



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

VLIV TOPOLOGIE OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ NA KVALITU AUDIOSIGNÁLU

THE INFLUENCE OF OPERATIONAL AMPLIFIER TOPOLOGY ON AUDIOSIGNAL QUALITY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Tomáš Rozkopal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**
Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Tomáš Rozkopal

ID: 134394

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Vliv topologie operačních zesilovačů na kvalitu audiosignálu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Udělejte důkladnou analýzu nejběžněji dostupných obvodových topologií operačních zesilovačů (OZ) z pohledu jejich parametrů a ovlivňování výstupního signálu. Zaměřte se na používané součástky ve vstupu, druhých zesilovacích stupních a výstupu a na požadavky, které jsou na tyto součástky kladeny. Dále rozeberte trend vývoje OZ.

V praktické části analyzované OZ:

a) Navrhněte a realizujte pomocí SMD a proveďte měření, které důkladně zjistí jejich vlastnosti a parametry.

b) Tato měření proveďte také na již vyráběných OZ.

Porovnejte výsledky z hlediska přesnosti součástek, tepelného svázání na čipu OZ, určete rozdíly v parametrech OZ.

V závěru proveďte obecné porovnání různých topologií, jejich doporučenou použitelnost na základě zjištěných parametrů, srovnání spolehlivosti OZ jako součástky a OZ řešeným diskretními součástkami a rozdíl v parametrech.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce.

Termín zadání: 6. 2. 2017

Termín odevzdání: 25. 5. 2017

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Lukáš Fojcik, Ph.D.
předseda oborové rady

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.

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně / Technická 3058/10 / 616 00 / Brno

Abstrakt:

V práci je rozebrán rozdíl mezi libovolným signálem a audio signálem z pohledu nároku na kvalitu zesilovače, kterým je signál zesilován. Jsou zmíněny způsoby vzniku zkreslení a jejich vliv na kvalitu audio signálu. V práci je také detailně rozebrán princip operačního zesilovače, jeho různé obvodové realizace a způsoby vylepšení obvodové topologie za účelem dosažení co nejlepších parametrů. Je zde konzultován výběr součástek pro diskrétní realizaci operačního zesilovače. V neposlední řadě práce obsahuje praktickou část, ve které jsou uvedeny důvody pro realizaci operačních zesilovačů z diskrétních součástek a rozebrány 2 nejčastěji používané topologie operačních zesilovačů. Je navržena jejich diskrétní verze a jsou zde porovnány rozdíly mezi údaji od výrobce oproti dosaženým údajům v simulaci.

Abstract:

The thesis describes different between any signal and audio signal from the used amplifier's quality point of view. There are mentioned ways of origin of distortions and their effect on the audio signal quality. There is also described in detail the principal of operational amplifier, it's circuit realization and ways to improve the circuit topology in order to reach the best qualities. Choice of parts used for discreet realization of operational amplifier is consulted. Last but not least the thesis contents the practical part, stating the reasons for realization of operational amplifiers from discreet parts and also describing two most commonly used topologies of operational amplifiers. Their discreet version is designed and there are compared the different between the manufacturer's data and the data measured during the simulation.

Klíčová slova:

Operační zesilovač, audio signál, zkreslení, obvodová topologie, linearita, tranzistor

Keywords:

Operational amplifier, audio signal, distortion, circuit topology, linearity, transistor

Bibliografická citace díla:

Rozkopal, T. *Vliv topologie operačních zesilovačů na kvalitu audio signálu*. Brno, 2017. 76 s.
Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D. FEKT VUT v Brně

Prohlášení autora o původnosti díla:

.....

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jiřímu Házemu, za účinnou metodickou pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Děkuji přítelkyni Bc. Kateřině Kučerové za obrovskou podporu při tvorbě diplomové práce a za trpělivost, kterou do mě po dobu tvorby diplomové práce vložila.

Obsah

| | |
|--|----|
| VLIV TOPOLOGIE OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ NA KVALITU AUDIOSIGNÁLU | 1 |
| Úvod | 10 |
| 1 Audio signál..... | 11 |
| 1.1 Parametry audio signálu..... | 11 |
| 1.2 Vliv parametrů operačního zesilovače na audio signál..... | 12 |
| 1.2.1 Šířka pásma zesilovače | 12 |
| 1.2.2 Harmonické zkreslení | 12 |
| 1.2.3 Intermodulační zkreslení | 14 |
| 1.2.4 Transientní intermodulační zkreslení | 15 |
| 1.2.5 Vliv odstupů rušivých signálů na výstupní signál operačního zesilovače..... | 15 |
| 1.2.6 Výstupní vlastnosti operačního zesilovače a jejich vliv na audio signál..... | 16 |
| 2 Rozbor operačního zesilovače | 17 |
| 2.1 Diferenciální zesilovač..... | 17 |
| 2.1.1 Metody vylepšení parametrů diferenciálního zesilovače | 18 |
| 2.1.2 Použitelné typy tranzistorů pro diferenciální zesilovač..... | 22 |
| 2.2 Napěťový zesilovač | 25 |
| 2.2.1 Metody vylepšení parametrů napěťového zesilovače..... | 27 |
| 2.2.2 Použitelné typy tranzistorů pro VAS..... | 28 |
| 2.3 Výstupní část..... | 29 |
| 2.3.1 Pracovní třída B..... | 29 |
| 2.3.2 Pracovní třída AB | 30 |
| 2.3.3 Pracovní třída A..... | 31 |
| 2.3.4 Metody vylepšení výstupní části operačního zesilovače..... | 32 |
| 2.4 Doporučení pro návrh DPS diskrétně řešených operačních zesilovačů | 34 |

| | | |
|-------|--|----|
| 3 | Obvodové topologie operačních zesilovačů | 36 |
| 3.1 | Důvody k používání diskretně řešených operačních zesilovačů..... | 36 |
| 3.2 | Popis testovací metody pro základní měření operačních zesilovačů..... | 38 |
| 3.2.1 | Měření napěťové nesymetrie..... | 41 |
| 3.2.2 | Měření proudové spotřeby | 42 |
| 3.2.3 | Měření rychlosti přeběhu | 42 |
| 3.2.4 | Měření zkreslení THD a IMD | 42 |
| 3.2.5 | Měření PSRR | 42 |
| 3.2 | Obvodové řešení operačního zesilovače AD797 a jeho diskretně řešený ekvivalent | 45 |
| 3.2.1 | Návrh diskretní verze topologie operačního zesilovače AD797..... | 46 |
| 3.2.2 | Porovnání naměřených, simulovaných a výrobcem udávaných hodnot pro AD797 | 47 |
| 3.3 | Návrh diskretní verze topologie operačního zesilovače OPA627..... | 52 |
| 3.2.2 | Porovnání naměřených, simulovaných a výrobcem udávaných hodnot pro OPA627 | 54 |
| 4 | Závěr..... | 59 |
| | Seznam použitých zdrojů | 61 |
| | Seznam použitých symbolů, veličin a zkratk | 65 |
| | Seznam příloh..... | 66 |

