNO.....	45
5. ZÁVER.....	46
LITERATÚRA.....	47
ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK	48
ZOZNAM PRÍLOH.....	49

ZOZNAM OBRÁZKOV

Obrázok 1.1	Prevodná charakteristika a schéma zapojenia triedy A	11
Obrázok 1.2	Prevodná charakteristika a schéma zapojenia triedy B	12
Obrázok 1.3	Prevodná charakteristika a schéma zapojenia triedy AB	13
Obrázok 2.1	Bloková štruktúra zosilňovača v triede D (upravené [1])	14
Obrázok 2.2	Funkcia PWM modulátora (upravené [2])	16
Obrázok 2.3	Priebehy signálov PWM modulátora (upravené [7])	16
Obrázok 2.4	Bloková štruktúra sigma-delta modulátora 2. rádu (upravené [3])	17
Obrázok 2.5	Zapojenie vstupného predzosilňovača	18
Obrázok 2.6	Frekvenčná a fázová charakteristika vstupného predzosilňovača	19
Obrázok 2.7	Zapojenie vstupného predzosilňovača	19
Obrázok 2.8	Generátor trojuholníkového signálu s OZ [5]	20
Obrázok 2.9	Porovnanie ideálneho a reálneho priebehu signálu a príčiny odlišností	20
Obrázok 3.1	Zapojenie generátora trojuholníka s OZ	24
Obrázok 3.2	Výstup PWM pre horný tranzistor pri vstupnom signáli 1 kHz, trojuholník 60 kHz	24
Obrázok 3.3	Výstup PWM pre horný tranzistor pri vstupnom signáli 1 kHz, trojuholník 60 kHz	25
Obrázok 3.4	Návrh výstupného low-pass filtra 4. rádu	25
Obrázok 3.5	Prenosová charakteristika navrhnutého filtra	26
Obrázok 3.6	Napätie na gate tranzistorov proti zemi, dead time 186 ns, prechod z horného tranzistora na dolný	27
Obrázok 3.7	Napätie na gate tranzistorov proti zemi, dead time 361 ns, prechod z dolného tranzistora na horný	27
Obrázok 3.8	Vstupný signál 1 kHz, trojuholník 60 kHz, filter 2. rádu, záťaž 4 Ω	28
Obrázok 3.9	Vstupný signál 1 kHz, trojuholník 60 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω	28
Obrázok 3.10	Vstupný signál 1 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω	28
Obrázok 3.11	Vstupný signál 10 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 2. rádu, záťaž 4 Ω	29
Obrázok 3.12	Vstupný signál 10 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω	29
Obrázok 3.13	Vstupný signál 20 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω	30
Obrázok 3.14	Vstupný signál 20 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 8 Ω	30
Obrázok 3.15	Vstupný signál 100 Hz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω	31
Obrázok 3.16	DPS prípravku s rozmiestnením súčiastok	33
Obrázok 3.17	Hotová DPS	34
Obrázok 3.18	Vnútorne zapojenie prípravku	34
Obrázok 3.19	Zapojenie prepínačov a konektorov do DPS	35
Obrázok 4.1	Prenos pre $f_i=172$ kHz, load 8,2 Ω , filter 4. rád	37
Obrázok 4.2	Trojuholníkový signál, frekvencia 75,844 kHz	38
Obrázok 4.3	Trojuholníkový signál, frekvencia 171,07 kHz	38
Obrázok 4.4	Výstup PWM z polomostu	39
Obrázok 4.5	Výstupný signál oboch komparátorov v protifázi	39
Obrázok 4.6	Výstupný signál budiča	40
Obrázok 4.7	Výstupný signál oboch komparátorov s rovnakým nastavením osciloskopu	40
Obrázok 4.8	Dead time, prechod z horného tranzistora na dolný	41
Obrázok 4.9	Dead time, prechod z dolného tranzistora na horný	41
Obrázok 4.10	Prenosová charakteristika filtra	42
Obrázok 4.11	Výstup pre 100 Hz, $f_i=76$ kHz, load 15 Ω , filter 2. rád	42
Obrázok 4.12	Výstup pre 100 Hz, $f_i=172$ kHz, load 15 Ω , filter 4. rád	43

Obrázok 4.13	Výstup pre 1000 Hz, $f_i=76$ kHz, load 15 Ω , filter 2. rád.....	43
Obrázok 4.14	Výstup pre 1000 Hz, $f_i=172$ kHz, load 15 Ω , filter 4. rád.....	44
Obrázok 4.15	Výstup pre 20 kHz, $f_i=76$ kHz, load 15 Ω , filter 2. rád.....	44
Obrázok 4.16	Výstup pre 20 kHz, $f_i=172$ kHz, load 15 Ω , filter 4. rád.....	45
Obrázok 4.16	Výstup pre odpojený vstup, $f_i=172$ kHz, load 15 Ω , filter 4. rád.....	45
Obrázok 5.1	Prenos pre $f_i=76$ kHz, load 4,8 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne.....	54
Obrázok 5.2	Prenos pre $f_i=76$ kHz, load 8,2 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne.....	54
Obrázok 5.3	Prenos pre $f_i=76$ kHz, load 15 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne.....	55
Obrázok 5.4	Prenos pre $f_i=172$ kHz, load 4,8 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne.....	55
Obrázok 5.5	Prenos pre $f_i=172$ kHz, load 8,2 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne.....	56
Obrázok 5.6	Prenos pre $f_i=172$ kHz, load 15 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne.....	56

ÚVOD

Zosilňovače zvukového signálu sa dnes využívajú vo veľkom množstve zariadení každodenného použitia, od mobilných telefónov cez bezdrôtové slúchadlá, automobily, rôzne multimediálne prehrávače, notebooky a ďalšie vybavenie. Predovšetkým v batériovo napájaných spotrebičoch je kladený dôraz na čo najnižšiu spotrebu a tiež zachovanie čo najlepšej kvality prehrávaného zvuku. Tieto požiadavky dokáže najlepšie splniť zosilňovač v triede D, ktorého výhody a dôvod uprednostňovania pred ostatnými typmi bude popísaný v nasledujúcich kapitolách.

Prvá kapitola stručne predstaví najbežnejšie triedy zosilňovačov a popíše ich hlavné výhody a nevýhody, ako aj základné parametre. Ďalej bude kladený dôraz predovšetkým na triedu D, budú podrobne predstavené jej vlastnosti, princíp, parametre ale aj úskalia, ktoré musia konštruktéri brať do úvahy. Budú predstavené možné spôsoby optimalizácie jej štruktúry s ohľadom na dosiahnutie čo najlepších vlastností, prípadne ich kompromisu vzhľadom na účel a spôsob ich použitia, keďže napríklad v bezdrôtových slúchadlách je kladený dôraz najmä na čo najúspornejšiu prevádzku a malé rozmery, kdežto pri výkonových zosilňovačoch napájaných zo siete tento problém odpadá a môžu byť optimalizované na čo najvyššiu kvalitu zvukového signálu a taktiež vysoký výkon.

V ďalšej kapitole je navrhnutá štruktúra prípravku zhotoviteľná z diskretných súčiastok a rozdelená na základné funkčné bloky, u ktorých bude možné meniť určité parametre, napríklad frekvenciu generátora trojuholníkového signálu alebo rád výstupného filtra tak, aby bolo možné sledovať vplyv týchto parametrov na efektivitu, skreslenie výstupného signálu a tiež prenikanie nežiadúcich frekvenčných zložiek do výstupu. Následne je toto zapojenie nasimulované v programe Micro-Cap, overená je vhodná kombinácia hodnôt jednotlivých súčiastok s ohľadom na ich dostupnosť a čo najlepšie parametre.

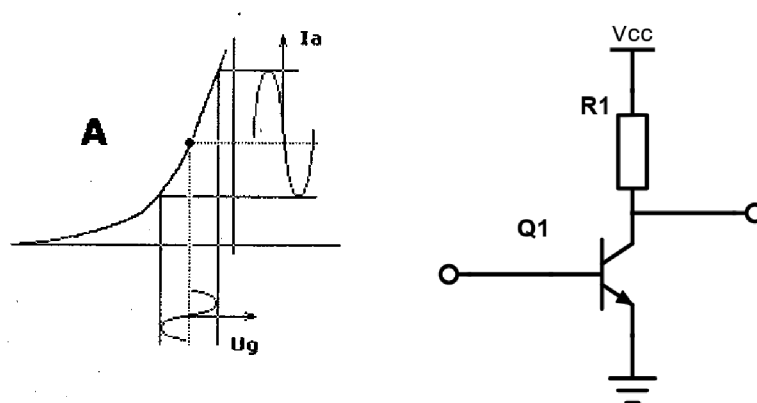
Na základe simulácii je navrhnutý a zhotovený funkčný prípravok a sú zmerané predstavené jeho parametre. Tento prípravok bude ďalej využitý ako súčasť laboratórnej úlohy.

1. TRIEDY ZOSILŇOVAČOV

Zosilňovače zvukového signálu môžeme podľa princípu ich funkcie rozdeliť do niekoľkých tried. Tieto sa medzi sebou líšia spôsobom zapojenia koncového stupňa, druhom napájacieho zdroja, prípadne samotným algoritmom spracovania vstupného signálu, z čoho vyplýva rôzna účinnosť, skreslenie výstupného signálu, prípadne iné vlastnosti. V nasledujúcich podkapitolách budú stručne popísané jednotlivé triedy, ako aj ich hlavné výhody a nevýhody. Okrem nižšie spomenutých tried A, B, AB, D, G a H existuje ešte niekoľko ďalších, tie sa však v audioteknike príliš často nepoužívajú, preto nebudú spomenuté všetky.

1.1 Trieda A

Podstatou funkcie tejto triedy je použitie tranzistora pracujúceho v lineárnej časti jeho prevodnej charakteristiky. To je dosiahnuté privedením kľudového prúdu na bázu tranzistora a tým posunutím pracovného bodu do lineárnej oblasti. Z tejto skutočnosti vyplýva, že trieda A disponuje najmenším skreslením spomedzi všetkých uvádzaných, tranzistor pracuje prakticky ako premenlivý rezistor a THD sa pohybuje v tisícinách až desaťtisícinách % [1]. Daňou za linearitu je však veľmi nízka účinnosť tohto zapojenia, spôsobená trvalým prechodom prúdu koncovým tranzistorom, ktorá môže maximálne teoreticky dosiahnuť 50 %, v praxi však len okolo 25 %. Na obrázku 1.1 môžeme vidieť príklad zapojenia zosilňovača triedy A pomocou jedného tranzistora zapojeného ako emitorový sledovač.

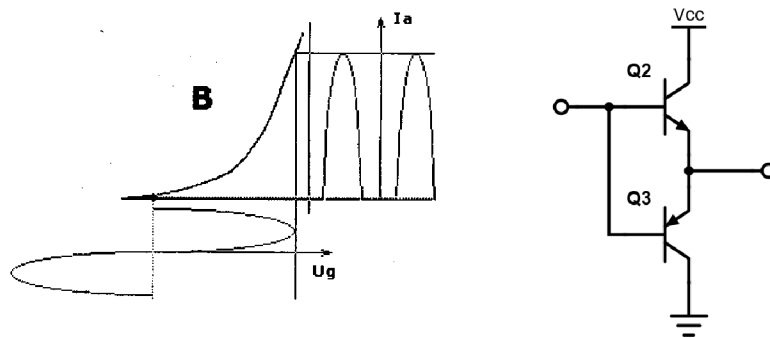


Obrázok 1.1 Prevodná charakteristika a schéma zapojenia triedy A

Využitie tohto typu zapojenia má zmysel len pre nižšie výstupné výkony, bežne do 30 W. Často sa však kvôli spomínaným výhodám a jednoduchosti používa v predzosilňovačoch, kde je potrebný výkon len veľmi malý.

1.2 Trieda B

Táto trieda využíva pre svoju funkciu dvojicu komplementárnych tranzistorov v takzvanom push-pull zapojení. Každý z tranzistorov zosilňuje jednu polovlnu signálu, pričom pri nulovom vstupnom napätí sú oba spínacie prvky vypnuté a netečie nimi žiadny kľudový prúd. To má za následok zvýšenie efektivity až na teoretických 78,5 %, avšak dochádza tu k nárastu nelineárneho harmonického skreslenia. Ten je spôsobený nelinearitou v prevodnej charakteristike tranzistorov, najmä pri nízkych úrovniach vstupného signálu, ako je možné vidieť na obrázku 1.2. Taktiež zobrazuje spôsob zapojenia tohto typu zosilňovača.

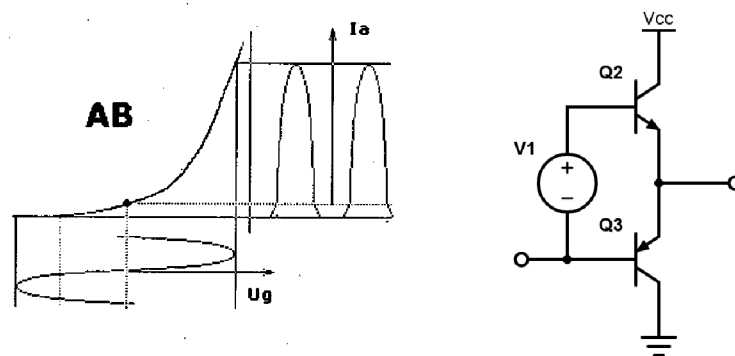


Obrázok 1.2 Prevodná charakteristika a schéma zapojenia triedy B

Výhody tohto zapojenia sa prejavujú až od vyšších výkonov, nie sú vhodné pre nízko výkonové aplikácie a v praxi sa často využívajú iné zapojenia s lepšími parametrami. Určitou výhodou je jednoduchosť zapojenia v prípadoch, kde nie je potrebná vysoká kvalita zvuku.

1.3 Trieda AB

Trieda AB predstavuje kompromis medzi dobrou účinnosťou, nízkym skreslením a malým šumom, kvôli čomu je široko využívaná vo veľkom množstve aplikácií. Zapojenie je podobné ako pri triede B, avšak privedením predpätia na bázy tranzistorov, tak aby došlo k ich miernemu otvoreniu, je posunutý ich pracovný bod do lineárnejšej oblasti. Zvyšuje sa tak odber naprázdno ale podstatne sa tým zníži skreslenie. Účinnosť sa pohybuje okolo 65 až 70 % a pre zvýšenie výstupného výkonu je tiež možné využiť zapojenie BTL (bridge tied load), kedy sú dva páry koncových tranzistorov zapojené do plného mostu a budené navzájom signálom s opačnou fázou. To má za následok pripájanie plného napájacieho napätia na záťaž a tým zvýšenie využiteľného výkonu. Obrázok 1.3 predstavuje spôsob zapojenia triedy AB.



Obrázok 1.3 Prevodná charakteristika a schéma zapojenia triedy AB

1.4 Trieda D

Zosilňovače triedy D fungujú na pomerne odlišnom princípe, než predchádzajúce triedy. Vstupný signál je najskôr prevedený na pulzne šírkovy modulovaný obdĺžnikový signál, ktorým je následne budená dvojica, prípadne štvorica koncových, najčastejšie MOSFET tranzistorov. Tie nepracujú v lineárnom režime ale ako spínače v oblasti saturácie, preto sú straty tohto typu zosilňovačov minimálne, účinnosť často presahuje 90 %. Nevýhodou predstavuje vyššia zložitosť zapojenia, náročnejšie požiadavky na filtrovanie nežiadúcich frekvenčných zložiek a rušenia a tiež možnosť vyššieho harmonického skreslenia kvôli nelinearite výstupného filtra a iným vplyvom. Podrobnejšie bude táto trieda popísaná v nasledujúcich kapitolách.

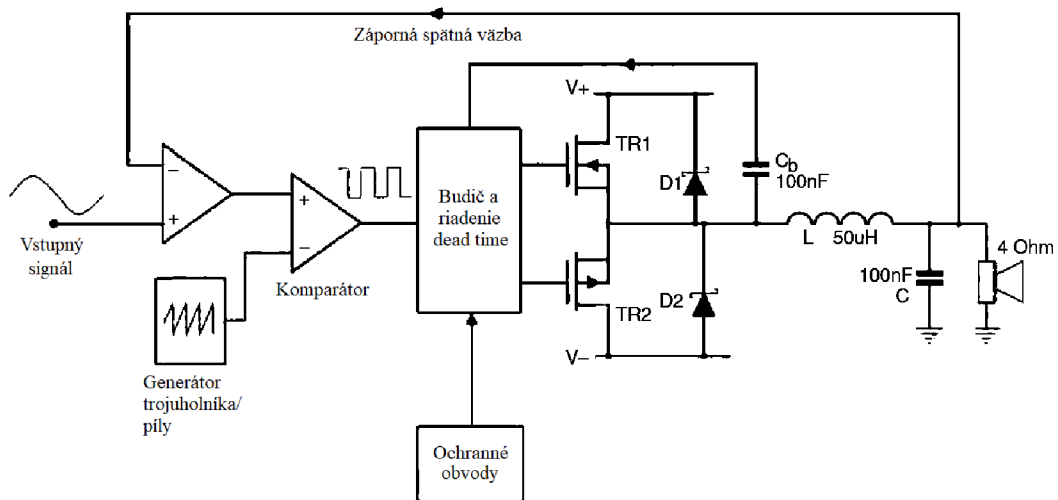
1.5 Trieda G a H

Táto trieda predstavuje vylepšenie triedy AB, ktoré spočíva vo využití niekoľkých napájacích napätí koncového stupňa, prepínaných skokovo podľa potrebného výstupného výkonu. Ak je úroveň vstupného signálu malá, použije sa nižšie napájacie napätie, čo má za následok nižšie straty na úbytkoch tranzistorov a tým aj vyššiu účinnosť. Tá sa pohybuje na úrovni okolo 85 %. [2]

Trieda H je vo svojej podstate ekvivalentom triedy G. Rozdiel je v riadení veľkosti napájacieho napätia v koncovom stupni, kde zapojenie triedy H mení toto napätie plynulo v závislosti od veľkosti budiaceho signálu, na rozdiel od triedy G, kde k tomu dochádza skokovo. Často sa pre tento účel s výhodou využívajú spínané zdroje, kde úpravou spätnej väzby je možné plynule regulovať jeho výstupné napätie. To má za následok ďalšie zvýšenie účinnosti zmenšením strát spôsobených úbytkom napätia na koncových tranzistoroch, avšak na úkor zložitosti. [2] [4]

2. PRINCÍP FUNKCIE ZOSILŇOVAČA V TRIEDE D

Ako už bolo spomenuté v kapitole 1.4, základným princípom funkcie zosilňovača tohto typu je pomocou vhodnej metódy prevod analógového signálu na pulzne šírkoovo modulovaný signál a ten je následne zosilnený tranzistormi v polovičnom alebo plnom mostíkovom zapojení a výstup je filtrovaný filtrom typu dolná priepusť na spätné získanie pôvodného audio signálu z efektívnej hodnoty PWM signálu, odstránením vyšších harmonických zložiek. Na obrázku 2.1 je zobrazená bloková schéma štruktúry tohto zosilňovača.



Obrázok 2.1 Bloková štruktúra zosilňovača v triede D (upravené [1])

Vstupný signál je najprv privedený do predzosilňovača, kde môže byť upravená jeho úroveň a slúži zároveň ako impedančné prispôsobenie a chybový zosilňovač spätnej väzby. Následne je signál modulovaný buď PWM alebo sigma-delta modulátorom, na výstupe ktorého je pulzne šírkoovo modulovaný signál. Tieto kroky odpadajú pri použití takzvaných plne digitálnych zosilňovačov, pretože na vstup je privádzaný priamo PWM signál, generovaný pomocou DSP alebo iných číslicových obvodov.

Modulovaný signál ďalej pokračuje do budiča výstupných tranzistorov, ktorý má na starosti správne časovanie budiaceho signálu pre jednotlivé tranzistory a dodáva tiež potrebný prúd na ich čo najrýchlejšie spínanie. Tie bývajú zapojené do polovičného alebo plného mostíka. Obe varianty majú svoje výhody aj nevýhody, podrobnejšie budú popísané v samostatnej kapitole.

Poslednou dôležitou časťou pred samotným výstupom je filter typu dolná priepusť, ktorý spätne rekonštruje PWM signál do pôvodného tvaru a zabraňuje

penikaniu elektromagnetického rušenia na výstup zosilňovača. V niektorých prípadoch je možné tento filter vynechať, jeho funkciu dokáže nahradiť indukčný charakter samotného reproduktora spolu s parazitnou kapacitou prírodného vodiča. Z tohto dôvodu býva v týchto prípadoch použitá vyššia spínacia frekvencia, aby ju bolo možné jednoduchšie odfiltrovať. Môže tu však dochádzať k vyššiemu vyžarovaniu elektromagnetického rušenia, preto musia byť prírody k reproduktoru čo najkratšie.

