



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

NÍZKOFREKVENČNÍ VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

LOW-FREQUENCY POWER AMPLIFIERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vojtěch Matějka

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2017

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Vojtěch Matějka

ID: 164805

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Nízkofrekvenční výkonové zesilovače

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s různými zapojeními nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů, jednotlivá zapojení analyzujte.
2. Navrhněte obvodově různá řešení koncového stupně - a to s bipolárními i unipolárními tranzistory.
3. Vybraná zapojení zesilovačů realizujte na pokusné desce a experimentálně ověřte jejich statické i dynamické vlastnosti. Porovnejte je z hlediska dosaženého mezního kmitočtu a odezvy na jednotkový skok vstupního signálu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [4] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.3. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 31.5.2017

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultant:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
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.

Bibliografická citace práce:

MATĚJKA, V. Nízkofrekvenční výkonové zesilovače. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 60 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Nízkofrekvenční výkonové zesilovače jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne: 28.05.2017

.....

ABSTRAKT

Cílem mojí bakalářské práce bylo zhotovit nízkofrekvenční výkonový zesilovač s určitými parametry. V práci je zmíněno několik různých zapojení známých, používaných zesilovačů, které jsou něčím výjimečné nebo revoluční. Dále jsou popsány pracovní třídy, zkreslení a uspořádání zesilovačů. Vlastní nízkofrekvenční zesilovač byl navrhnutý s důrazem na výsledné parametry. Byl zhotoven návrh plošného spoje a vyroben prototyp desky. Výsledný zesilovač byl poté různě modifikován a upravován a nakonec naměřeny jeho parametry.

KLÍČOVÁ SLOVA: Zesilovač; výkonový zesilovač; komplementární

ABSTRACT

The aim of my bachelor thesis was to design a low-frequency amplifier with some specific parameters. The thesis includes several different connections of known and used amplifiers which are somehow unique or revolutionary. Also it contains the description of classes, the distortion and the structure of amplifiers. The low-frequency amplifier was designed with emphasis on resulting parameters. A design of a printed circuit and the prototype of the board were made. Then the resultant amplifier was modified and adjusted and finally its parameters were measured.

KEY WORDS: Amplifier; power amplifier; complementary

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za odborné vedení, pedagogickou i osobní pomoc, cenné rady a trpělivost při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne Podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD.....	10
2 ROZDĚLENÍ ZESILOVAČŮ.....	11
2.1 PODLE FUNKCE.....	11
2.2 PODLE PROVEDENÍ.....	11
3 PRACOVNÍ TŘÍDY ZESILOVAČŮ	13
3.1 TŘÍDA A	13
3.2 TŘÍDA B	14
3.3 TŘÍDA AB.....	15
3.4 TŘÍDA C	15
3.5 TŘÍDA D	15
3.6 TŘÍDA G	16
3.7 TŘÍDA H.....	16
4 ZKRESLENÍ.....	17
4.1 AMPLITUDOVÉ ZKRESLENÍ.....	17
4.2 FÁZOVÉ ZKRESLENÍ	17
4.3 HARMONICKÉ ZKRESLENÍ	17
4.4 INTERMODULAČNÍ ZKRESLENÍ.....	17
4.5 ZKRESLENÍ SID	18
4.6 PŘECHODOVÉ ZKRESLENÍ	18
4.7 ZKRESLENÍ VLIVEM PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKY	18
5 PARAMETRY VÝBĚRU MOSFET TRANZISTORŮ	20
5.1 MAXIMÁLNÍ ZÁVĚRNÉ NAPĚTÍ.....	20
5.2 MAXIMÁLNÍ PROUD TEKOUCÍ TRANZISTOREM.....	20
6 RŮZNÁ ZAPOJENÍ NÍZKOFREKVENČNÍCH VÝKONOVÝCH ZESILOVAČŮ	21
6.1 PŘÍKLAD ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ A	21
6.2 PŘÍKLAD ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ AB	22
6.3 PŘÍKLAD ZAPOJENÍ ZESILOVAČE „THE LEACH AMP “	23
7 NÁVRH ZESILOVAČE	25
7.1 POPIS ZAPOJENÍ.....	25
7.2 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ	26
7.3 ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK	27
8 REALIZACE	28
8.1 VÝROBA ZESILOVAČE	28
8.2 PROBLÉMY PŘI REALIZACI.....	36

9 MĚŘENÍ ZÁKLADNÍCH CHARAKTERISTIK.....	37
9.1 AMPLITUDOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA	37
9.2 ODEZVA NA JEDNOTKOVÝ SKOK VSTUPNÍHO SIGNÁLU	39
9.3 ČINITEL POTLAČENÍ NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ.....	41
9.4 DC OFFSET.....	41
9.5 PRŮBĚHY JEDNOTLIVÝCH KMITOČTŮ	42
9.6 LIMITACE AMPLITUDY VÝSTUPNÍHO SIGNÁLU	46
9.7 ZMĚNA NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ.....	49
10 PODKLADY PRO VÝROBU	51
10.1 REALIZOVANÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ.....	51
10.2 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ	52
10.3 OSAZOVACÍ PLÁN	53
10.4 SEZNAM SOUČÁSTEK.....	54
11 ZÁVĚR.....	55
12 POUŽITÁ LITERATURA	57
13 SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	58
14 FOTODOKUMENTACE	59

Seznam obrázků

<i>Obr. 3.1 Zapojení koncového stupně třídy A. Převzato z [12]</i>	13
<i>Obr. 3.2 Zapojení koncového stupně třídy B. Převzato z [12]</i>	14
<i>Obr. 3.3 Zapojení koncového stupně třídy AB. Převzato z [12]</i>	15
<i>Obr. 3.4 Blokové schéma integrovaného zesilovače TDA1562Q . Převzato z [16]</i>	16
<i>Obr. 4.1 Nesymetrická převodní charakteristika</i>	18
<i>Obr. 4.2 Signál zdeformovaný zalomenou převodní charakteristikou</i>	19
<i>Obr. 4.3 Signál zdeformovaný amplitudově omezenou převodní charakteristikou</i>	19
<i>Obr. 5 Detail parametrů tranzistoru IRF530N. Převzato z [17]</i>	20
<i>Obr. 6.1 Schéma zapojení zesilovače „Class-A power amp “. Převzato z [1]</i>	21
<i>Obr. 6.2 Schéma zapojení zesilovače „Sinclair Z-30 “. Převzato z [3]</i>	22
<i>Obr. 6.3 Schéma zesilovače „The Leach AMP “. Převzato z [6]</i>	23
<i>Obr. 6.4 Pouzdro a zapojení tranzistorů NJLxxxD. Převzato z [8]</i>	24
<i>Obr. 7.1 Deska plošných spojů navrhnutého zesilovače (měřítko 1:1)</i>	26
<i>Obr. 7.2 Navrhované rozestavení součástek (měřítko 1:1)</i>	27
<i>Obr. 8.1 Schéma zapojení s unipolárními snímacími tranzistory</i>	29
<i>Obr. 8.2 Schéma zapojení s bipolárními snímacími tranzistory</i>	31
<i>Obr. 8.3 Ukázka deformovaného signálu</i>	32
<i>Obr. 8.4 Schéma zapojení s bipolárními tranzistory v darlingtonově zapojení</i>	34
<i>Obr. 9.1 Amplitudová frekvenční charakteristika koncového stupně</i>	38
<i>Obr. 9.2 Celkový průběh obdélníkového signálu 10kHz</i>	39
<i>Obr. 9.3 Detail náběžné hrany 10kHz</i>	40
<i>Obr. 9.4 Detail sestupné hrany 10kHz</i>	40
<i>Obr. 9.5 Výstupní průběh signálu při $f=200\text{kHz}$, naprázdno</i>	42
<i>Obr. 9.6 Výstupní průběh signálu při $f=200\text{kHz}$, $R=5,1\Omega$</i>	42
<i>Obr. 9.7 Výstupní průběh signálu při $f=350\text{kHz}$, naprázdno</i>	43
<i>Obr. 9.8 Průběh Výstupní průběh signálu při $f=350\text{kHz}$, $R=5,1\Omega$</i>	43
<i>Obr. 9.9 Výstupní průběh signálu při $f=450\text{kHz}$, naprázdno</i>	44
<i>Obr. 9.10 Výstupní průběh signálu při $f=450\text{kHz}$, $R=5,1\Omega$</i>	44
<i>Obr. 9.11 Výstupní průběh signálu při $f=600\text{kHz}$, naprázdno</i>	45
<i>Obr. 9.12 Výstupní průběh signálu při $f=600\text{kHz}$, $R=5,1\Omega$</i>	45

<i>Obr. 9.13 Průběh signálu $f=10\text{kHz}$, $U_{p-p}=2,55\text{V}$, naprázdno</i>	46
<i>Obr. 9.14 Průběh signálu $f=10\text{kHz}$, $U_{p-p}=2,55\text{V}$, $R=5,1\Omega$</i>	46
<i>Obr. 9.15 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=2,2\text{V}$, naprázdno</i>	47
<i>Obr. 9.16 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=2,2\text{V}$, $R=5,1\Omega$</i>	47
<i>Obr. 9.17 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=2,7\text{V}$, naprázdno</i>	48
<i>Obr. 9.18 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=2,7\text{V}$, $R=5,1\Omega$</i>	48
<i>Obr. 9.19 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=0,6\text{V}$, $U_{nap}=\pm 12\text{V}$, naprázdno</i>	49
<i>Obr. 9.20 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=0,6\text{V}$, $U_{nap}=\pm 12\text{V}$, $R=5,1\Omega$</i>	49
<i>Obr. 9.21 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=0,3\text{V}$, $U_{nap}=\pm 6\text{V}$, naprázdno</i>	50
<i>Obr. 9.22 Průběh signálu $f=1\text{kHz}$, $U_{p-p}=0,3\text{V}$, $U_{nap}=\pm 6\text{V}$, $R=5,1\Omega$</i>	50
<i>Obr. 10.1 Realizované schéma zapojení zesilovače</i>	51
<i>Obr. 10.2 Deska plošného spoje zesilovače (měřítko 1:1)</i>	52
<i>Obr. 10.3 Rozmístění součástek zesilovače (měřítko 1:1)</i>	53
<i>Obr. 12.1 Pohled na DPS ze strany součástek</i>	59
<i>Obr. 12.2 Detail provizorních spojů a součástek při úpravách</i>	59
<i>Obr. 12.3 Detail přilepeného snímacího prvku k pouzdru výkonového tranzistoru</i>	60
<i>a odizolování slídovou podložkou a šroubovou průchodkou</i>	60
<i>Obr. 12.4 Fotografie zapojení pracoviště při měření parametrů</i>	60

1 ÚVOD

Výkonové nízkofrekvenční zesilovače jsou velmi rozšířenou, vylepšovanou a stále diskutovanou oblastí elektroniky. Zesilovače, nacházející se ve všech zařízeních vydávajících různé formy zvuku, jsou používány téměř každodenně každým z nás. V různých provedeních se nacházejí v zařízeních spotřební (rádia, televizory, mobilní telefony, počítače, mp3 přehrávače, autorádia, rozhlasové ústředny, naslouchátka) i specializované elektroniky.

Hlavním úkolem zesilovače je výkonově zesílit vstupní signál při zachování jeho specifických parametrů. V dnešní době jsou hojně využívány téměř celé zesilovače implementované do integrovaných obvodů s danými parametry, minimálními rozměry a příznivou cenou. I přes to všechno se dnes setkáváme se zesilovači vyrobenými z diskretních součástek. Takto vyrobené zesilovače většinou mívají specifické parametry nebo jsou jinak funkčně odlišné.

V této bakalářské práci se chci zaměřit na problematiku, návrh a koncové řešení při stavbě výkonového zesilovače. Práce jako taková by se dala rozdělit na teoretickou část a na vlastní praktickou část.

První část bakalářské práce pojednává o teoretických poznatcích, přelomových či průkopových zapojeních, principech funkce a základních parametrech zesilovačů.

Druhá část práce se zabývá samotným návrhem, realizací, parametry a úskalími výroby nízkofrekvenčního výkonového zesilovače. S vedoucím práce bylo prokonzultováno několik různých známých zapojení zesilovačů a poté byl navrhnut koncový zesilovač. Byla použita klasická koncepce symetricky napájeného zesilovače s několika inovačními řešeními. Zesilovač je projektován na výkon 50W RMS a je navrhnutý jako komplementární s co nejnižším možným přechodovým zkreslením. Kvůli rozsahu, zkreslení a požadovaným parametrům byly při návrhu v koncovém stupni použity tranzistory MOSFET. Z důvodu kompenzace klidového proudu koncových tranzistorů je však bylo nutné v průběhu práce nahradit tranzistory bipolárními. Závěr práce je věnován zhodnocení výsledků, zapojení a naměřeným hodnotám zkonstruovaného zesilovače.

2 ROZDĚLENÍ ZESILOVAČŮ

2.1 Podle funkce

Předzesilovač

Jedná se o zesilovač napětí, který má za úkol zesílit vstupní signál na hodnotu potřebnou pro koncový zesilovač. Součástí předzesilovače může být také nastavení korekcí. Korekcemi se rozumí hlasitost, stereováha, hloubky, středy nebo výšky. Hlavními požadavky jsou veliký vstupní odpor, malý šum a nízké zkreslení signálu.

Koncový zesilovač

Tvoří koncovou, výkonovou, část zesilovače. Může být konstruován jako integrovaný nebo skládající se z diskretních součástek osazený bipolárními nebo unipolárními koncovými tranzistory. Zesiluje signál z předzesilovače, protože vstupní citlivost je větší než většina zdrojů audio signálu. Hlavními požadavky jsou malé zkreslení, velká šířka pásma, veliký odstup signál-šum, co nejlineárnější frekvenční charakteristika.

2.2 Podle provedení

Integrované

Výhodou integrovaných zapojení je vysoká hustota součástek a tím značná minimalizace zařízení. Integrovaných zesilovačů je velké množství druhů a typů. Můžeme je dělit podle výkonových nebo napěťových hladin, podle použitých tepelných ochran, napájecích ochran či podle kvality zvuku. K integrovanému zesilovači je potřeba minimální počet dalších součástek, což má za následek úsporu rozměrů i spolehlivější provoz. Výhodou je jednoduchost a nevýhodou zase menší výstupní výkon, vyšší zkreslení nebo frekvenční rozsah. Jedná se například o integrované obvody typu LMxxxx.

Diskrétní

Jsou sestaveny ze základních diskretních součástek. Kombinací součástek lze dosáhnout, oproti integrovaným zesilovačům, vyššího výkonu, širšího frekvenčního rozsahu a menšího zkreslení. Výkonové tranzistory se dnes stále zdokonalují a tak je možné lépe nastavovat klidový proud, zvyšovat mezní kmitočet nebo linearitu. Při vhodném zapojení můžeme dosáhnout velice kvalitních výsledků.

Hybridní

Kombinace integrovaných i diskretních součástek v jednom zapojení. Výhodou je zjednodušení celého zapojení s parametry velice podobnými jako u diskretních zapojení.

Elektronkové

Historie sahá do roku 1906, kdy byla vynalezena trioda. I po vynalezení tranzistoru je hojně používán, především u muzikantů a vyznavačů hifitechniky. I přes nevýhody jako hmotnost, křehkost, spotřeba, cena nebo omezená životnost mají elektronkové zesilovače svůj charakteristický „teplý“ zvuk, který je způsobený výstupním transformátorem či jinými principy fungování jednotlivých součástí. Využívají se tedy především jako kytarová komba v kapelách.

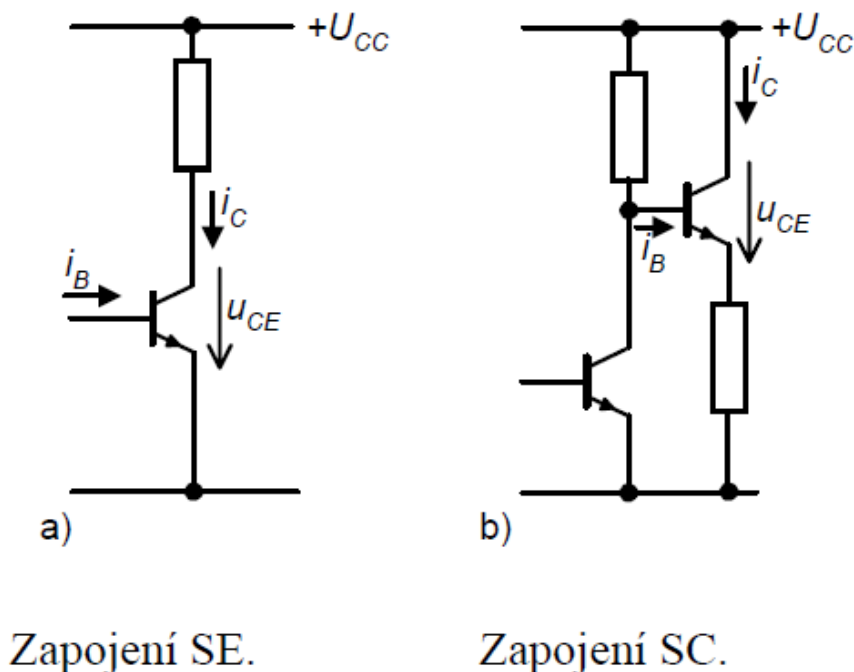
3 PRACOVNÍ TŘÍDY ZESILOVAČŮ

V zapojení se používají dva základní režimy, v nichž tranzistory pracují:

- Tranzistor pracuje v lineárním režimu. Využívá se převodní charakteristika tranzistoru, kdy tranzistor funguje jako plynule proměnný odpor. Pohybuje se lineárně po charakteristice a mezi koncovými body vznikají ztráty. Na tomto principu pracují třídy A, B, AB, C nebo modifikované třídy G, H.
- Tranzistor pracuje ve spínacím (digitálním) režimu. Proto má teoreticky 100% účinnost. V reálu vznikají přechodové ztráty při přechodu z vodivého do nevodivého stavu a opačně. Na tomto principu pracuje třída D nebo S a T. [18]

3.1 Třída A

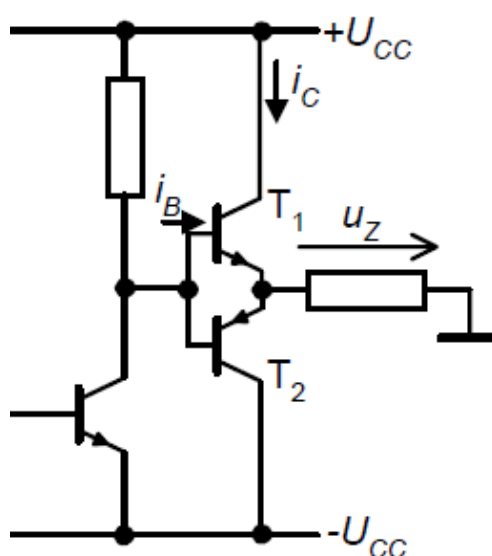
Pracovní bod se nachází uprostřed lineární pracovní oblasti. Tranzistor zesiluje obě poloviny signálu. Zapojení má nastavený velký klidový proud a tím pádem malou účinnost. Má také velmi malé zkreslení, protože pracuje v lineární oblasti. Používá se ve vysoce kvalitních zesilovačích a předzesilovačích High-End elektroniky. V koncových stupních se používají všechny typy součástek (bipolární tranzistory, MOSFET tranzistory i elektronky), které mají v jednočinném stavu trvalý klidový proud. Na Obr. 3.1 jsou vidět dva příklady zapojení ve třídě A.