Seznam obrázků

| | |
|---|----|
| OBR. 1.1: PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ AUDIO SIGNÁLU V ZÁVISLOSTI NA ČASE U NAHRÁVKY | 11 |
| OBR. 1.2: SPEKTRUM VÝSTUPNÍHO SIGNÁLU OPERAČNÍHO ZESILOVAČE | 13 |
| OBR. 1.3: STRUKTURA ZÁKLADNÍHO ZAPOJENÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE A MÍSTA, KDE SE UPLATŇUJE NELINEARITA | 14 |
| OBR. 2.1: STRUKTURA ZÁKLADNÍHO ZAPOJENÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE | 17 |
| OBR. 2.2: ZAPOJENÍ DIFERENCIÁLNÍHO ZESILOVAČE A PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA..... | 18 |
| OBR. 2.3: RŮZNÉ OBVODOVÉ VYLEPŠENÍ ZÁKLADNÍHO ZAPOJENÍ DIFERENCIÁLNÍHO ZESILOVAČE | 19 |
| OBR. 2.4: VLIV HODNOTY EMITOROVÉ DEGENERACE NA ROZSAH VSTUPNÍHO NAPĚTÍ DIFERENCIÁLNÍHO ZESILOVAČE | 19 |
| OBR. 2.5: VLIV HODNOTY EMITOROVÉ DEGENERACE NA TRANSKONDUKTANCI DIFERENCIÁLNÍHO ZESILOVAČE | 20 |
| OBR. 2.6: VLIV OBVODOVÝCH ÚPRAV NA CELKOVÉ ZKRESLENÍ DIFERENCIÁLNÍHO ZESILOVAČE | 22 |
| OBR. 2.7: VLIV VOLBY TYPU TRANZISTORŮ NA TRANSKONDUKTANCI DIFERENCIÁLNÍHO ZESILOVAČE | 23 |
| OBR. 2.8: VLIV VOLBY TYPU TRANZISTORŮ NA TRANSKONDUKTANCI DIFERENCIÁLNÍHO ZESILOVAČE | 23 |
| OBR. 2.9: TOPOLOGIE NAPĚŤOVÝCH ZESILOVAČŮ | 26 |
| OBR. 2.10: TOPOLOGIE NAPĚŤOVÝCH ZESILOVAČŮ..... | 27 |
| OBR. 2.11: VLIV TOPOLOGIE NAPĚŤOVÉHO ZESILOVAČE NA CELKOVÉ ZESÍLENÍ..... | 28 |
| OBR. 2.12: ŘEŠENÍ KOMPLEMENTÁRNÍHO SLEDOVAČE V PRACOVNÍ TŘÍDĚ B | 30 |
| OBR. 2.13: ŘEŠENÍ KOMPLEMENTÁRNÍHO SLEDOVAČE V PRACOVNÍ TŘÍDĚ AB | 31 |
| OBR. 2.14: ŘEŠENÍ KOMPLEMENTÁRNÍHO SLEDOVAČE V PRACOVNÍ TŘÍDĚ A | 31 |
| OBR. 2.15: OBVODOVÁ ŘEŠENÍ VÝSTUPNÍ ČÁSTI | 32 |
| OBR. 2.16: OBVODY PRO ŘÍZENÍ KLIDOVÉHO PROUDU | 33 |
| OBR. 2.17: OMEZENÍ VÝSTUPNÍHO PROUDU | 33 |
| OBR. 3.1: VARIANTA PROVEDENÍ EXEMPLÁRNÍ TOPOLOGIE BEZ ÚPRAV A S ÚPRAVAMI | 37 |
| OBR. 3.2: SCHÉMA ZAPOJENÍ NAPÁJENÍ PRO TESTOVACÍ OBVODY | 40 |
| OBR. 3.3: SCHÉMA ZAPOJENÍ TESTOVACÍ SEKCE..... | 41 |
| OBR. 3.4: SCHÉMA ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ NAPĚŤOVÉ NESYMETRIE..... | 41 |
| OBR. 3.5: SCHÉMA ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ RYCHLOSTI PŘEBĚHU SR | 42 |
| OBR. 3.6: SCHÉMA ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ PSRR..... | 43 |
| OBR. 3.7: SCHÉMA PRO NASTAVENÍ PRACOVNÍHO BODU DRUHÉHO TESTOVANÉHO OZ | 45 |
| OBR. 3.8: ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA AD797 [PŘEVZATO Z 27] | 45 |
| OBR. 3.9: REALIZACE DISKRÉTNÍHO ŘEŠENÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE AD797 | 46 |
| OBR. 3.10: PRŮBĚH OBDÉLNÍKU NA VÝSTUPU DISKRÉTNÍHO OZ AD797 | 48 |
| OBR. 3.11: SR PŘI POUŽITÍ 2SC3601/2SA1407 | 49 |

| | |
|---|----|
| OBR. 3.12: SR PŘI POUŽITÍ KSC2690/KSA1220 | 49 |
| OBR. 3.13: SR INTEGROVANÉHO ŘEŠENÍ OZ AD797 | 50 |
| OBR. 3.14: MĚŘENÍ HARMONICKÉHO ZKRESLENÍ DISKRÉTNÍ VERZE AD797 | 50 |
| OBR. 3.15: MĚŘENÍ INTERMODULAČNÍHO ZKRESLENÍ DISKRÉTNÍ VERZE AD797 | 51 |
| OBR. 3.16: PRŮBĚH ZESÍLENÍ DISKRÉTNÍ VERZE AD797 V ZÁVISLOSTI NA KMITOČTU | 51 |
| OBR. 3.17: PRŮBĚH PSRR DISKRÉTNÍ VERZE AD797 V ZÁVISLOSTI NA KMITOČTU | 52 |
| OBR. 3.18: ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ OPA627 (PŘEVZATO Z 26) | 52 |
| OBR. 3.19: REALIZACE DISKRÉTNÍHO ŘEŠENÍ OZ OPA627 | 53 |
| OBR. 3.20: PRŮBĚH OBDÉLNÍKU NA VÝSTUPU DISKRÉTNÍHO OZ AD797 | 55 |
| OBR. 3.21: SR PŘI POUŽITÍ KSC2690/KSA1220 | 55 |
| OBR. 3.22: SR PŘI POUŽITÍ 2SC3601/2SA1407 | 56 |
| OBR. 3.23: SR INTEGROVANÉHO ŘEŠENÍ OZ OPA627 | 56 |
| OBR. 3.24: MĚŘENÍ HARMONICKÉHO ZKRESLENÍ DISKRÉTNÍ VERZE OPA627 | 57 |
| OBR. 3.25: MĚŘENÍ INTERMODULAČNÍHO ZKRESLENÍ DISKRÉTNÍ VERZE AD797 | 57 |
| OBR. 3.26: PRŮBĚH ZESÍLENÍ DISKRÉTNÍ VERZE OPA627 V ZÁVISLOSTI NA KMITOČTU | 58 |
| OBR. 3.27: PRŮBĚH PSRR DISKRÉTNÍ VERZE OPA627 V ZÁVISLOSTI NA KMITOČTU | 58 |

Seznam Tabulek

| | |
|---|----|
| TAB. 2.1: POROVNÁNÍ TRANZISTORŮ BJT | 24 |
| TAB. 2.2: POROVNÁNÍ TRANZISTORŮ JFET..... | 25 |
| TAB. 2.3: TRANZISTORY POUŽITELNÉ DO VAS PRO VÝKONOVÉ APLIKACE..... | 28 |
| TAB. 3.1: SHRNU TÍ PARAMETRŮ PRO OBVODOVOU VARIANTU A A B | 38 |
| TAB. 3.2: POUŽITÉ MĚŘÍCÍ VYBAVENÍ..... | 39 |
| TAB. 3.3: KONFIGURACE TESTOVACÍ DPS PRO JEDNOTLIVÁ MĚŘENÍ | 44 |
| TAB. 3.4: NAMĚŘENÉ HODNOTY PRO AD797..... | 47 |
| TAB. 3.5: NAMĚŘENÉ HODNOTY PRO OPA627 | 54 |