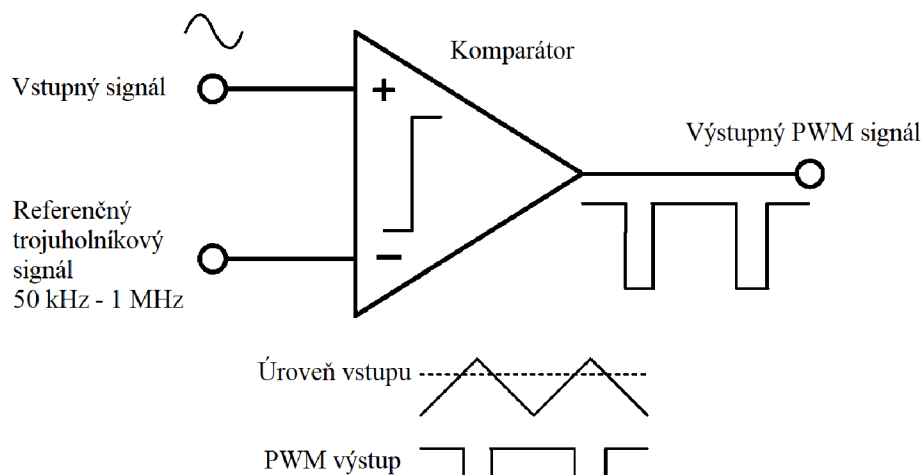
Okrem týchto hlavných častí sa v zosilňovačoch triedy D podľa typu nachádzajú ďalšie obvody, ako napríklad rôzne druhy spätnej väzby, ktorá môže byť vedená z výstupu ako pred výstupným low-pass filtrom, tak aj za ním. Ďalej bývajú ich súčasťou viaceré druhy ochranných obvodov, napríklad proti prúdovému preťaženiu, jednosmernej zložke na výstupe, tepelná ochrana a ďalšie. V nasledujúcich kapitolách budú jednotlivé bloky popísané podrobnejšie.

2.1 Typy modulácie vstupného signálu

Existuje celá rada spôsobov, ako upraviť vstupný signál do podoby vhodnej na efektívne budenie koncových tranzistorov. Od rôznych typov pulzne šírkových modulátorov, cez delta a sigma-delta modulátory až po patentované techniky rôznych firiem vyvíjajúcich elektroniku. V prípade využitia plne digitálneho zosilňovača nie je modulátor potrebné použiť vôbec, signál je upravený do vhodnej podoby už priamo v signálovom procesore a je privedený priamo do budiča tranzistorov. V ďalších podkapitolách sú podrobnejšie vysvetlené základné typy modulácií.

2.1.1 Pulzne šírková modulácia

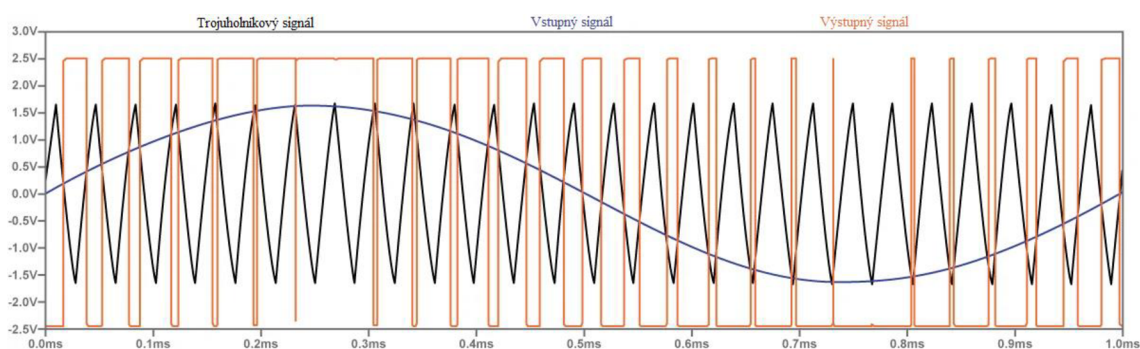
Klasický PWM modulátor je historicky jeden s prvých spôsobov riadenia tohto typu zosilňovačov. Jeho podstatou je použitie generátora trojuholníkového, prípadne pílovitého signálu o vysokej frekvencii a jeho porovnávanie so vstupným signálom pomocou komparátora. Použitá frekvencia trojuholníkového priebehu musí byť podľa Nyquistovho vzorkovacieho teorému minimálne dvojnásobná ako je najvyššia frekvencia prenášaného audio signálu. V praxi sa však často používa frekvencia až desaťnásobne vyššia, z dôvodu následného jednoduchšieho filtrovania a tým menších nárokov na výstupný filter, väčšinou v rozsahu 50 kHz až 1 MHz. Obrázok 2.2 popisuje schematické znázornenie tohto modulátora.



Obrázok 2.2 Funkcia PWM modulátora (upravené [2])

Na neinvertujúci vstup komparátora je privedený vstupný signál. Ten je porovnávaný so signálom trojuholníkového alebo pilovitého tvaru na invertujúcom vstupe. V počiatočnej fáze je výstup komparátora na úrovni logickej nuly, v prípade symetrického napájania na hodnote blížiacej sa zápornému napájaciemu napätiu. V momente, keď vstupný analógový signál prekročí aktuálnu úroveň trojuholníkového signálu, dôjde k preklopeniu komparátora a na jeho výstupe sa objaví kladné napätie. Strieda výstupného obdĺžnikového priebehu je tak priamo závislá od veľkosti vstupného signálu. V prípade, že je na vstupe nulové napätie, strieda výstupného signálu je 50 %.

Obrázok 2.3 znázorňuje jednotlivé priebehy signálov PWM modulátora.

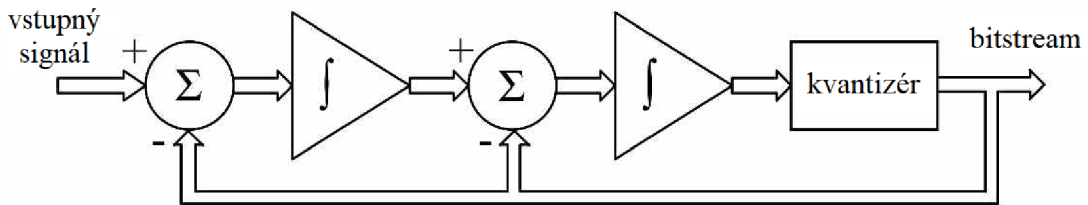


Obrázok 2.3 Priebehy signálov PWM modulátora (upravené [7])

2.1.2 Sigma-delta modulátor

Iným spôsobom kódovania audio signálu je sigma-delta modulácia. Jej hlavnou výhodou je možnosť dosiahnutia veľmi nízkeho skreslenia, typicky okolo 0,01 % [3].

Princípom tejto metódy je kvantizácia odchýlky medzi jednotlivými vzorkami vstupného analógového signálu a predikovaného signálu. Obrázok 2.4 predstavuje blokovú schému sigma-delta modulátora 2. rádu.



Obrázok 2.4 Bloková štruktúra sigma-delta modulátora 2. rádu (upravené [3])

Od vstupného signálu je v súčtovom uzle Σ odčítaný referenčný signál získaný z výstupu kvantizéra. Následne signál prechádza integrátorom. Počet týchto blokov zodpovedá rádu modulátora, pričom pri vyšších rádoch je nutné použiť vážené signály spätnej väzby. Výstupná frekvencia je daná vzorkovacou frekvenciou kvantizéra pozostávajúceho z komparátora s hystereziou a klopného obvodu typu D. Tá musí byť podľa vzorkovacieho teoremu minimálne dvojnásobná ako najvyššia spracovávaná frekvencia, v praxi sa však využíva frekvencia rádovo vyššia. To je z dôvodu využitia vlastnosti sigma-delta modulátorov zvanou „noise shaping“, ktorej podstatou je rozloženie kvantovacieho šumu v celom frekvenčnom spektre. Čím je vzorkovacia frekvencia vyššia, tým je tento šum rozložený do širšej oblasti spektra. Pri následnej rekonštrukcii signálu filtrom typu dolná priepusť je tak podstatná časť kvantovacieho šumu odstránená.

2.1.3 Priame využitie digitálneho signálu

V zariadeniach, ktoré spracovávajú zvuk digitálne je možné s výhodou využiť výpočtový výkon signálového procesora. Tým je možné, okrem bežného spracovania zvuku, nastavenia jeho rôznych parametrov ako napríklad ekvalizácie generovať priamo PWM signál pre riadenie výstupných tranzistorov. Je tiež možné implementovať rôzne algoritmy jeho spracovania a dosiahnuť tak lepšie parametre samotného zosilňovača, napríklad presným budením tranzistorov za použitia pokročilých, často patentovaných metód.

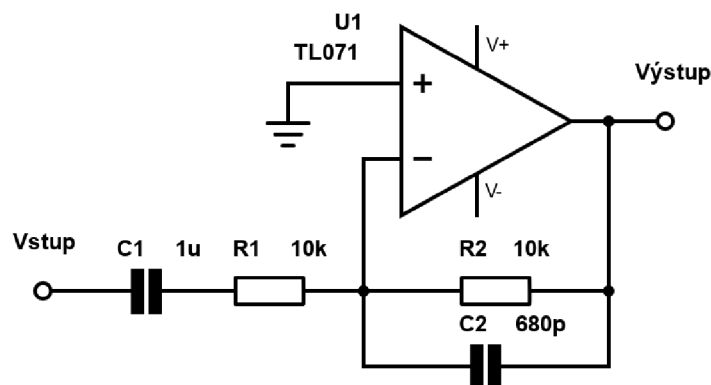
Odpadá tak potreba použitia modulátora, čím klesá počet potrebných súčiastok, znižuje sa skreslenie, ktoré by modulátor mohol spôsobovať a taktiež šum, ktorý v ňom môže vzniknúť.

2.2 Popis jednotlivých funkčných blokov zosilňovača triedy D s PWM moduláciou

V nasledujúcich kapitolách budú bližšie popísané jednotlivé časti typického zosilňovača v triede D s PWM moduláciou vstupného signálu. Tieto bloky budú následne využité pri návrhu laboratórneho prípravku, aby sa tak dala jednoducho demonštrovať ich funkcia.

2.2.1 Vstupné obvody

Každý zosilňovač potrebuje vstupný obvod, ktorý má za úlohu vstup impedančne prispôbiť, odstrániť jednosmernú zložku, upraviť napäťovú úroveň audio signálu a prípadne upraviť frekvenčné pásmo prenášaného signálu. Keďže v triede D dochádza v podstate k vzorkovaniu signálu, je dôležité, aby nemohlo dôjsť k aliasingu, zaradiť na vstup filter potlačajúci frekvencie vyššie, než je prenášané audio pásmo. Obrázok 2.5 predstavuje možný návrh takéhoto vstupného obvodu.



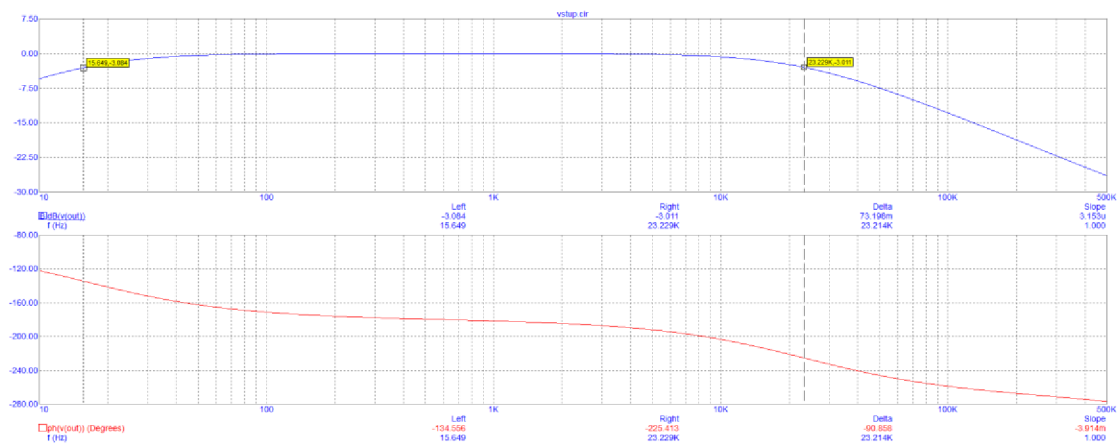
Obrázok 2.5 Zapojenie vstupného predzosilňovača

Tento obvod využíva invertujúce zapojenie operačného zosilňovača, ktorého prenos je daný vzťahom:

$$u_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_{in} \quad (V), \quad (2.1)$$

kde u_{out} je výstupné a u_{in} vstupné napätie. Vstupná impedancia je daná odporom R_1 , v tomto prípade je rovná $10 \text{ k}\Omega$. Kondenzátor C_1 spolu s rezistorom R_1 tvorí filter typu horná priepusť s medznou frekvenciou 15 Hz a blokuje taktiež prípadnú jednosmernú zložku na vstupe. Kondenzátor C_2 tvorí v spolupráci s OZ dolnú priepusť 1. rádu

s medznou frekvenciou približne 23 kHz a blokuje tak prípadné vysokofrekvenčné rušenie, ktoré by mohlo prenikať do ďalších obvodov. Na obrázku 2.6 je možné vidieť prenos tohto obvodu. Prenos, respektíve zosilnenie obvodu je možné meniť pomerom odporov R1 a R2, je však potrebné meniť aj kapacity kondenzátorov, aby nedošlo k posunutiu medzných frekvencií filtrov.



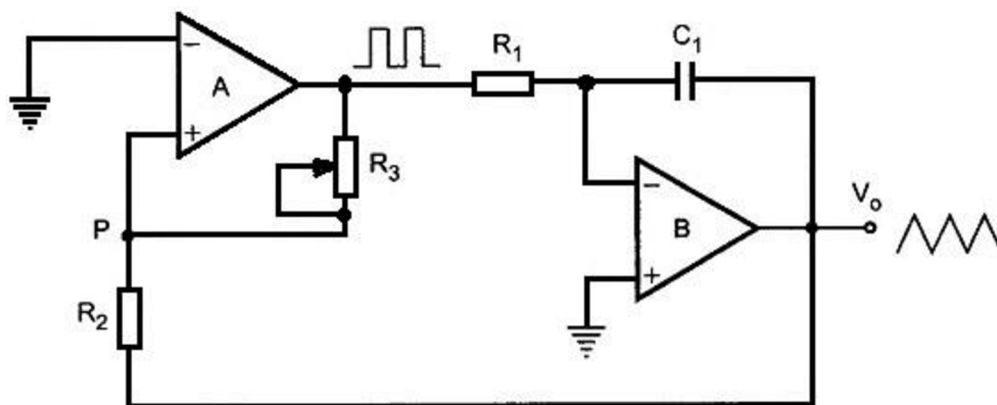
Obrázok 2.6 Frekvenčná a fázová charakteristika vstupného predzosilňovača

2.2.2 PWM modulátor

Jednou z najdôležitejších častí zosilňovača triedy D je PWM modulátor. Skladá sa z generátora trojuholníkového, prípadne pílovitého signálu vysokej frekvencie a komparátora porovnávajúceho tento signál so vstupným. Presnosť prevodu na pulzne šírko modulovaný signál je silne závislá od linearity referenčného signálu. Nelinearita trojuholníkového signálu sa prejavuje skreslením na výstupe, keďže dochádza k zmene šírky generovaných pulzov. Z tohto dôvodu sú kladené vysoké nároky na komponenty použité pre obvody na tvorbu tohto signálu.

Často sú na tvorbu referenčného signálu používané špecializované obvody, napríklad od najjednoduchšieho časovača 555, ktorého výstup býva pomerne nestabilný a skreslený až po veľmi presné obvody ako MAX9000 alebo MAX 038.[6] Je však možné použiť aj diskrétno zapojenie s OZ, je však potrebné použiť OZ s veľkou rýchlosťou priebehu du/dt , aby nedošlo k skresleniu produkovaného signálu. Na obrázku 2.8 je zobrazené zapojenie takéhoto generátora. OZ A generuje signál obdĺžnikového priebehu a ten je následne filtrovaný integrátorom s OZ B. Frekvencia f_0 tohto oscilátora je daná vzťahom [5]

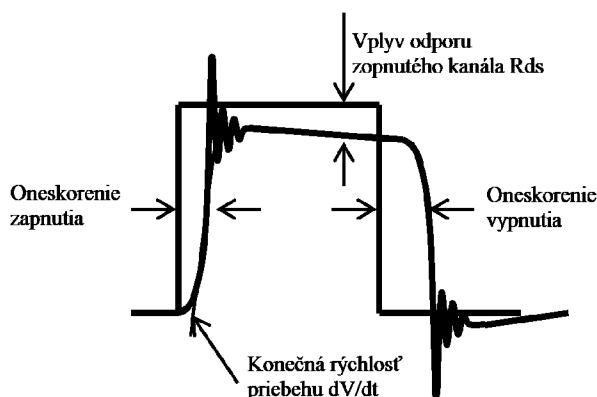
$$f_0 = \frac{R_3}{4 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot R_2} \quad (\text{Hz}). \quad (2.2)$$



Obrázok 2.8 Generátor trojuholníkového signálu s OZ [5]

2.2.3 Budič výstupných MOSFET tranzistorov

Výstup PWM modulátora nie je možné priamo pripojiť na gate koncových tranzistorov. Je nutné použiť vhodný typ budiča, ktorý má za úlohu prúdovo posilniť spínací signál, upraviť jeho amplitúdu a nastaviť správne časovanie tak, aby nemohlo dôjsť k zopnutiu súčasne horného aj dolného tranzistora v mostíkovom zapojení, čo by malo za následok ich zničenie. To je dosiahnuté skorším vypínaním jedného a neskorším zopnutím druhého tranzistora, takzvaný dead-time. Správne nastavenie dead-time je dôležité z niekoľkých hľadísk. Príliš krátky dead-time predstavuje riziko zopnutia oboch tranzistorov súčasne, zatiaľ čo veľmi dlhý spôsobuje zvýšenie skreslenia výstupného signálu tým, že mení tvar PWM modulovaného vstupu. Bežná hodnota dead-time sa pohybuje v rozsahu 10 ns až približne 500 ns, v závislosti od typu budiča a vlastností konkrétnych tranzistorov.[2] Obrázok 2.9 zobrazuje porovnanie ideálneho a reálneho priebehu signálu na výstupe koncového stupňa.



Obrázok 2.9 Porovnanie ideálneho a reálneho priebehu signálu a príčiny odlišností

Ako je možné vidieť z blokovej štruktúry na obrázku 2.1, source horného tranzistora (spínajúceho kladnú napájajúcu vetvu) je pripojený priamo na výstup, je preto na jeho budenie potrebné použiť samostatný napájací zdroj. Na tento účel sa môže použiť budenie tranzistorov pomocou malého transformátora, nazývaného GDT (gate drive transformer), väčšina integrovaných budičov však obsahuje vstavaný zdroj plávajúceho budiaceho napätia, získavaného z výstupu s využitím indukčnosti výstupného filtra. Napätové špičky z výstupu sú použité na nabíjanie tzv. bootstrap kondenzátora, ktorý následne slúži ako zdroj napätia pre budenie horného tranzistora.

Existuje celá rada integrovaných mostíkových budičov MOSFET tranzistorov, ktoré dokážu tieto potreby efektívne naplniť, ako pre polovičný, tak aj pre plný most so štyrmi tranzistormi. Podľa typu môžu byť budené jedným alebo dvoma, navzájom invertovanými budiacimi PWM signálmi.

2.2.4 Koncový stupeň

Na zosilnenie signálu sa v tomto type zosilňovačov najčastejšie používajú polom riadené tranzistory MOSFET. Ich výhodou je malý odpor zopnutého kanála a pomerne veľká rýchlosť priebehu dV/dt . Zapojené môžu byť do polovičného alebo plného mosta. Polomost má výhodu vo svojej jednoduchosti, vyžaduje však spätnú väzbu na stabilizáciu jednosmernej zložky na výstupe.

2.2.5 Výstupný filter

Na výstupe zosilňovača triedy D je na spätné získanie NF audio signálu zo zosilneného PWM za výstupnými tranzistormi potrebné použiť filter typu dolná priepusť. Jeho účelom je tiež odstrániť vysokofrekvenčné zložky spôsobujúce elektromagnetické rušenie. Nelinearita komponentov filtra, predovšetkým cievok môže byť príčinou zvýšeného skreslenia, preto sú často využívané zosilňovače bez výstupného filtra, kde je signál rekonštruovaný priamo indukčnosťou samotného reproduktora. Nevýhodou tejto metódy je vyššia možnosť vyžarovania elektromagnetického rušenia.

3. NÁVRH LABORATÓRNEHO PRÍPRAVKU

Nasledujúce kapitoly sa budú zaoberať návrhom samotného laboratórneho prípravku, na ktorom bude možné overiť funkciu zosilňovača v triede D, sledovať signály na rôznych miestach jeho štruktúry, meniť niektoré parametre a zmerať jeho vlastnosti. Najskôr bude zvolená vhodná topológia, rešpektujúca potreby takéhoto merania v laboratórnych podmienkach a následne bude vykonaná simulácia tohto obvodu v programe Micro-cap a optimalizovanie rôznych parametrov na dosiahnutie potrebných vlastností.