Obr. 3.1 Zapojení koncového stupně třídy A. Převzato z [12]

3.2 Třída B

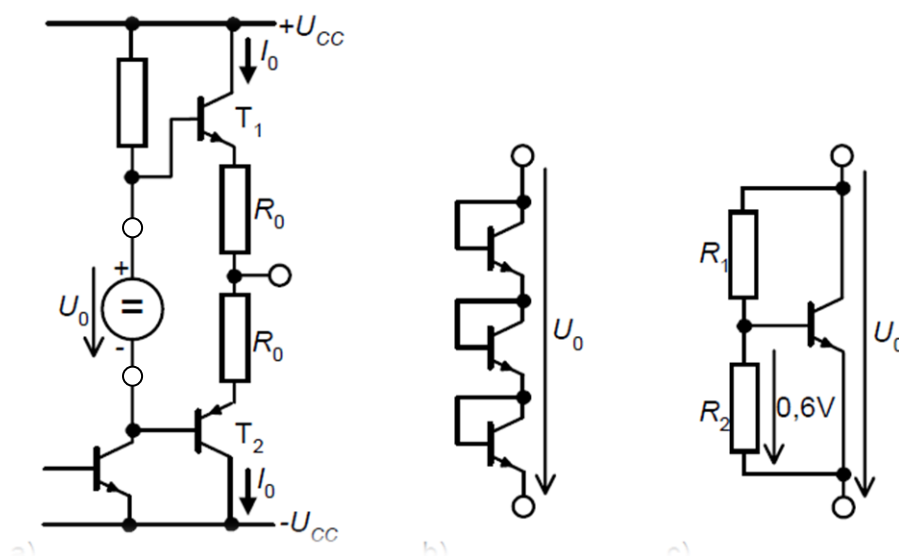
Pokud není buzen, neprotéká jím žádný klidový proud. Jedna část zpracovává pouze kladnou a druhá pouze zápornou půlvlnu signálu. Obě poloviny se střídají ve vodivosti v závislosti na polaritě signálu. Jelikož v zapojení chybí předpětí, vzniká tzv. pásmo necitlivosti o šířce asi $\pm 0,6\text{V}$. Protože přechod z nevodivého stavu do stavu aktivního je velice pozvolný, vzniká na výstupním signálu značné zkreslení. Toto zkreslení je více patrné při malých amplitudách signálu. Zesilovač dosahuje větší účinnosti, ale má také větší přechodové zkreslení právě kvůli pásmu necitlivosti. Tato třída se však v NF technice používá kvůli svým vlastnostem pouze zřídka. Účinnost se pohybuje pod hranicí 50%. Příklad zapojení ve třídě B je vidět na Obr. 3.2.



Obr. 3.2 Zapojení koncového stupně třídy B. Převzato z [12]

3.3 Třída AB

Pracovní bod je umístěn tak, aby koncovým stupněm protékal malý klidový proud a odstranila se největší část způsobující přechodové zkreslení. Tato skutečnost je patrná i z názvu, protože kombinuje výše uvedené třídy A a B. Zapojení tedy pracuje stejně jako ve třídě B, ale je doplněno klidovým proudem z třídy A. Tím odstraňuje přechodové zkreslení. Dosahuje menší účinnosti a malého nelineárního zkreslení než třída B. Má však menší přechodové zkreslení, oproti třídě A má zase lepší účinnost. Toto zapojení je proto nejpoužívanější v konstrukcích NF zesilovačů. Je vyobrazeno na Obr. 3.3.



Obr. 3.3 Zapojení koncového stupně třídy AB. Převzato z [12]

3.4 Třída C

Nachází uplatnění ve vysokofrekvenční technice a některých typech vysílačů. Výkonové součástky nemají nastaven klidový proud. Přecházejí proto do vodivého stavu až v maximech jejich vstupních signálů. Tranzistor má v kolektoru zapojen rezonanční obvod a funguje jako selektivní koncový stupeň zesilovače. Pracovní bod se nachází na „prodloužené“ převodní charakteristice. Dosahuje vysoké účinnosti, ale má velké zkreslení a obsahuje velké množství vyšších harmonických složek. Tyto harmonické složky pak musí odfiltrovat již zmíněný rezonanční obvod.

3.5 Třída D

Tranzistor pracuje, na rozdíl od předešlých pracovních tříd, ve spínacím režimu. Proto jsou na něm teoreticky nulové ztráty. Koncový tranzistor pracuje v režimu pulzní šířkové modulace tzv. PWM. Kvůli šířkové modulaci obsahuje signál velké množství vyšších harmonických a je velice zkreslený, proto musíme na výstup zařadit dolní propust. Tato dolní propust propustí pouze stejnosměrnou složku a přiléhající nízkofrekvenční oblast. Je možné realizovat zesilovače vysokých výkonů s velkou účinností s malými rozměry a nízkou hmotností. Účinnost zesilovačů se může pohybovat i na hranici 80%.

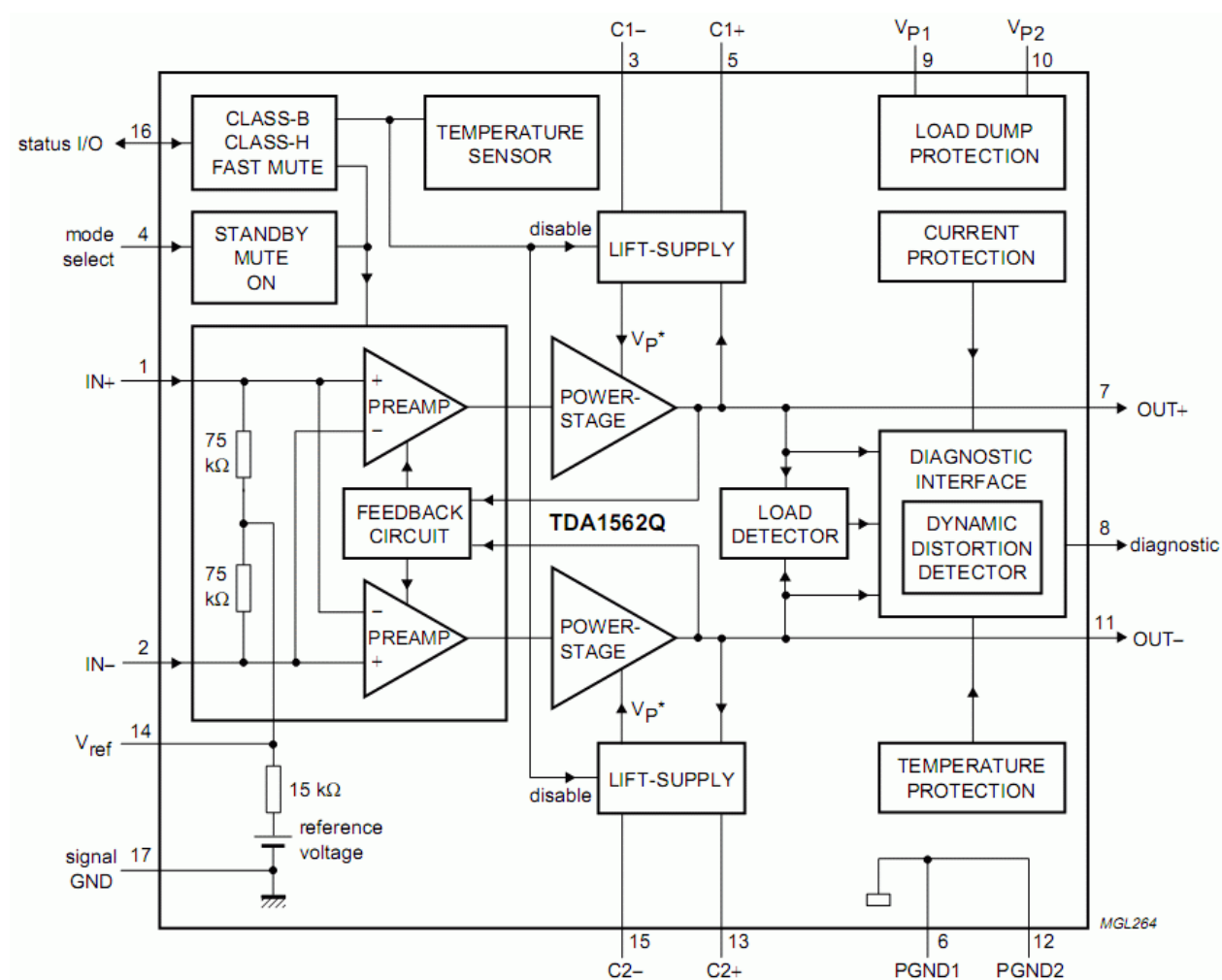
3.6 Třída G

Základní řešení je obvykle postaveno na koncovém stupni pracujícím ve třídě AB. Rozdíl je v napájecím napětí koncového stupně, které se mění v závislosti na požadovaném výstupním výkonu. Po překročení určitého výstupního výkonu je připojen sériově další zdroj a tak je možné dodat vyšší výkon. Výhodou této třídy je účinnost větší než ve třídě AB, ze které vychází.

3.7 Třída H

Jedná se o řešení, které vyvinula firma Philips, a nejčastěji se používá v zařízeních s nízkým napájecím napětím. Při špičce signálu se připojí do série k napájecímu napětí přesně nastavitelný pomocný zdroj, který dodá potřebné napětí. Napájecí napětí je udržováno na takové hranici, aby bylo dost velké pro dodání výstupního výkonu. Výhodou je zvětšení výkonu se zachováním velmi dobré účinnosti a také integrace tepelných i zkratových ochran do integrovaného obvodu.

Na Obr. 3.4 je zobrazeno vnitřní blokové schéma zesilovače TDA1562Q. Zapojení se využívá v autozesilovačích, kde je jako další zdroj možné připojit předem nabité kondenzátory. Nevýhodou je nutnost velkého náboje v kondenzátorech a proudová zatížitelnost připojených kondenzátorů.



Obr. 3.4 Blokové schéma integrovaného zesilovače TDA1562Q. Převzato z [16]

4 ZKRESLENÍ

Zkreslení zesilovače je jedna z nejdůležitějších parametrů. Až na výjimky se snažíme dosáhnout co nejlepších parametrů zkreslení.

Dělíme jej na dvě základní části:

- Lineární zkreslení
- Nelineární zkreslení

4.1 Amplitudové zkreslení

Zkreslení způsobené konečnou šířkou amplitudové frekvenční charakteristiky. Vzniká rozdílným zesílením zesilovače na různých kmitočtech. Většinou je zesílení menší na nízkých a vysokých kmitočtech. Proto se také měří amplitudová charakteristika zesilovače, což je závislost zesílení na frekvenci.

4.2 Fázové zkreslení

Vzniká tak, že jednotlivé kmitočty procházející zesilovačem mají jinou rychlost průběhu a dochází tak k fázovému posuvu signálů. Fázové zkreslení se dá však odstranit a to předdimenzováním šířky pásma zesilovače. Pokud poté budeme pouštět do zesilovače signál, ležící v lineárním rozsahu frekvenčního pásma, fázové zkreslení bude téměř neměřitelné.

4.3 Harmonické zkreslení

Vzniká nelinearitou aktivních součástek, kterými je signál deformován. Vznikají tím vyšší harmonické kmitočty a jejich násobky. Harmonické složky obsahují násobky vstupního signálu. Harmonické zkreslení je svým průběhem nelineární, protože závislost vstupního signálu není lineárně závislá na vstupním signálu. Harmonické zkreslení K_z , někdy také značeno THD, značí poměr součtu všech harmonických ku první harmonické. Výpočet je znázorněn na rovnici (4.3).

$$K_z = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} * 100 [\%] \quad (4.3)$$

Podle normy DIN 45500 je pro třídu značenou jako HI-FI povoleno zkreslení 1 % celkové a 0,7 % z rozsahu 40 Hz až 4 kHz. [15]

4.4 Intermodulační zkreslení

Vzniká také nelinearitou aktivních součástek. Pokud přivedeme na vstup signály o různých frekvencích současně, na výstupu se objeví kombinace vzniklé sčítáním a odečítáním signálů a násobky s vyššími harmonickými těchto signálů. Tento druh zkreslení je pro lidské ucho velice nepříznivý a rušivý.

4.5 Zkreslení SID

Zkreslení vlivem konečné rychlosti přeběhu vzniká, pokud přivedeme na vstup zesilovače náhlou změnu signálu, na kterou zesilovač nedokáže s dostatečnou rychlostí reagovat. Na výstupu se objeví tatáž změna, ale se zpožděním. Tohle zpoždění zesilovače je přímo úměrné rychlosti přeběhu zesilovače značené jako SR (slew rate).

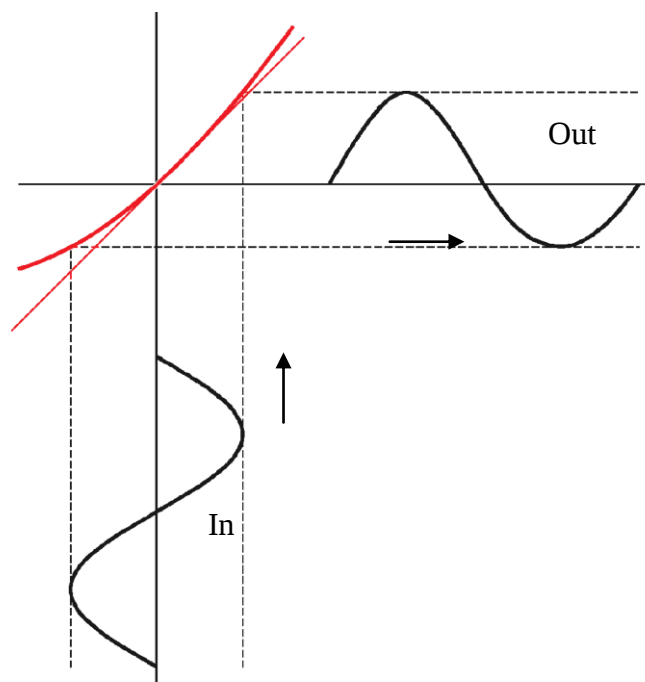
4.6 Přebodové zkreslení

Vzniká nelinearitou převodní charakteristiky výkonového tranzistoru. Tento problém je řešen v [14]. Jelikož přechodové zkreslení se projevuje nejvíce u slabších signálů, na které je ucho velice citlivé, vnímáme jej za velmi nepřírozené. Přebodové zkreslení vzniká u zesilovačů B a AB.

4.7 Zkreslení vlivem převodní charakteristiky

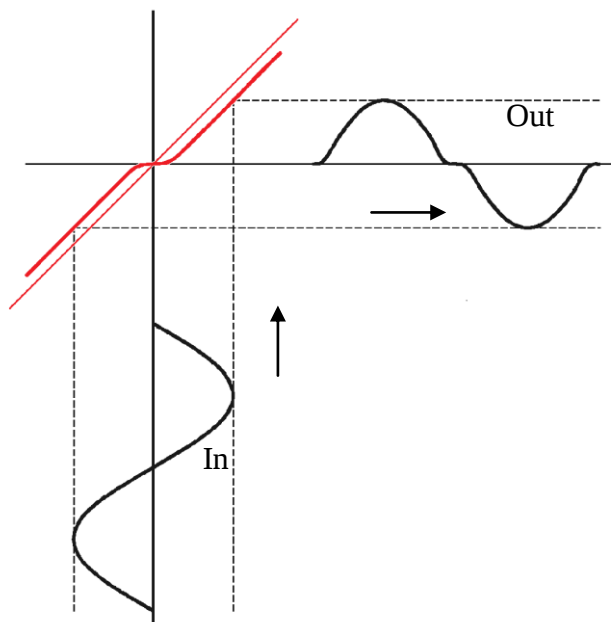
Převodní charakteristika představuje grafické znázornění poměru mezi vstupním signálem označeným In a výstupním signálem označeným Out.

Pokud je převodní charakteristika přímková, výstupní signál je bez zkreslení a tedy se nezmění tvar signálu. Když je převodní charakteristika nesymetrická (není lineární), každá půlvlna či tvar vstupního signálu je přenesen rozdílně na výstup. Dále také vzniká množství násobků druhých harmonických. Tato charakteristika je znázorněna na Obr. 4.1.



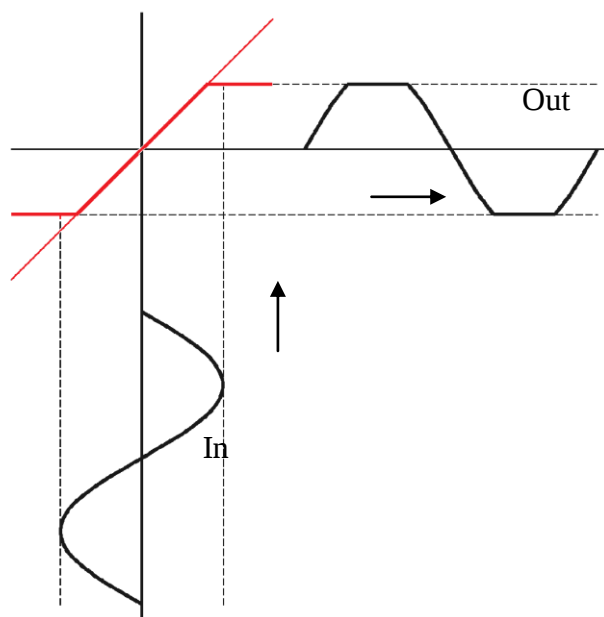
Obr. 4.1 Nesymetrická převodní charakteristika

Jestliže je převodní charakteristika zalomená v okolí průchodu nuly, vzniká přechodové zkreslení. Tento průběh je znázorněn na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Signál zdeformovaný zalomenou převodní charakteristikou

Je-li převodní charakteristika omezená amplitudově, vznikne symetricky omezené zkreslení. Tento jev vznikne, když je vstupní signál větší než je zesilovač schopen přenést. Označuje se také, že zesilovač je přebuzený. Zobrazen je na Obr. 4.3.



Obr. 4.3 Signál zdeformovaný amplitudově omezenou převodní charakteristikou

5 PARAMETRY VÝBĚRU MOSFET TRANZISTORŮ

Podle parametrů zesilovače musí být dimenzovány výkonové tranzistory, které jsou dostatečně odolné za provozních i přechodových stavů zesilovače. Z navrhovaných parametrů byl znám maximální proud i napětí. Podle těchto hodnot byly tranzistory vybrány z řad nabízených výrobcí. Na Obr. 5 je vidět detail parametrů z katalogového listu tranzistoru IRF530N. Více parametrů výkonových tranzistorů MOSFET je uvedeno v [13].

5.1 Maximální závěrné napětí

Většinou bývá značeno $U_{DS,S}$. Napětí drain – source tranzistoru musí být větší než je napětí zdroje, aby nedošlo k průrazu tranzistoru. Toto napětí musí být větší než součet napájecích napětí včetně překmitů a dalších přechodových vlivů.

5.2 Maximální proud tekoucí tranzistorem

Dalším parametrem při výběru typu tranzistoru byl jmenovitý proud označovaný jako I_D . Tato hodnota udává maximální proud tekoucí tranzistorem v jeho plně otevřeném stavu. Tento proud tak musí být větší než možný proud, který by se ve špičkách signálu mohl na tranzistoru objevit. Proud musel být podle výkonu zesilovače větší než 8A.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	17	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	12	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	60	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	70	W
	Linear Derating Factor	0.47	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	9.0	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	7.0	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	7.4	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

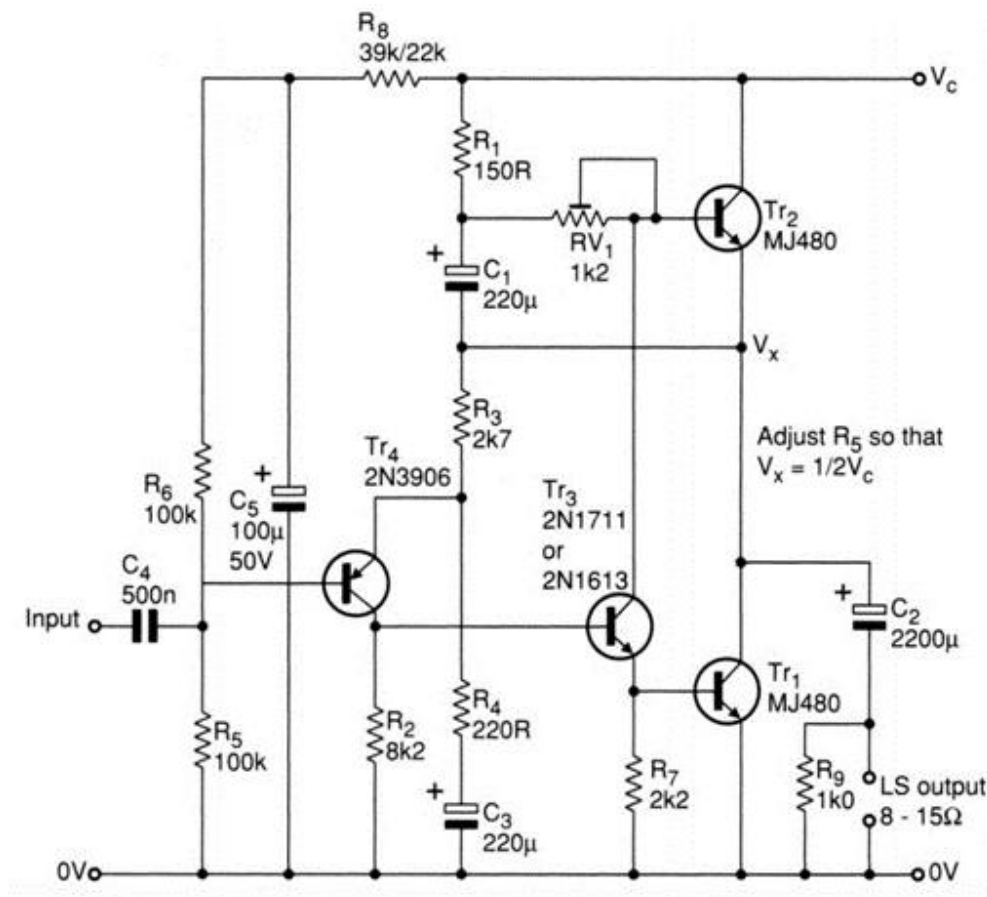
	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	2.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

Obr. 5 Detail parametrů tranzistoru IRF530N. Převzato z [17]

6 RŮZNÁ ZAPOJENÍ NÍZKOFREKVENČNÍCH VÝKONOVÝCH ZESILOVAČŮ

Cílem je ukázat různá a co nejvíce rozmanitá zapojení nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů v průběhu let. Snahou bylo zaměřit se především na tradiční a průkopová zapojení různých druhů a tříd zesilovačů.