Úvod

Problematika využívání operačních zesilovačů je velice rozsáhlá. Ideální operační zesilovač nelze z technických důvodů vyrobit, a proto tato oblast prodělala velký vývoj a začaly se vyrábět diskrétní operační zesilovače konkrétně na míru pro danou aplikaci. Je jedno, zda se bude uvažovat o použití operačních zesilovačů (OZ) v aplikacích spojených se zpracováním signálů například v měřicí technice, digitálních a komunikačních technologiích či právě v audiotechnice, vždy lze nalézt nejvhodnější topologii pro danou aplikaci v celém spektru výrobců polovodičových součástek. Ačkoliv je v dnešní době kladen velký důraz na digitální zpracování signálů (ať už z důvodu větší odolnosti proti rušení, či velkým možnostem zpracování dat pomocí Digitálního signálového procesoru DSP), převod analogového signálu na digitální si bez použití operačního zesilovače lze jen stěží představit. Přestože je sortiment OZ na dnešním trhu se součástkami obrovský, stále někteří výrobci komerční a vysoce kvalitní (HIGH END) audiotechniky využívají diskrétní řešení pomocí základních součástek.

Diplomová práce je zaměřena na aplikaci OZ v oblasti nízkofrekvenční techniky, především na použití při zpracování audio signálu. V první kapitole je vysvětlen pojem audio signál a jeho rozbor. Je ukázáno, co se stane se vstupním signálem, průchodem OZ a je demonstrován vliv parametrů, jako je například šířka pásma, rychlost přeběhu či linearita, na kvalitu výstupního signálu ze zesilovače.

V druhé kapitole je proveden rozbor diskrétního OZ na 3 základní části. Na jednotlivých, obvodových řešeních, využívaných v dnešních běžně dostupných integrovaných řešeních, je demonstrován vliv na výslednou kvalitu audiosignálu. V neposlední řadě je provedena analýza dostupných součástek, jejich vhodnost a vliv na výsledné parametry OZ.

Ve třetí části jsou diskutovány důvody pro použití diskrétní realizace operačního zesilovače. Na návrhu a realizaci dvou obvodových struktur a také integrovaných verzí od výrobců je provedeno měření parametrů a následně i zhodnocení dosažených výsledků. Pro porovnání jsou také brány v potaz informace ze simulací a katalogů. Nemalá část je věnována i postupu měření a návrhu DPS pro realizaci měření.

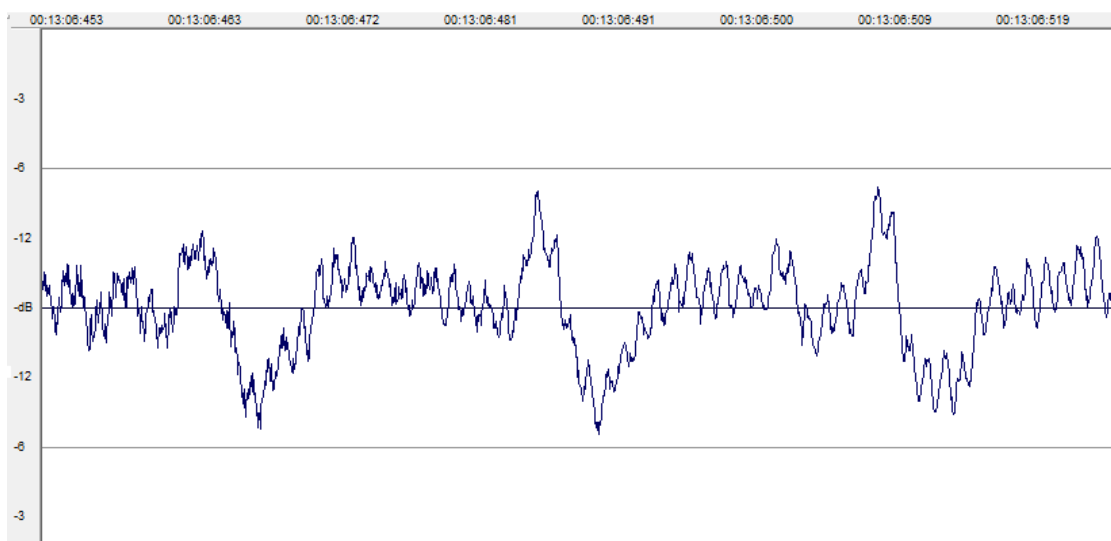
V závěru jsou diskutovány výhody i nevýhody diskrétní realizace oproti integrované verzi jak z pohledu vlivu na zvuk, tak i ceny nebo třeba spotřeby.

1 Audio signál

Elektrický signál nesoucí libovolnou informaci lze z klasického pohledu dělit na digitální diskretní signál, který je nejčastěji reprezentován dvěma stavy a je v čase nespojitý, a na analogový signál, reprezentovaný množinou hodnot (rozsah napěťové úrovně, proudu), které se v čase spojitě mění. Je-li řeč o audio signálu, pak se zpravidla jedná o analogový signál získaný například převodem přes elektromechanický měnič (mikrofon, gramofonová přenoska), převodem digitální informace pomocí digitálně analogového převodníku či umělým vytvořením pomocí například analogových hudebních nástrojů (Hammondovy varhany a další).

1.1 Parametry audio signálu

U analogového signálu lze rozlišit dva základní druhy. Neperiodický signál, který lze popsat pomocí Fourierovy transformace, spektrální funkcí a jehož spektrum je spojité. Signál periodický, který také lze pomocí Fourierovy transformace převést na spektrum modulů harmonických složek, které mají počáteční fázi, velikost a frekvenci [1].



Obr. 1.1: Průběh výstupního napětí audio signálu v závislosti na čase u nahrávky

Rozsah frekvencí, které je lidské ucho schopno slyšet je u každého člověka individuální a může být ovlivněn několika faktory, jako jsou například věk či stavba sluchového orgánu. Proto lze dolní a horní mez frekvence, kterou dokážeme slyšet stanovit jen průměrně. Spektrum slyšitelných frekvencí se nachází v rozsahu 20 Hz až 20 kHz. I když člověk není schopen rozeznat

vyšší frekvence a lidský sluch není citlivý na počáteční fázi signálů, je citlivý na změnu tvaru výsledného signálu, na který se tyto dva parametry uplatňují. Na obr. 1.1 lze vidět průběh nahrávky a výsledný tvar audiosignálu [2].

Amplituda zpracovávaného signálu závisí na zdroji signálu. V audiotechnice se lze setkat s úrovněmi od 0,5 mV (výstupní signál přenosky s pohyblivou cívkou – Motion Coil (MC)) po signály s úrovní několik voltů.