3.1 Výber vhodnej topológie

Keďže sa bude jednať o prípravok pre študijné účely, nie je potrebné konštruovať zosilňovač s veľkým výkonom. Taktiež na overovanie jeho vlastností bude postačovať len jeden kanál. Kvôli jednoduchosti a lepším možnostiam sledovania signálov je zvolená metóda modulovania signálu pomocou PWM modulácie, porovnaním vstupného signálu so signálom trojuholníkového priebehu pomocou komparátora.

Požiadavkami na prípravok sú taktiež možnosti meniť niektoré parametre na sledovanie chovania tohto obvodu. Ako vhodné parametre na nastavovanie sa ukazujú frekvencia generátora trojuholníkového priebehu, kde budú postačovať dve voliteľné frekvencie, približne 70 kHz a 170 kHz na sledovanie vplyvu tohto parametra na skreslenie výstupu a prenikanie nežiadúcich frekvenčných zložiek. Ďalším z meniteľných parametrov môže byť nastavenie výstupnej záťaže, ktorá má vplyv na prenos výstupného filtra.

Posledným nastaviteľným parametrom je rád výstupného low-pass filtra, aby bolo možné sledovať vplyv jeho nesprávneho nastavenia na prenikanie nežiadúcich frekvenčných zložiek na výstup a tým zhoršenie THD.

3.2 Simulácia navrhnutého obvodu

Návrh obvodu pozostával z výberu vhodnej kombinácie funkčných blokov a ich spojení do konečného celku. Simulácia bola vykonaná v programe Micro-Cap, ktorý má však určité limitácie vo výbere komponentov. Kompletnú schému zapojenia je možné nájsť v prílohe A.

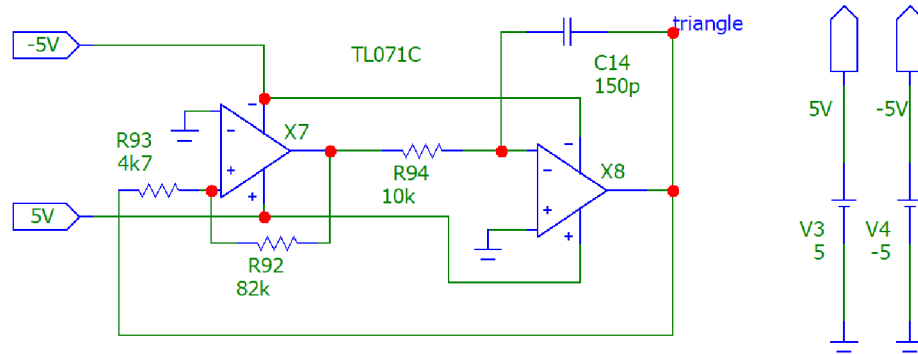
Vstupný obvod je totožný, ako bol popísaný v kapitole 2.2.1. Jeho úlohou je upraviť frekvenčnú charakteristiku vstupného signálu a jeho prenos je jednotkový. Signál následne pokračuje do dvoch komparátorov LM393, v ktorých je porovnávaný s trojuholníkovým priebehom oscilátora s operačným zosilňovačom TL072C. Jeho bližší popis je v nasledujúcej kapitole. Amplitúda referenčného signálu je ďalším OZ nastavená na približne 1,2 V, čo určuje maximálne vstupné napätie pri maximálnom vybudení. Túto hodnotu bude možné doladiť trimrom.

Priamy a invertovaný PWM signál z komparátorov pokračuje na integrovaný budič HIP2500, ktorého model simulačný program obsahuje. Tento budič je dnes už zastaraný, je nahradený novším typom IR2110 s rovnakým zapojením. Výstup budiča ovláda polomost s dvojicou tranzistorov IRF540N. Tie majú pre tento účel vhodné parametre, maximálne napätie drain-source je 100 V, R_{dson} je len 0,077 Ω , čo má za následok minimálne straty a tým dobrú účinnosť. Polomost je napájaný symetrickým napätím ± 12 V, no vzhľadom na neznáme problémy, kedy nebolo možné spustiť žiadnu zo simulácií, bolo napájacie napätie upravené na +12 V a 0 V. Výstupný signál tak má jednosmernú zložku 6 V. Aj napriek tomu však bolo možné uskutočniť len tranzientnú analýzu a zobraziť tak signály v rôznych častiach obvodu. Nepodarilo sa uskutočniť analýzu harmonického skreslenia a šumu THD+N ani analýzu prenosu. Problémom je pravdepodobne model budiča, prípadne veľké množstvo dát, ktoré musí program generovať.

Výstupný filter bol navrhnutý ako LC filter 4. rádu s Butterworthovou aproximáciou a medznou frekvenciou 22 kHz. Bližšie bude popísaný v kapitole 3.2.2.

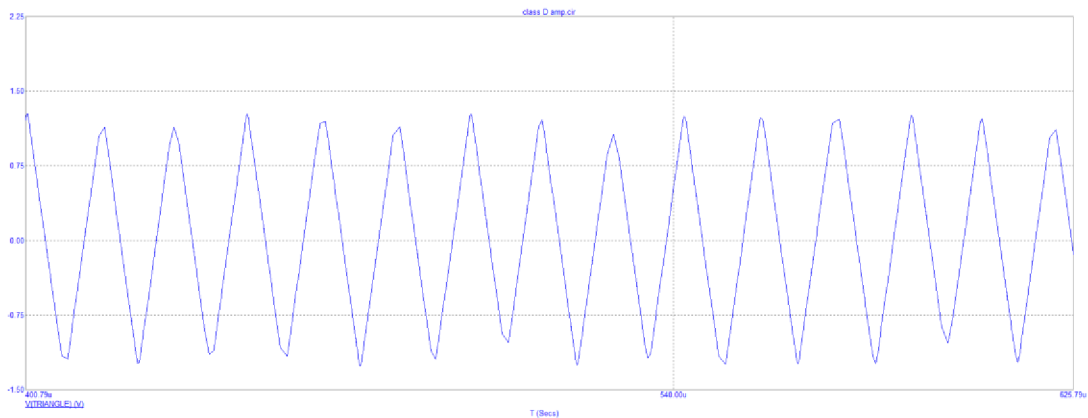
3.2.1 Generátor trojuholníkového signálu

Samotný generátor bol navrhnutý na základe popisu v kapitole 2.2.2. Hodnoty súčiastok boli počítané pre výstupnú frekvenciu 60 kHz a 180 kHz. Tieto frekvencie je možné prepínať prepínačom. Schému zapojenia oscilátora je možné vidieť na obrázku 3.1.

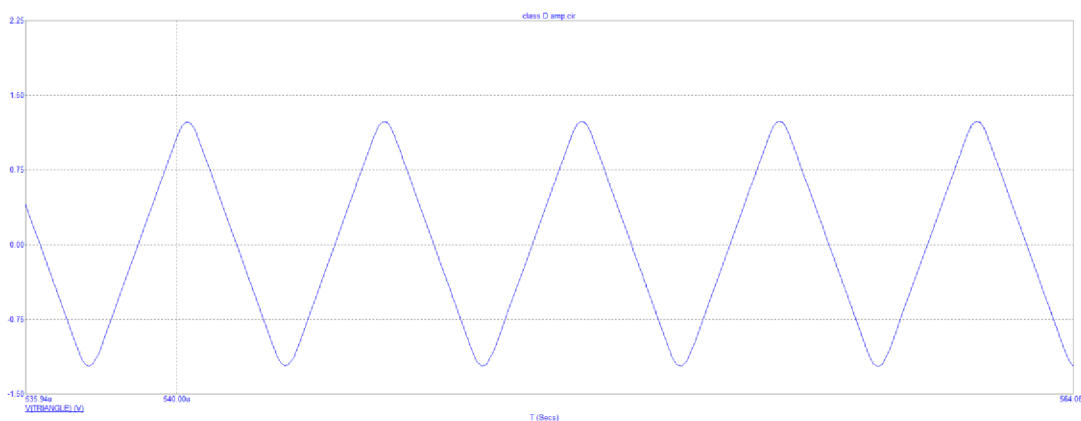


Obrázok 3.1 Zapojenie generátora trojuholníka s OZ

Hodnoty súčiastok boli optimalizované pre čo najlepší tvar výstupného signálu. Zmena frekvencie sa vykonáva prepínaním rezistorov R92 a R94. Pre 60 kHz má R92 hodnotu 22 k Ω a R94 = 47 k Ω . Pre 180 kHz sú volené odpory R92 = 82 k Ω a R94 = 10 k Ω . Na nasledujúcich obrázkoch je znázornený priebeh na výstupe tohto generátora. Je vidieť, že linearita priebehu je dobrá, mierne problémy nastávajú na vrcholoch. Z toho vyplýva možnosť vyššieho skreslenia signálu blízko hranice plného vybudenia. Nestabilita je pravdepodobne daná vlastnosťami simulátora, nemalo vplyv ani zvýšenie počtu meracích bodov a zmenšenie časového kroku.



Obrázok 3.2 Výstup PWM pre horný tranzistor pri vstupnom signáli 1 kHz, trojuholník 60 kHz

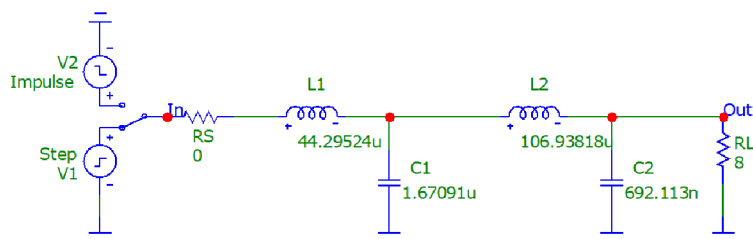


Obrázok 3.3 Výstup PWM pre horný tranzistor pri vstupnom signáli 1 kHz, trojuholník 60 kHz

3.2.2 Výstupný filter

Výstupný filter bol navrhnutý priamo v simulačnom programe. Praktickejšie, než meniť medznú frekvenciu filtra sa ukázalo byť meniť jeho rádu. Jeho zvyšovaním dochádza k väčšiemu potlačeniu vyšších harmonických zložiek a spínacej frekvencie modulátora. Prepínanie rádu je riešené prepínačom odpojujúcim L2 a C2. Vznikne tak filter 2. Rádu s rovnakou medznou frekvenciou, no polovičnou strmosťou. Je tak možné sledovať väčšie množstvo vysokofrekvenčných zložiek prenikajúcich na výstup.

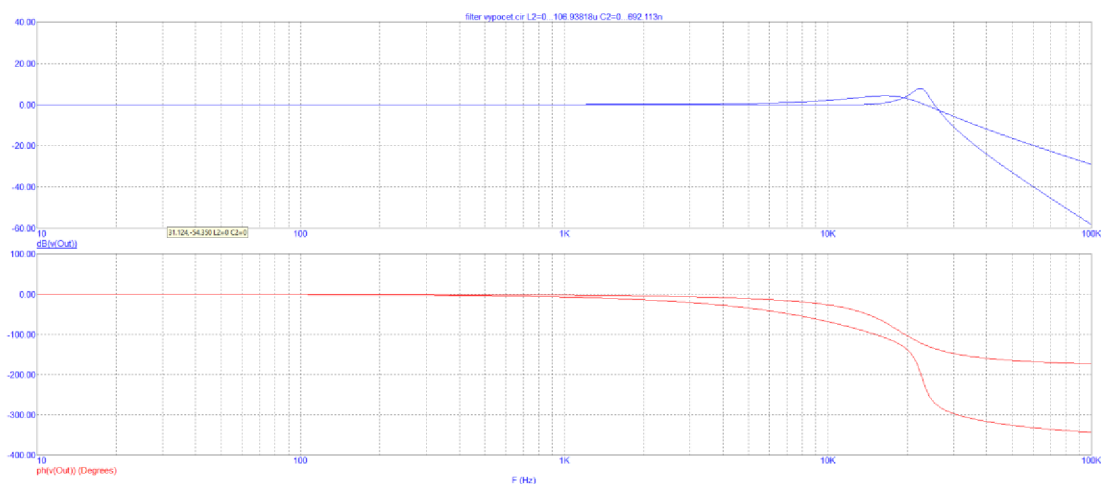
Low-Pass Butterworth Dual
Gain=0dB Cutoff Frequency=22000Hz Ripple=3.0103dB Order=4
Impedance Scale Factor=1



LP = Ideal low-pass response based upon choice of filter type and response.

```
.define U (S/(2*PI*22000))
.define LP
1/(U*U+0.76537*U+1)*
1/(U*U+1.8478*U+1)*
1
```

Obrázok 3.4 Návrh výstupného low-pass filtra 4. rádu

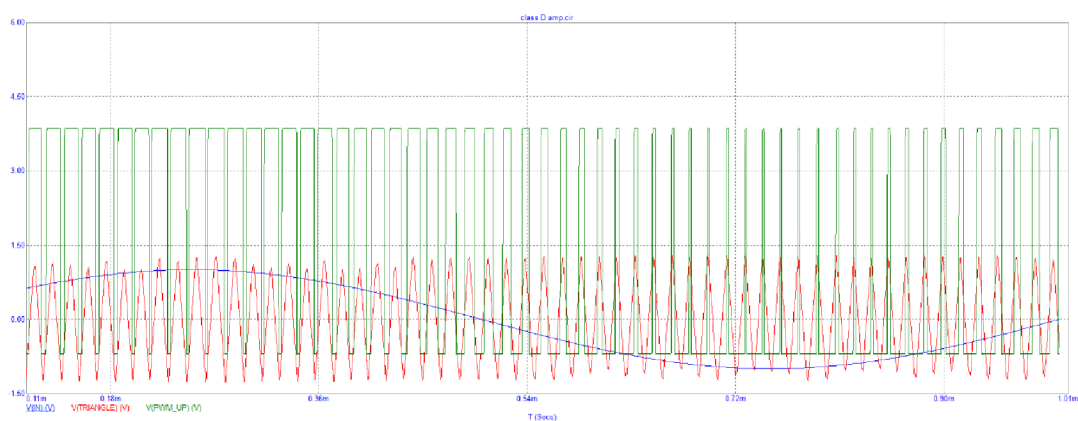


Obrázok 3.5 Prenosová charakteristika navrhnutého filtra

3.2.3 Výsledky simulácie

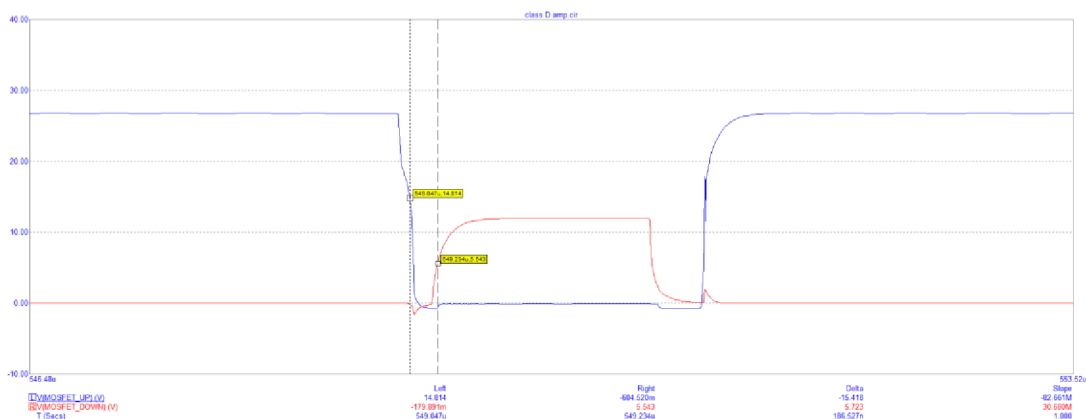
Keďže z neznámych príčin nebolo možné spustiť analýzu pri symetrickom napájaní budiča HIP2500, muselo byť zapojenie upravené tak aby šlo vykonať krátkodobú tranzientnú analýzu a vykresliť aspoň jednu periódu najnižšej uvažovanej frekvencie. Budič je preto v týchto simuláciách napájaný nesymetricky s uzemneným spoločným výstupom. Taktiež polomost musí byť napájaný nesymetricky, horný tranzistor na pripojený +12 V a dolný na zem. To má za následok jednosmernú zložku výstupného signálu s úrovňou rovnou približne polovici napájacieho napätia.

Na obrázku 3.6 môžeme vidieť PWM výstup z komparátora pri vstupnom signáli 1 kHz. Jeho úroveň je nastavená o niečo nižšie ako hodnota trojuholníkového signálu, aby nedošlo k skresleniu. Toto je zachované aj pri ďalších simuláciách.



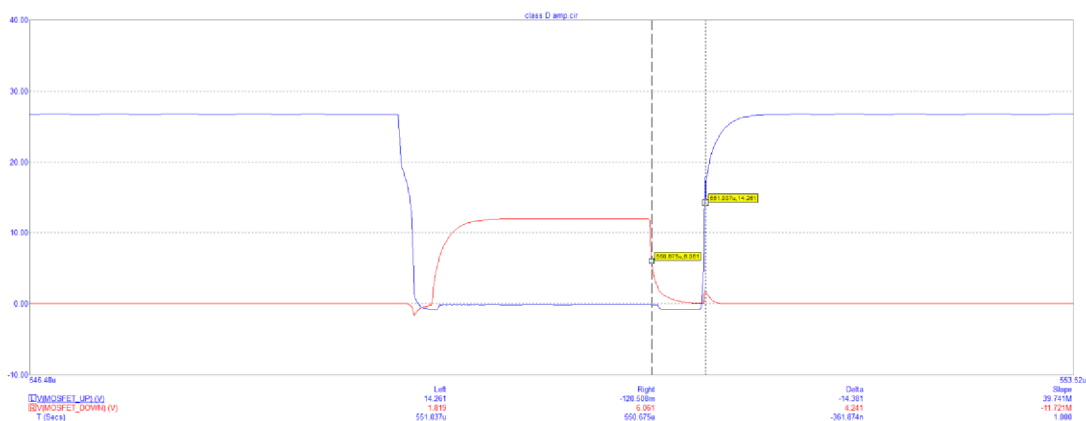
Obrázok 3.6 Výstup PWM pre horný tranzistor pri vstupnom signáli 1 kHz, trojuholník 60 kHz

Obrázky 3.6 a 3.7 zobrazujú priebehy budiaceho napätia na gate tranzistorov. Je možné zmerať dobu medzi vypnutím jedného a zapnutím druhého tranzistora. Oba signály sú merané proti zemi, horný tranzistor musí byť budený z plávajúceho napätia proti výstupu, preto sú hodnoty signálov špička-špička rozdielne.



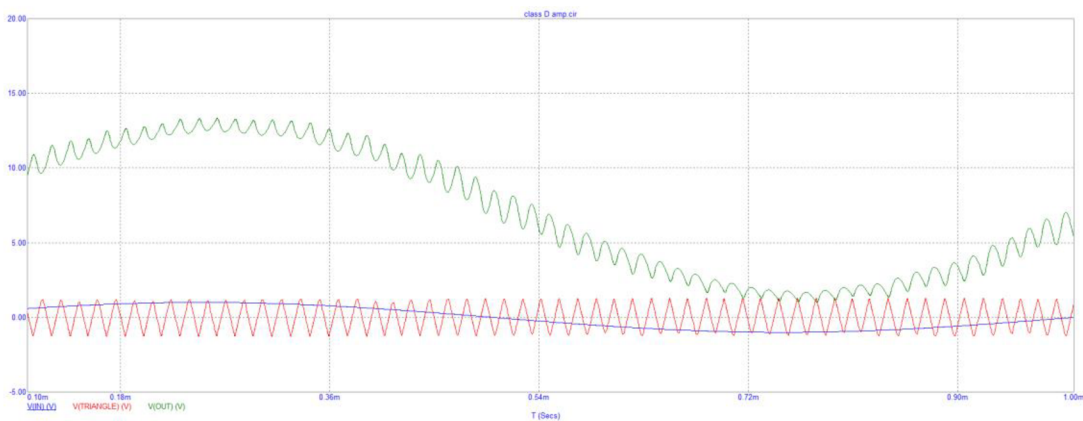
Obrázok 3.6 Napätie na gate tranzistorov proti zemi, dead time 186 ns, prechod z horného tranzistora na dolný

Dead time je pevne daný použitým budičom. Jeho nesymetria má vplyv na jednosmernú zložku na výstupe, preto býva často potrebné zavádzať spätnú väzbu na jej kompenzáciu.