6.1 Příklad zesilovače ve třídě A

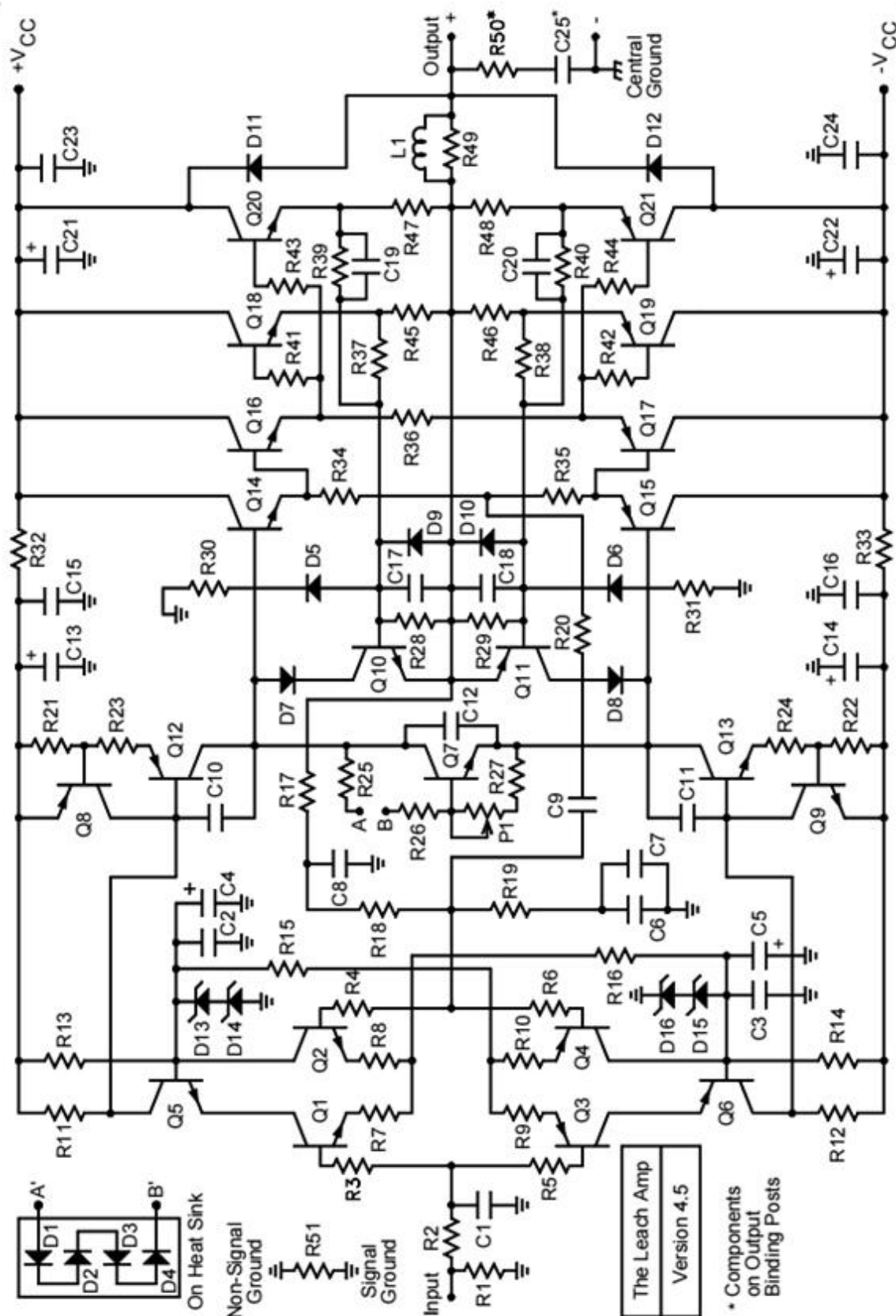


Obr. 6.1 Schéma zapojení zesilovače „Class-A power amp“. Převzato z [1]

Jeden z nejvýjimečnějších zesilovačů pochází od návrháře a konstruktéra Johna Linsley Hoodse [2], ten jej sestrojil roku 1969 a pojmenoval v originále „Simple Class A Amplifier“. Jeho zapojení, zobrazené na Obr. 6.1, se vyznačuje jednoduchostí obvodu, variabilitou součástek, snadným oživováním i životností. Jedná se o zapojení ve třídě A. Signál je přiváděn na tranzistor Tr4 přes oddělovací kondenzátor. Tento tranzistor udává zesílení celého zesilovače a to právě odpory R3 a R4. Tranzistor Tr3 je zapojen jako jednotkový sledovač s jednotkovým zesílením a tranzistor Tr1 jako výkonový koncový zesilovač. Tento koncový tranzistor má nastavený konstantní proud tranzistorem Tr2.

Díky zapojení ve třídě A má zesilovač velice dobré parametry. Má téměř nulové zkreslení, velkou šířku přenášeného pásma, téměř lineární přenosovou charakteristiku a velkou stabilitu zapojení pro různé druhy zátěže. Nevýhodou je veliký klidový proud a s tím spojená účinnost asi 20%.

6.3 Příklad zapojení zesilovače „The Leach AMP“

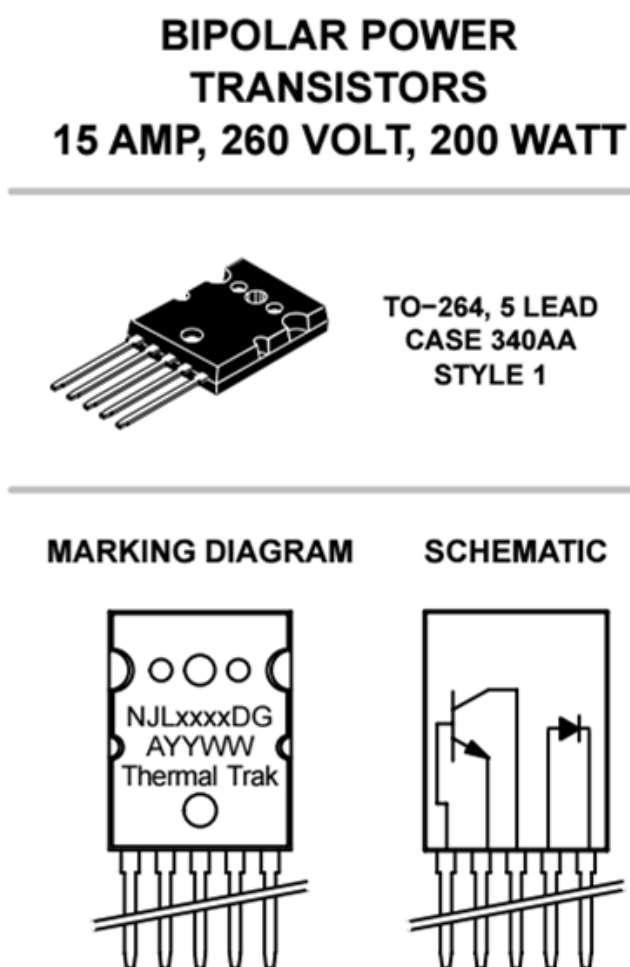


Obr. 6.3 Schéma zesilovače „The Leach AMP“. Převzato z [6]

Zapojení zesilovače pochází z roku 1977 a je vidět na Obr. 6.3. Autorem byl atlantský vysokoškolský pedagog profesor William Marshall Leach. Zapojení je volně přístupné na osobních stránkách autora s veškerou dokumentací i stavebními návody [7]. V České republice vyšel několikrát a to v časopisech A Rádio - Konstrukční elektronika 2003/6 a 2004/2, A Rádio - Praktická elektronika 2006/11 a Amatérské rádio 2009/2. Zabývá se jím také kniha NF zesilovače LEACH a jejich doplňky, kde je důkladně popsán postup, oživování i jednotlivé modifikace zapojení či desek plošných spojů. Zesilovač má velmi dobré parametry, jsou jimi rychlost přeběhu, malé zkreslení a velká šířka pásma. Výhodou zapojení je jednoduchost, možná modifikace, velice příznivé parametry i dostupnost všech součástek na českém trhu.

Zapojení využívá symetrické komplementární zapojení s ochranami a nastavením klidového proudu vysokootáčkovým trimrem. Tento klidový proud je regulován čtyřmi diodami, které jsou zapojeny do série a tepelně připojeny ke chladiči. Je možné použít samostatné diody a samostatné tranzistory nebo tranzistory od firmy ON Semiconductor představené roku 2005. Vnitřní struktura tranzistoru je vidět na Obr. 6.4. Jedná se o tranzistory ThermalTrak™, které diodu obsahují hned vedle čipu výkonového tranzistoru ve stejném pouzdře. Jsou to tranzistory přímo určené pro NF použití. Výhodou je shodná teplotní charakteristika diody a tranzistoru a s tím spojené velmi dobré vlastnosti. Jedná se např. o malou časovou konstantu při nastavování klidového proudu, přesné nastavování klidového proudu a v neposlední řadě jednodušší mechanickou montáž. Nevýhodou je vyšší cena.

Vstupní signál je nejprve přiveden přes dolní propust R2 a C1 a poté na proudová zrcadla tranzistorů Q2 a Q4. Dále pokračuje na rozkmitový stupeň, který je tvořen tranzistory Q8, Q9, Q12 a Q13. Dále následuje dvojitý proudový budič, tvořen tranzistory Q14, Q15, Q16 a Q17. Za tímto budičem již následují koncové tranzistory, které jsou podle potřeby zapojeny paralelně podle výkonu. Zpětná vazba je vyvedena buď z proudového budiče, nebo přímo z výstupu. Omezení proudu je klasicky vyřešeno měřením napětí emitorových odporů a následným přivíráním tranzistorů. [9], [10], [11]



Obr. 6.4 Pouzdro a zapojení tranzistorů NJLxxxD.
Převzato z [8]

7 NÁVRH ZESILOVAČE

7.1 Popis zapojení

Zesilovač byl navrhnut podle klasické konstrukce výkonových zesilovačů ve třídě AB a při výpočtu hodnot součástek bylo využito Ohmova zákona a znalosti Kirchhoffových zákonů. Výsledné navržené zapojení je zobrazeno na Obr. 8.1.

Na vstupu zesilovače je umístěna horní propust, která má za úkol odstranit případnou stejnosměrnou složku vstupující do zesilovače. Hodnota mezního kmitočtu je spočítána podle rovnice (7.1) na hodnotu 3,9Hz podle zvolených hodnot rezistoru a kondenzátoru.

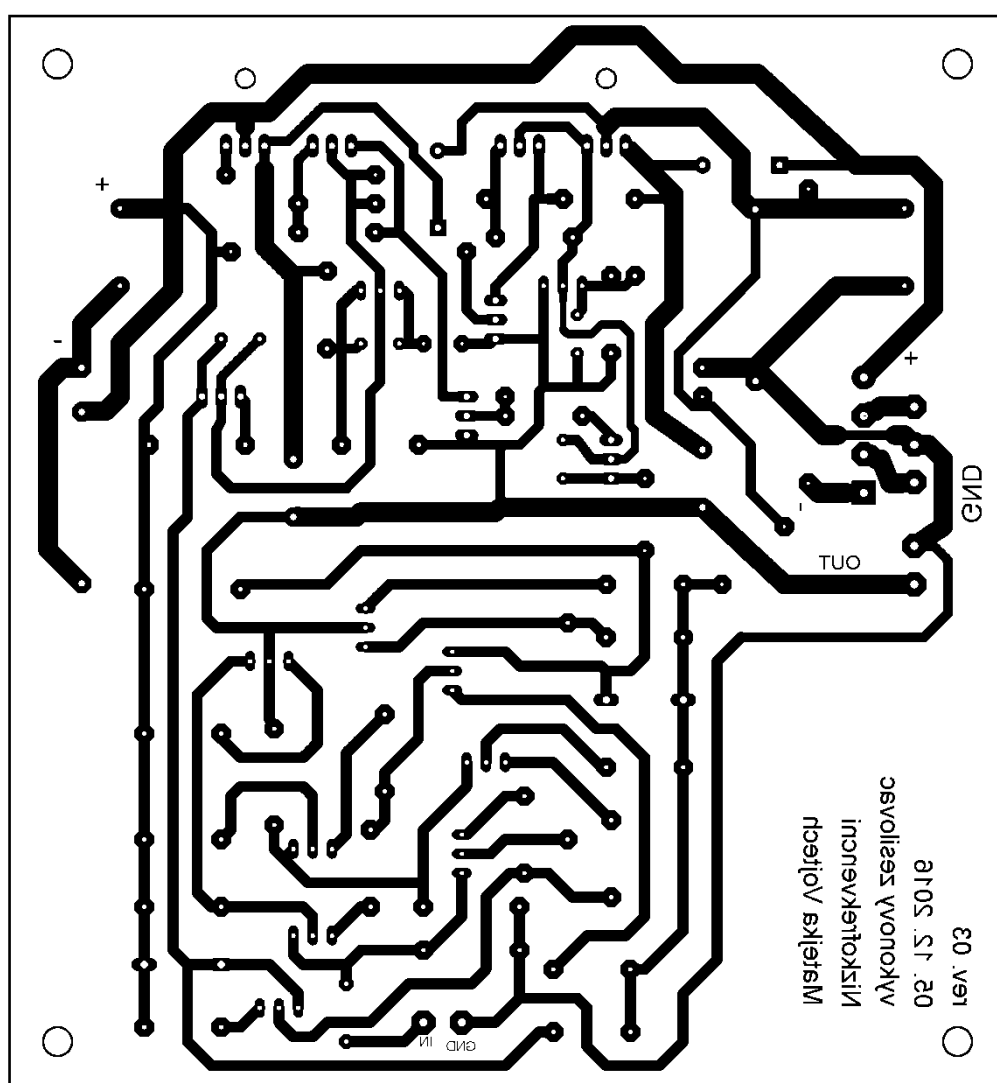
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}} = 3,9 \text{ Hz} \quad (7.1)$$

Dále následují tranzistory T1, T2, T3 a T4, které tvoří komplementární dvojici diferenciálního zesilovače. Tranzistory jsou zvoleny typu BC639 a BC640 s mezními parametry $U_{ce} = 80\text{V}$ a $I_c = 1\text{A}$. Tento typ tranzistorů byl vybrán kvůli dostatečně velkému napětí U_{ce} , velké šířce pásma, rychlosti i dobrému proudovému zesilovacímu činiteli. Každá tato dvojice zesiluje střídavě kladnou a zápornou půlvlnu signálu. Do tranzistorů T2 a T4 je vedena záporná zpětná vazba, kterou je nastaveno zesílení na hodnotu 22. Zesílení je nastaveno rezistory R16 a R17. Výstup je odebrán z protějších tranzistorů a je veden do rozkmitového stupně a to do bází tranzistorů T7 a T8. Snímací tranzistory Q3 a Q4 kompenzující tepelnou změnu klidového proudu jsou umístěny v těsném teplovodivém kontaktu s výkonovými tranzistory. Signál je odebrán z kolektorů tranzistorů T11 a T12 a je veden do koncových tranzistorů Q1 a Q2 v zapojení jako emitorové sledovače s emitorovým odporem. Tranzistory byly navrženy typu MOSFET, konkrétně typem IRF530 a komplementárním IRF9530. Klidový proud koncových tranzistorů byl navrhnutý na hodnotu 70mA, což by měl být kompromis mezi slušnou účinností a malým zkreslením. Výkonová část zesilovače obsahuje elektrolytické a fóliové kondenzátory na pokrytí špiček signálu. Proto jsou tyto kondenzátory umístěny dispozičně co nejblíže koncovým tranzistorům. Jako chladič je použit hliníkový žebrovaný profil. Tento chladič je umístěn na okraji desky kvůli dostatečnému proudění vzduchu a snadnému přišroubování výkonových a snímacích tranzistorů.

Jako zdroj napětí v laboratoři byl používán laboratorní zdroj, ale po nastavení konečných parametrů bude použit toroidní transformátor se dvěma vinutími o napětí 25-30V, aby po usměrnění a vyhlazení bylo dosaženo napětí kolem 35V. Na usměrnění je použitý Graetzův můstek se jmenovitým proudem 6A. Transformátor musí být naddimenzovaný výkonově, a proto bude patrně použit výkon 80W až 100W podle řady výrobce.

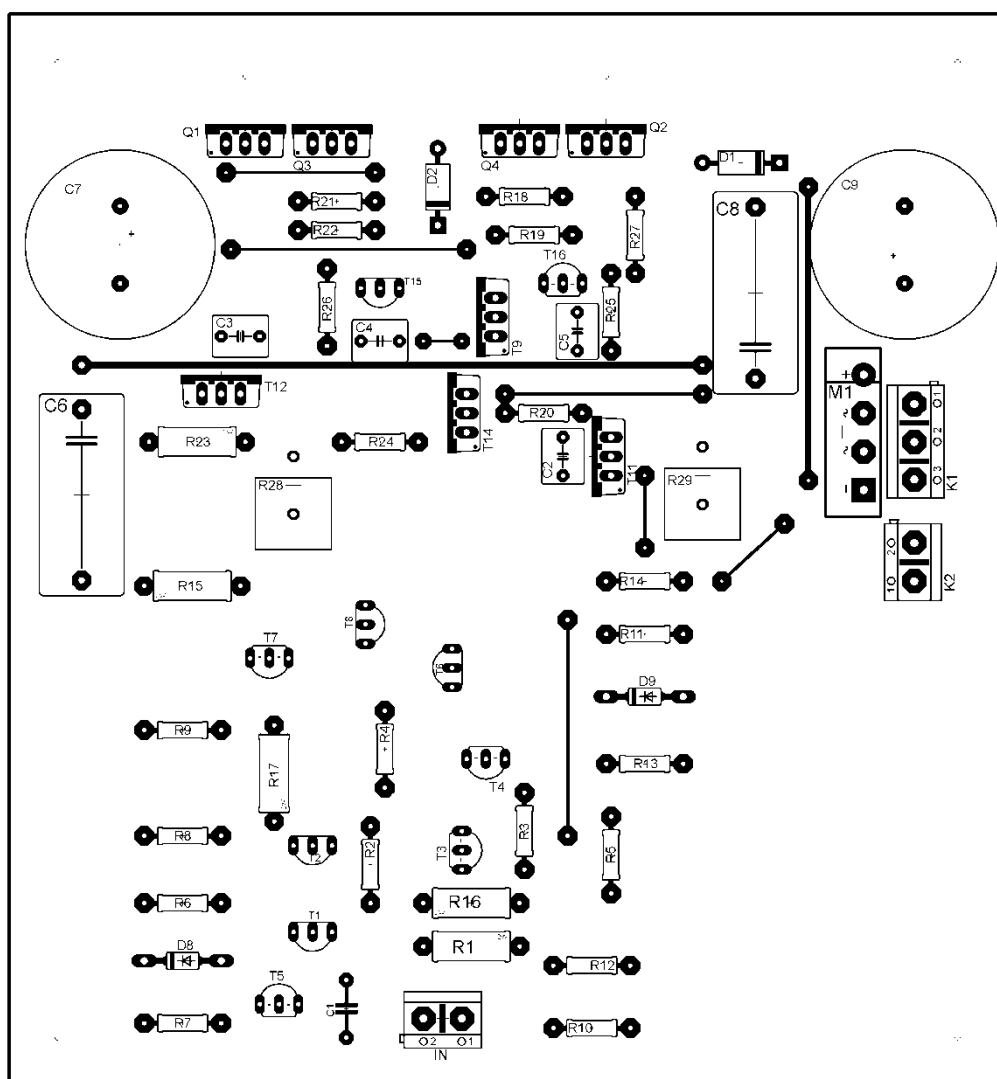
Vyrobená DPS je zobrazena na Obr. 7.1 a na Obr. 7.2 je vidět dispozice součástek.