1.2 Vliv parametrů operačního zesilovače na audio signál

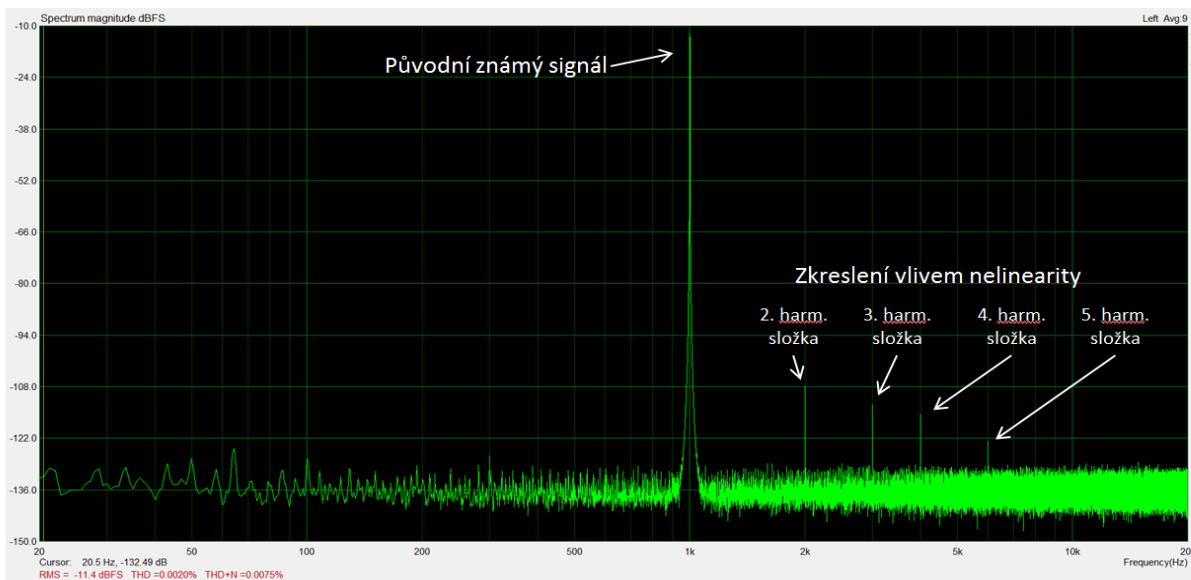
Kvalita audio signálu je vlivem průchodu přes operační zesilovač a vlivem jeho parazitních či limitních vlastností degradována a dochází ke zkreslení původního signálu. Existuje několik forem zkreslení signálu. V současné době neexistuje univerzální operační zesilovač, který by měl nulový vliv na kvalitu signálu.

1.2.1 Šířka pásma zesilovače

Schopnost zesilovače zpracovávat a zesilovat signály s určitou šířkou pásma je nazývána Gain-Band Width product (GBW). Tento parametr je závislý na nastaveném zesílení operačního zesilovače. Pokud není zavedena zpětná vazba, pak mluvíme o GBW otevřené smyčky (Open-loop). Se zavedením zpětné vazby je sníženo zesílení, ale je zvětšena šířka pásma. Většina dnes vyráběných operačních zesilovačů má GBW přesahující jednotky MHz a nabízejí dostatek rezervy šířky pásma i při vysokém zesílení. Lze se ale setkat i s operačními zesilovači, které splňují šířku audio pásma se ziskem do 15 dB. Příkladem může být operační zesilovač 4558, který lze najít ve většině zařízení nízké pořizovací cenové hladiny, kterým lze zesílit signál v audio pásmu pouze o 8 dB a není proto vhodný pro aplikace požadující vysoký zisk (například korekční zesilovač pro MC/MM přenosku) [29].

1.2.2 Harmonické zkreslení

Průchodem harmonického signálu přes nelinearity jednotlivých sekcí OZ vznikají vyšší harmonické složky, tj. násobky původní frekvence, které lze dělit na liché a sudé vyšší harmonické složky a ty jsou následně obsaženy ve spektru výstupního signálu.

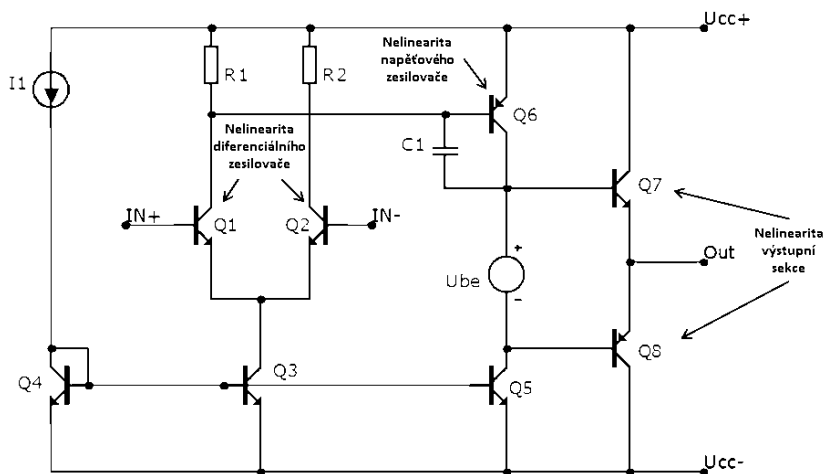


Obr. 1.2: Spektrum výstupního signálu operačního zesilovače

Na obr. 1.2 je vidět spektrální analýza výstupního signálu zesilovače. Na vstup byl přiveden signál o známých parametrech s co nejmenším vlastním zkreslením. Výstup zesilovače byl připojen k zátěži a ke spektrálnímu analyzátoru. Vlivem nelinearity zesilovače došlo ke zkreslení signálu a vyskytly se v něm vyšší harmonické složky. Celkové harmonické zkreslení (THD) je dáno poměrem mezi efektivní hodnotou původního signálu U_1 a součtem efektivních hodnot vyšších harmonických složek U_n [3].

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} [\%] \quad (1)$$

Nelinearita operačního zesilovače je dána nelinearitou použitých polovodičových součástek a jejich nastavením pracovních bodů v obvodové realizaci. Nelineární ale může být také elektrolytický kondenzátor použitý pro oddělení stejnosměrné složky obsažené na vstupu, případně výstupu operačního zesilovače. Velkým problémem je i životnost povrchů kontaktů spínačů v signálové cestě. Vlivem oxidace a opotřebení může vzniknout přechodový odpor, který bude mít vliv na harmonické zkreslení. To lze velice dobře pozorovat například na relé, použitém na výstupu výkonového zesilovače, které časem může vést ke zhoršení projevu zesilovače či dokonce k výpadkům signálu.



Obr. 1.3: Struktura základního zapojení operačního zesilovače a místa, kde se uplatňuje nelinearita

Obr. 1.3 vyjadřuje jednoduchou strukturu operačního zesilovače, kde se různě uplatňují dílčí druhy nelinearit. Vstupní signál je poprvé zkreslen nelinearitou diferenciálního zesilovače. Ta je dána především druhem použitých tranzistorů a obvodovým řešením diferenciálního zesilovače. Ve většině případů je vlivem rozdílných parametrů Q1 a Q2 zesilovač nevyvážen. Za tohoto předpokladu je zkreslení vyšší vlivem horší schopnosti potlačení souhlasných složek CMRR a schopnosti potlačení zvlnění napájecího napětí PSRR[4]. Nelinearita napěťového zesilovače je v případě zavedení silné záporné zpětné vazby eliminována. Při obvodovém řešení jako je na obr. 1.3 vzniká především druhá harmonická složka. V případě špatné volby Q7 může dojít k nadměrnému zatížení napěťového zesilovače z důvodu poklesu zesilovacího činitele H_{21e} při vyšším odběru proudu z tranzistoru Q7. Dalším parametrem tranzistoru Q7, který může ovlivnit zatížení diferenciálního zesilovače je kapacita přechodu báze – kolektor C_{BC} . Poslední nelinearitou v signálové cestě je nelinearita výstupní sekce, která zde vzniká nastavením pracovní třídy B, AB.