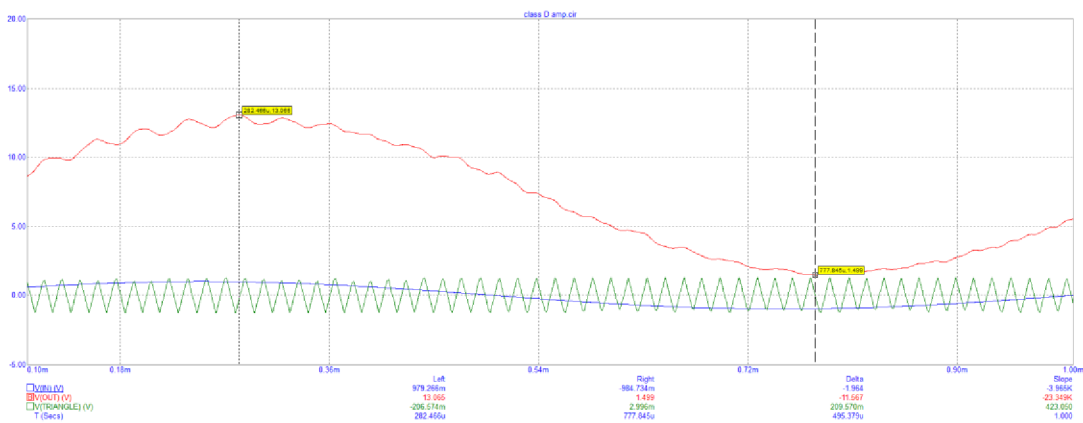


Obrázok 3.7 Napätie na gate tranzistorov proti zemi, dead time 361 ns, prechod z dolného tranzistora na horný

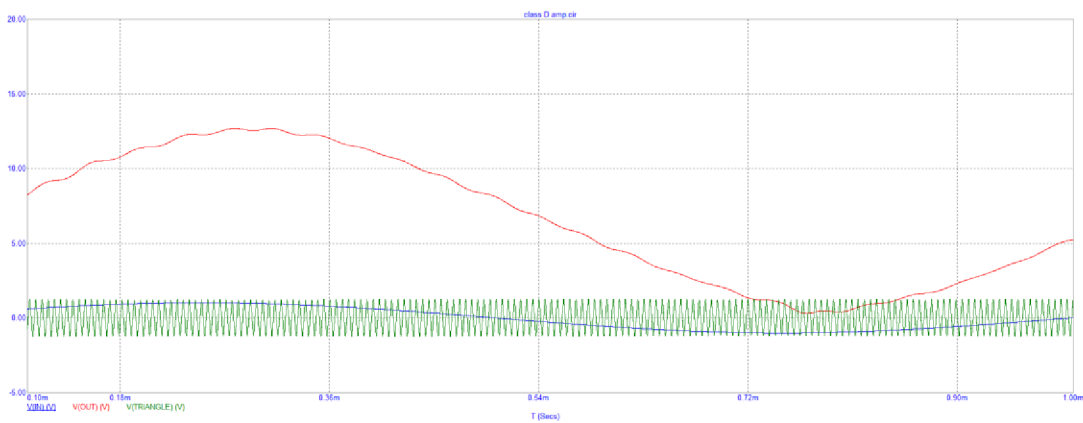
Na obrázkoch 3.8 až 3.10 vidíme vplyv modulačnej frekvencie a filtra na množstvo nežiadúcich vyšších harmonických zložiek. S rastúcou frekvenciou modulácie a rádom filtra klesá ich množstvo.



Obrázok 3.8 Vstupný signál 1 kHz, trojuholník 60 kHz, filter 2. rádu, záťaž 4 Ω

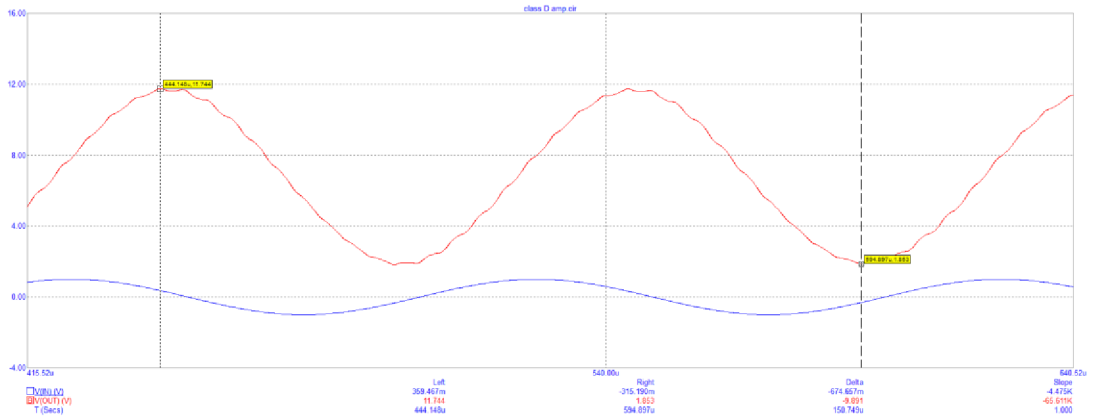


Obrázok 3.9 Vstupný signál 1 kHz, trojuholník 60 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω

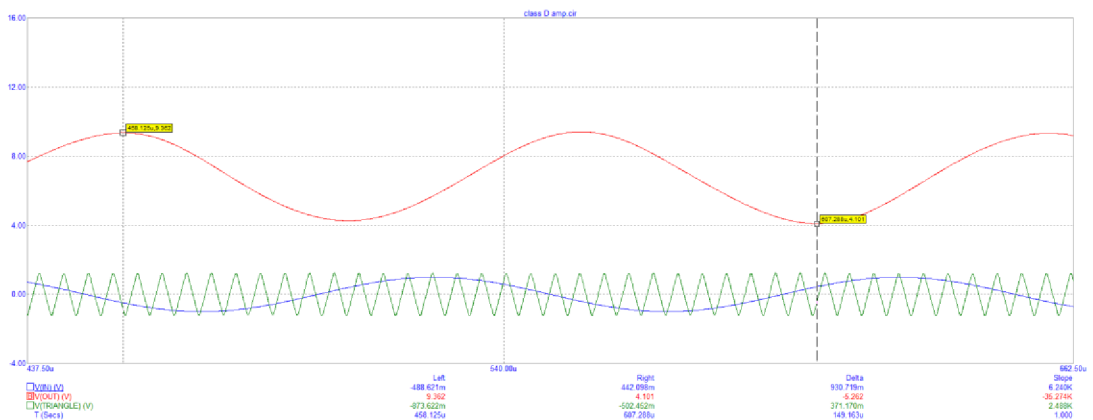


Obrázok 3.10 Vstupný signál 1 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω

S rastúcou frekvenciou vstupného signálu pozorujeme fázový posun spôsobený low-pass filtrom. Vyšší rád tohto filtra má tiež vplyv na amplitúdu výstupu pri tejto hodnote záťaže.

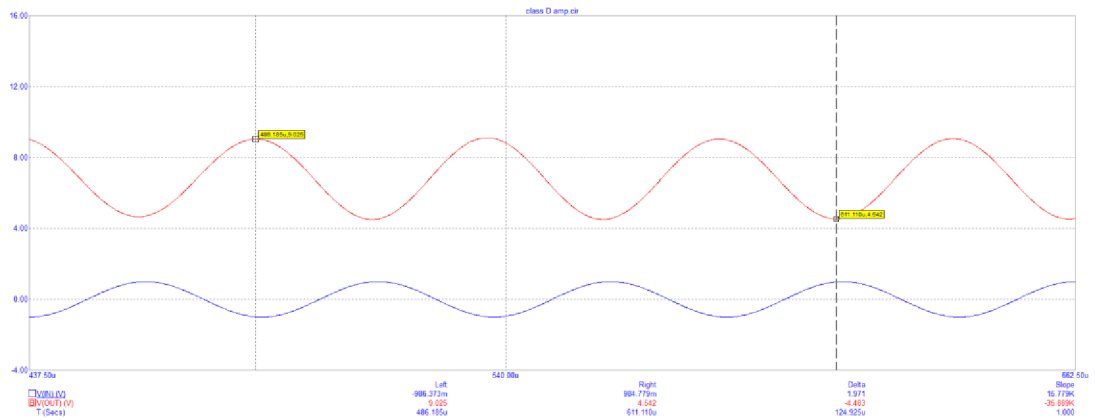


Obrázok 3.11 Vstupný signál 10 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 2. rádu, záťaž 4 Ω

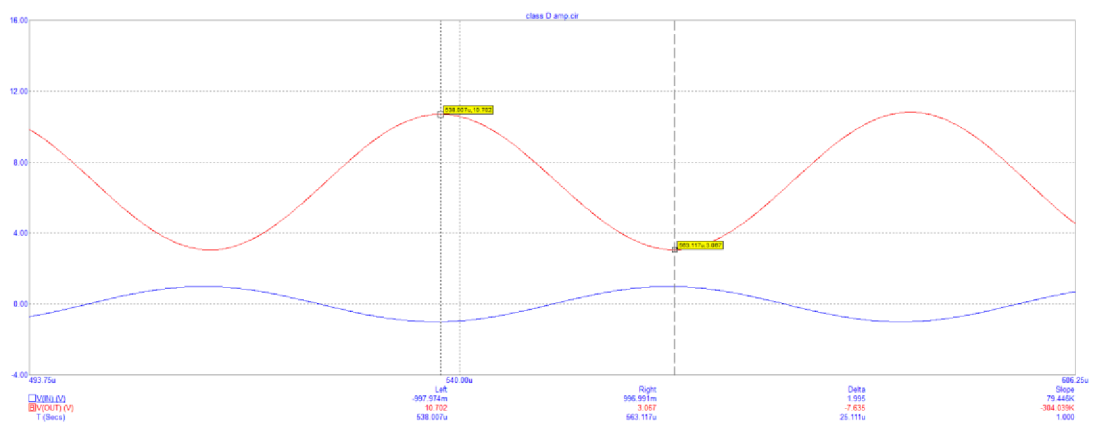


Obrázok 3.12 Vstupný signál 10 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω

Simulácie na obrázkoch 3.13 a 3.14 zobrazujú výrazný vplyv filtra na fázovú charakteristiku. Na frekvencii vstupného signálu 20 kHz dochádza k otočeniu fázy takmer o 180°. Zátťaž zosilňovača má taktiež vplyv na amplitúdu výstupného signálu. Je to spôsobené najmä tým, že filter bol navrhnutý pre jednu konkrétnu hodnotu výstupnej zátáže, pričom pre iné hodnoty dochádza k zmenám prenosovej charakteristiky.

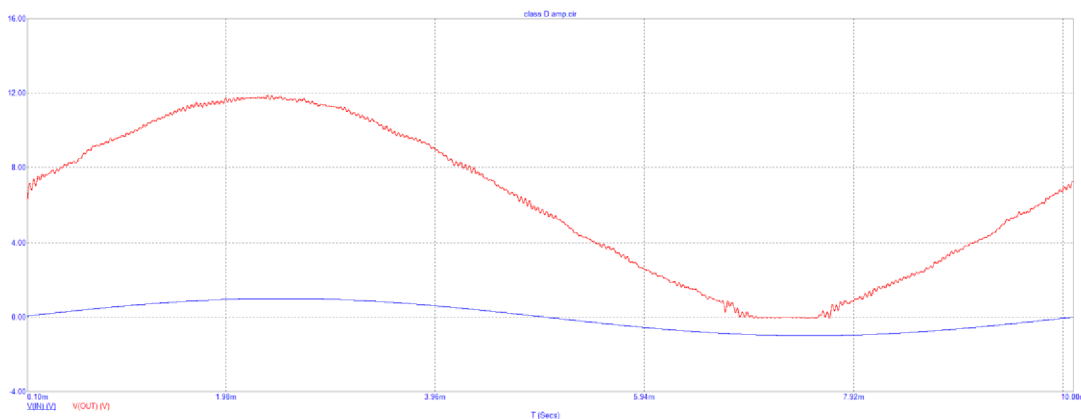


Obrázok 3.13 Vstupný signál 20 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, zátťaž 4 Ω



Obrázok 3.14 Vstupný signál 20 kHz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, zátťaž 8 Ω

Posledná simulácia zobrazuje výstupný priebeh signálu pri vstupnej frekvencii 100 Hz. Jeho amplitúda sa blíži limitácii danej napájacím napätím, záporná polovlna je orezaná pravdepodobne z dôvodu nesymetrie, ak je stredná hodnota DC ofsetu nižšia ako polovica napájacieho napätia. Príčinou je absencia spätnej väzby, prípadne nesymetrické spínanie tranzistorov (rozdielne časy spínania a vypnutia).



Obrázok 3.15 Vstupný signál 100 Hz, trojuholník 180 kHz, filter 4. rádu, záťaž 4 Ω

3.3 Konštrukcia prípravku

Pre zhotovenie prístroja bola zvolená plne THT konštrukcia. Dôvodom je možnosť použiť päťice pre integrované obvody, aby mohli byť v prípade potreby jednoducho vymeniteľné. Ďalej je tým znížený vplyv parazitných kapacít, keďže súčiastky nie sú tak blízko pri sebe ako v prípade SMD technológie.

Doska plošného spoja bola navrhnutá v programe KiCad ako jednostranná s rozmermi 170 x 100 mm. Kompletnú schému prípravku je možné nájsť v prílohe. Napájanie je zaistené laboratórnym zdrojom so symetrickým napätím ± 12 V, ideálne typ Agilent E3630A, keďže tento disponuje prúdovým obmedzením na 0,5 A. Tým je zaistená ochrana v prípade poruchy.

Napájacie napätie je privedené do DPS priamo pomocou zdierok pre banánkový konektor umiestnených na zadnej strane prístroja. To je následne filtrované kondenzátormi s hodnotou 1000 μF a vedené do ďalších častí obvodu. Obe napájacie vetvy majú proti zemi zapojené diódy 1N4007 v závernom smere, aby tak bola zaistená ochrana proti krátkodobému neúmyselnému prepólovaniu napájacieho zdroja. Na doske sa tiež nachádza zdroj symetrického napätia ± 5 V vytváraného pomocou lineárnych stabilizátorov L7805CV pre kladnú, respektíve L7905CV pre zápornú vetvu a ich blokovacích kondenzátorov hodnoty 100 nF.

Obvod vstupného zosilňovača a generátora trojuholníkového signálu je tvorený jediným integrovaným obvodom, konkrétne bol vybraný typ TL074, čo je štvornásobný

operačný zosilňovač, pričom tri z nich sú využité ako generátor a jeden ako vstupný invertujúci zosilňovač s prenosom -1 a zapojený ako band-pass filter podľa obrázka 2.5 v kapitole 2.2.1. Generátor trojuholníkového priebehu má dve voliteľné nastavenia frekvencie, s použitými hodnotami reálnych súčiastok ide konkrétne o hodnoty približne 76 kHz, respektíve 172 kHz. prepínanie sa deje tak, že k rezistoru R9 s hodnotou odporu 10 k Ω je spínačom SW 1 paralelne pripojený rezistor s hodnotou 3,9 k Ω , čím dôjde k zvýšeniu frekvencie oscilátora. Tento spôsob zapojenia je využitý z dôvodu, aby nedošlo k prerušeniu generovania signálu počas prepínania, čo by malo za následok nestabilné spínanie výstupných tranzistorov. Pretože jednotlivé voliteľné frekvencie majú rozdielnu úroveň výstupného napätia vyplývajúcu z podstaty zapojenia, je na výstup generátora zaradený tretí OZ v invertujúcom zapojení, ktorý slúži na úpravu amplitúdy generovaného signálu. Oba úrovne sa spolu s frekvenciou prepínajú pomocou SW 1 a ich hodnoty je možné nastaviť pomocou dvoch viacotáčkových trimrov s hodnotou 10 k Ω . Opäť je využitý spôsob paralelného spájania rezistorov popísaný vyššie, taktiež z rovnakého dôvodu. Signál generátora je následne cez kondenzátor hodnoty 220 nF na oddelenie jednosmernej zložky vedený do obvodu komparátora a je tiež cez odpor 1 k Ω vyvedený na BNC konektor na prednom paneli, aby tak bolo umožnené sledovať tento signál osciloskopom.

Trojuholníkový signál spolu s NF signálom zo vstupného obvodu vstupuje do dvojitého komparátora LM2903N, ktorý ich porovnáva a generuje dve, navzájom opačné PWM priebehy ktoré následne vedú do integrovaného budiča IR2110. Komparátor je napájaný symetrickým napätím ± 12 V kvôli prispôsobeniu napät'ových úrovní pre správne fungovanie budiča. Jeho výstupy sú typu otvorený kolektor, preto sú k nim pripojené pull-up rezistory s odporom 1 k Ω na vetvu -5 V, čo pre budič IR2110 predstavuje logickú úroveň H, vzhľadom k referenčnému napätiu -12 V.

Riadiace signály z budiča s potrebnými napät'ovými úrovňami a upraveným časovaním pokračujú cez rezistory hodnoty 10 Ω a antiparalelné diódy na gate jednotlivých tranzistorov v polomoste. Diódy slúžia na čo najrýchlejšie vybitie náboja z gate pre ich rýchle uzavretie, rezistory naopak obmedzujú špičkový prúd tečúci do gate pri logickej úrovni H.

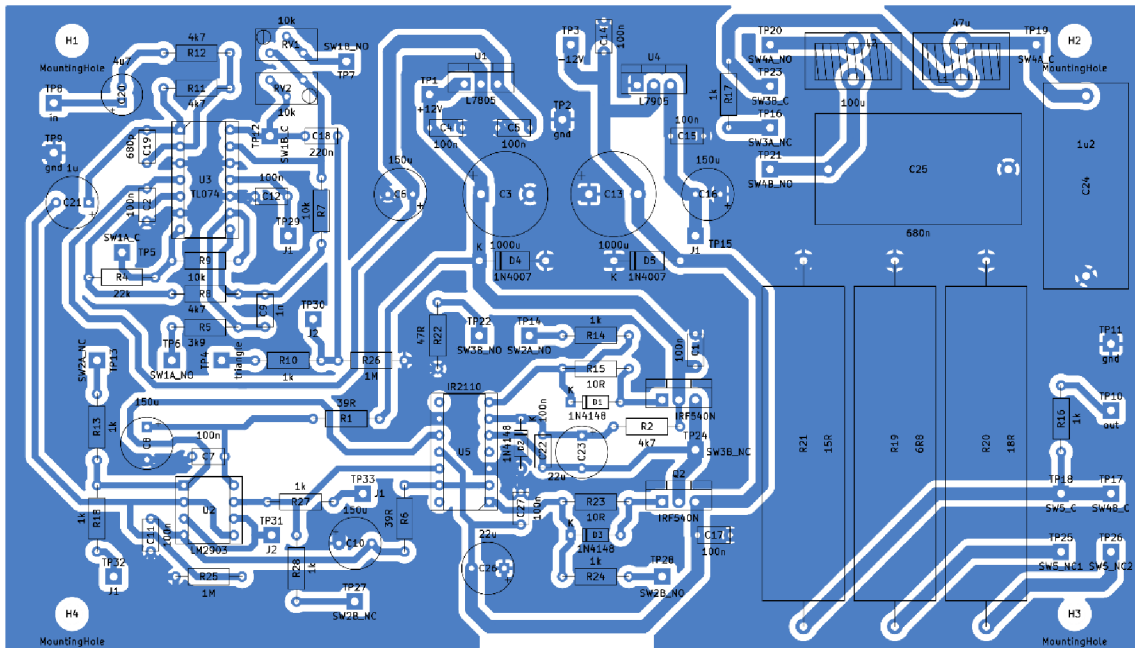
Výstupné PWM signály komparátora, ako aj výstup budiča je možné sledovať osciloskopom. Voľba zobrazovaných signálov sa uskutočňuje prepínačom SW 2 a tie sú následne cez odpor 1 k Ω vyvedené na patričné BNC konektory. Konektor UP zobrazuje signál pre „horný“ tranzistor, pripojený ku kladnej napájacej vetve, naopak konektor DOWN obsahuje signál dolného tranzistora, spínajúceho zápornú vetvu. Toto pripojenie umožňuje zobrazit' priebeh signálov na patričných miestach štruktúry zosilňovača a tiež pomocou osciloskopu zmerať dead-time, pevne daný budičom.

Výkonový výstup polomostu je cez prepínač SW 3 vedený na výstupný low-pass filter. Tento prepínač izoluje filter a jeho vstup uzemňuje cez odpor 47 Ω , toho je využité pri meraní prenosovej charakteristiky samostatného filtra. Tento bod je taktiež vyvedený

cez odpor 1 k Ω na BNC konektor. Rád filtra je prepínaný pomocou prepínača SW 4 a funguje tak, že pri voľbe 2. rádu je prvý LC stupeň zapojený pred tento spínač a druhý stupeň je izolovaný. Pri voľbe 4. rádu je tento druhý stupeň prepínačom zapojený do série s prvým stupňom. Návrh filtra je použitý zo simulácie, avšak hodnoty súčiastok sú mierne odlišné kvôli dostupnosti reálnych komponentov.

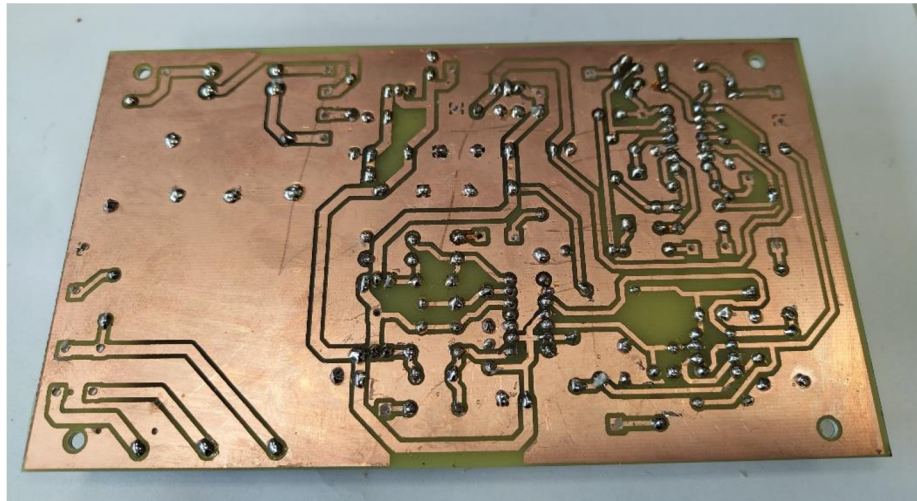
Výstupná záťaž je voliteľná v troch krokoch a je podmienená použitím prepínača typu SP3T. V strednej polohe tohto prepínača je výstup uzemnený cez rezistor hodnoty 15 Ω , v ostatných polohách sú k nemu paralelne pripojené rezistory s odporom 6,8 Ω , respektíve 18 Ω . paralelnými kombináciami je tak dosiahnutá výstupná impedancia približne 4,8 Ω , 8,2 Ω a 15 Ω . Napätie na výstupnej impedancii je opäť cez odpor 1 k Ω vyvedené na konektor OUT.