7.2 Deska plošných spojů



Obr. 7.1 Deska plošných spojů navrhnutého zesilovače (měřítko 1:1)

7.3 Rozmístění součástek



Obr. 7.2 Navrhované rozestavění součástek (měřítko 1:1)

8 REALIZACE

8.1 Výroba zesilovače

Po dokončení návrhu zapojení bylo schéma překresleno do programu EAGLE. Při návrhu rozmístění součástek byl kladen důraz na dostatečnou vzdálenost jednotlivých součástek od ostatních. Dále byla upřednostněna co nejkratší vodivá cesta na DPS v části koncového stupně a byly také zvětšovány mezery mezi jednotlivými vývody rezistorů. Bylo třeba umístit koncové a snímací tranzistory do jedné řady co nejbližěji chladiči aby bylo možné tranzistory na chladič přišroubovat. Dále bylo nutno umístit co nejbližěji elektrolytické a foliové kondenzátory kvůli náměrovému úbytku napětí na vodivých cestách. Poté byly do desky umístěny otvory pro distanční sloupky a pro přišroubování chladiče. Otvory v desce pro uchycení chladiče byly navrženy proto, aby nebyly výkonové součástky namáhány silovými účinky tíhy chladiče a aby byl chladič demontovatelný.

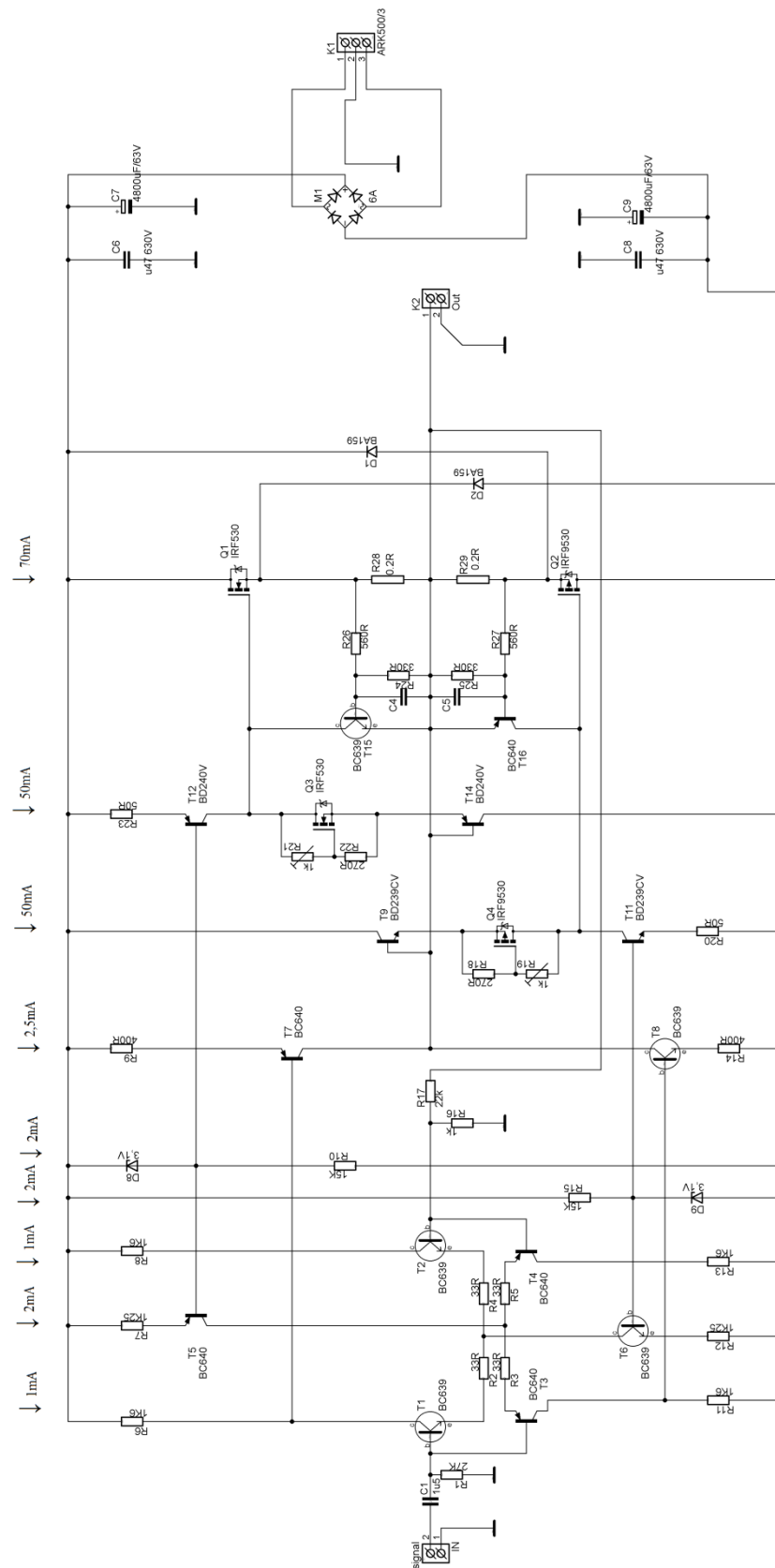
Po odsouhlasení pozic součástek na DPS od vedoucího práce byla deska vytisknuta na průhlednou folii a poté fotocestou přenesena na světlocitlivou cuprexitovou desku. Po vyleptání byla deska opatřena ochranným pájecím lakem a vyvrtána vrtáčkem o velikosti 0,8mm a 1mm.

V chladiči byly vyvrtány díry 2,5mm a vyříznuty závity M3. Dva závity byly vyříznuty v boku chladiče pro umístění koncových tranzistorů a dva závity byly umístěny ve spodu chladiče pro pevné spojení chladiče s DPS. Po vyvrtání a vyříznutí závitů byla ještě dotyková plocha vyleštěna brusným papírem o hrubosti 1200. Toto leštění bylo provedeno z důvodu lepšího přenosu tepla. Tranzistory bylo dále potřeba oddělit teplovodivými, silikonovými či slídovými podložkami, aby nebyla pouzdra TO220 vodivě spojena.

Po napájení součástek byly nachystány laboratorní zdroje s proudovým omezením a symetrickým napětím. Dále byl připraven osciloskop s generátorem funkcí.

Při začátku ožívování nebyl dokončen pouze dělič snímacích tranzistorů, neboť nebyla jasná hodnota rezistorů. Proto byl tento dělič osazen trimrem 1k Ω pro jednoduché nastavení klidových proudů.

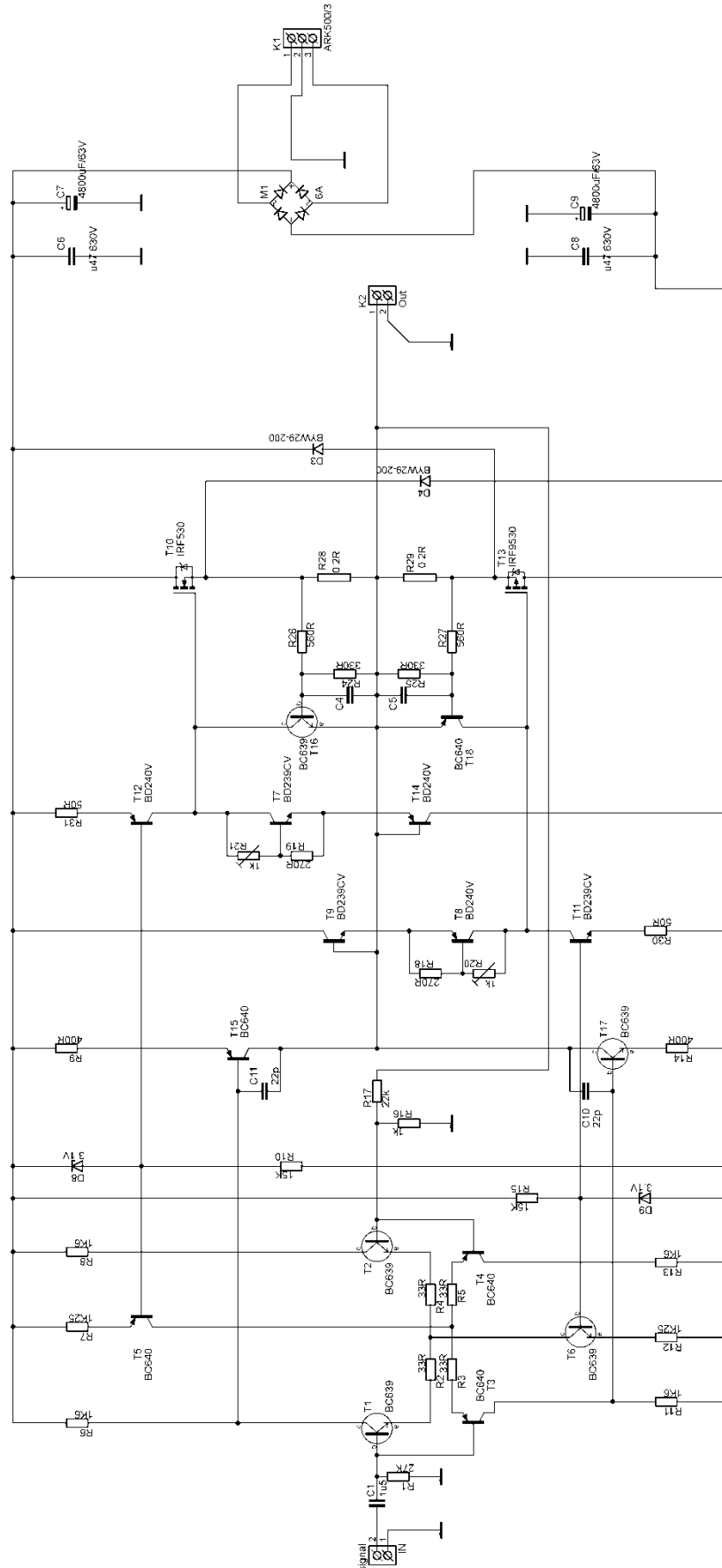
Při první verzi realizovaného zapojení byly osazeny koncové i snímací tranzistory typu MOSFET . Zapojení je vidět na Obr. 8.1.



Obr. 8.1 Schéma zapojení s unipolárními snímacími tranzistory

Jako první krok při oživování zesilovače byla umístěna propojka mezi vývody gate - source snímacích tranzistorů Q3 a Q4, aby úbytek na děliči byl shodný s úbytkem na přechodu koncového tranzistoru. Proudové omezení na laboratorních zdrojích bylo nastaveno na 100mA. Po připojení desky ke zdroji však byl klidový proud stále větší než proud nastavený, a tak zafungovaly proudové ochrany zdrojů. Dalším krokem v úpravě bylo nahrazení děliče snímacího tranzistoru drátovou propojkou, a tudíž koncové výkonové tranzistory zůstaly stále zavřené. Po připojení takto upraveného schématu ke zdroji začal téct celkový klidový proud asi 60mA.

Dalším krokem bylo zprovoznit výkonové tranzistory. Ukázalo se však, že snímací tranzistory mají o 0,6V větší úbytek než výkonové tranzistory. A to z důvodu toho, že v sérii jsou zapojeny i tranzistory T9 a T14. Bylo třeba stávající tranzistory Q3 a Q4 nahradit tranzistory bipolárními, a to typem BD239CV a BD240CV. Modifikované schéma zapojení je vidět na Obr. 8.2. Zapojení s bipolárními tranzistory byla s výkonovými tranzistory spojena přes silikonové podložky a plechová křídélka. Takové tepelné propojení se vzhledem k velikosti křidélek, a tudíž tepelné vzdálenosti obou čipů, ukázalo jako neideální.

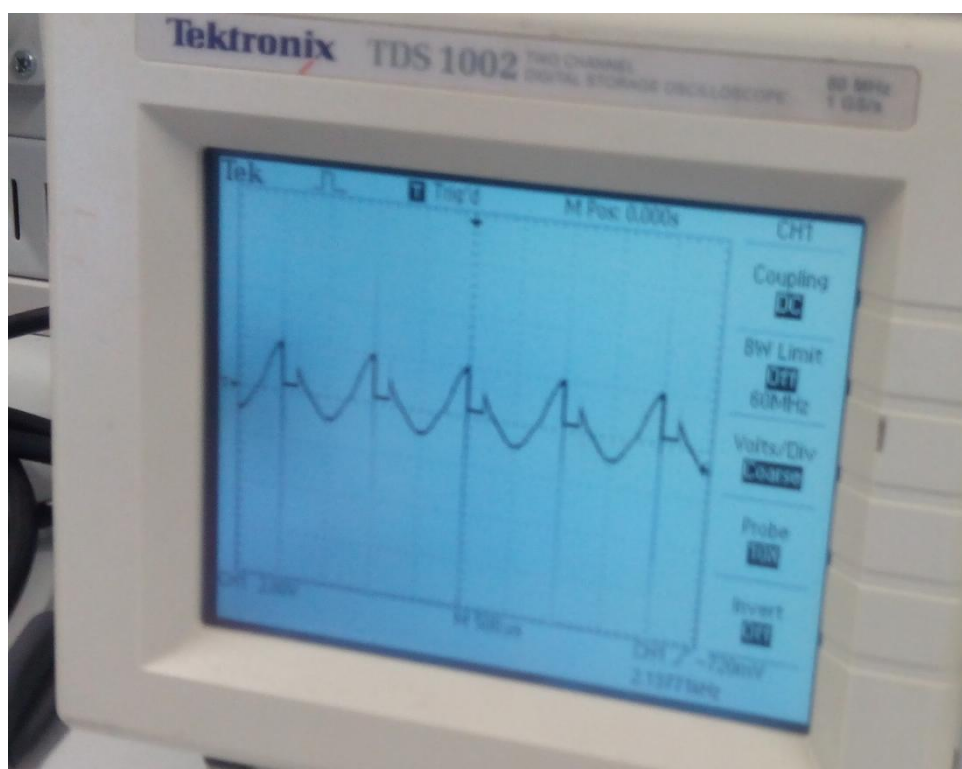


Obr. 8.2 Schéma zapojení s bipolárními snímacími tranzistory

Celkový klidový proud modifikovaného zapojení byl nastaven na hodnotu 150mA. Klidový proud koncového stupně nastavit šel, ale byl teplotně velmi závislý. Po nastavení a ustálení teploty držel, ale po opětovném zapnutí vychladlých součástek vyskočil asi na třináásobnou hodnotu, a tak bylo nutné proud opět doregulovat. Po jemném nastavení klidového proudu byl na vstup připojen frekvenční generátor, na jehož svorkách byl nastaven sinusový výstupní signál o frekvenci 1kHz a napětí $V_{p-p}=500\text{mV}$. Na výstup zesilovače byla připojena odporová zátěž o velikosti $5,5\Omega$.

Zesilovač však po připojení signálu začal kmitat. Po několika pokusech s přidáváním a výměnou rezistorů připojených před ovládací mřížku koncových tranzistorů byla zvolna hodnota $1\text{k}\Omega$. Po přidání kondenzátorů 100pF mezi vývody báze – kolektor tranzistorů T15 a T17 však kmitání ustalo a zesilovač začal fungovat.

Zesílení bylo podle vypočtených a zvolených hodnot rezistorů cca 22, což podle děliče se zvolenými hodnotami rezistorů $1\text{k}\Omega$ a $22\text{k}\Omega$ odpovídalo. Zesílení však přestalo být konstantní při hodnotách nad frekvencemi asi 30kHz , kde došlo k poklesu asi o -3dB/dec . Po připojení zátěže na výstup se však tvar signálu začal deformovat. Nejvíce jeho horní, sestupná část. Průběh je zřejmý na Obr. 8.3.



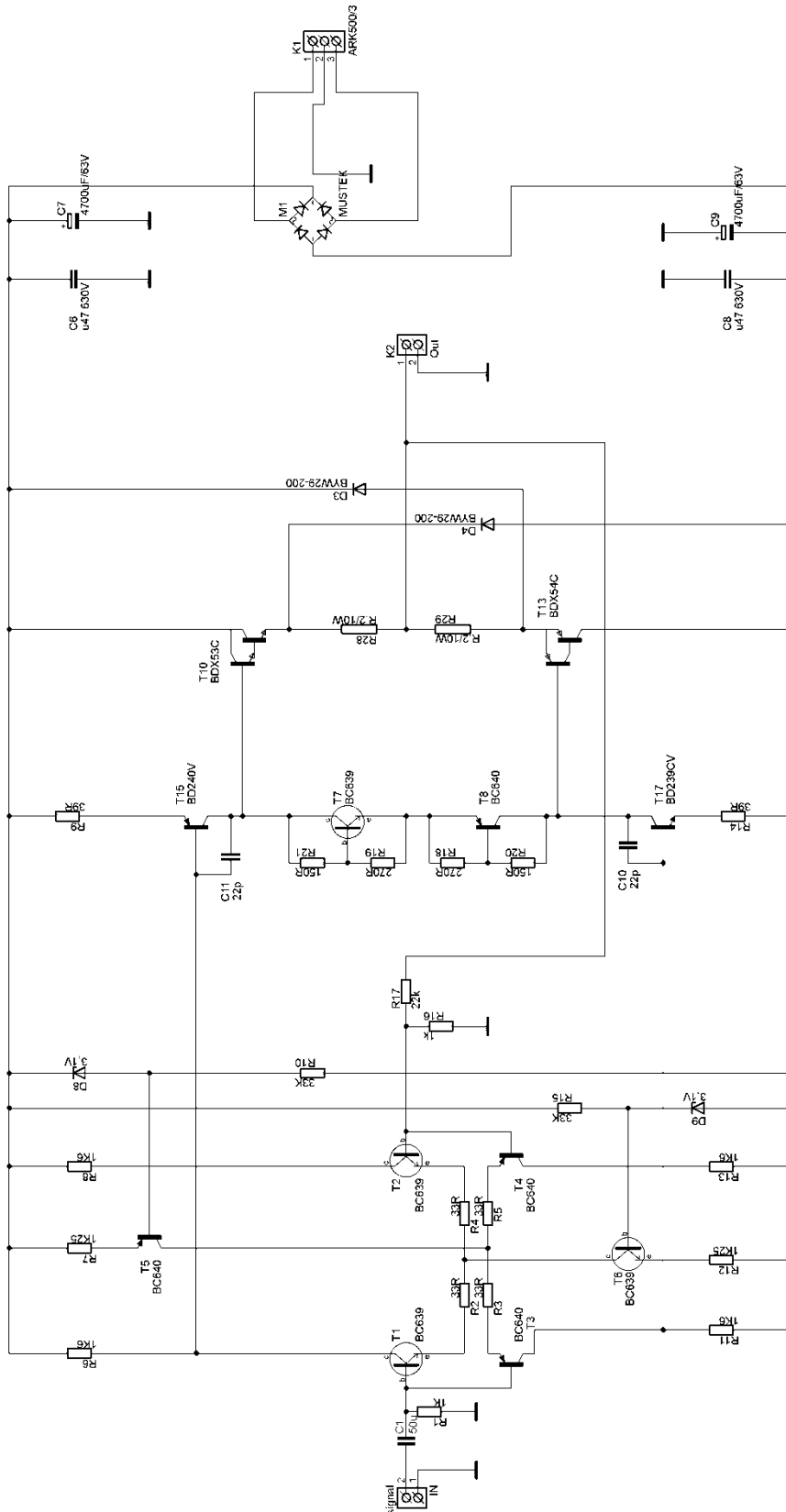
Obr. 8.3 Ukázka deformovaného signálu

Následovalo odpájení a výměna levého výkonového a snímacího tranzistoru. Avšak ani tato výměna tranzistorů nepomohla a po proměření bylo zjištěno, že tranzistory jsou v pořádku. Zesilovač byl tedy proměřen po částech. Nejprve byly řídicí elektrody výkonových tranzistorů odpojeny. Poté byly vytaženy z desky tranzistory omezující proud při maximálním vybuzení a osazeny malé chladiče na tranzistory T11 a T12. Po připojení zesilovače s odpojenou koncovou částí zesilovače byl na rozkmitových členech naměřen signál bez zkreslení a celkově vypadal bez chyb. Limitující součástkou byly opět přidané kondenzátory na tranzistorech T15 a T17, které omezovaly šířku pásma zesilovače asi na 30kHz.