1.2.3 Intermodulační zkreslení

Pokud bude vstupní signál komplexního charakteru, jako například audio signál na obr. 1.1 a bude tvořen dvěma a více harmonickými složkami, pak vlivem nelinearity zesilovače dojde ke vzniku dalších vyšších harmonických složek a ke vzniku kombinačních složek. Tyto složky jsou modulovány na původní signál a dochází ke zkreslení výstupního signálu [5]. Jeden ze způsobů měření intermodulačního zkreslení (IMD) může být proveden přivedením dvou harmonických signálů o stejné amplitudě ale různých frekvencích. Pro audiosystémy s frekvenčním pásmem

20 kHz jsou používány frekvence 20 kHz a 19 kHz, kterými lze zjistit linearitu zesilovače na nejvyšších kmitočtech, kde se zpravidla zhoršuje. Spektrálním analyzátozem je vyhodnocován výstup zesilovače, kde jsou obsaženy původní složky i nově vzniklé kombinační složky [6].

1.2.4 Transientní intermodulační zkreslení

Z důvodu konečné rychlosti odezvy zesilovače, kde jsou obsaženy i záporné zpětné vazby, dochází ke zpoždění reakce výstupu na podnět přivedením vstupního signálu. Tento jev nelze pozorovat při ustáleném stavu zesilovače, například přivedením pouze sinusového signálu, ale při skokové změně vstupního signálu. Odezva zesilovače je konečná z důvodu potřeby časového okamžiku průchodu signálu zpět přes záporné zpětné vazby, použité především z důvodu potřeby linearizovat operační zesilovač [7]. Dalším důvodem konečné doby odezvy výstupu na skokový impuls přivedený na vstup zesilovače jsou parazitní kapacity, které mají konečnou dobu nabíjení danou velikostí proudu, který je předcházející stupeň schopen dodat. Rychlost odezvy zesilovače na skokový impuls je nazývána jako rychlost přeběhu Slew Rate (SR). Tímto parametrem je výsledné Transientní intermodulační zkreslení (TIM) hodně ovlivněno a lidský sluch je na tento parametr velice citlivý. Jedním z problémů, který je sluchem dobře rozpoznatelný, je překmit na nástupné hraně na výstupu zesilovače. Měření TIM se provádí přivedením dvou signálů na vstup testovaného zesilovače. Jeden ze signálů musí být obdélníkového průběhu s vysokou strmostí náběžné hrany a frekvencí 3 kHz. Druhým signálem je sinusový signál o frekvenci 15 kHz. Výstupní signál je přiveden na osciloskop a je zkoumána odezva zesilovače na skokovou odezvu [8].

1.2.5 Vliv odstupu rušivých signálů na výstupní signál operačního zesilovače

Operační zesilovač je zdrojem šumového napětí. Také je citlivý na změnu napájecího napětí. Přivedený signál na vstup zesilovače může být ovlivněn několika zdroji šumu. Signály s vyšší efektivní hodnotou napětí (okolo 1 V) jsou méně ovlivněny než signály s malou efektivní hodnotou napětí (jednotky mV). Poměr mezi užitečným signálem a šumovým napětím se nazývá Signal to Noise Ratio (SNR) a je udáván v dB.

Jedním ze zdrojů rušivého šumového napětí může být vlastní šum polovodičových součástek a obvodových prvků, jako jsou například zatěžovací rezistory (Johnsonův šum) [9]. Dalším

zdrojem šumu může být zvlnění napájecího napětí operačního zesilovače. Většina operačních zesilovačů je více či méně schopna tento šum potlačit. Schopnost potlačení je pak nazývána jako Power Supply Rejection Ratio (PSRR) a je frekvenčně závislá. Šum napájecího zdroje je většinou tvořen frekvencemi síťového napájení, vysokofrekvenčním spektrem zvlnění spínaných zdrojů, případně šumem lineárních stabilizátorů.

1.2.6 Výstupní vlastnosti operačního zesilovače a jejich vliv na audio signál

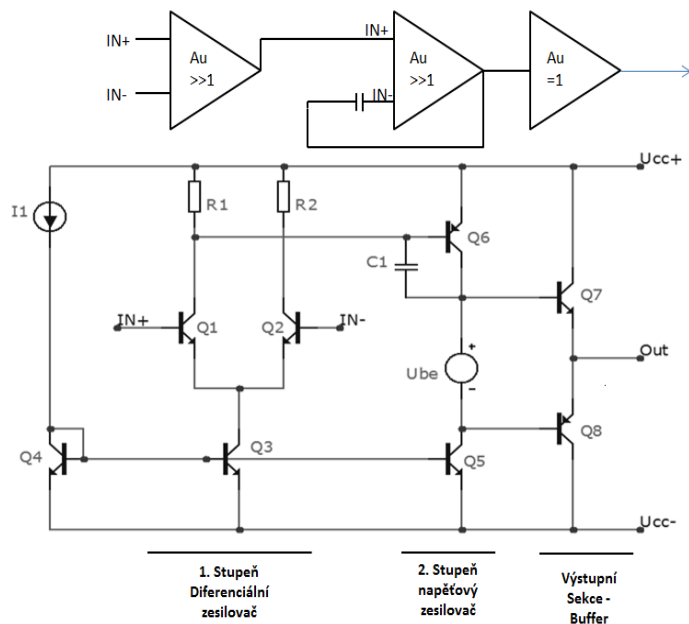
Bude-li připojena na výstup operačního zesilovače zátěž s určitou hodnotou impedance, pak při zvýšení výstupního napětí z 0 V začne procházet zátěží připojenou k 0 V (nejčastěji Ground – GND) proud. Jeho maximální hodnota bývá udána výrobcem a nazývá se maximální výstupní proud. Při překročení jeho hodnoty může dojít k limitaci, kdy je výstupní signál zkreslen a k aktivaci nadproudové ochrany.

Při výrobě operačního zesilovače nelze dosáhnout perfektního párování součástek. Celý operační zesilovač je vyroben s určitou tolerancí. Na některých pozicích v obvodu může tolerance součástek způsobit vznik nenulové složky stejnosměrného napětí na výstupu. Tato složka je nazývána jako napěťová nesymetrie (offset) a je nežádoucí. U některých výrobců, ve snaze výstupní offset co nejvíce minimalizovat, se lze setkat s laserovým trimováním součástek na čipu. Z důvodu vyšší ceny výroby se lze setkat s tímto procesem jen u OZ nejvyšších kvalit.

Ideálním OZ může být zesílena pouze nesouhlasná složka napětí přivedeného na invertující a neinvertující vstup operačního zesilovače. Reálným operačním zesilovačem ale této vlastnosti dosáhnout nelze. Schopnost potlačit souhlasné složky signálů přivedených na oba vstupy je nazývána Common Mode Rejection Ratio CMRR. Tento parametr je frekvenčně závislý a schopnost CMRR operačního zesilovače s rostoucí frekvencí klesá a na výstupu lze pak společnou složku detekovat. CMRR je důležitý parametr, především pokud je zpracováván diferenciální signál. (Například diferenciální výstupy digitálně analogových převodníků DAC, diferenciální linkové vstupy mixážních pultů atd.).