Na obrázku 3.16 je možné vidieť návrh DPS spolu s rozmiestnením a hodnotami jednotlivých súčiastok.



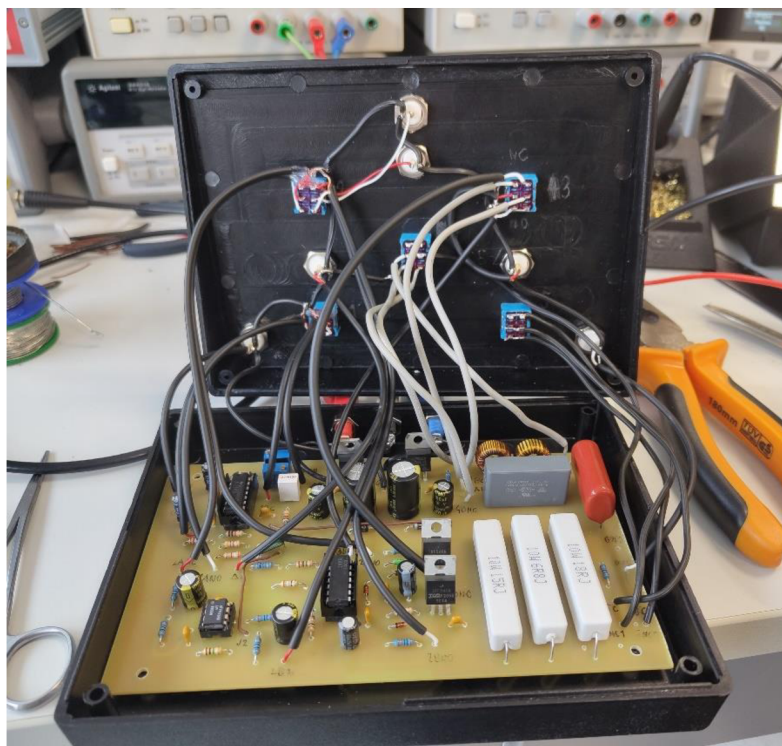
Obrázok 3.16 DPS prípravku s rozmiestnením súčiastok

DPS bola vyrobená manuálne pomerne netradičným spôsobom. Na čistú dosku bola nalepená čierna samolepiaca fólia, do ktorej bol pomocou lasera na 3D tlačiarňi vyrezaný obrazec. Z plôch, ktoré mali byť odleptané bola fólia odstránená a následne bola doska leptaná pomocou persiranu sodného. Po vyvrtaní dier bola doska osadená a otestovaná na prípadné chyby.

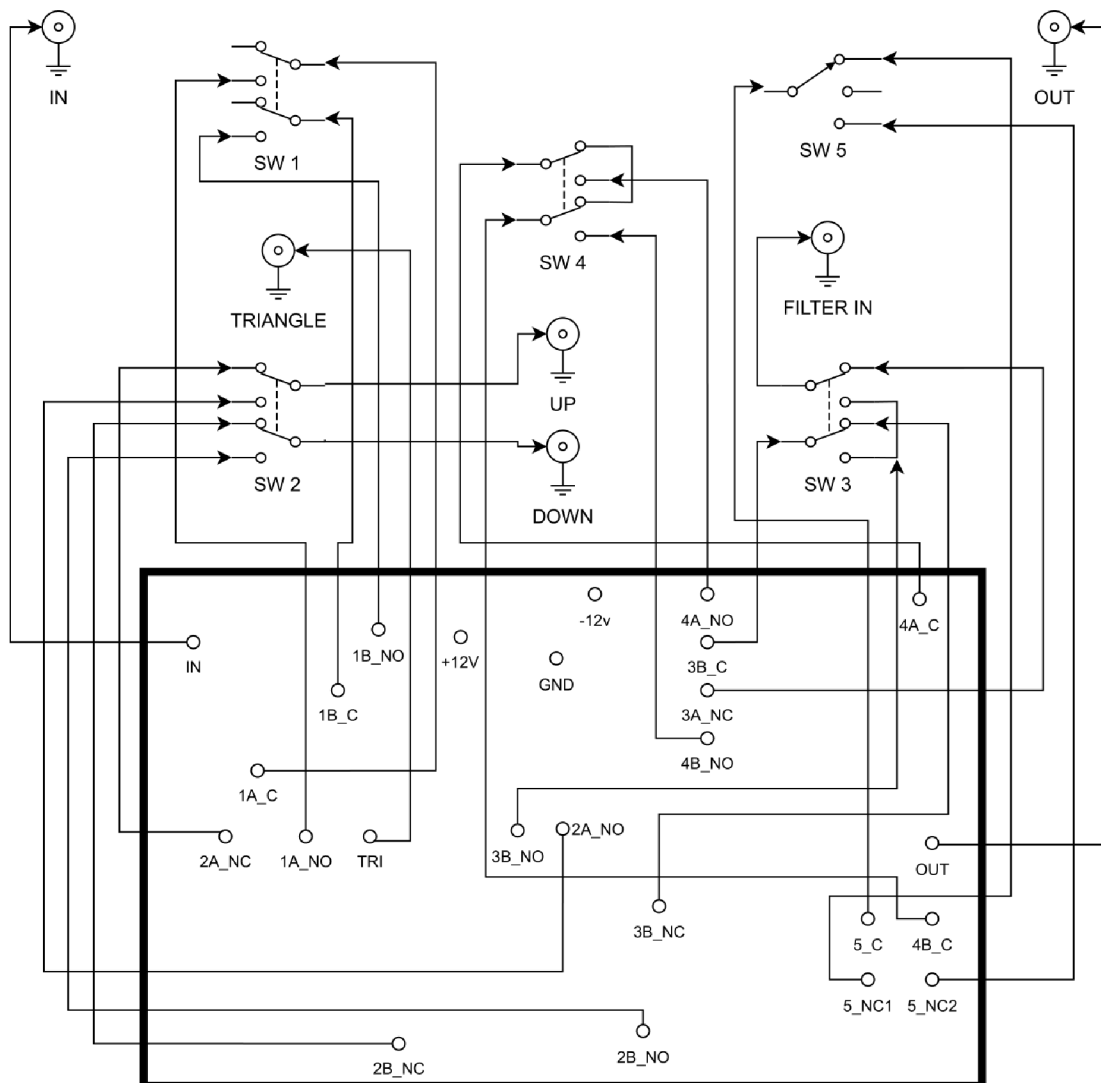


Obrázok 3.17 Hotová DPS

Celé zariadenie bolo vstavané do konštrukčnej krabičky Z33A. Jednotlivé ovládacie prvky a vývody boli s DPS prepojené pomocou tienených koaxiálnych káblov na zabránenie prenikaniu rušenia medzi vodičmi. Nasledujúci obrázok popisuje vnútorné zapojenie hotového zariadenia. Elegantnejším riešením by bolo umiestniť prepínače a konektory priamo do DPS, to by však vyžadovalo použitie SMD komponentov a celkovú zmenu dizajnu. Obrázok 3.19 znázorňuje schému zapojenia prepínačov a konektorov do DPS.



Obrázok 3.18 Vnútorné zapojenie prípravku



Obrázok 3.19 Zapojenie prepínačov a konektorov do DPS

4. MERANIE VLASTNOSTÍ PRÍPRAVKU

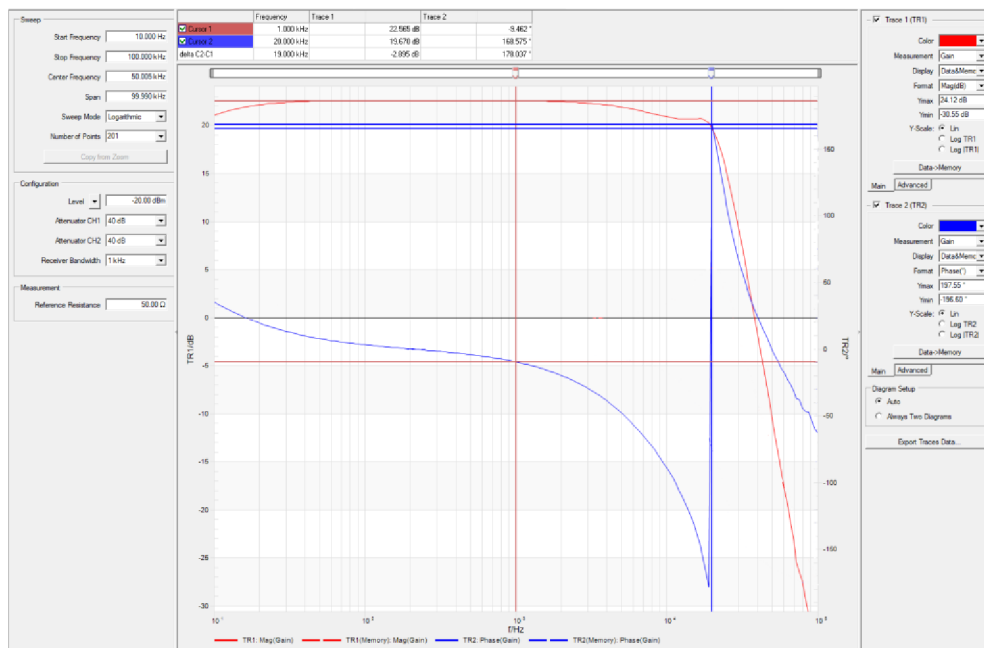
Po skonštruovaní a oživení zosilňovača bola nastavená napäťová úroveň trojuholníkového signálu na hodnotu približne $1 V_{pp}$ pri oboch nastaviteľných frekvenciách. Je nutné podotknúť, že oživovanie sa nezaobišlo bez komplikácií. Aj napriek odstráneniu všetkých nájdených problémov sa zosilňovač za istých podmienok rozkmitá a napájací zdroj indikuje preťaženie. K tomuto rozkmitaniu však dôjde len ak vstupný signál presiahne hodnotu približne $400 mV_{pp}$ v závislosti od konkrétneho nastavenia parametrov, najmä pri nízkej hodnote výstupnej záťaže, kedy dochádza k poklesu napájacieho napätia. Tento problém je pravdepodobne spôsobený nedostatočne tvrdým napájacím zdrojom, ktorý je však z ochranných dôvodov nutný. Obvod IR2110 taktiež nie je stavaný na takto premenlivé pracovné podmienky a objavuje sa tak problém s plávajúcim napätím potrebným pre budenie horného tranzistora, ktoré je získavané z výstupu. polomostu pomocou bootstrap kondenzátorov [8].

V prípade rozkmitania je potrebné okamžite vypnúť napájací zdroj a vypnúť, prípadne znížiť úroveň vstupného signálu. Následne je možné opäť zdroj zapnúť. Prípravok však tento stav krátkodobo znesie bez následkov kvôli limitácii zdroja, po dlhšej dobe by však mohlo dôjsť k nadmernému zahriatiu tranzistorov. Počas bežných podmienok merania k rozkmitaniu nedochádza a tak môže byť vykonaná väčšina z nich. Nie je však možné overiť stavy pri plnom vybudení a merať tak skreslenie výstupného signálu. Prevodnú charakteristiku pri konštantnej frekvencii je možné uskutočniť do hodnoty vstupného napätia maximálne $400 mV_{pp}$.

Odber prúdu prípravkom naprázdno je pri napájaní $\pm 12 V$ približne $50 mA$, čo predstavuje príkon $1,2 W$. Takmer všetka jeho časť sa mení na teplo v cievke prvého stupňa výstupného filtra, ktorá mala počas prevádzky teplotu odhadom 40 až $50 ^\circ C$. Tieto straty môžu byť spôsobené nevhodným výberom komponentu, najmä parazitným odporom vodiča a tiež presýtením magnetického obvodu. Všetky súčiastky boli vyberané s prihliadnutím na dostupnosť, bolo by preto potrebné robiť ďalšie merania a otestovať viaceré varianty. Ostatné komponenty, najmä spínacie tranzistory sú počas bežnej prevádzky studené, a to aj pri záťaži.

4.1 Meranie prenosovej charakteristiky

Toto meranie bolo uskutočnené prostredníctvom obvodového analyzátora Bode 100. Po jeho kalibrácii bola nastavená hodnota meracieho signálu na úroveň $-20 dBm$, frekvenčné pásmo od $10 Hz$ do $100 kHz$ a vstupné atenuátory oboch kanálov na úroveň $-40 dB$. Výsledok merania popisuje obrázok 4.1.

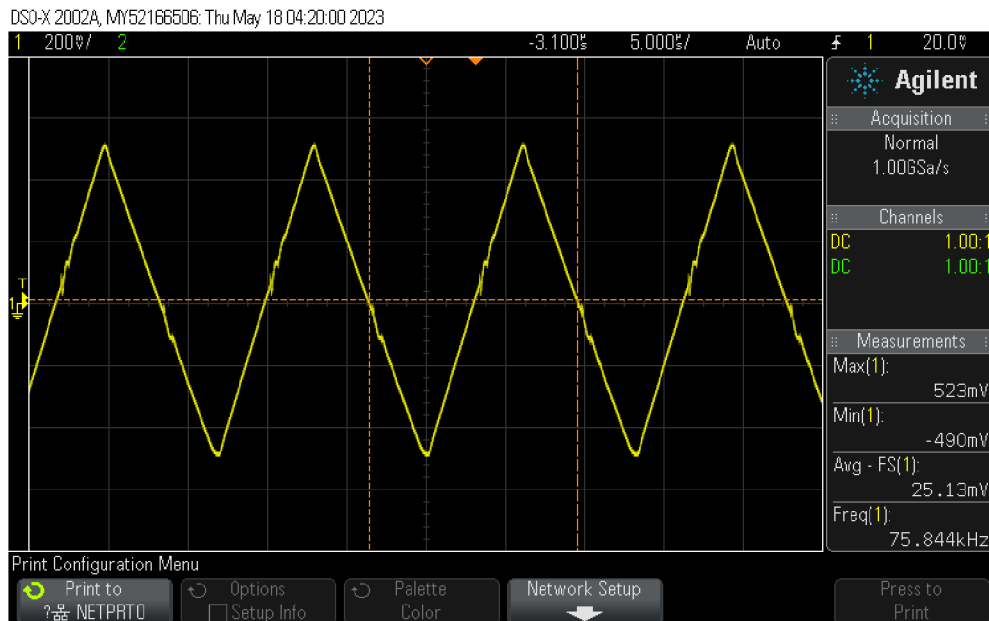


Obrázok 4.1 Prenos pre $f_i = 172$ kHz, load $8,2 \Omega$, filter 4. rád

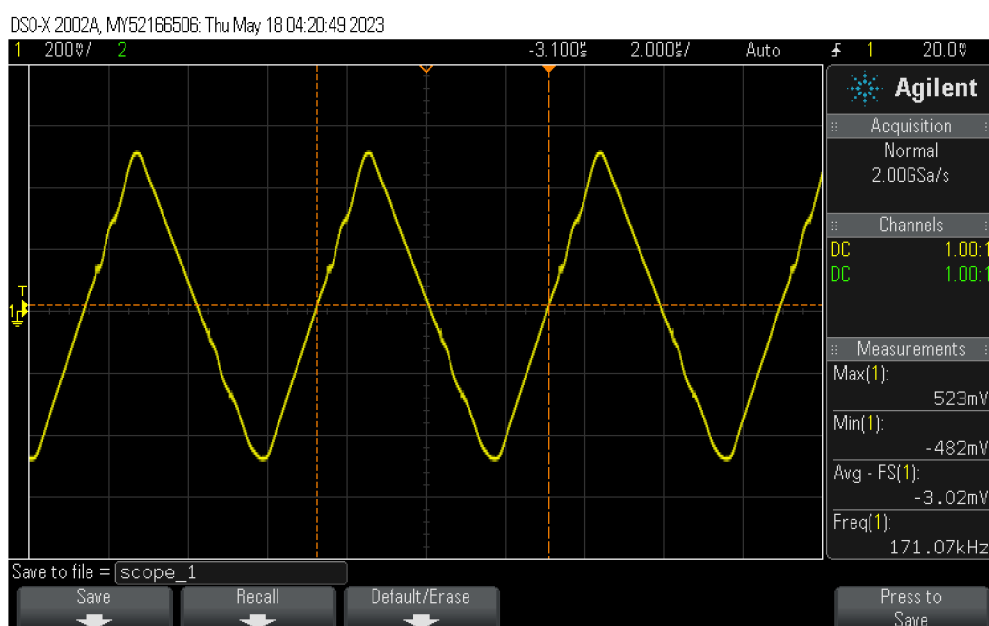
Z charakteristiky je vidieť, že pre toto nastavenie má zosilňovač zosilnenie 22,5 dB na frekvencii 1 kHz a 19,6 dB na 20 kHz, čo je pokles o menej ako 3 dB. Nelinearita modulovej frekvenčnej charakteristiky na jej začiatku je spôsobená vstupným filtrom s OZ, vyššie frekvencie ovplyvňuje najmä výstupný filter. Pre 4. rád filtra je fázová charakteristika otočená o 168,5°, podobne ako bolo predpovedané v simulácii.

4.2 Zobrazenie modulačného signálu

Na nasledujúcich obrázkoch vidíme priebehy generovaného trojuholníkového signálu merané osciloskopom. Linearita je celkovo dobrá, objavujú sa však drobné zákmity kapacitnou väzbou prenesených strmých hrán zo spínania. Oba priebehy majú takmer totožnú hodnotu napätia peak-to-peak, mierne sa však líši stredná hodnota. Tá môže mať vplyv na jednosmernú zložku na výstupe. Je tiež vidieť, že vyššia frekvencia má oblejšie hrany na vrcholoch. To môže spôsobovať vyššie skreslenie blízko maximálneho vybudenia. Tento prípravok, však nie je možné vybudieť hodnotou vstupného napätia viac než 400 mV_{pp} , z dôvodu rozkmitania. Nie je tak možné overiť skreslenie pri maximálnom vybudení.



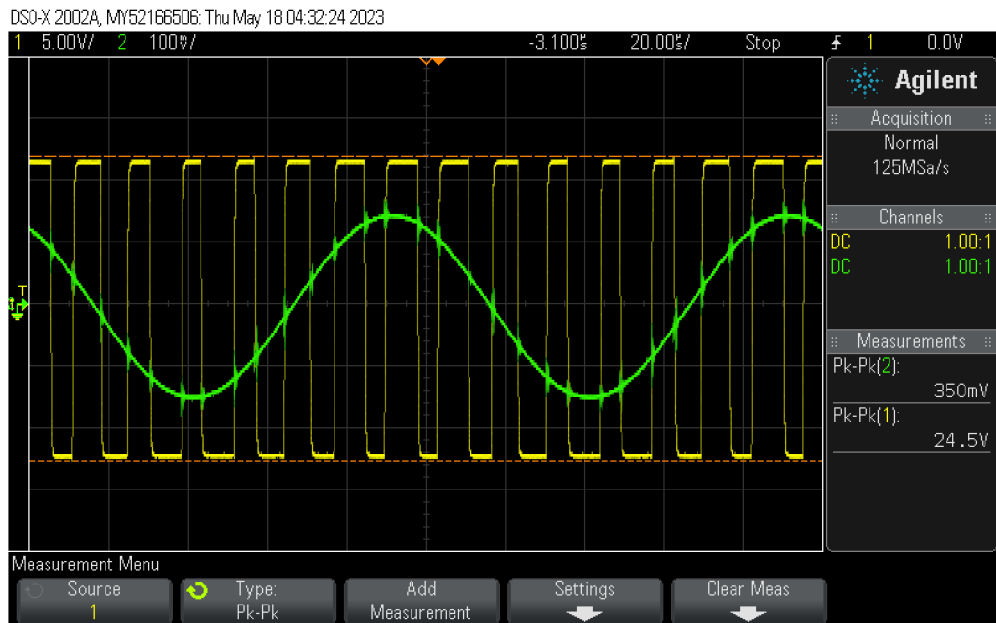
Obrázok 4.2 Trojuhelníkový signál, frekvencia 75,844 kHz



Obrázok 4.3 Trojuhelníkový signál, frekvencia 171,07 kHz

4.3 Zobrazenie PWM signálu

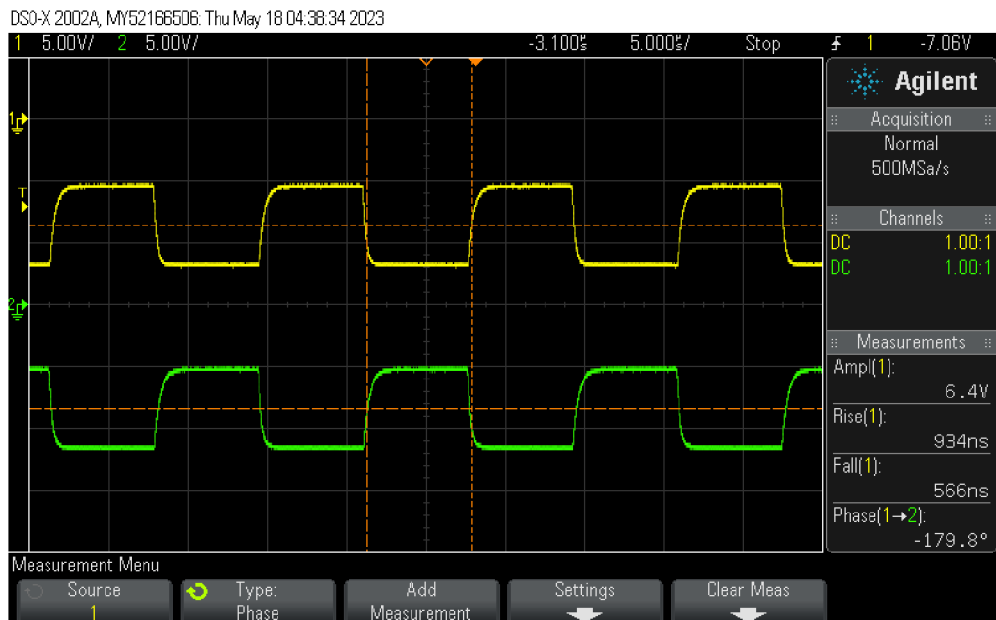
Na vstup prípravku bol privedený signál z generátora o frekvencii 10 kHz, s úrovňou 300 mV_{pp}. Osciloskop ukazuje vyššiu hodnotu kvôli impulznému rušeniu. Výstupná impedancia generátora je nastavená na HiZ. Na konektore FILTER IN bolo merané výstupné napätie polomostu.