Po celkovém překontrolování všech cest a zpětném zapojení koncových tranzistorů se chyba znovu opakovala. Spodní část signálu byla opět v normě. Z desky byl odstraněn i zbytek součástek proudového omezení, ale ani takhle operace nepomohla. Dalším krokem tedy bylo přemostění teplo snímacích tranzistorů. Po této úpravě byl naměřen celkový klidový proud asi 40mA při $U_{cc}=32V$ a signál již nebyl deformovaný ani jinak poničený. Po připojení generátoru s výstupním napětím 2,5V a frekvencí přesahující 30kHz však byl obvod ovlivněn kondenzátory připojenými na tranzistory T15 a T17. Tyto kondenzátory byly několikrát nahrazeny jinými, ale bez úspěchu. Po připojení kondenzátoru o velikosti 22pF začal zesilovač kmitat a kmital i po připojení kondenzátoru o kapacitě 47pF.

Bylo tedy usouzeno, že koncový stupeň z MOSFET tranzistorů bude nahrazen koncovým stupněm tvořeným z bipolárních přechodů zapojených v darlingtonově zapojení. Tato součástka byla jednoduše nahraditelná za stávající na již hotové desce plošných spojů.

Byly vybrány tranzistory BDX53C a BDX54C, na které byly dvousložkovým lepidlem nalepeny tranzistory snímací. Ty byly vyměněny za BD639 a BD640. Po připojení předpětí a nastavení klidového proudu asi 30mA se tranzistory darlingtony okamžitě zničily. Zničení bylo způsobeno nevhodným zapojením, proto bylo schéma modifikováno. Bylo tak nutné měnit celou čtveřici.



Obr. 8.4 Schéma zapojení s bipolárními tranzistory v darlingtonově zapojení

Poslední schéma je znázorněno na Obr. 8.4. Jedná se o modifikaci předchozího zapojení, kde byla část zapojení odstraněna a část zapojení modifikována. Byly vyměněny tranzistory T15 a T17 za BD239 a BD240, kvůli zvětšení proudu asi na 25mA. Mezi tyto tranzistory byly zapojeny sériově i stávající zdroje předpětí pro koncové prvky. Kvůli symetrii byl upraven odpor R1 na hodnotu 1kΩ. Dále byl vyměněn kondenzátor C1 kvůli posuvu mezního kmitočtu RC filtru na vstupu, který se změnou rezistoru posunul asi na 600Hz. Tento kondenzátor byl nahrazen dvěma elektrolytickými kondenzátory spojenými v sérii zápornými polaritami. Výsledná hodnota kondenzátoru C1 tedy byla 50uF. Trimry byly pro klidový proud 30mA vytočeny asi na hodnotu 120Ω. Hodnota kondenzátoru byla spočítána podle vzorce (8.2) uvedeného níže.

$$C = \frac{1}{2 * \pi * R * f_0} = \frac{1}{2 * \pi * 1 * 10^3 * 3} = 53uF \neq 50uF \quad (8.2)$$

Po úpravě a předělání podle nového návrhu fungovalo vše napoprvé. S novým modifikovaným zapojením byly naměřeny kmitočtové charakteristiky i uloženy průběhy jednotlivých frekvencí, ty jsou přiloženy níže.

8.2 Problémy při realizaci

V průběhu oživování bylo zjištěno, že mezery mezi jednotlivými součástkami nejsou dostatečné veliké, a proto je k jednotlivým součástkám špatný přístup. Špatně se tedy nahrazují či vyměňují. Tento problém byl nejzásadnější ve výkonové části, kde bylo potřeba měnit součástky a dodatečně upravovat cesty přemostěním drátkovými propojkami umístěnými ze strany spojů.

Více prostoru mělo zůstat také těsně vedle výkonových tranzistorů, na které se později lepily snímací tranzistory. Pokud by mezi nimi byl dostatek místa, mohly by k sobě být přitlačeny plíškem. Velmi by se tak zjednodušila výměna i samotná montáž.

Další věcí, které by bylo dobré se příště vyvarovat, je umístování pájecích bodů součástek do průběžných spojů na desce. Takový spoj se poté velmi špatně modifikuje, nejde jej jednoduše přerušit či rozvětvit, a je potřeba ho složitě propojovat drátovými propojkami.

9 MĚŘENÍ ZÁKLADNÍCH CHARAKTERISTIK

Po oživení a doladění všech součástek zesilovače bylo provedeno měření základních charakteristik a průběhů zkonstruovaného zesilovače. Naměřené průběhy z osciloskopu byly uloženy na USB disk jako snímky obrazovky. Další parametry byly pro jednotlivé kmitočty zapsány do tabulky a vyneseny do charakteristik. Měření parametrů bylo provedeno v laboratoři napájením z laboratorního zdroje Diametral P230R51D. Vstupní napětí bylo přivedeno z generátoru funkcí MCP SG1643-50 SYNTHETIZED FUNCTION SIGNAL GENERATOR a k odečítání byl použitý osciloskop TEKTRONIX TDS 102. Zesilovač byl měřen naprázdno nebo s odporovou drátovou zátěží $5,1\Omega$.

9.1 Amplitudová frekvenční charakteristika

Při měření bylo použito napájecí napětí $U_{\text{nap}} = \pm 31\text{V}$. Vstupní napětí bylo nastaveno $U_{\text{p-p}} = 0,9\text{V}$ a rozlišení osciloskopu na 5V/dílek . Hodnoty byly poté zaznamenány do tabulky a následně z nich byl vynesen grafický průběh zobrazený na Obr 9.1.

f (Hz)	U_2 [V]	A_u [dB]
1	7	17,81
1,2	8	18,97
1,4	9	20
1,5	9,5	20,46
1,6	10	20,91
1,8	11	21,74
2	13	23,19
2,5	14	23,83
3	15	24,43
4	17	25,52
5	17,5	25,77
10	19	26,49
20	19,5	26,71
50	20	26,93
100	20	26,93
200	20,5	27,15
300	20	26,93
500	20	26,93
1000	20	26,93
2000	19,5	26,84
5000	19	26,49
10000	19	26,49
20000	19	26,49
50000	19	26,49
100000	19,5	26,71
150000	19,5	26,71
200000	19,5	26,71
250000	20	26,93
300000	21	27,35

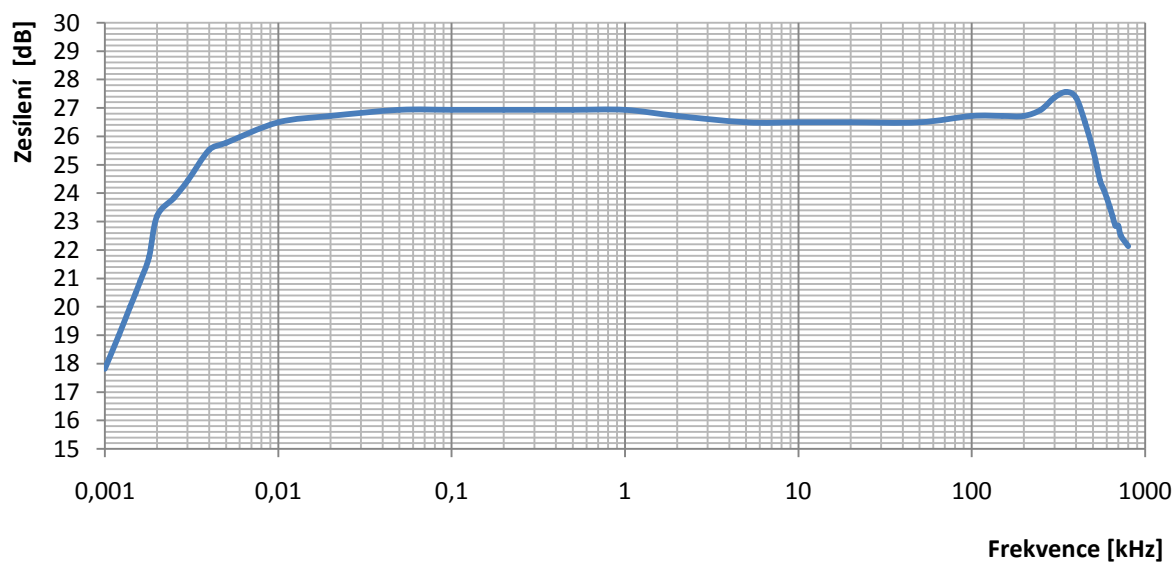
350000	21,5	27,56
400000	21	27,35
450000	19	26,49
500000	17	25,52
525000	16	24,99
550000	15	24,43
575000	14,5	24,14
600000	14	23,83
625000	13,5	23,52
650000	13	23,19
675000	12,5	22,85
700000	12,5	22,85
725000	12	22,49
800000	11,5	22,12

Tab. 9 Naměřené hodnoty amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače

Příklad výpočtu pro frekvenci 1kHz:

$$A_u = 20 * \log \frac{U_2}{U_{p-p}} = 20 * \log \frac{20}{0,9} = 26,93 \text{ dB}$$

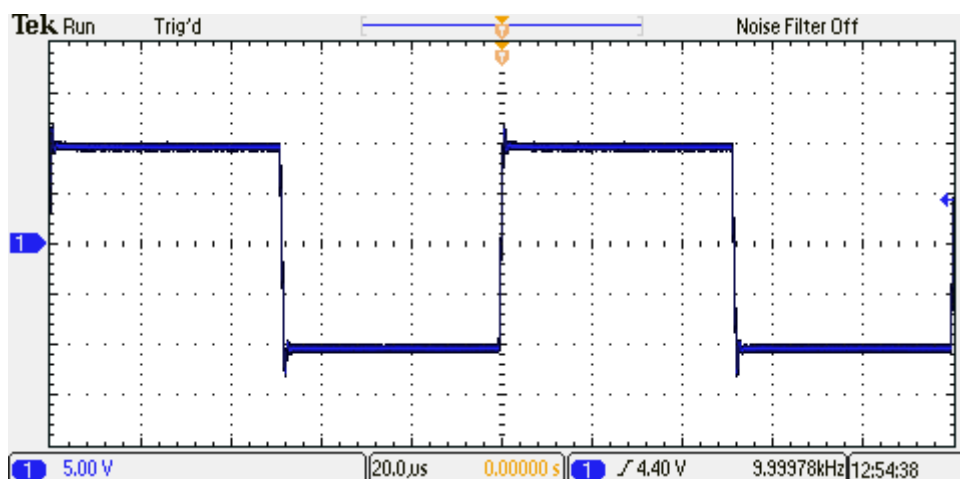
Amplitudová frekvenční charakteristika koncového stupně



Obr. 9.1 Amplitudová frekvenční charakteristika koncového stupně.

9.2 Odezva na jednotkový skok vstupního signálu

Někdy bývá také označována jako rychlost přeběhu. Rychlost odezvy udává rychlost změny velikosti výstupního napětí za jednotku času, kdy bývá udávána ve voltech za mikrosekundu. Zesilovač byl buzen obdélníkovým signálem o frekvenci 10kHz a pomocí osciloskopu byl zobrazen jeho průběh, viz Obr. 9.2.

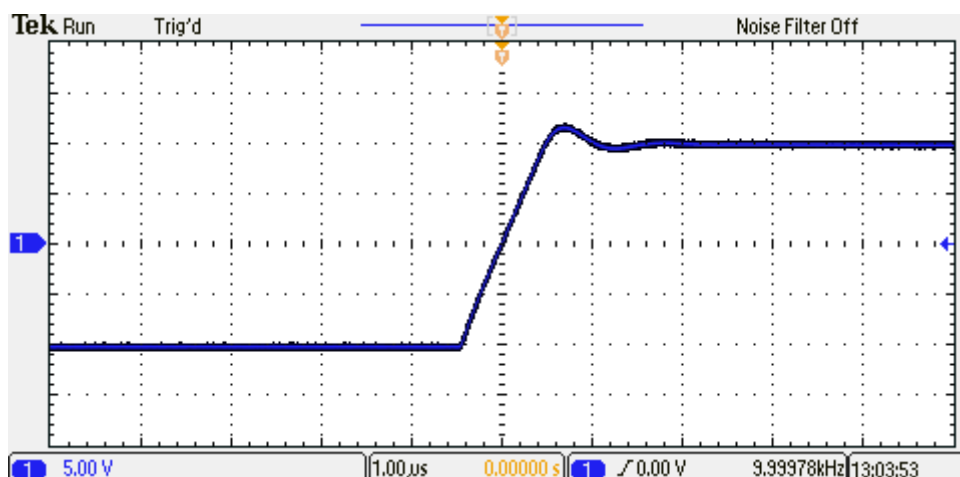


Obr. 9.2 Celkový průběh obdélníkového signálu 10kHz

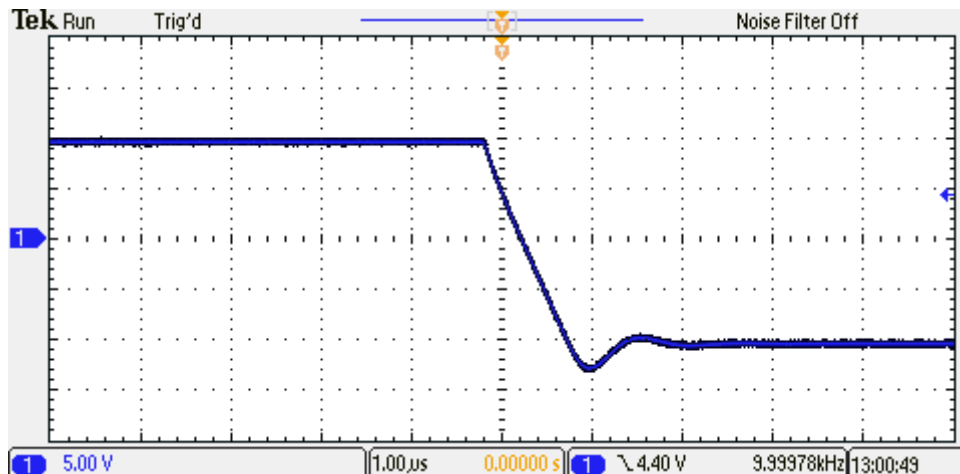
Poté byl zesilovač buzen sinusovým signálem o frekvenci 10kHz a nebyly na něm patrné žádné zkreslení či jiné překmity. Na dalších obrázcích je vidět také vliv dopravního zpoždění a rychlosti přeběhu ve zpětné vazbě zesilovače. Chvilí totiž trvá, než se signál ustálí a na vrcholech amplitud tzv. překomitne.

Dále byla změřena strmost náběžných a sestupných hran (rise, fall time). Napájecí napětí zůstalo na hodnotě $U_{\text{nap}} = \pm 31\text{V}$. Výstupní signál z generátoru zůstal nastaven na obdélníkový průběh o frekvenci 10kHz a napětí na hodnotu $U_{\text{p-p}} = 0,9\text{V}$ a rozlišení osciloskopu bylo nastaveno na 5V/dílek s časovou základnou $1\mu\text{s}$.

Strmost náběžné hrany je vidět na Obr. 9.3 a sestupné hrany na Obr. 9.4.



Obr. 9.3 Detail náběžné hrany 10kHz



Obr. 9.4 Detail sestupné hrany 10kHz

Z průběhů bylo odečteno 90% ΔU a Δt . Podle vzorce (9.1) byla spočítána strmost náběžné hrany $SR_{\text{náběžná}} = 21,2\text{V}/\mu\text{s}$ a strmost sestupné hrany $SR_{\text{sestupná}} = 22,22\text{V}/\mu\text{s}$.

Příklad výpočtu strmosti náběžné hrany:

$$SR = \frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{17}{0,8} = 21,2\text{V}/\mu\text{s} \quad (9.1)$$

9.3 Činitel potlačení napájecího napětí

Činitel vlivu napájecího napětí K_{nap} ukazuje změnu výstupního signálu při konstantním vstupním signálu ale rozdílném napájecím napětí. Toto napájecí napětí bylo měněno z 31V na 15V. Výpočet je uveden v rovnicích (9.2) a (9.3).

Činitel potlačení napájecího napětí je 64dB. Tato hodnota je tak velká, že je téměř neměřitelná. Znamená tedy, že signál malé amplitudy je téměř nezávislý na napájecím napětí.

$$K_{nap} = \frac{U_{cc-H} - U_{cc-L}}{U_{out-H} - U_{out-L}} = \frac{31-15}{3,43-3,42} = 1600[-] \quad (9.2)$$

$$A_{nap(log)} = 20(\log * A_{nap}) = 20(\log 1600) = 64,08dB \quad (9.3)$$

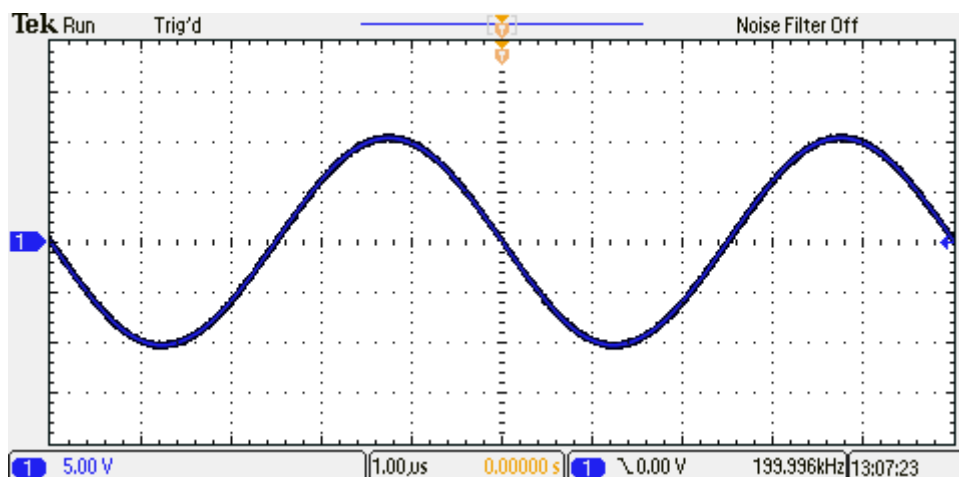
9.4 DC offset

S rozpojenou vstupní svorkou a zesilovačem naprázdno byl také naměřen DC offset zesilovače 17mV. Změřená hodnota je velmi dobrá, dala by se snížit úpravou rezistoru R2, R3, R4, R5 nebo napárováním tranzistorů T1, T2, T3, T4. Dále bylo vidět, jak se teplotní změnou pouhým dotekem pouzdra některého z výše uvedených tranzistorů měnilo výstupního napětí. Změřený DC offset je však velmi dobrý a pro naše účely jej nebylo nutné nijak opravovat.