2 Rozbor operačního zesilovače

Operační zesilovač reprezentovaný jako běžně dostupnou součástku lze rozdělit na 3 základní stavební bloky. Prvním blokem je diferenciální zesilovač, druhým stavebním blokem lze uvažovat napěťový zesilovač a poslední, třetí část, taktéž nazývána výstupní buffer.

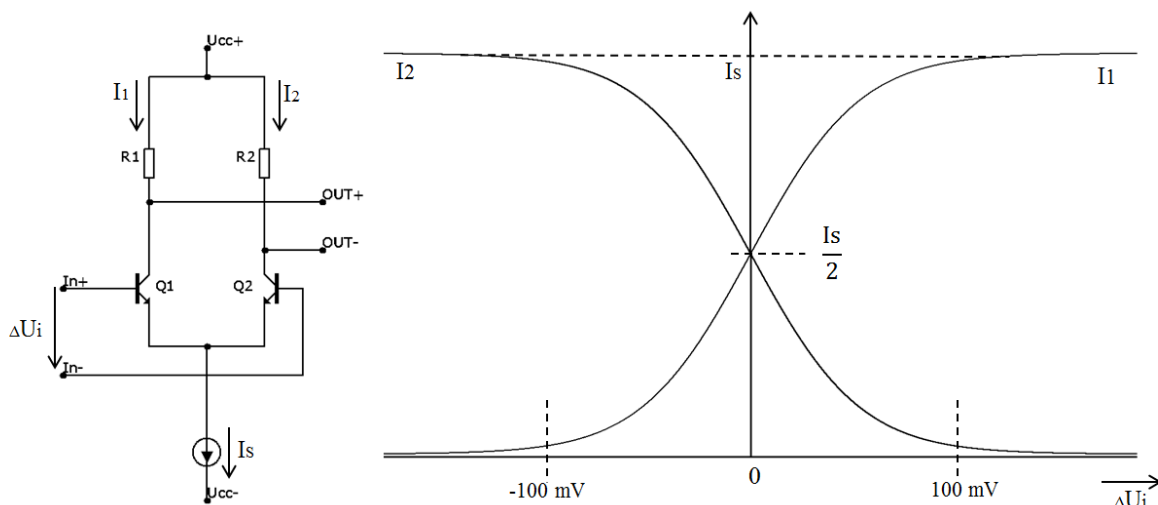


Obr. 2.1: Struktura základního zapojení operačního zesilovače

Na obr. 2.1 je nakresleno schéma zapojení elementárního OZ obsahujícího všechny tři stavební bloky. V současné době existuje několik různých obvodových řešení, nabízející řešení vyhovující dané aplikaci a to nejenom z důvodu parametrů, ale i koncové ceny součástky. V další části práce budou tato řešení ukázána a podrobně rozebrána.

2.1 Diferenciální zesilovač

Jedná se o základní stavební jednotku každého operačního zesilovače a představuje jeho vstupní část, na kterou je přiváděn zpracováváný signál, signál ze zpětné vazby atd. Je tvořen převážně dvěma tranzistory, které jsou napájeny zdrojem proudu a pracují buď do odporové zátěže či do aktivní zátěže.



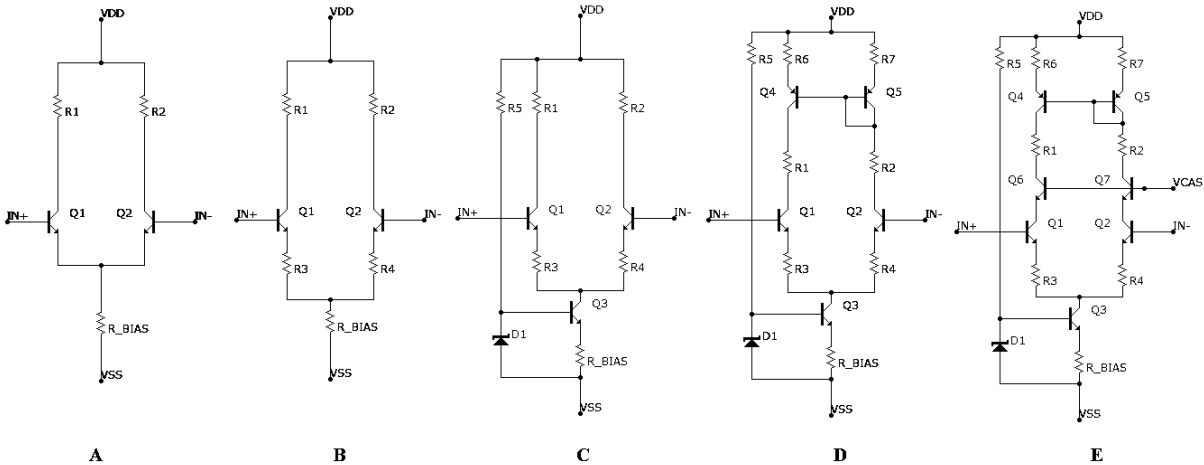
Obr. 2.2: Zapojení diferenciálního zesilovače a převodní charakteristika

Na obr. 2.2 je vidět základní zapojení diferenciálního zesilovače. Tranzistory Q1 a Q2 jsou napájeny konstantním zdrojem proudu I_s . Pokud je $\Delta U_i = 0$ V, pak proudy I_1 a I_2 jsou totožné. Při vzniku rozdílného napětí $|\Delta U_i| > 0$ V pak dojde k nerovnoměrnému rozdělení proudu podle převodní charakteristiky znázorněné na obr. 2.2. Diferenciálním zesilovačem lze tedy zpracovávat pouze rozdílný signál mezi vstupy I_{N+} a I_{N-} , souhlasný signál je potlačen. Celkové zesílení je pak dáno

$$A_D = 20 \log(g_m \times R_{out}) = 20 \log\left(\frac{I_s}{2V_T} \times R_1\right) \text{ [dB]}. \quad (2)$$

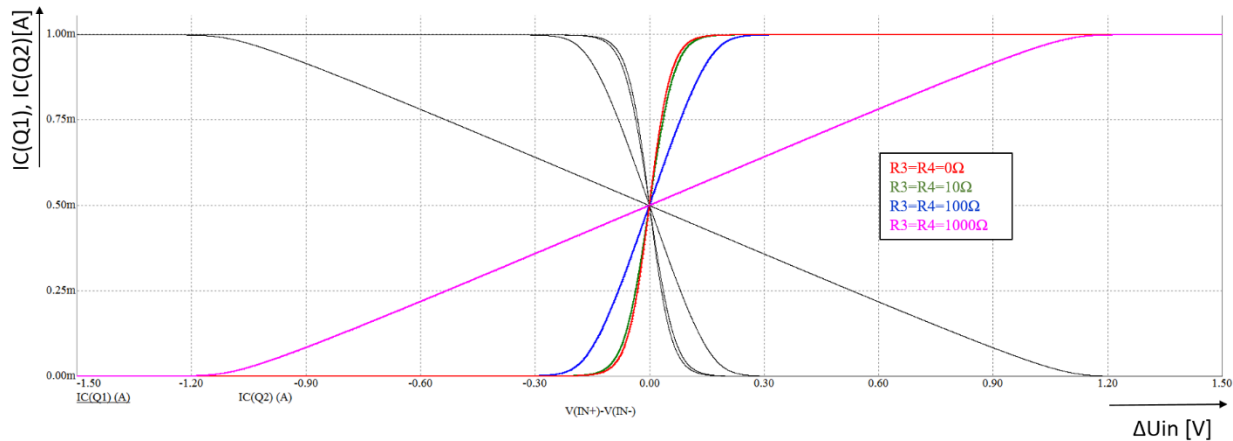
2.1.1 Metody vylepšení parametrů diferenciálního zesilovače

Při použití jednoduché struktury diferenciálního stupně není dosaženo dobrých parametrů a z toho důvodu je zapotřebí přidat další stavební prvky. Na obr. 2.3 je možné shlédnout postupné úpravy pro zlepšení jednotlivých parametrů. Nejjednodušší verze A je tvořena diferenciálním párem tranzistorů Q1 a Q2, které pracují do odporové zátěže R1, R2. Proud tekoucí tranzistorem Q1 a Q2 je dán hodnotou odporu R3.