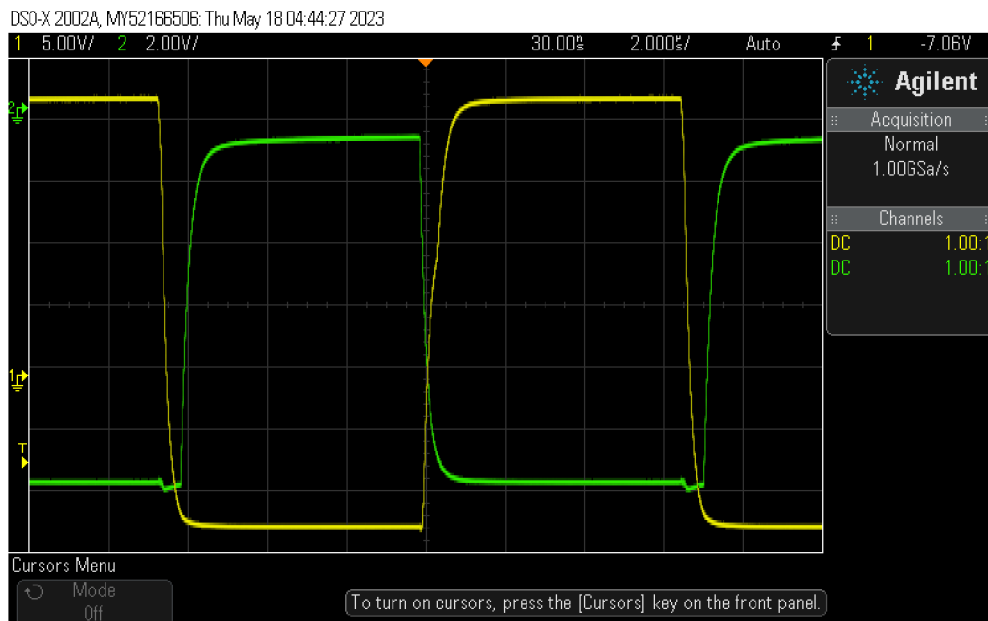
Obrázok 4.4 Výstup PWM z polomostu

4.4 Výstup komparátora v porovnaní s výstupom budiča

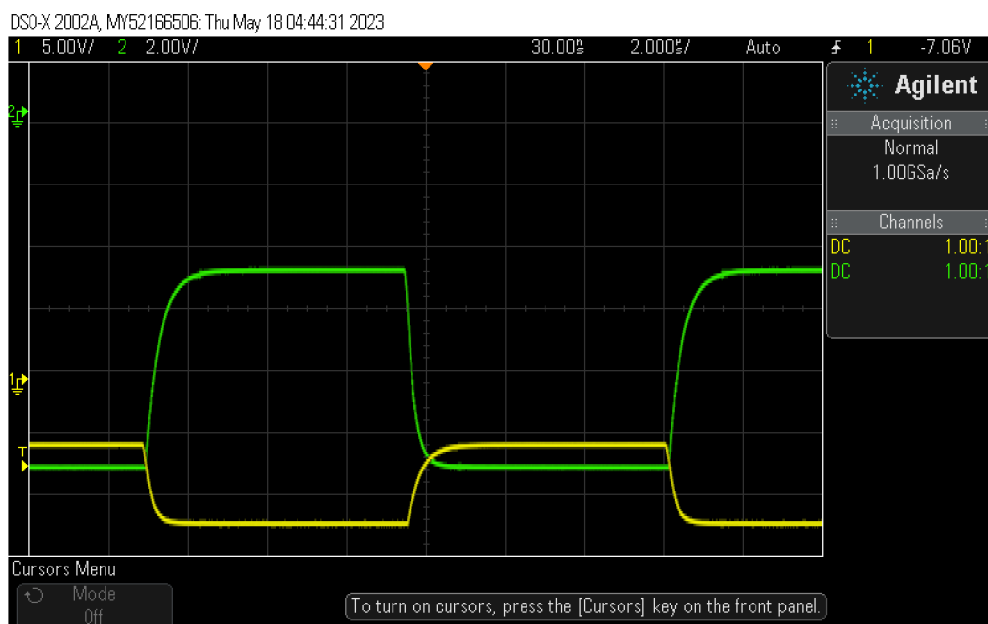
Merané pri odpojenom vstupe na konektoroch UP a DOWN.



Obrázok 4.5 Výstupný signál oboch komparátorov v protifázi



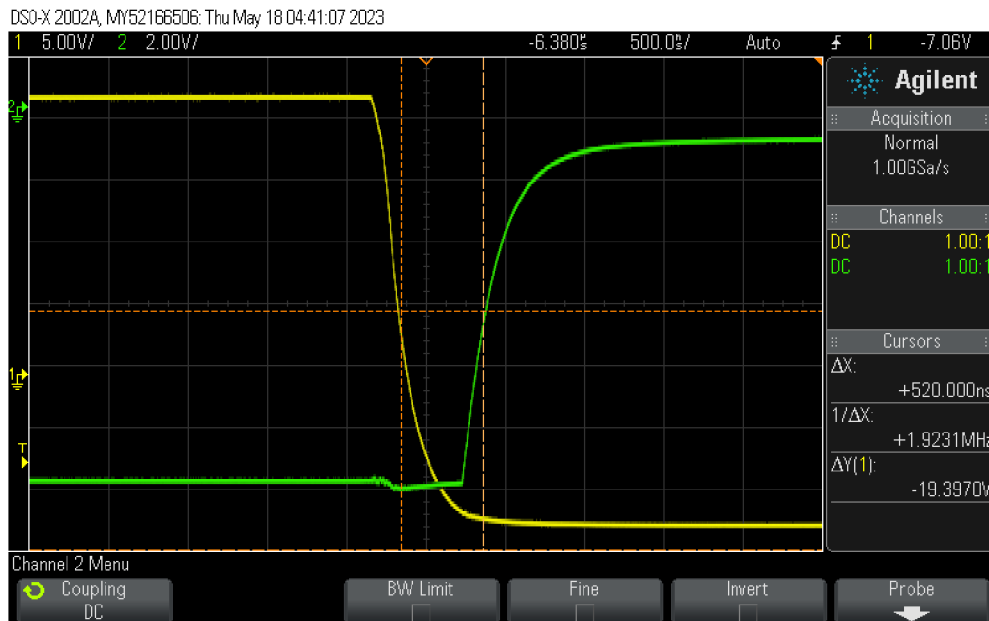
Obrázok 4.6 Výstupný signál budiča



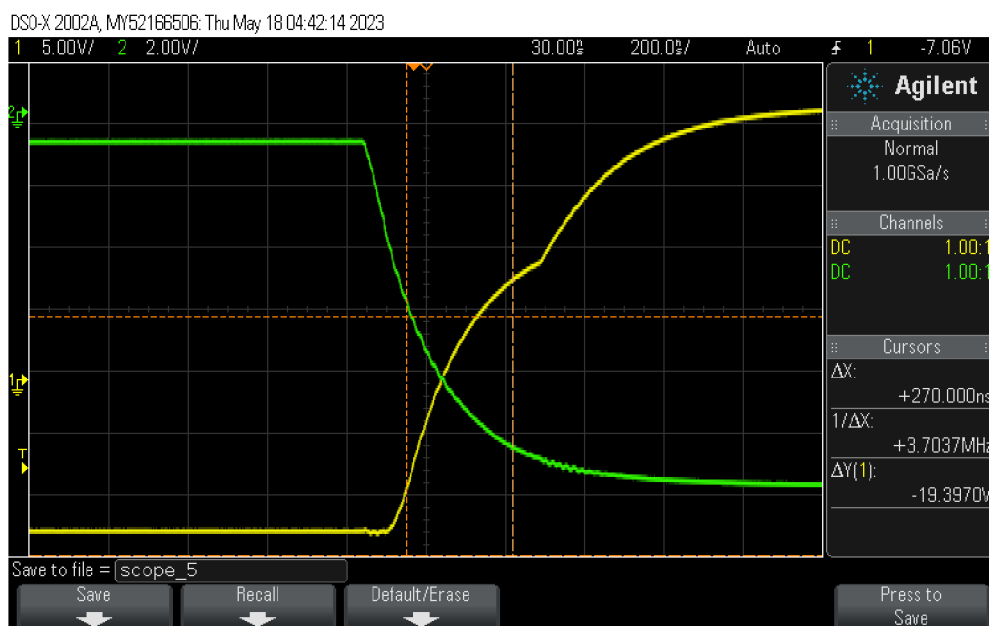
Obrázok 4.7 Výstupný signál oboch komparátorov s rovnakým nastavením osciloskopu

4.5 Meranie Dead-time

Merané pri odpojenom vstupe na konektoroch UP a DOWN.



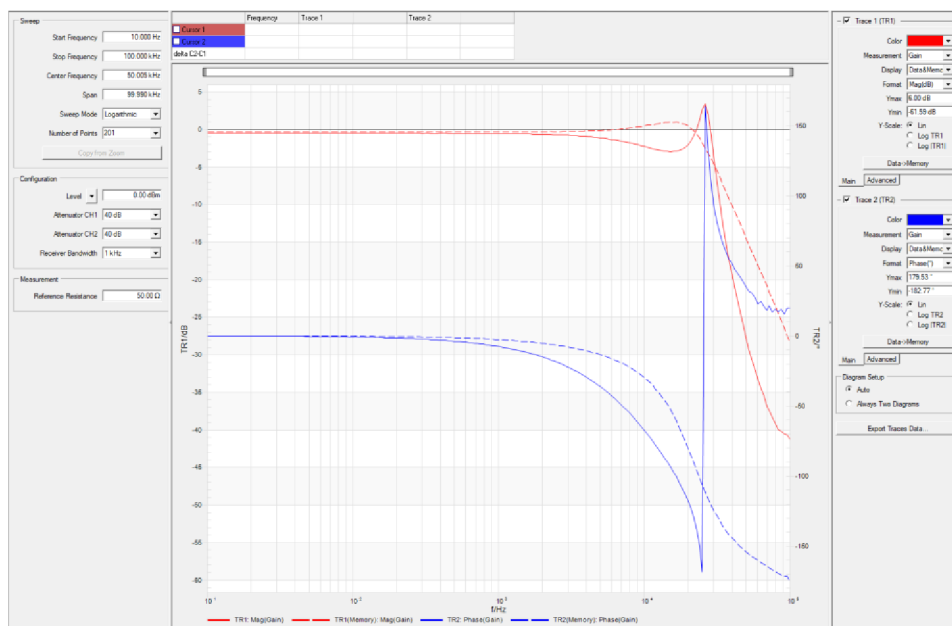
Obrázok 4.8 Dead time, prechod z horného tranzistora na dolný



Obrázok 4.9 Dead time, prechod z dolného tranzistora na horný

4.6 Meranie prenosu filtra pomocou Bode 100

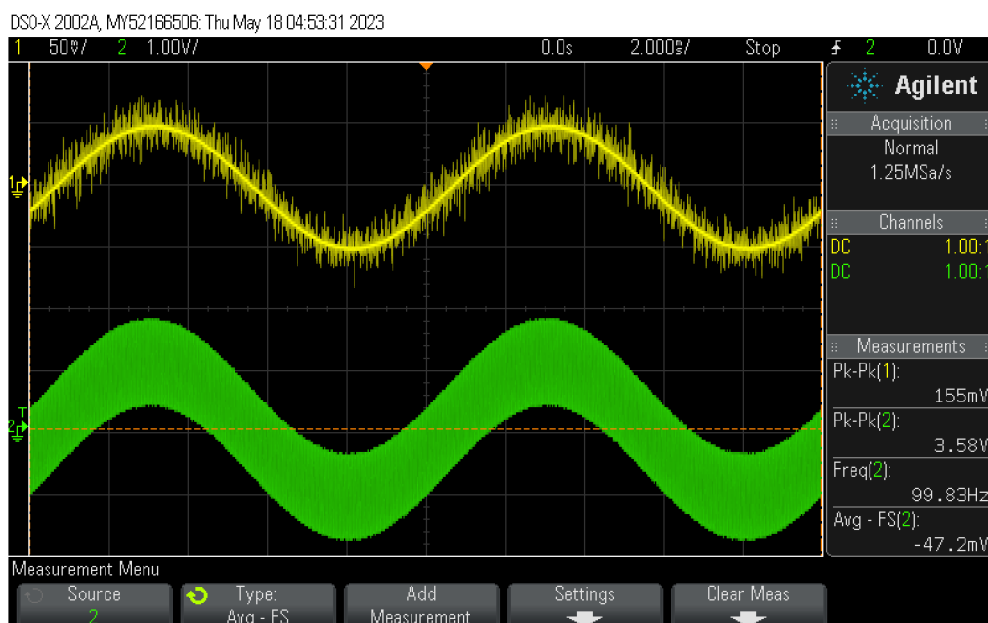
Merané uzemnenom vstupe filtra a vypnutom napájaní, výstupná záťaž $8,2 \Omega$. Charakteristika zodpovedá simulácii.



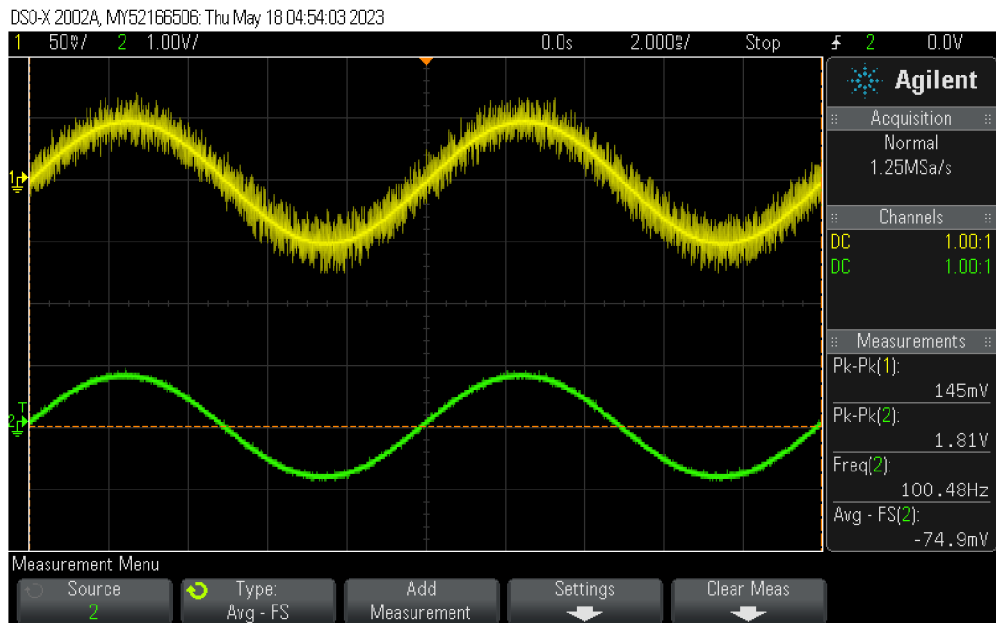
Obrázok 4.10 Prenosová charakteristika filtra

4.7 Zobrazenie výstupného signálu

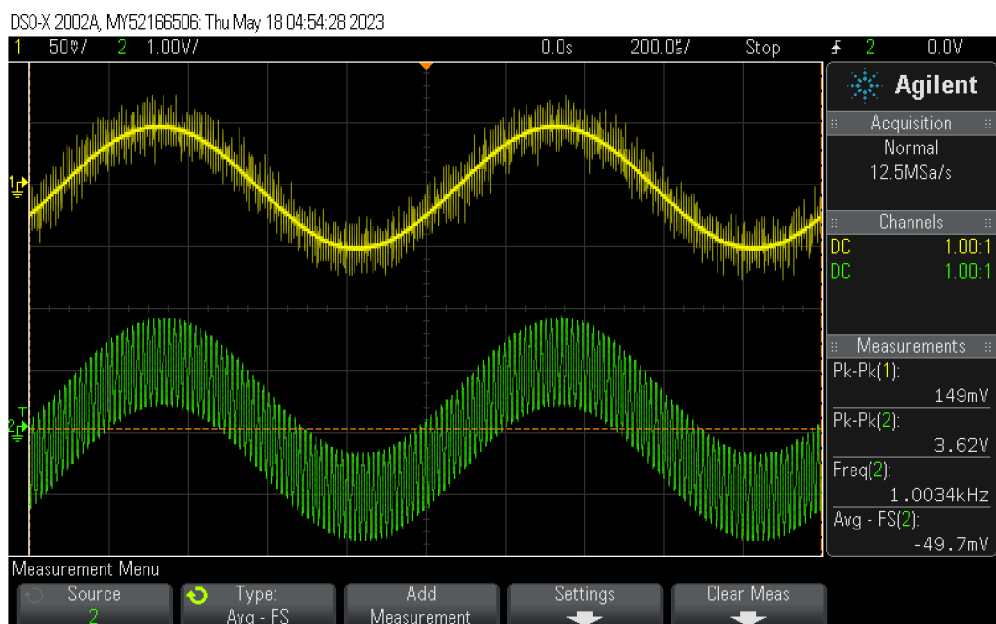
Na vstup prípravku bol privedený signál z generátora o frekvencii 10 kHz, s úrovňou 100 mV_{pp}. Výstupná impedancia generátora je nastavená na HiZ. Zobrazený výstup v porovnaní so vstupom pre najhoršiu a najlepšiu konfiguráciu postupne pre 100 Hz, 1 kHz a 20 kHz.