9.5 Průběhy jednotlivých kmitočtů

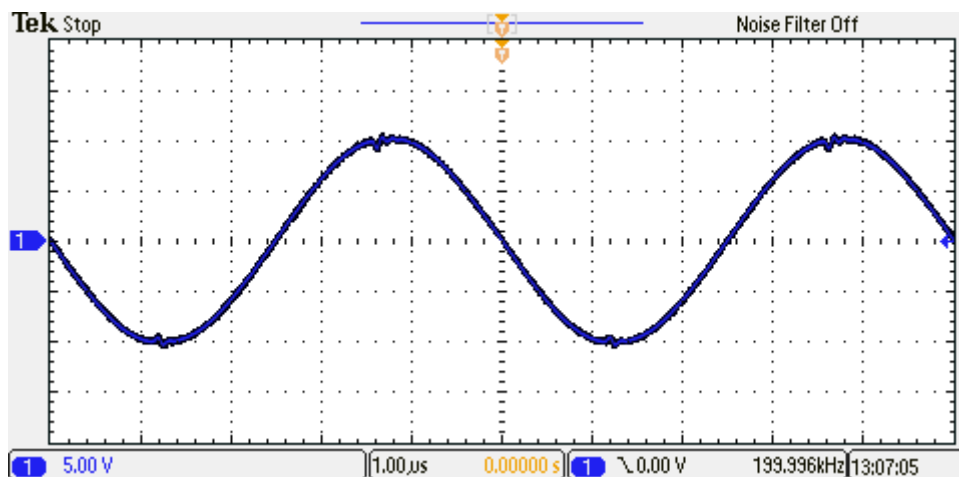
Detailní měření s vyobrazením průběhů bylo provedeno na frekvencích 200kHz, 350 kHz, 450kHz a 600kHz. Kmitočty byly vybrány podle zajímavých frekvencí ležících na amplitudové frekvenční charakteristice. První měření bylo prováděno vždy naprázdno a druhé se zátěží $5,1\Omega$ se stejnými vstupními parametry. Do vstupu zesilovače byl přiváděn sinusový signál z generátoru funkcí o velikosti $U_{p-p}=0,9V$, napájecí napětí bylo nastaveno na $U_{nap}=\pm 31V$.

Jako první byl nastaven kmitočet 200kHz a zesilovač pracoval s odpojenou zátěží. Průběh je vidět na Obr. 9.5. Na průběhu nejsou názorné žádné překmity či jiné deformace a zesilovač pracuje bez zkreslení. Amplituda signálu má hodnotu cca 22V a zesilení signálu je stále asi 25násobné.



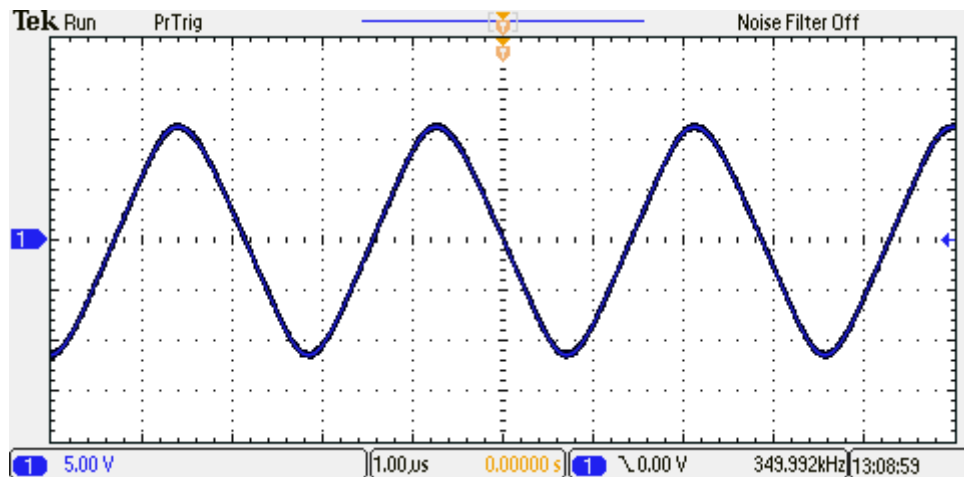
Obr. 9.5 Výstupní průběh signálu při $f=200kHz$, naprázdno

Po připojení zátěže byl naměřen průběh (Obr. 9.6), na němž je vidět překmit ve vrcholcích amplitudy o velikosti asi 1V. Výška amplitudy signálu zůstává beze změn.



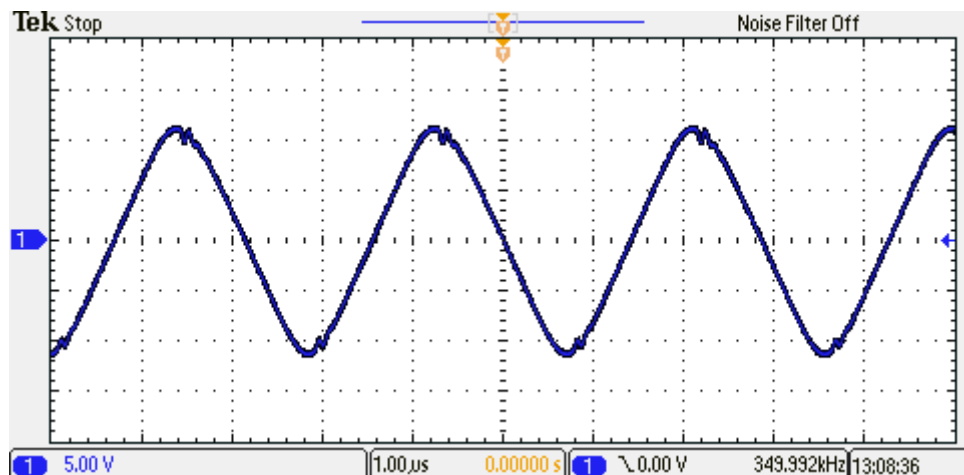
Obr. 9.6 Výstupní průběh signálu při $f=200kHz$, $R=5,1\Omega$

V dalším kroku byl kmitočet generátoru zvýšen na hodnotu 350kHz a na Obr. 9.7 je vidět průběh napětí zesilovače naprázdno. Zesilovač již přestává stíhat reagovat a výstupní signál začíná mít tvar trojúhelníku. Dále je vidět mírné zvětšení amplitudy signálu. Zesilovač na tomto kmitočtu zesiluje asi 27krát.



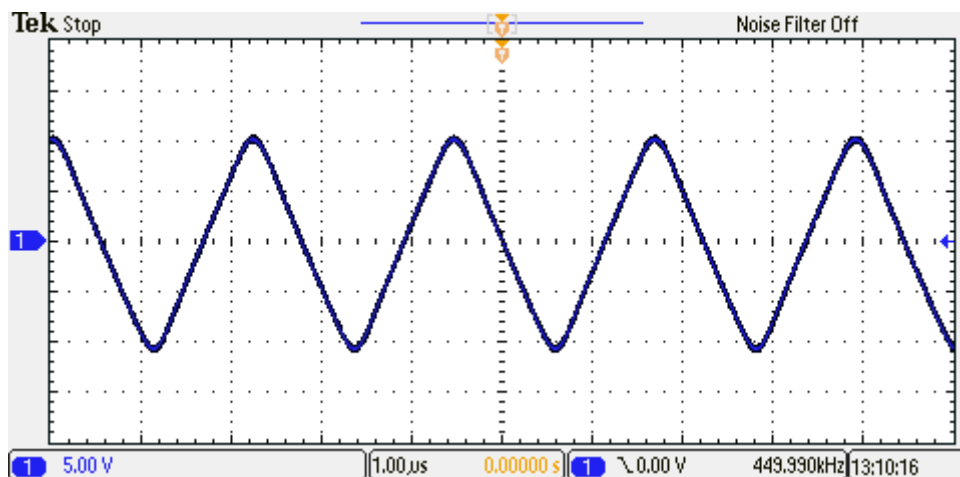
Obr. 9.7 Výstupní průběh signálu při $f=350\text{kHz}$, naprázdno

Po připojení zátěže byl zobrazen průběh na Obr. 9.8, na kterém je názorný překmit o velikosti asi 1V. Dále je vidět že vlivem parazitní indukčnosti na zátěži je překmit posunut doprava od vrcholů amplitudy. Zesílení s připojenou zátěží je přibližně 25násobné.



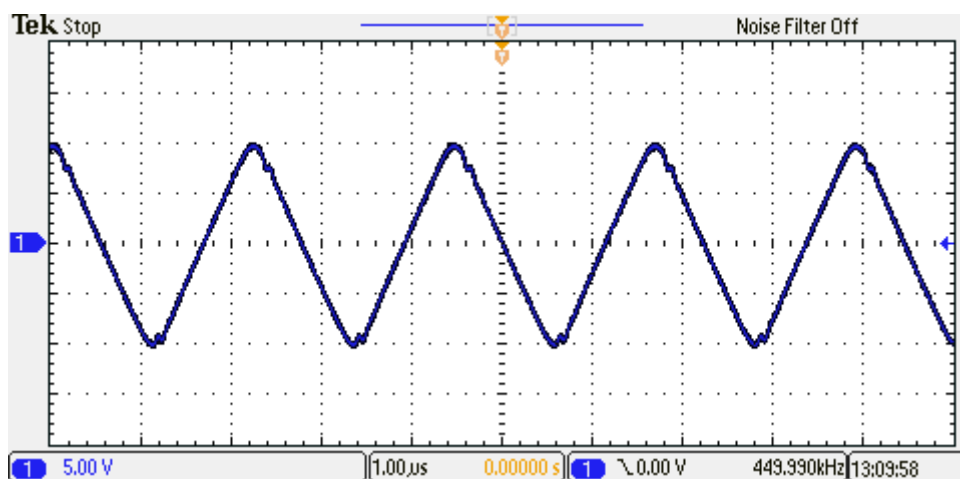
Obr. 9.8 Průběh Výstupní průběh signálu při $f=350\text{kHz}$, $R=5,1\Omega$

V dalším kroku byl kmitočet generátoru nastaven na 450kHz a na Obr. 9.9 je vidět průběh napětí zesilovače naprázdno. Z obrázku je již patrné zmenšení amplitudy asi na hodnotu 22V a je zřejmá také deformace výstupního signálu. Signál je již zkreslený a na výstupu se projevuje signál trojúhelníkový.



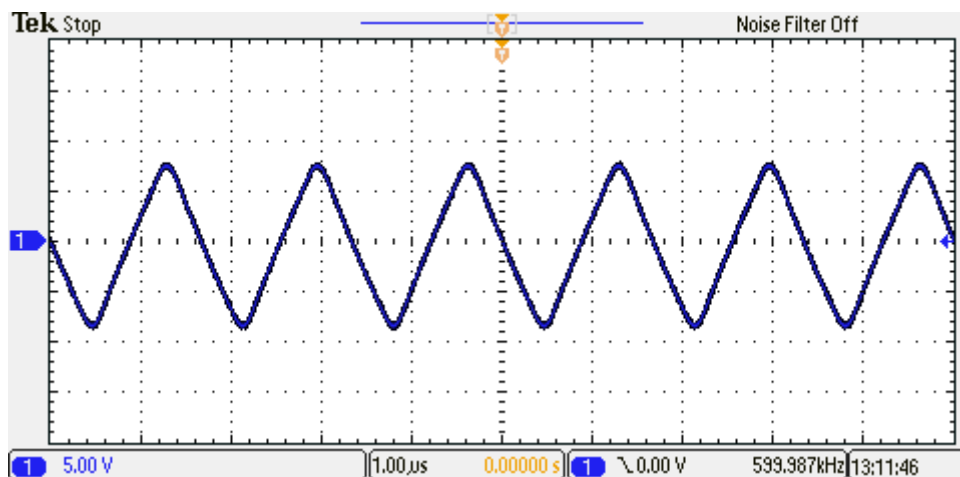
Obr. 9.9 Výstupní průběh signálu při $f=450\text{kHz}$, naprázdno

Po připojení zátěže $5,1\Omega$ byl vytisknut průběh (Obr. 9.10). Je na něm opět vidět překmit posunutý doprava. Dále je vidět, že amplituda signálu se zmenšila na hodnotu asi 19V.



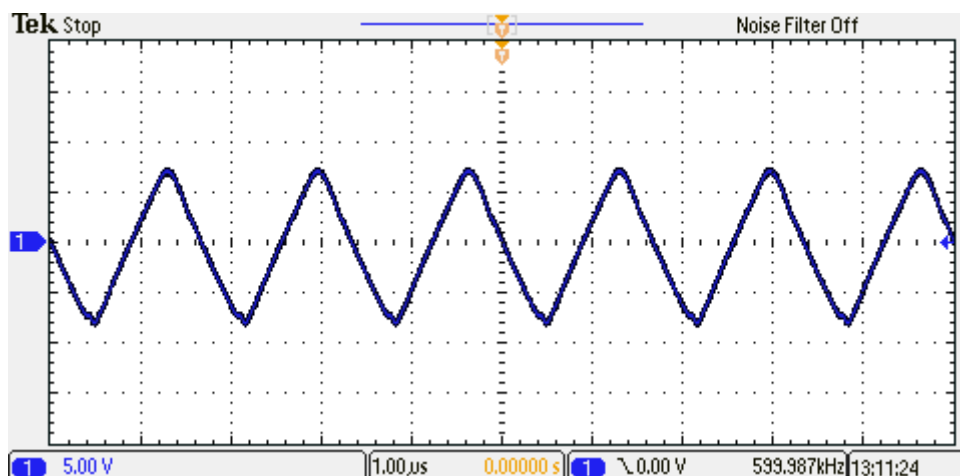
Obr. 9.10 Výstupní průběh signálu při $f=450\text{kHz}$, $R=5,1\Omega$

Posledním nastaveným kmitočtem generátoru byla frekvence 600kHz. Výstupní signál zesilovače naprázdno je znázorněn na Obr. 9.11. Tvar signálu je trojúhelníkový a amplituda má velikost asi 14V. V tomto bodě je vidět pokles zesílení asi o 3dB.



Obr. 9.11 Výstupní průběh signálu při $f=600\text{kHz}$, naprázdno

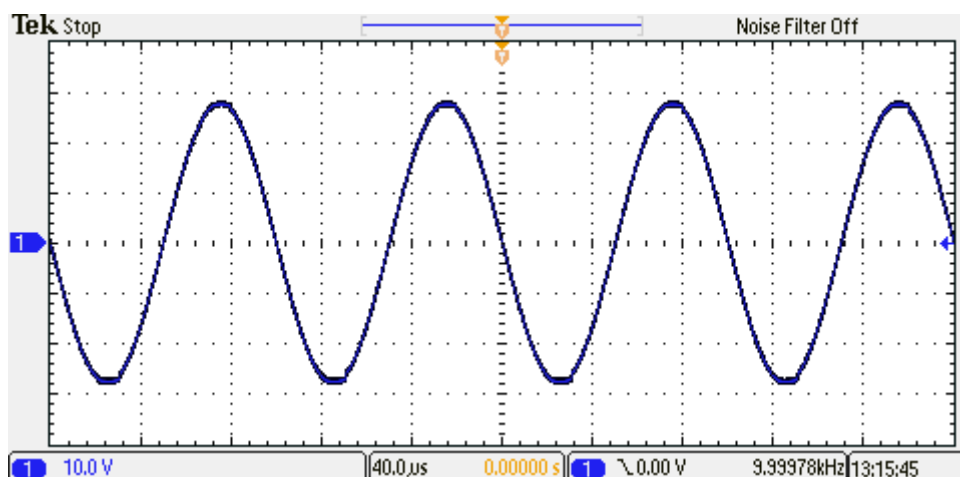
Po připojení zátěže $5,1\Omega$ s parazitní induktivní složkou byl zobrazen výstupní průběh signálu (Obr. 9.12). Amplituda po připojení odporu zůstala na hodnotě asi 14V jako při zapojení naprázdno. Signál je již plně trojúhelníkový.



Obr. 9.12 Výstupní průběh signálu při $f=600\text{kHz}$, $R=5,1\Omega$

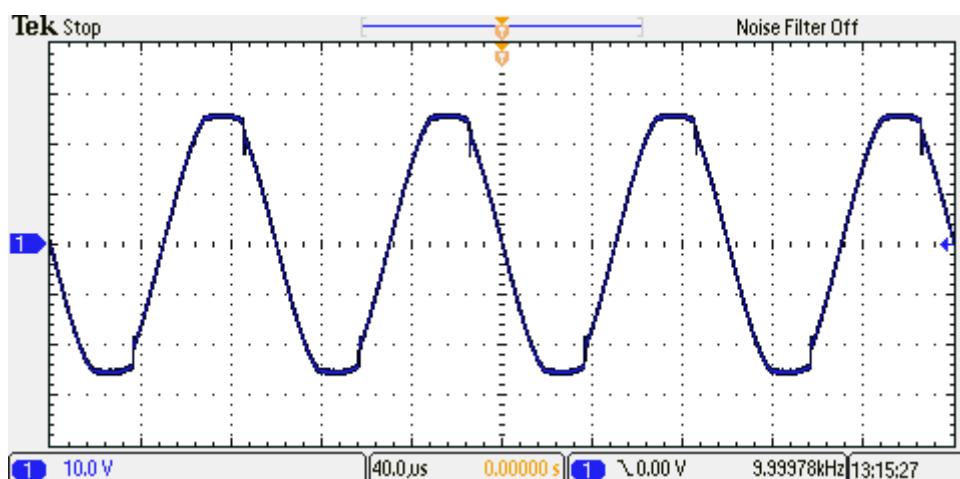
9.6 Limitace amplitudy výstupního signálu

Záměrem měření bylo zobrazení výstupního signálu zesilovače těsně před limitací. Na generátoru byla nastavena frekvence 10kHz a napájecí napětí zesilovače zůstalo na hodnotě $U_{\text{nap}} = \pm 31\text{V}$. Velikost amplitudy do vstupu zesilovače byla postupně zvětšována až na hodnotu $U_{\text{p-p}} = 2,55\text{V}$, kde byl signál při zapojení naprázdno ještě nelimitovaný. To lze vidět na Obr. 9.13.



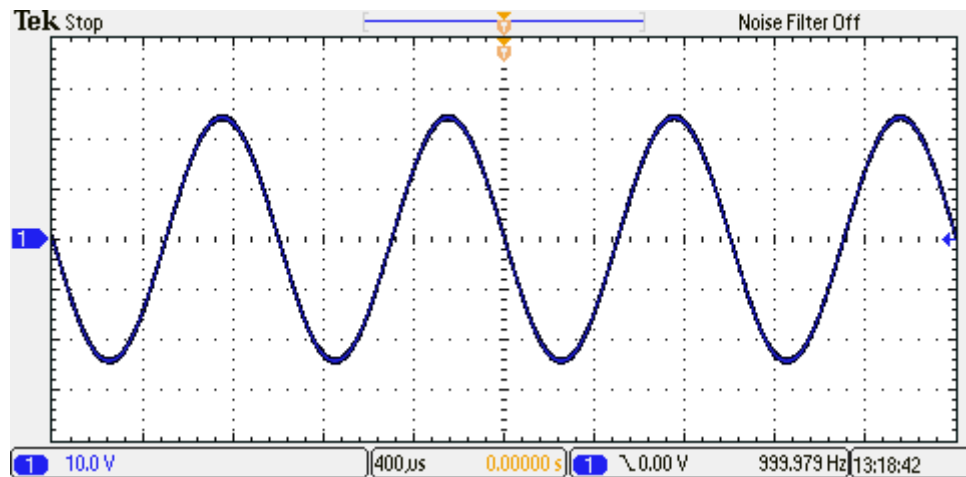
Obr. 9.13 Průběh signálu $f=10\text{kHz}$, $U_{\text{p-p}}=2,55\text{V}$, naprázdno

Po připojení zátěže na výstupní svorky byl uložen Obr. 9.14. Na průběhu je již patrná limitace v mezních částech amplitudy a velikost amplitudově omezeného signálu je přibližně 52V.



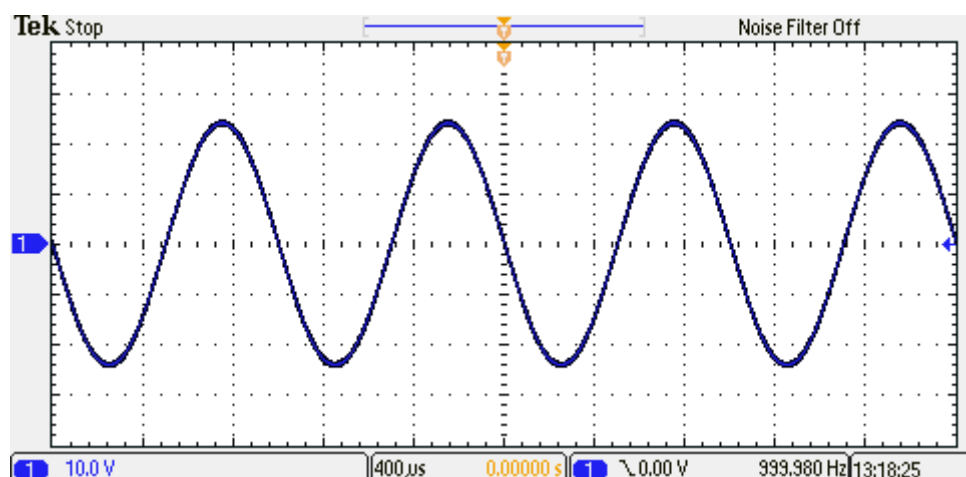
Obr. 9.14 Průběh signálu $f=10\text{kHz}$, $U_{\text{p-p}}=2,55\text{V}$, $R=5,1\Omega$

Velikost vstupního signálu do zesilovače byla zvolena $U_{p-p}=2,2V$ a velikost napětí jako kompromis mezi amplitudou a zkreslením výstupního napětí při připojené zátěži. Na generátoru byla nastavena frekvence 1kHz a napájecí napětí zesilovače zůstalo na hodnotě $U_{nap}=\pm 31V$. Velikost zesílení je v tomto případě 25násobná a signál je bez zkreslení, viz Obr. 9.15.