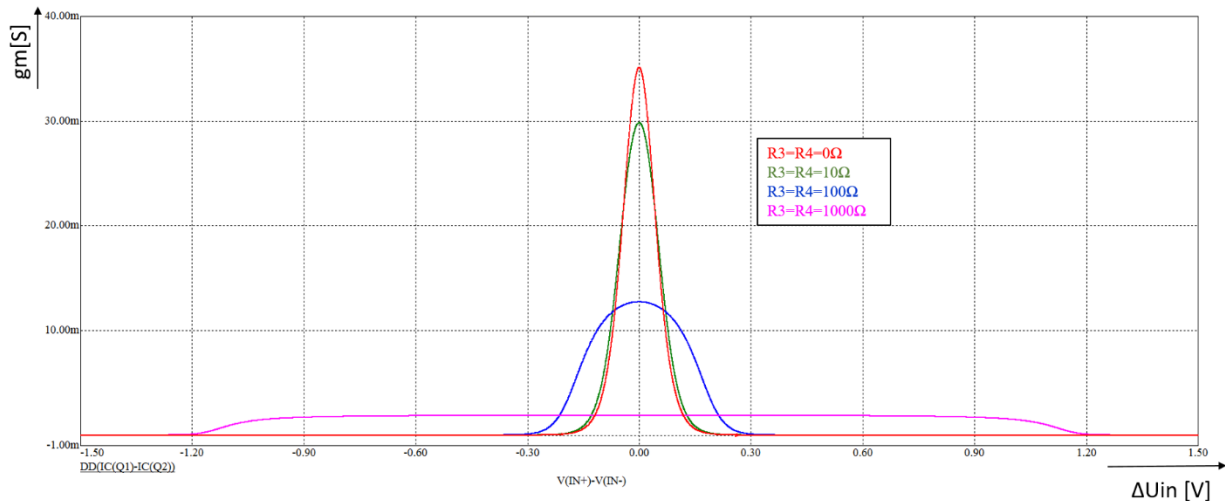
Obr. 2.3: Různé obvodové vylepšení základního zapojení diferenciálního zesilovače

Diferenciální zesilovač lze dále doplnit o rezistory R3 a R4. Tím je dosaženo zvýšení maximální velikosti rozdílného vstupního napětí, díky zvýšení oblasti, ve které je diferenciální zesilovač lineární. Rezistory R3 a R4 lze nazvat emitorovou degenerací.



Obr. 2.4: Vliv hodnoty emitorové degenerace na rozsah vstupního napětí diferenciálního zesilovače

Na obr. 2.4 lze vidět, že při vzrůstající hodnotě rezistorů R3 a R4 dochází ke zvyšování rozsahu vstupního napětí, ve kterém je diferenciální zesilovač lineární. Nevýhodou ale může být negativní vliv na velikost transkonduktance tranzistorů diferenciálního zesilovače a tím i zesílení.



Obr. 2.5: Vliv hodnoty emitorové degenerace na transkonduktanci diferenciálního zesilovače

Při vzrůstající hodnotě R_3 a R_4 lze pozorovat snížení transkonduktance tranzistorů diferenciálního zesilovače. Na obr. 2.5 je vidět rozdíl při zvolení emitorové degenerace $0\ \Omega$, $10\ \Omega$, $100\ \Omega$ a $1\ \text{k}\Omega$. Při volbě $R_3 = R_4 = 1\ \text{k}\Omega$ je transkonduktance nejnížší, nicméně vstupní rozsah, ve kterém je diferenciální zesilovač lineární, je nejvyšší. Z toho důvodu je volba hodnot emitorové degenerace vždy kompromisem mezi zesílením a linearitou.

Varianta C je vylepšena o jednoduchý zdroj konstantního proudu pro napájení diferenciálního zesilovače. Je tvořen tranzistorem Q_3 , odporem R_{BIAS} , diodou D_1 a odporem R_5 pro nastavení pracovního bodu diody. Pro co nejlepší funkci obvodu je vhodné nahradit stabilizační diodu diodou D_1 , dvěma křemíkovými diodami (například $2 \times 1N4148$), či diodou LED, zapojenými v propustném směru. Další variantou může být použití napěťové reference (TL431, AD780). Výstupní proud napájející rozdílový zesilovač je dán vztahem:

$$I_{C(Q3)} \approx \frac{U_D - U_{BE(Q3)}}{R_{BIAS}} \quad [A] \quad (3)$$

V integrované struktuře je pak diferenciální stupeň biasován proudovým zrcadlem napájeným z proudové reference. Oproti použití odporu pro napájení je použitím zdroje proudu dosaženo vyššího potlačení (CMRR) z důvodu mnohonásobně vyššího vnitřního výstupního odporu proudového zdroje:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_D}{A_{cm}} \right) = 20 \log \left(\frac{\frac{I_S}{2V_T} \times R_1}{\frac{\Delta_{V_0}}{\Delta_{V_i}}} \right) = 20 \log \left(\frac{\frac{I_S}{2U_T} \times R_1}{\frac{R_1}{2R_{CM}}} \right) = 20 \log \left(\frac{R_{CM} \times I_S}{U_T} \right) \quad [dB]. \quad (4)$$

Při volbě výstupního proudu z tranzistoru Q3 $I = 1 \text{ mA}$ je schopnost potlačení souhlasných složek pro obvodové řešení B (obr. 2.3):