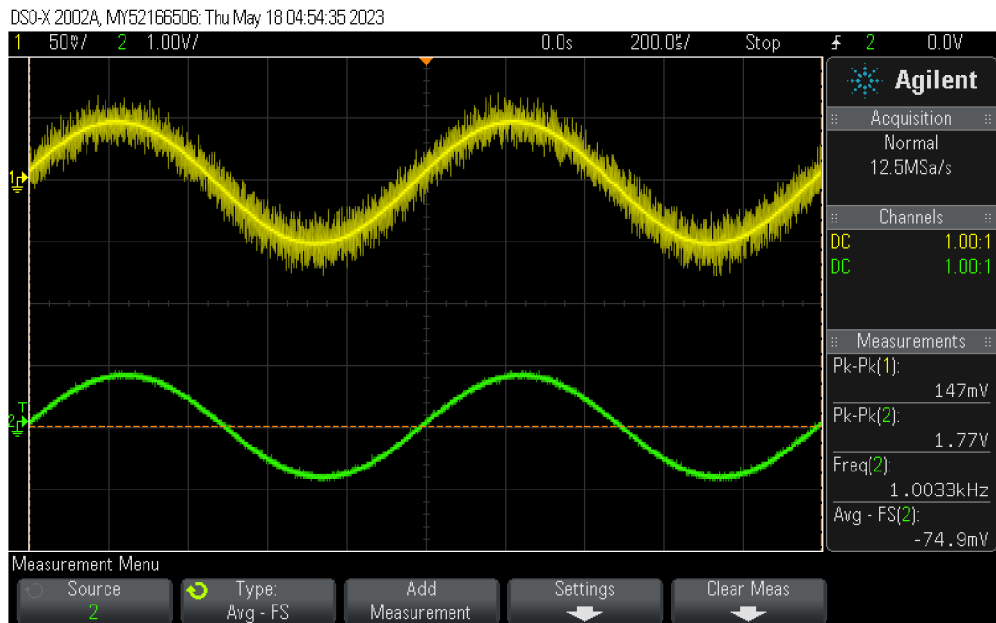
Obrázok 4.11 Výstup pre 100 Hz, $f_t=76$ kHz, load 15 Ω , filter 2. rád



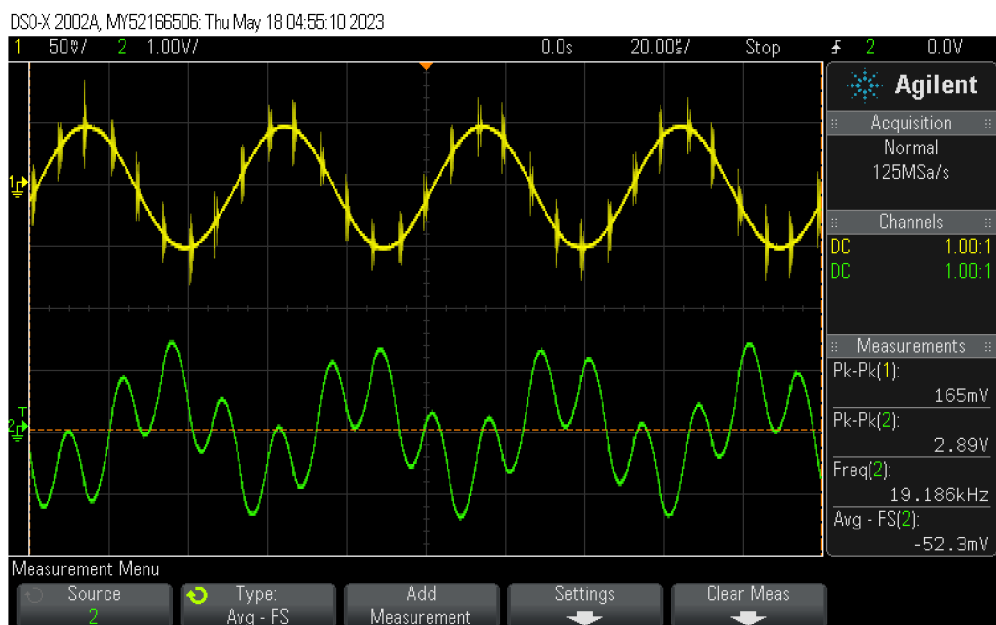
Obrázok 4.12 Výstup pre 100 Hz, $f_t=172$ kHz, load 15Ω , filter 4. rád



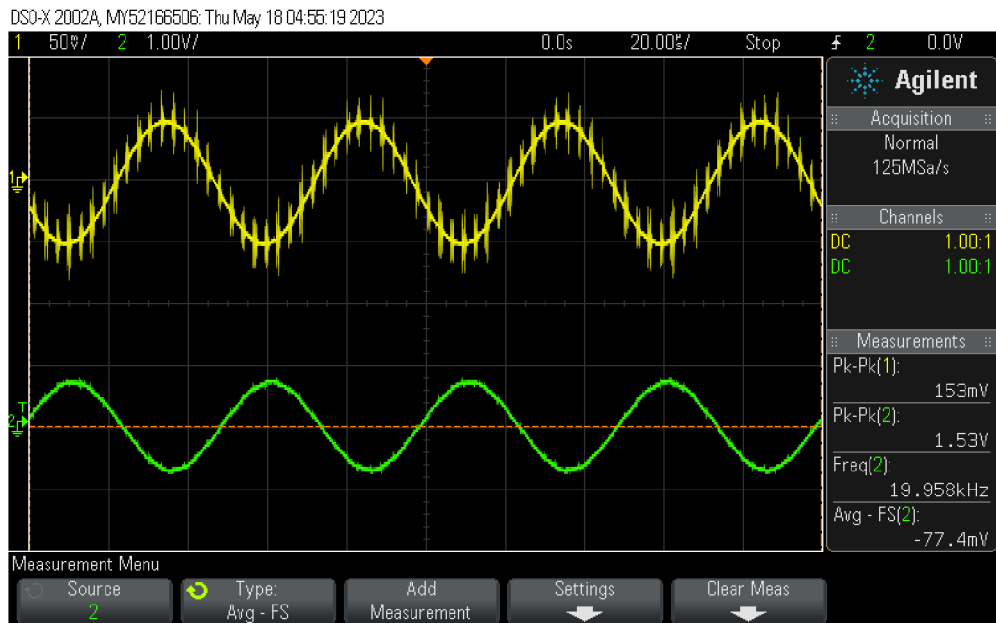
Obrázok 4.13 Výstup pre 1000 Hz, $f_t=76$ kHz, load 15Ω , filter 2. rád



Obrázok 4.14 Výstup pre 1000 Hz, $f_t=172$ kHz, load 15Ω , filter 4. rád

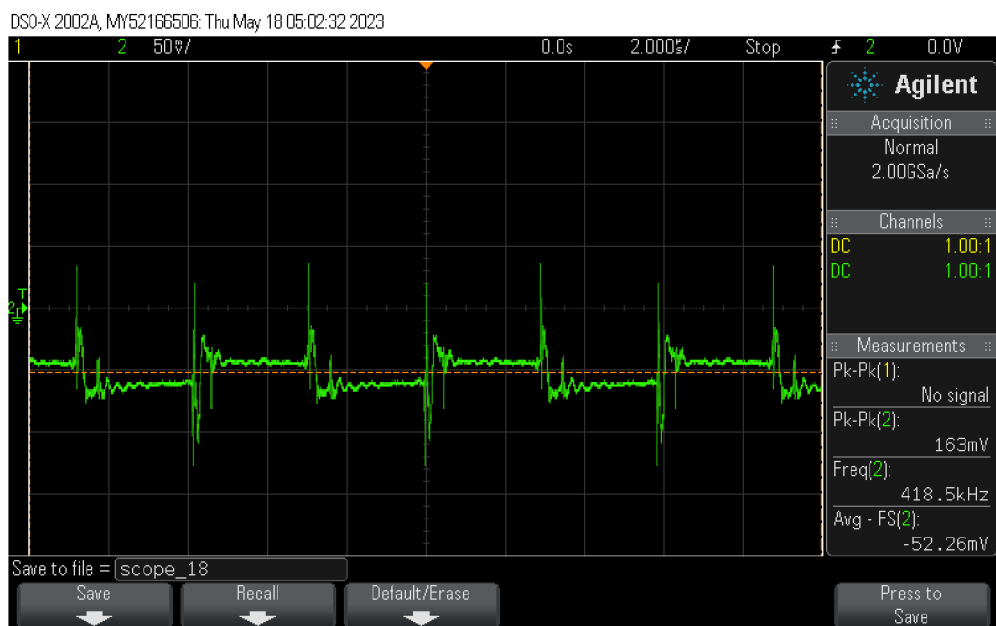


Obrázok 4.15 Výstup pre 20 kHz, $f_t=76$ kHz, load 15Ω , filter 2. rád



Obrázok 4.16 Výstup pre 20 kHz, $f_t=172$ kHz, load 15Ω , filter 4. rád

4.8 Zobrazenie výstupu šumu naprázdno



Obrázok 4.17 Výstup pre odpojený vstup, $f_t=172$ kHz, load 15Ω , filter 4. rád

5. ZÁVER

Zosilňovače triedy D patria medzi najpoužívanejšie typy dnešnej doby, najmä z dôvodu vysokej účinnosti a z nej vyplývajúcich nízkych tepelných strát, malých rozmerov a hmotnosti, ako aj dobrých zvukových parametrov.

Práca pojednávala o teoretickom princípe fungovania týchto zosilňovačov, rôznych možnostiach ich realizácie, vlastnostiach komponentov jeho štruktúry a tiež ich výhodách a nevýhodách. Taktiež boli prehodnotené najdôležitejšie parametre, ako účinnosť, harmonické skreslenie výstupného signálu, spôsobované rušenie a iné vlastnosti.

Najdôležitejšiu časť práce predstavuje návrh zapojenia zosilňovača v triede D z diskretných súčiastok. Bolo vybrané zapojenie vhodné na použitie v laboratórnej úlohe, kde bude možné nastavovať viaceré parametre, ako frekvenciu trojuholníkového signálu, rád výstupného filtra a ďalšie. Z dôvodu jednoduchosti bola zvolená topológia jednakanalového zosilňovača s PWM modulátorom, integrovaným budičom výstupných tranzistorov zapojených do polovičného mosta, nastaviteľným výstupným filtrom a záťažou. Následne bola v programe Micro-Cap vykonaná simulácia tohto obvodu, bola overená jeho funkčnosť, avšak neboli vykonané ďalšie dôležité simulácie ako prenos a THD analýza, keďže sa nepodarilo kvôli neznámym okolnostiam tieto analýzy spustiť. Príčinou sú pravdepodobne problémy s modelmi zložitejších súčiastok, spojenie do komplexného celku s veľkým množstvom dát a netradičný spôsob napájania budiča.

Následne bol v programe KiCad navrhnutý a zhotovený funkčný prípravok a po oživení boli zmerané jeho parametre. Namerané hodnoty sa príliš nelíšili od údajov zo simulácií, ktoré bolo možné uskutočniť. Kvôli nedostatku času však už nebol vytvorený návrh ani vzorový protokol laboratórneho cvičenia. Predpokladom však zostáva, že merania prezentované v kapitole 4 sa pre toto cvičenie dajú použiť a prípravok tak bude môcť slúžiť vo výuke.

LITERATÚRA

- [1] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design*. Sixth edition. New York: Focal Press, Taylor & Francis Group, 2013. ISBN 978-0-240-52613-3.
- [2] CORDELL, Bob. *Designing audio power amplifiers*. New York: McGraw-Hill, 2010. ISBN 978-0-07-164024-4.
- [3] 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.
- [4] Analog devices, Types of audio amplifiers [online]. [cit 2022-12-1]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/technical-articles/types-of-audio-amplifiers.html>
- [5] Eeeguide.com, Triangular wave generator using op amp [online]. [cit 2022-12-11]. Dostupné z: <https://www.eeeguide.com/triangular-wave-generator-using-op-amp/>
- [6] International Rectifier, Designing Practical High Performance Class D Audio Amplifier [online]. [cit 2022-12-1]. Dostupné z: <https://www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial606.pdf>
- [7] Cezar Chirila, How to build a class-d power amp [online]. [cit 2022-12-1]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/projects/how-to-build-a-class-d-power-amplifier/>
- [8] International Rectifier, „IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF – High and low side driver“ datasheet, 2019. [online]. [cit 2023-5-18]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e

ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

Skratky:

AC	striedavá zložka
BNC	Bayonet Neill–Concelman – typ konektora
BTL	bridge tied load
DC	jednosmerná zložka
DPS	doska plošných spojov
DSP	digital signal procesor
GDT	gate drive transformer
HiZ	vysoká impedancia
NF	nízkočfrekvenčný signál
OZ	operačný zosilňovač
PWM	pulse width modulation
SMD	surface mounted device
THD	total harmonic distortion
THT	through hole technology

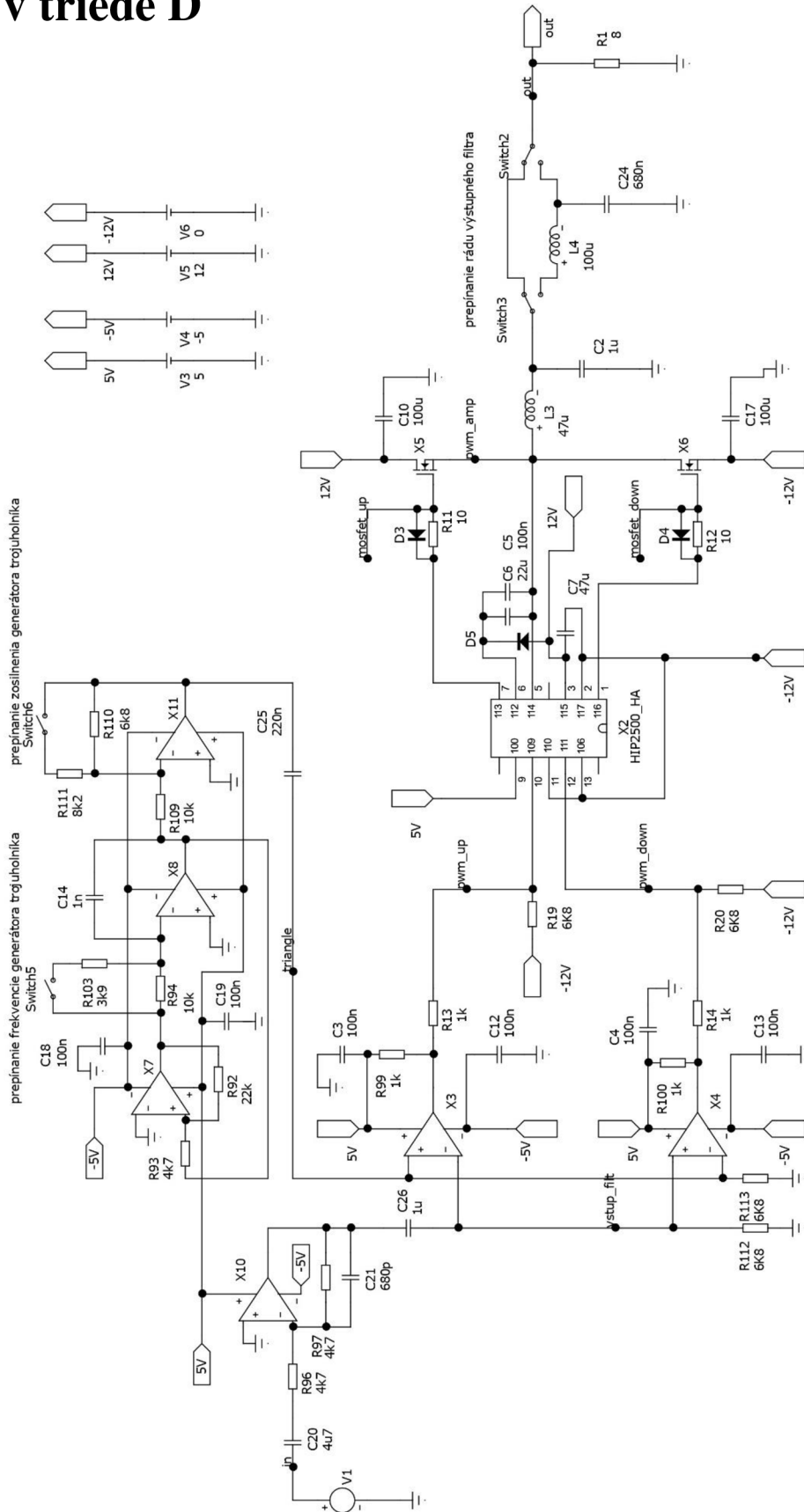
Symboly:

C	<i>kapacita</i>	(F)
f	<i>frekvencia</i>	(Hz)
f_t	<i>frekvencia trojuholníkového signálu</i>	(Hz)
I	<i>prúd</i>	(A)
L	<i>indukčnosť</i>	(H)
R	<i>odpor</i>	(Ω)
U	<i>napätie</i>	(V)

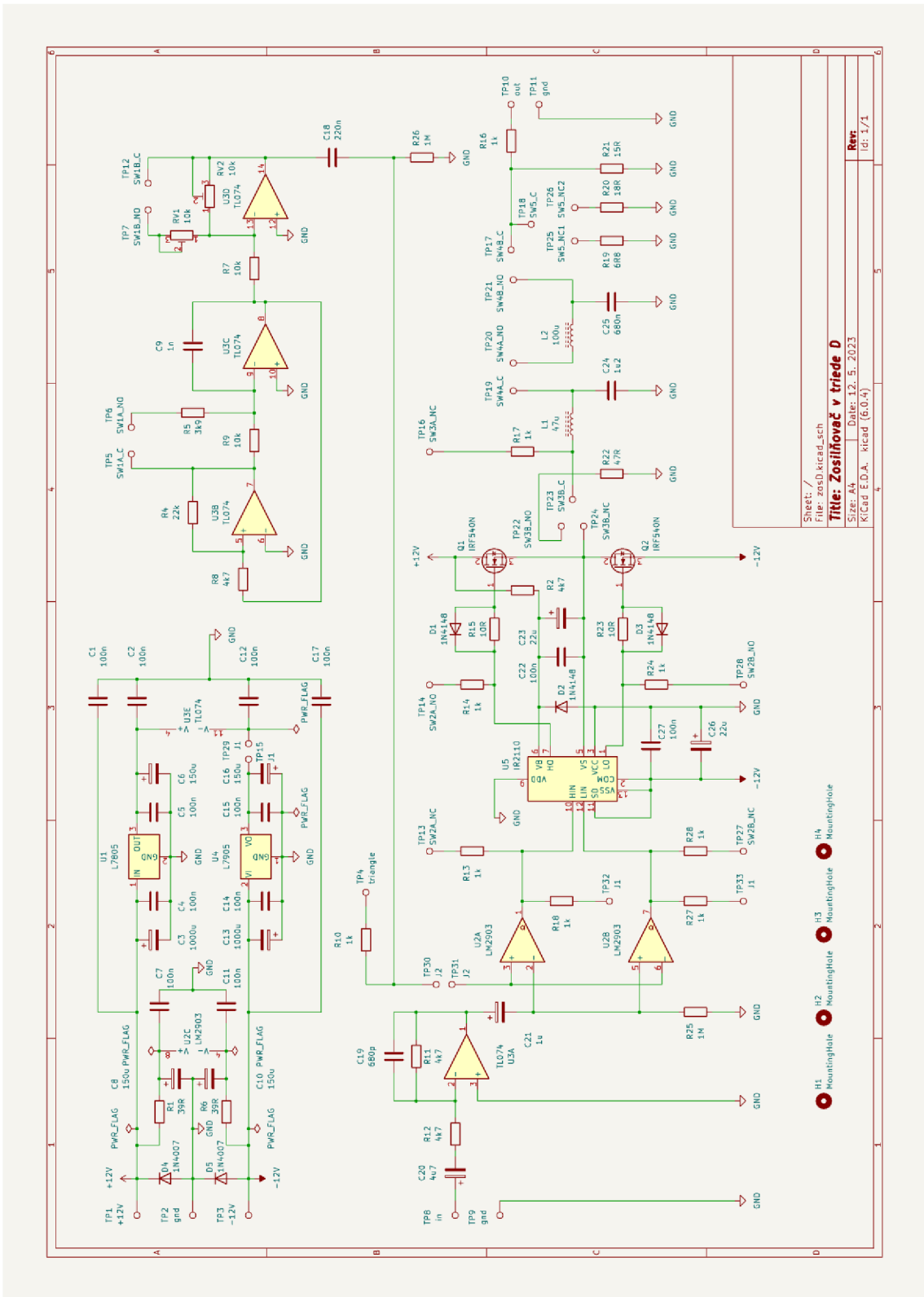
ZOZNAM PRÍLOH

PRÍLOHA A – SCHÉMA SIMULÁCIE ZOSILŇOVAČA V TRIEDE D	50
PRÍLOHA B – SCHÉMA KONŠTRUKCIE PRÍPRAVKU	51
PRÍLOHA C – NÁVRH DPS A ROZMIESTNENIE SÚČIASTOK.....	52
PRÍLOHA D – POPIS PREDNÉHO PANELA V MIERKE 1:1.....	53
PRÍLOHA E – MERANIE PRENOSU PRE RÔZNE KOMBINÁCIE PARAMETROV POMOCOU BODE 100.....	54
PRÍLOHA F – ELEKTRONICKÁ PRÍLOHA.....	57