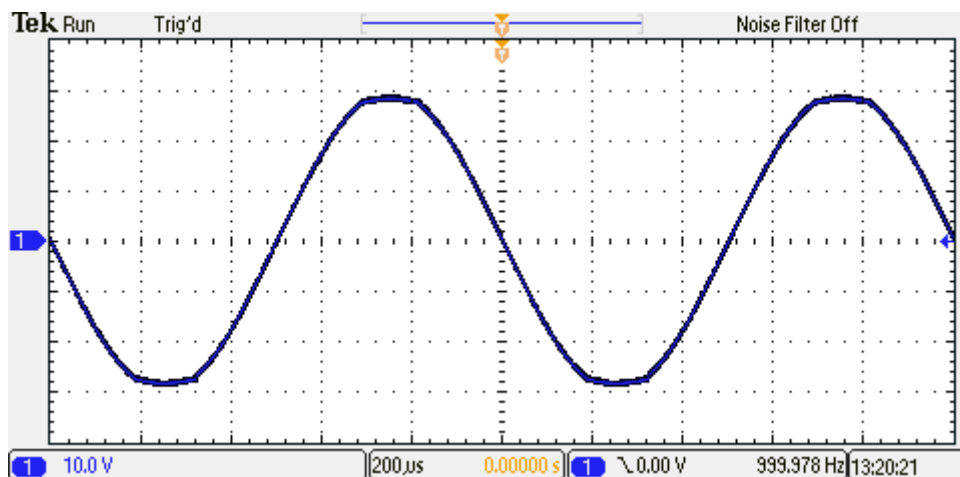
Obr. 9.15 Průběh signálu $f=1kHz$, $U_{p-p}=2,2V$, naprázdno

Po připojení zátěže na výstupní svorky byl vytisknut Obr. 9.16. Na průběhu není patrné žádné omezení amplitudy signálu či skreslení. V případě zesilování audiosignálu by tedy bylo třeba zvětšit amplitudu signálu předzesilovače či korekčního zesilovače na hodnotu 2.2V, aby došlo k maximálnímu vybuzení



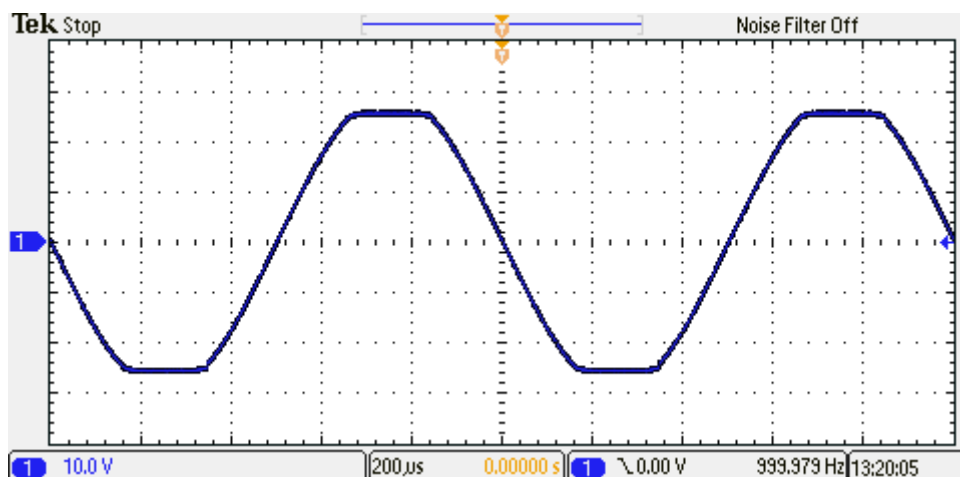
Obr. 9.16 Průběh signálu $f=1kHz$, $U_{p-p}=2,2V$, $R=5,1\Omega$

V dalším měření byl vstupní signál záměrně nastaven na hodnotu $U_{p-p}=2,7V$. Velikost byla zvolena pro názorné zobrazení přebuzeného zesilovače. Na generátoru byla dána frekvence 1kHz a napájecí napětí zesilovače zůstalo na hodnotě $U_{nap}=\pm 31V$. Na Obr. 9.17 je vidět, že se začíná projevovat amplitudové omezení signálu zesilovače zapojeného naprázdno.



Obr. 9.17 Průběh signálu $f=1kHz$, $U_{p-p}=2,7V$, naprázdno

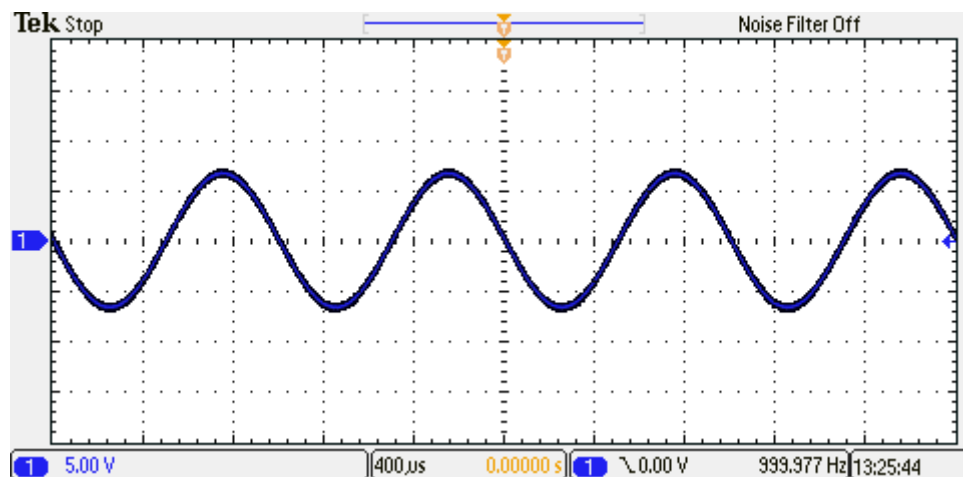
Po připojení zátěže na výstupní svorky byl vytisknut Obr. 9.18. Na průběhu je patrné značné amplitudové omezení amplitudy signálu. Špičková hodnota výstupní amplitudy je 52V. Je to nejvyšší možná výstupní hodnota při zachování velikosti napájecího napětí.



Obr. 9.18 Průběh signálu $f=1kHz$, $U_{p-p}=2,7V$, $R=5,1\Omega$

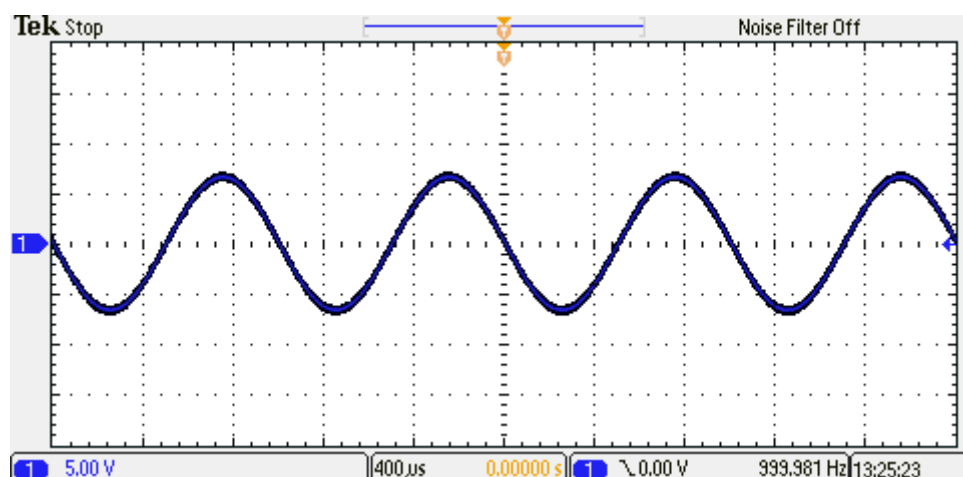
9.7 Změna napájecího napětí

Záměrem měření bylo zjistit minimální napětí, při kterém bude zesilovač pracovat s určitými parametry zkreslení. Na generátoru byla nastavena frekvence 1kHz a napájecí napětí zesilovače bylo změněno na hodnotu $U_{nap} = \pm 12V$. Velikost amplitudy do vstupu zesilovače byla nastavena $U_{p-p} = 0,6V$. Na Obr. 9.19 je vidět průběh signálu zesilovače naprázdno.



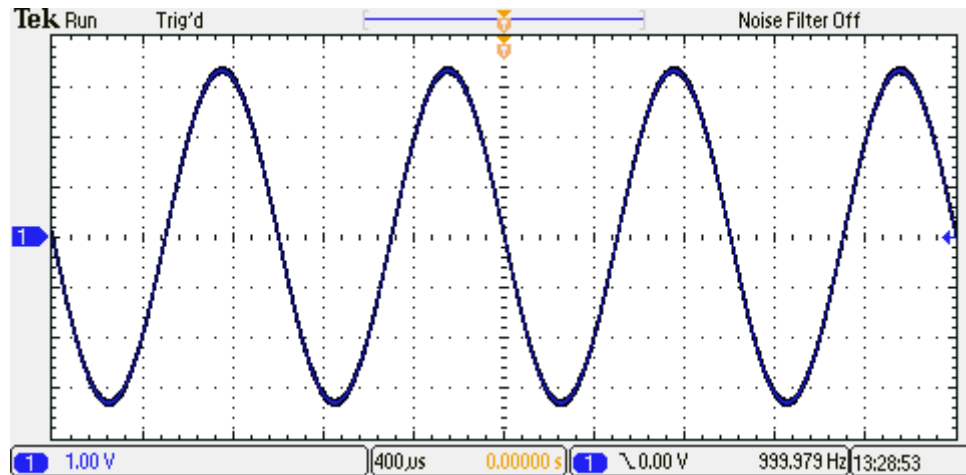
Obr. 9.19 Průběh signálu $f=1kHz$, $U_{p-p}=0,6V$, $U_{nap}=\pm 12V$, naprázdno

Po připojení zátěže na výstupní svorky byl vytisknut Obr. 9.20. Na průběhu není zjevná žádná změna a je tedy vidět, že zesilovač s menším napájecím napětím a dostatečně malým signálem pracuje bez problému a bez zkreslení.



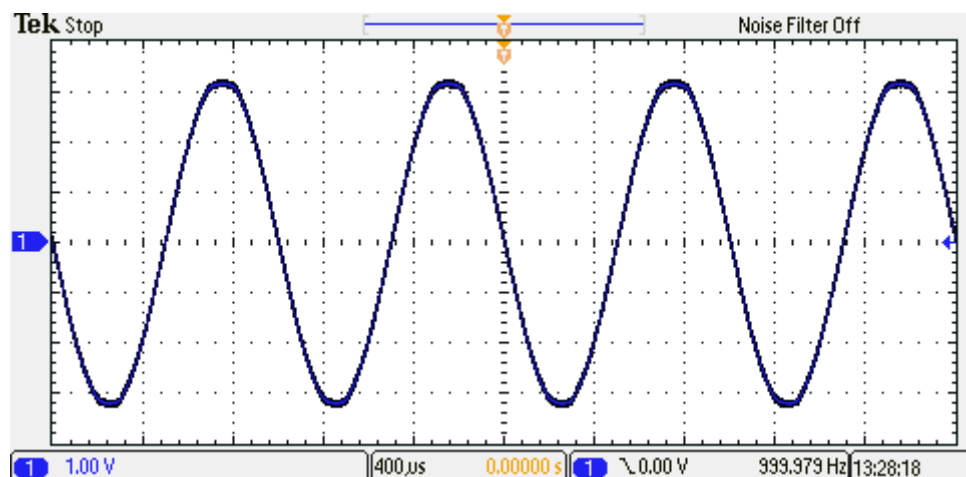
Obr. 9.20 Průběh signálu $f=1kHz$, $U_{p-p}=0,6V$, $U_{nap}=\pm 12V$, $R=5,1\Omega$

Při posledním měření bylo napájecí napětí nastaveno na námi zvolenou hodnotu $U_{\text{nap}} = \pm 6\text{V}$. Na generátoru byla nastavena frekvence 1kHz . Velikost amplitudy do vstupu zesilovače byla zvolena $U_{p-p} = 0,3\text{V}$. Na Obr. 9.21 je vidět průběh signálu zesilovače naprázdno.



Obr. 9.21 Průběh signálu $f = 1\text{kHz}$, $U_{p-p} = 0,3\text{V}$, $U_{\text{nap}} = \pm 6\text{V}$, naprázdno

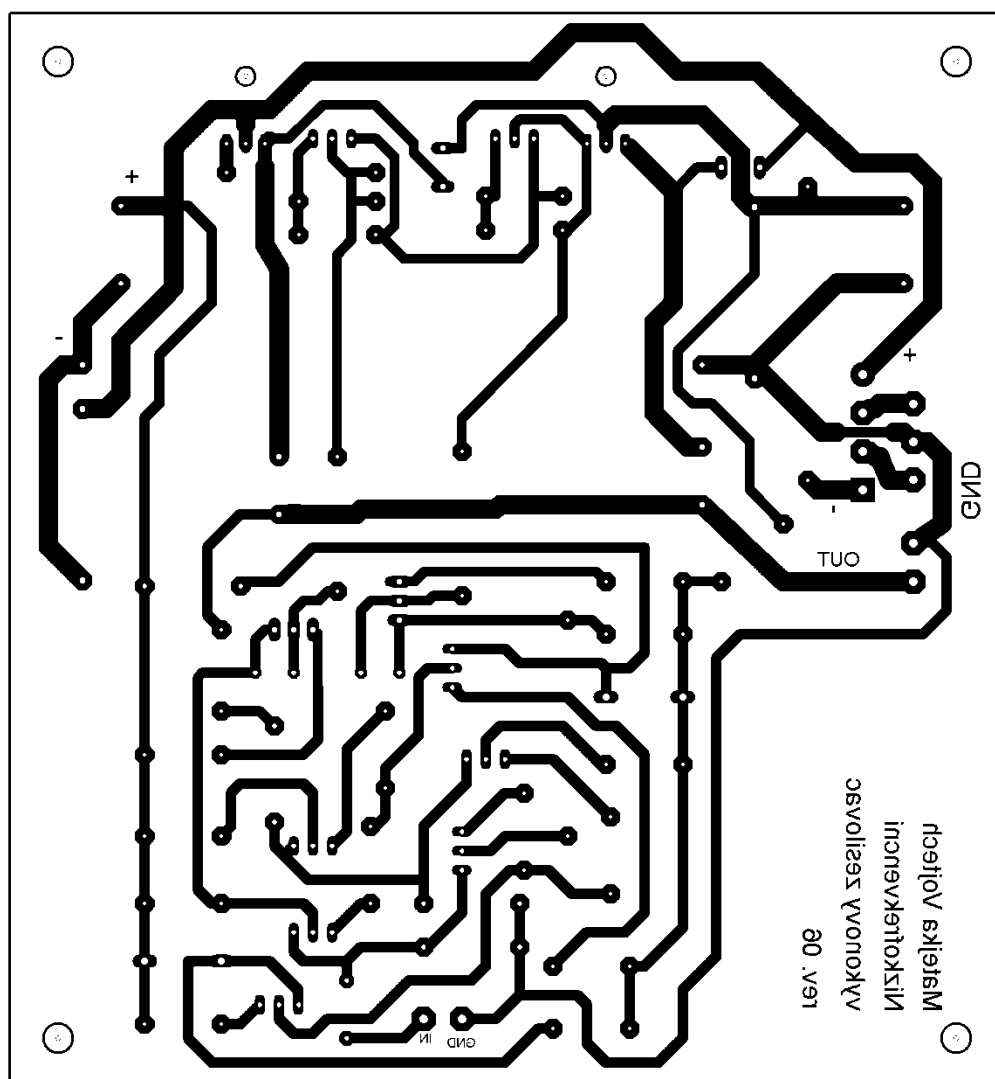
Po připojení zátěže na výstupní svorky byl sejmut Obr. 9.22. Na průběhu není zjevná žádná změna a je tedy znát, že zesilovač s malým napájecím napětím a dostatečně malým signálem pracuje bez problému a bez zkreslení. Do nižších hodnot již nebylo, kvůli praktickému využití měření, zacházeno.



Obr. 9.22 Průběh signálu $f = 1\text{kHz}$, $U_{p-p} = 0,3\text{V}$, $U_{\text{nap}} = \pm 6\text{V}$, $R = 5,1\Omega$

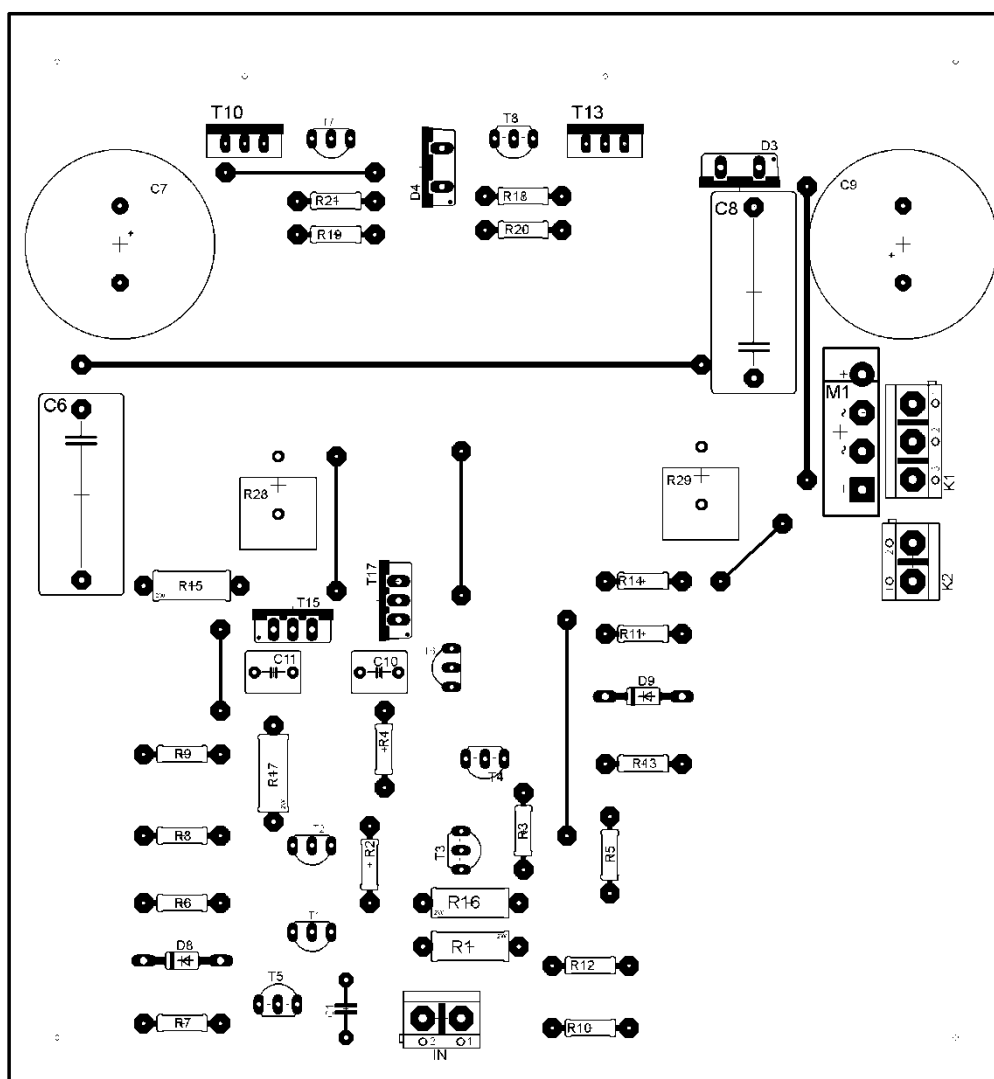
Obr. 10.1 Realizované schéma zapojení zesilovače

10.2 Deska plošných spojů



Obr. 10.2 Deska plošného spoje zesilovače (měřítko 1:1)

10.3 Osazovací plán



Obr. 10.3 Rozmístění součástek zesilovače (měřítko 1:1)

10.4 Seznam součástek

V tabulce jsou uvedeny součástky, potřebné k výrobě poslední verze zesilovače. Pokud není uvedeno jinak, rezistory jsou použity 0,25W.