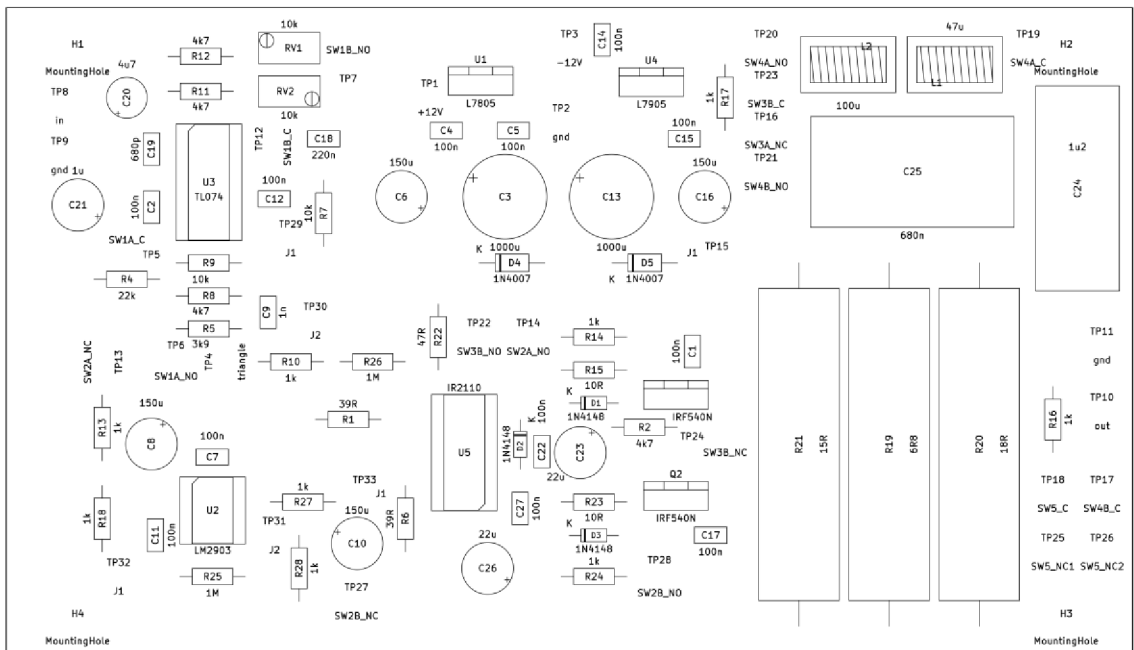
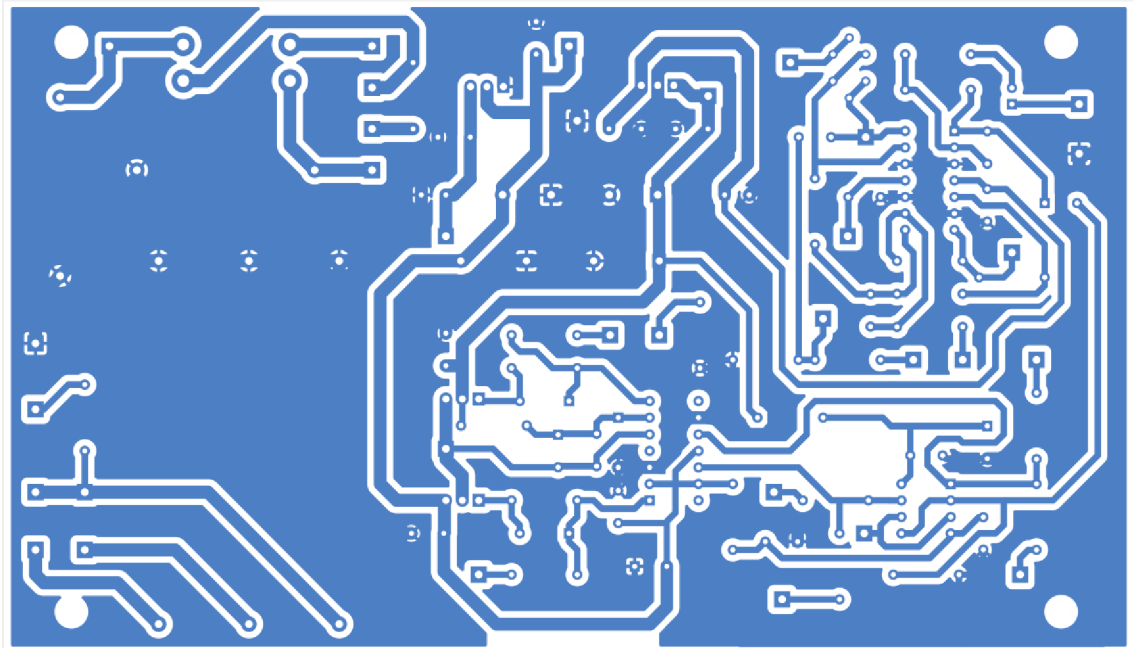
Príloha A – Schéma simulácie zosilňovača v triede D



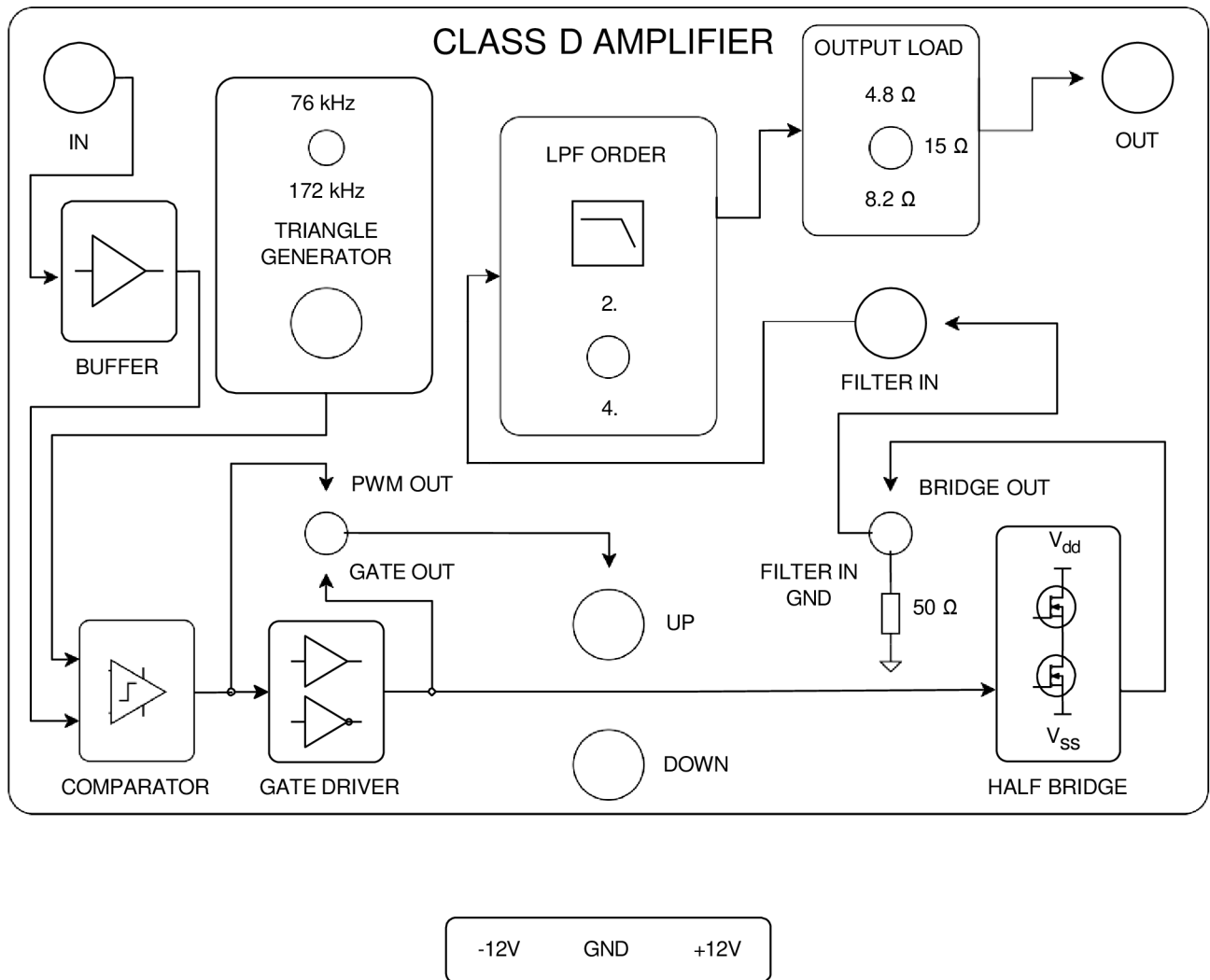
Príloha B – Schéma konštrukcie prípravku



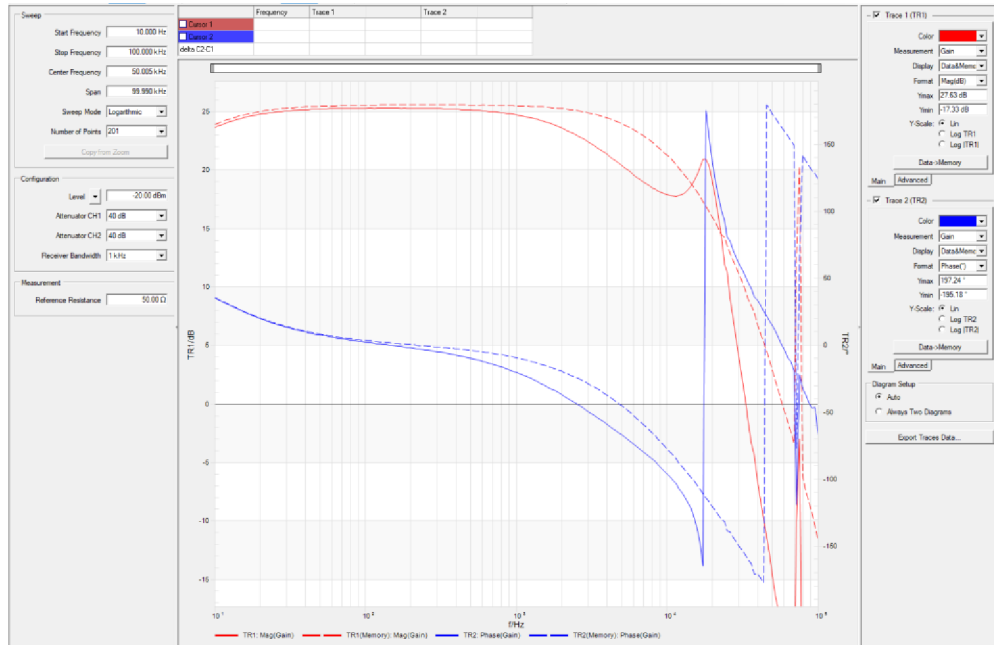
Príloha C – Návrh DPS a rozmiestnenie súčiastok



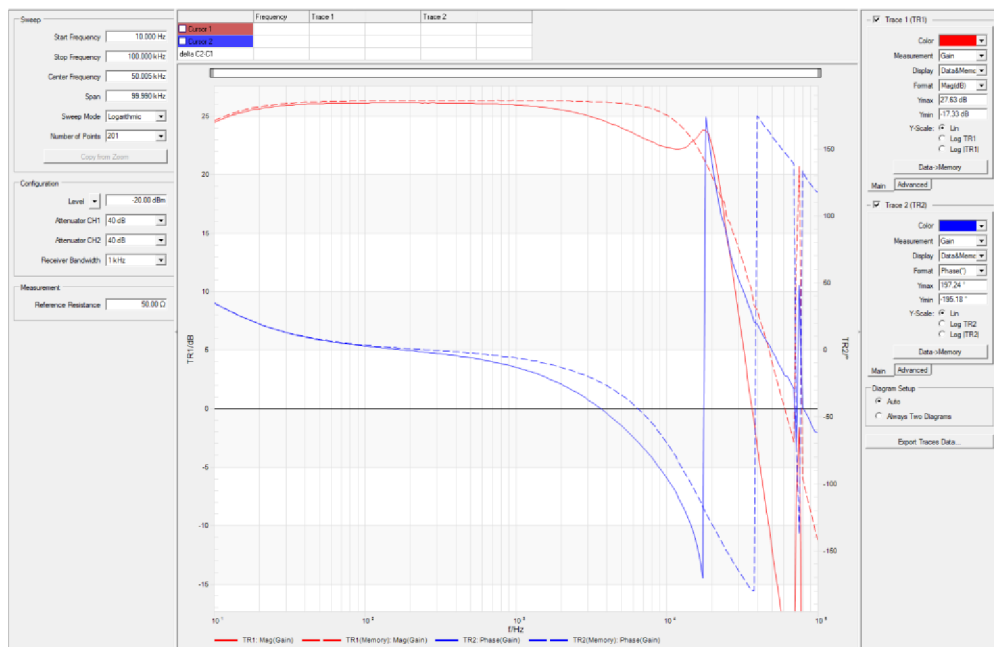
Príloha D – Popis predného panela v mierke 1:1



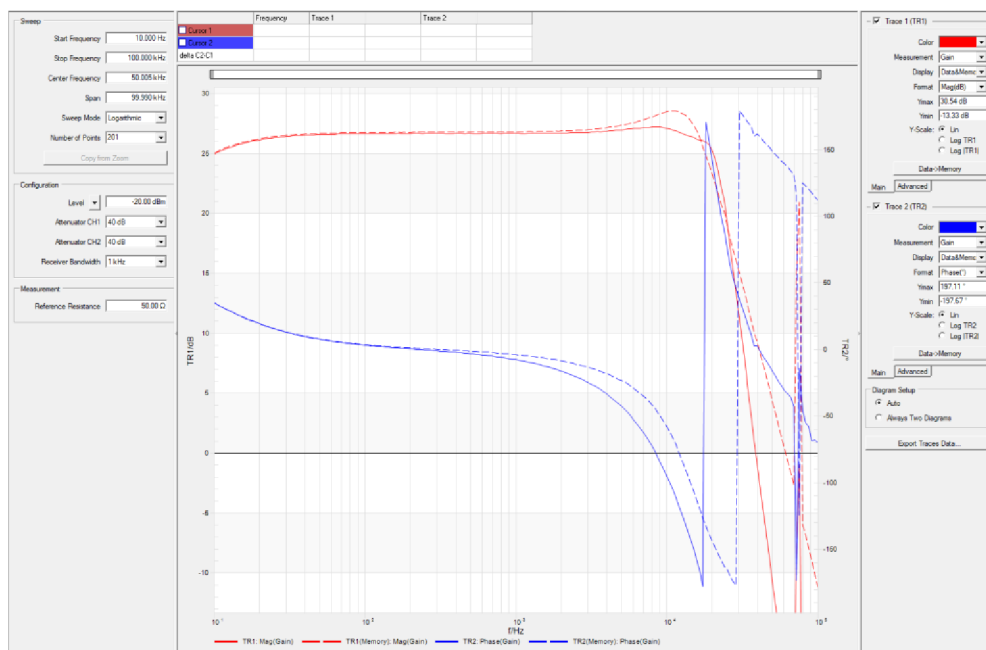
Príloha E – Meranie prenosu pre rôzne kombinácie parametrov pomocou Bode 100



Obrázok 5.1 Prenos pre $f_t = 76$ kHz, load 4,8 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne

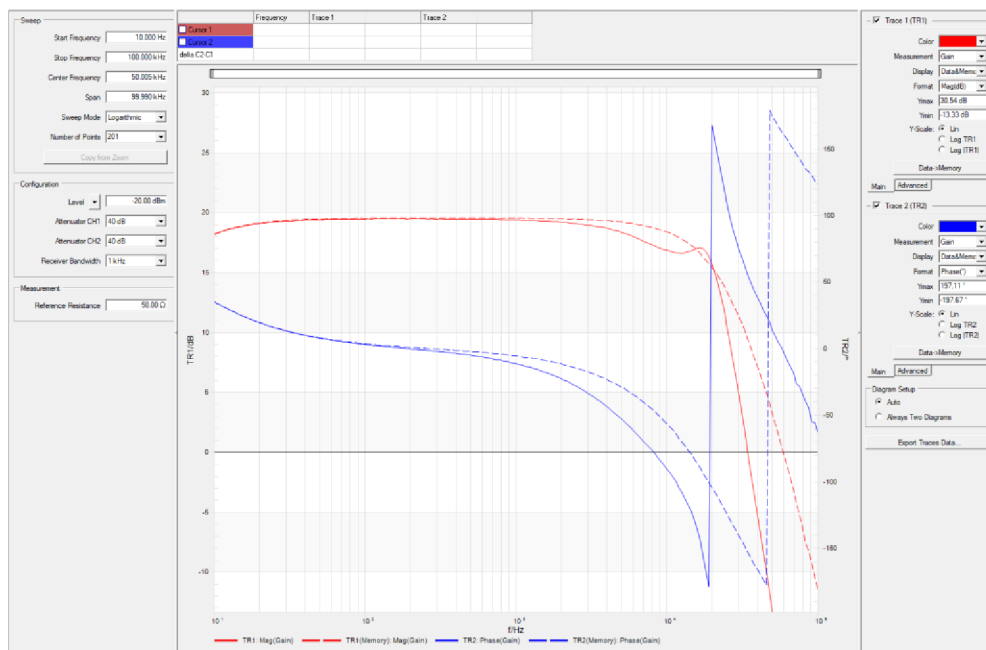


Obrázok 5.2 Prenos pre $f_t = 76$ kHz, load 8,2 Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne

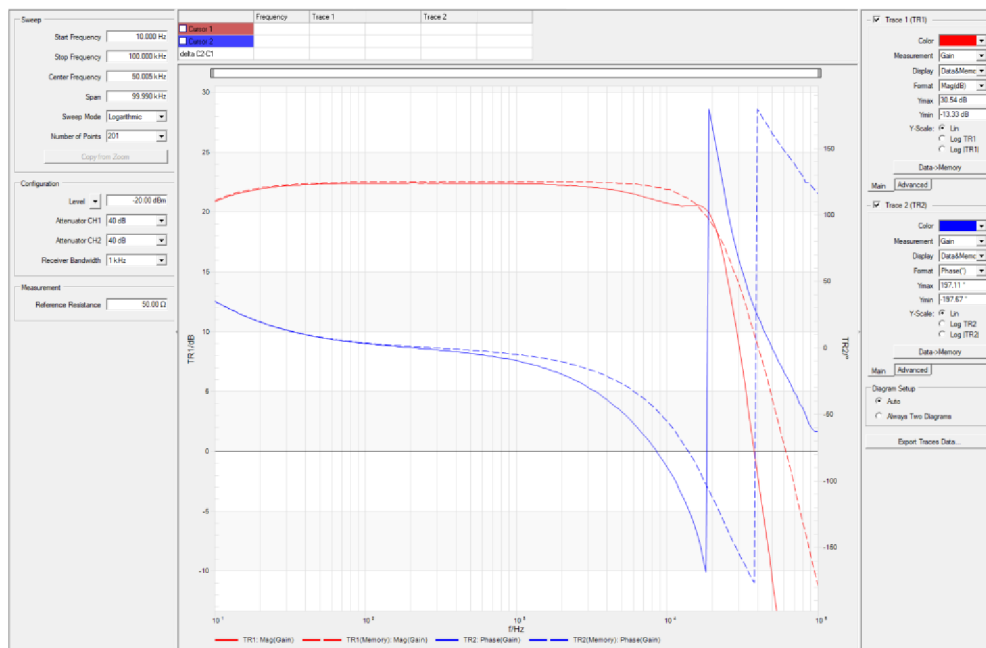


Obrázok 5.3 Prenos pre $f_t=76$ kHz, load 15Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne

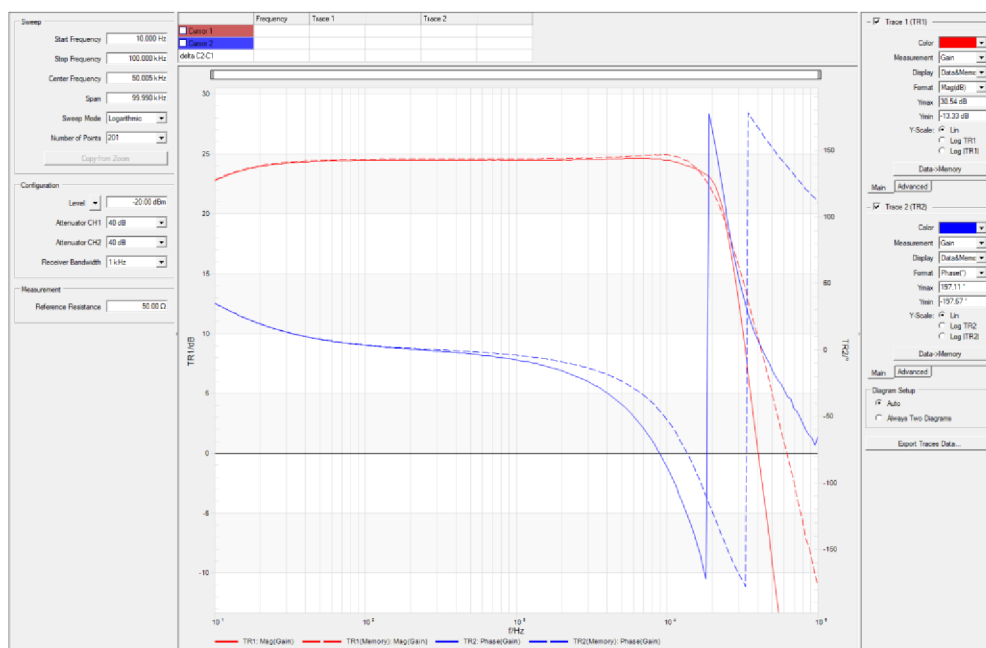
Zákmity v okolí 70 kHz pre $f_t=76$ kHz merania sú spôsobené prenikaním modulačnej frekvencie do vstupu Bode 100.



Obrázok 5.4 Prenos pre $f_t=172$ kHz, load $4,8 \Omega$, filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne



Obrázok 5.5 Prenos pre $f_t=172$ kHz, load $8,2 \Omega$, filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne



Obrázok 5.6 Prenos pre $f_t=172$ kHz, load 15Ω , filter 2. rád čiarkovane, 4. rád plne

Príloha F – Elektronická príloha

Príloha obsahuje projekty v simulačnom programe MicroCap, súbory DPS v programe KiCad a pdf súbor s popismi predného panela vo vektorovom formáte.