Počet	Označení	Hodnota
4x	T1, T2, T6, T7	BC639
4x	T3, T4, T5, T8	BC640
1x	T17	BD239
1x	T15	BD240
1x	T10	BDX53C
1x	T13	BDX54C
2x	D3, D4	BYW29-200
2x	D8, D9	3,1V Zenerova dioda
1x	M1	KBU606 usm. můstek
1x	C1	50uF
2x	C10, C11	10pF ker.
2x	C6, C8	470nF/630V slída
2x	C7, C9	4700uF/63V
2x	R1, R16	1k
4x	R2, R3, R4, R5	33R
4x	R6, R8, R11, R13	1k6
2x	R7, R12	1k25
2x	R10, R15	15k
1x	R17	22k
2x	R9, R14	39R
2x	R18, R19	270R
2x	R28, R29	0,2R/10W
2x	R20, R21	150R
1x	K1	ARK500/3
2x	K2, K3	ARK500/2
1x	---	Žebrovaný chladič

Tab. 1 Seznam použitých součástek

11 ZÁVĚR

Téma nízkofrekvenčních zesilovačů jsem si pro svoji bakalářskou práci zvolil z důvodu dlouhodobějšího zájmu o oblast nízkofrekvenční techniky. Asi před čtyřmi lety jsem postavil první subwoofer s 15" reproduktorem Tesla ARO 932 a poté s reproduktorem BEYMA 15WL30 a k nim postavil zesilovač LEACH s aktivní laditelnou výhybkou, subsonickým filtrem a opožděným připojením a odpojením od zdroje. Ten se mi zalíbil svými parametry a několika stovkami úspěšně vyřešených konstrukcí. V té době jsem měl postaveno několik různých zesilovačů s TDA2030, TDA2005, LM3886T, zesilovač TDA1560Q pracující ve třídě D nebo několik jednoduchých tranzistorových zesilovačů s bipolárními tranzistory od prověřených a někdy již legendárních konstruktérů. Zajímalo mě především porovnání se sériově vyráběnými zesilovači z hlediska jejich ceny, měřené kvality zvuku, dílenského zpracování či výsledných parametrů.

Výsledné schéma zapojení bylo speciálně zkonstruováno pro akademické účely. Základem schématu je běžně používané zapojení doplněné o několik nezvyklých a inovátorských myšlenek z důvodu vylepšení parametrů. Ve schématu je zřejmá snaha použít tranzistory MOSFET díky jejich odlišným parametrům vůči konvenčně používaným bipolárním tranzistorům. Všechny součástky byly napočítány, vybrány z typizovaných řad a umístěny do schématu.

Po několika konzultacích s vedoucím práce byla navržena v programu EAGLE jednostranná deska plošných spojů s co možná nejlépe dispozičně umístěnými součástkami. Základní myšlenkou rozmístění součástek na DPS bylo zachování podobné polohy součástek jako na schématu zapojení. Důraz byl kladen také na pozici, délku a co nejmenší parazitní indukčnost napájecích cest a výstupních cest zesíleného signálu. Vytváření návrhu plošného spoje pro pozdější prototypovou výrobu DPS byl časově náročný úkon. Při návrhu je potřeba dbát na jednoduchost, ale i přehlednost a logické uspořádání. Vhodné uspořádání bylo problémem z důvodu připojení některých součástek na kladnou i zápornou část napájecího napětí. Cesty se křížily, nebo byly příliš dlouhé. Ve výsledném návrhu tak bylo použito 9 drátových propojek umístěných na straně součástek. Hlavní důraz byl kladen na oddělení signálové a zdrojové části z důvodu parazitní indukčnosti a toku vyrovnávacích proudů.

Vzhledem k tomu, že knihovna programu neobsahovala vhodné součástky a pokud ano, nevyhovovaly z důvodu malých pájecích bodů či jejich nevhodné rozteče, bylo třeba si je vytvořit. To sice práci zkomplikovalo, ale tato vlastní výroba se ukázala jako funkčně velmi užitečná při výměně či nahrazování součástek, především díky zvětšeným pájecím bodům a širším vodivým cestám. Na tyto cesty bylo poté jednodušší připájet drátové propojky, nehrozilo tak jejich poškození. Musely být řešeny také mechanické problémy či problémy s tepelnou vodivostí materiálů.

Realizací první verze zapojení (Obr. 8.1) s použitím výkonových i snímacích tranzistorů MOSFET se vůbec nepodařilo nastavit klidový proud. Po výměně snímacích tranzistorů za bipolární nebyla šířka pásma zesilovače větší než 30kHz a musely zde být osazeny keramické kondenzátory C10 a C11, protože bez nich byl zesilovač silně nestabilní a kmital.

Po celkové úpravě zapojení a následné výměně tranzistorů za typy BDX bylo dosaženo zapojení na Obr. 8.4. Snímací tranzistory byly přímo nalepeny pouzdry a zapojení fungovalo napoprvé. Šířka pásma se zvětšila na hodnotu 250kHz a strmost náběžných a sestupných hran byla větší než 20V/μs. Na tomto zapojení byly naměřeny všechny charakteristiky i průběhy uvedené v této práci.

V průběhu vývoje byla nalezena různá schémata legendárních nebo průlomových zapojení zesilovačů. Dále bylo zjištěno mnoho zajímavých informací ohledně samotného fungování různých typů zesilovačů, dimenzování součástek nebo kombinací bipolárních a MOSFET tranzistorů.

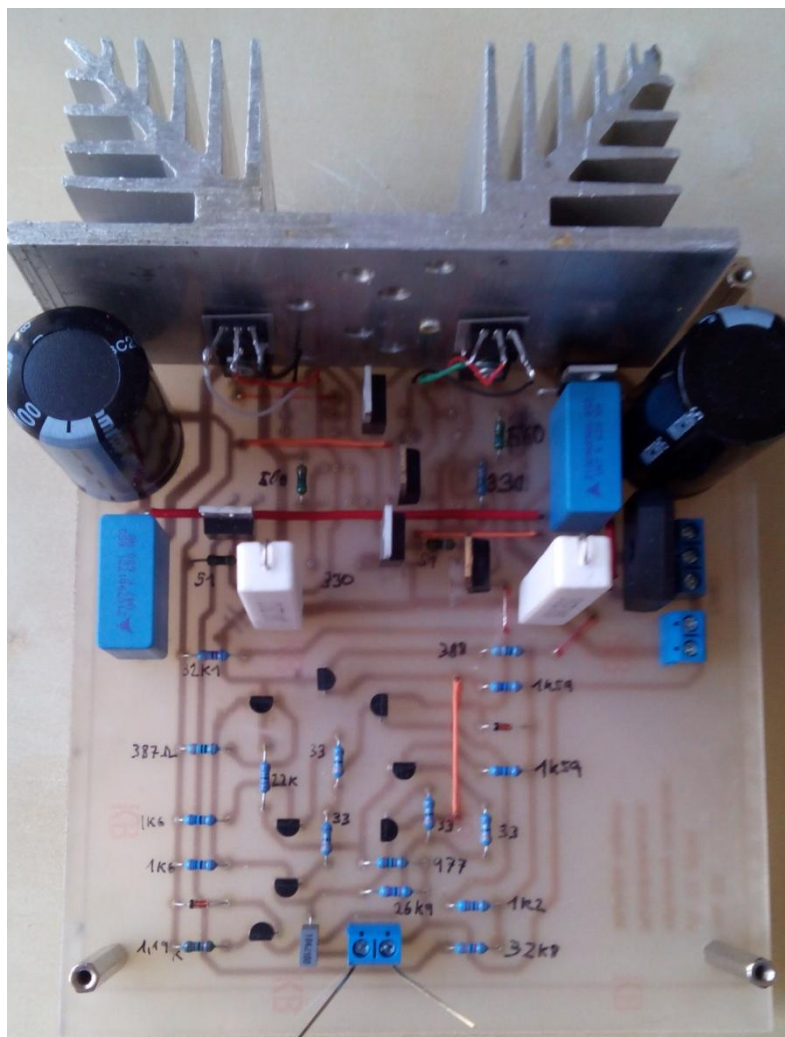
12 POUŽITÁ LITERATURA

- [1] HOOD, J. L. Class-A power amp. *Audio design* [online]. 1996, : 681 - 687 [cit. 2015-12-29]. Dostupné z: <http://www.keith-snook.info/wireless-world-magazine/Wireless-World-1996/Class-A%20power.pdf>.
- [2] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače: Tranzistorové výkonové zesilovače*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003, s. 52 - 57. ISBN 80-7300-065-2.
- [3] Virtuatec [online]. Marcio Ortolan, 2013 [cit. 2015-11-23]. Dostupné z: http://1.bp.blogspot.com/-4CAmi-PALJk/UjI6S-KHnpI/AAAAAAAAAoI/XSqioOt9_zk/s1600/diagrama.PNG
- [4] Planet sinclair [online]. Chris Owen, 2003 [cit. 2015-11-23]. Dostupné z: <http://rk.nvg.ntnu.no/sinclair/audio/z30.htm>
- [5] Allaboutcircuits [online]. hazim, 2009, 2009-11-26 [cit. 2015-11-23]. Dostupné z: <http://forum.allaboutcircuits.com/threads/30w-2n3055-audio-amplifier-circuit-question.30721>
- [6] The LEACH AMP [online]. Georgia: Institute of Technology, 2000 [cit. 2015-12-2]. Dostupné z: <http://users.ece.gatech.edu/mleach/lowtim/graphics/ckt.pdf>
- [7] The LEACH AMP [online]. Georgia: Institute of Technology, 2000 [cit. 2015-12-2]. Dostupné z: <http://users.ece.gatech.edu/mleach/lowtim>
- [8] NJL3281D, NJL1302D [online]. ON Semiconductor [cit. 2015-12-3]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/211/221/njl3281d-to264-5-datasheet-1.pdf>
- [9] Pavouk [online]. Pavel Růžička, 2007, 2010-3-4 [cit. 2015-12-3]. Dostupné z: <http://www.pavouk.org/hw/leachamp>
- [10] VORÁČEK, Vojtěch. *NF zesilovače: Zesilovače Leach a jejich doplňky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-211-6.
- [11] *Amatérské radio* [online]. Praha, 2009, 09(2) [cit. 2015-12-30]. ISSN 0322-9572.
- [12] PATOČKA, Miroslav. *Řídící elektronika BREB: 2. díl - Aktivní elektronické obvody Část A* [online]. [cit. 2015-12-30]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=22316
- [13] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 3. Skriptum, FEKT, VUT Brno*. [cit. 2017-05-05].
- [14] A NEW METHODOLOGY FOR AUDIO FREQUENCY POWER AMPLIFIER TESTING BASED ON PSYCHOACOUSTIC DATA THAT BETTER CORRELATES WITH SOUND QUALITY [online]. University of New Hampshire, 2001 [cit. 2017-05-05]. Dostupné z: <http://milbert.com/Files/articles/DanCheever.pdf>
- [15] DIN 45500. 1. Deutsches Institut für Normung: Deutsches Institut für Normung, 1966.
- [16] TDA1562Q DATA SHEET , [online]. Philips [cit. 2017-05-05]. Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/philips/TDA1562.pdf>
- [17] IRF530NPbF , [online]. Irf [cit. 2017-05-05]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/data/attachments/dsh.213-029.1.pdf>
- [18] *Amatérské radio – konstrukční elektronika* [online]. Praha, 2002, 05(1) [cit. 2017-05-03]. ISSN 1211-3557, MKČR 7443.

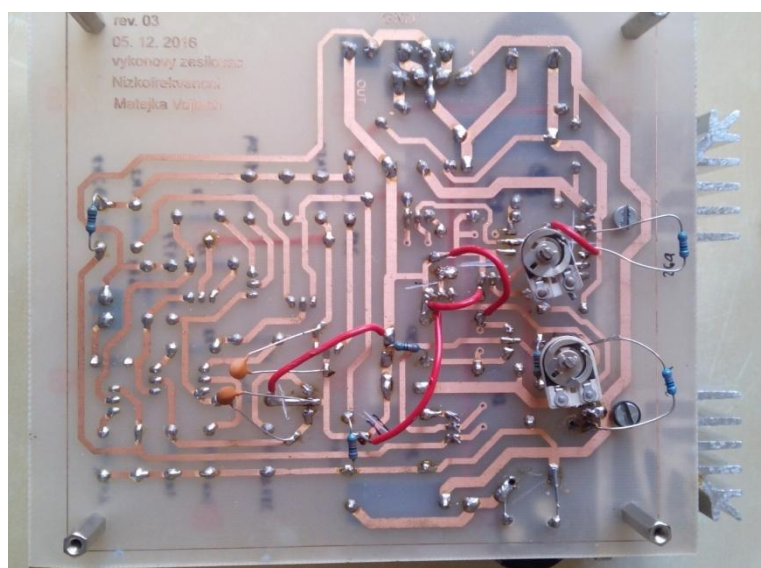
13 SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Δt [s].....	Rozdíl času
ΔU [V].....	Rozdíl napětí
A_{nap}	Činitel potlačení napájecího napětí
A_u [dB].....	Napětíové zesílení
C [F].....	Kapacita
DIN.....	Deutsche Industrie-Norm (německá národní norma)
DPS.....	Deska plošných spojů
f_0 [Hz].....	Mezní kmitočet
HI-FI.....	High fidelity (vysoká kvalita reprodukce zvuku)
Hz.....	Hertz
I_n	Označení vstupního signálu
kHz.....	kilo Hertz
K_z	Harmonické zkreslení
MOSFET.....	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (tranzistor řízený polem)
NF.....	nízkofrekvenční
Out.....	Označení výstupního signálu
PWM.....	pulse width modulation (pulzně šířková modulace)
R [Ω].....	Odpor
$R_{DS(on)}$	Odpor kanálu drain – source v sepnutém stavu přechodu
RMS.....	Root Mean Square (efektivní hodnota)
SID.....	Slew rate Induced Distortion (Zkreslení vlivem nízké rychlosti přeběhu)
SR.....	Slew rate (rychlost přeběhu)
$SR_{\text{náběžná}}$	Naměřená strmost náběžné hrany výstupního signálu
$SR_{\text{sestupná}}$	Naměřená strmost sestupné hrany výstupního signálu
THD.....	Total harmonic distortion (celkové harmonické zkreslení)
U_2 [V].....	Výstupní napětí
U_{CC-H} [V].....	Napájecí napětí vyšší
U_{CC-L} [V].....	Napájecí napětí nižší
U_{nap}	Napájecí napětí zesilovače z laboratorního zdroje Diametral
$U_{\text{out-H}}$ [V].....	výstupní napětí při U_{CC-H}
$U_{\text{out-L}}$ [V].....	výstupní napětí při U_{CC-L}
U_{p-p}	Napětí peak-to-peak (špička - špička)

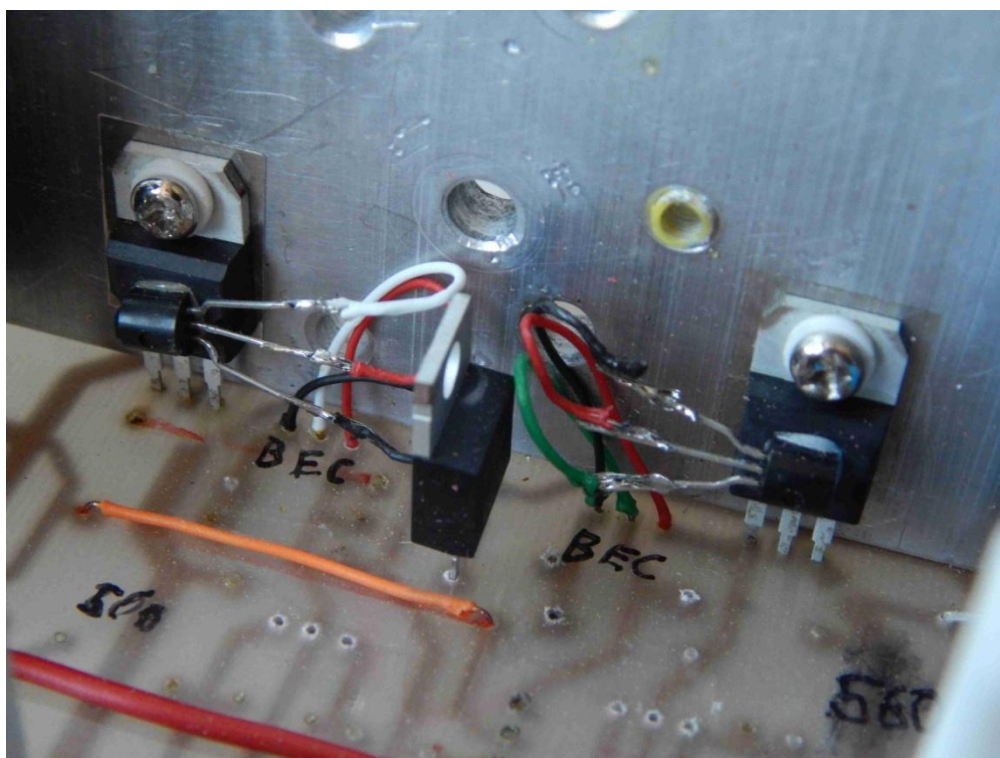
14 FOTODOKUMENTACE



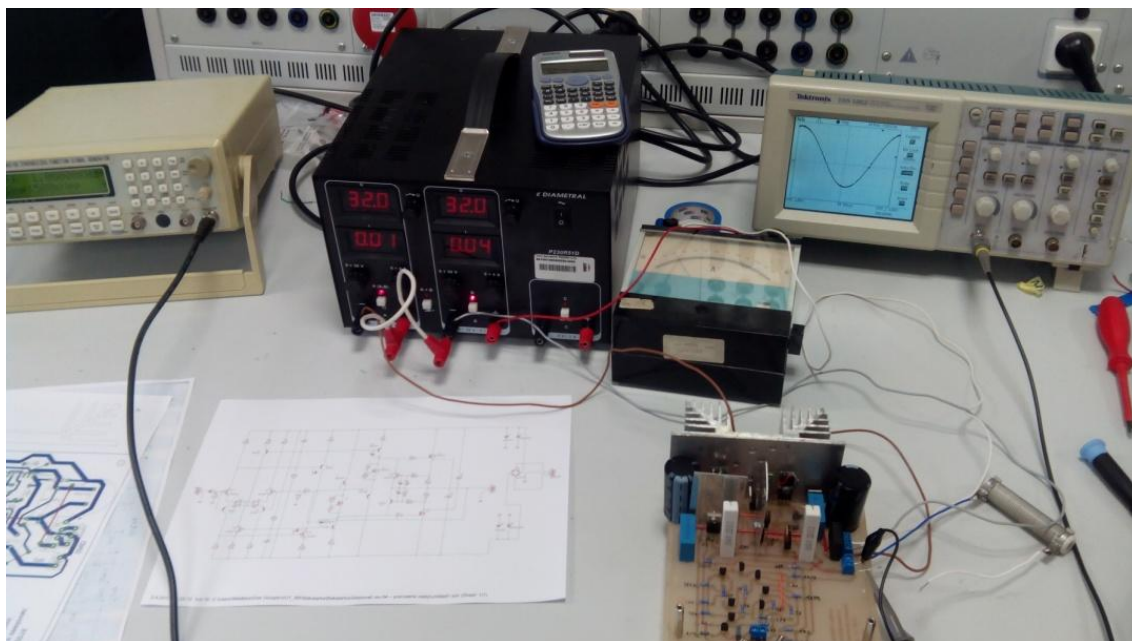
Obr. 12.1 Pohled na DPS ze strany součástek



Obr. 12.2 Detail provizorních spojů a součástek při úpravách



Obr. 12.3 Detail přilepeného snímacího prvku k pouzdru výkonového tranzistoru
a odizolování slidovou podložkou a šroubovou průchodkou



Obr. 12.4 Fotografie zapojení pracoviště při měření parametrů