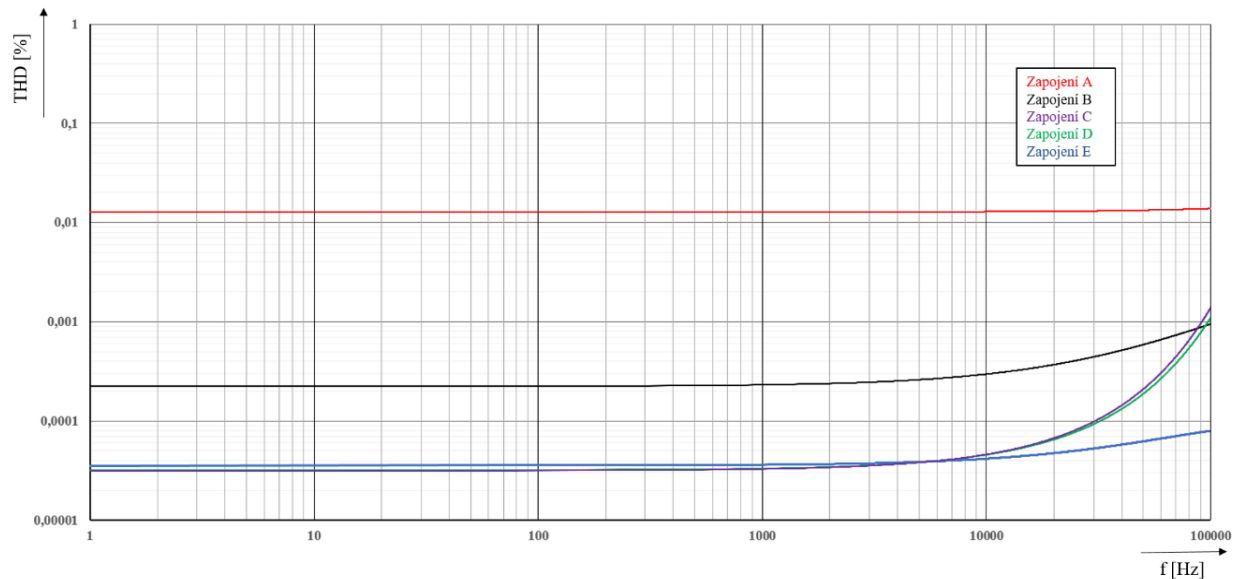
$$CMRR = 20 \log \left(\frac{4,53 \text{ M}\Omega \times 1 \text{ mA}}{0,026 \text{ V}} \right) = 104,8 \text{ dB}. \quad (5)$$

Při požadavku na co největší zesílení, je vhodné použít aktivní zátěž s vysokou výstupní impedancí. Tato varianta je znázorněna na obr. 2.3, jako verze D. Aktivní zátěž je zde tvořena proudovým zrcadlem Q5 a Q4. Napěťový zisk je dán:

$$A = \frac{I_S}{2U_T} \times R_{out}. \quad (6)$$

Proud I_S je proud definovaný zdrojem proudu, U_T je teplotní napětí a R_{out} je výstupní zatěžovací impedance. Ze vztahu vyplývá, že pro dosažení co nejvyššího zesílení je nutné, aby R_{out} bylo co nejvyšší. Ve variantě D je použito jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo s výstupní impedancí okolo $100 \text{ k}\Omega$. Pro dosažení ještě vyššího zesílení je vhodné použít proudové zrcadlo v kaskádovém tvaru, které může dosáhnout výstupní impedance více než $5 \text{ M}\Omega$ [10].

Pro dosažení co nejmenšího zkreslení na vysokých kmitočtech je vhodné použít zapojení v kaskádovém zapojení. Toto řešení představuje obr. 2.3, varianta E. Použitím kaskódy tvořené tranzistory Q6 a Q7 je dosaženo potlačení vlivu Millerovy kapacity a zvýšení vstupní impedance diferenciálního zesilovače. Při použití kaskódy pracují tranzistory Q1 a Q2 vždy do stejné zátěže, respektive lze říci, že při podmínce kdy Q6 a Q7 jsou identické, je napětí a impedanční poměry na kolektorech tranzistorů Q1 a Q2 stejné. Tímto je zvýšena schopnost potlačení souhlasných složek.

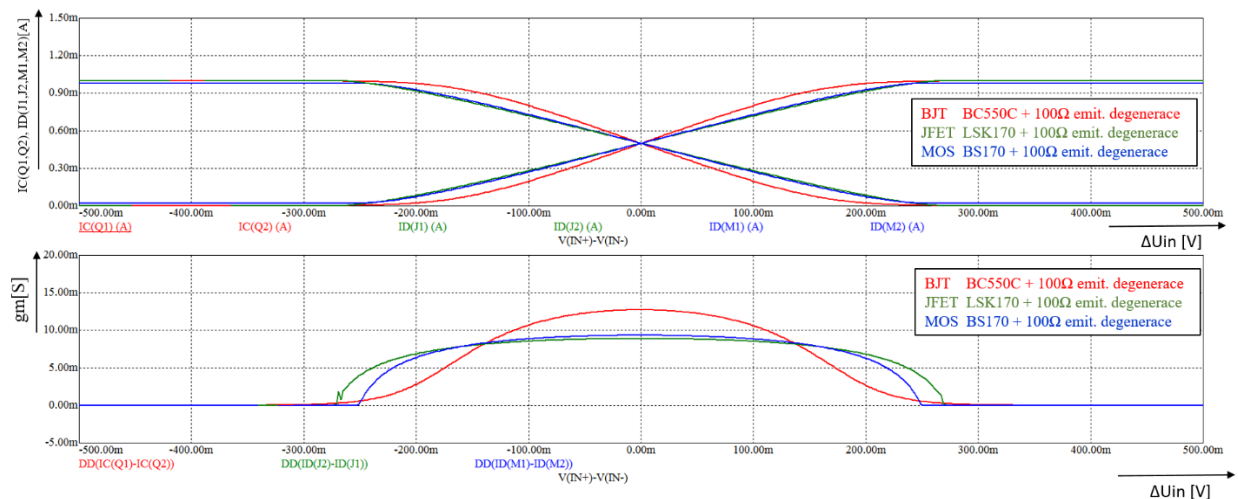


Obr. 2.6: Vliv obvodových úprav na celkové zkreslení diferenciálního zesilovače

2.1.2 Použitelné typy tranzistorů pro diferenciální zesilovač

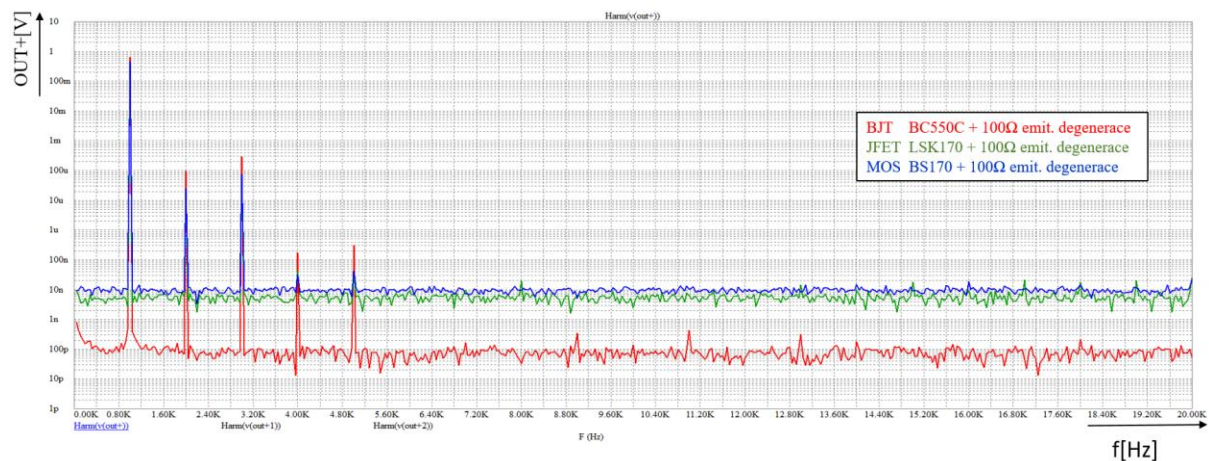
Diferenciální pár může být tvořen nejčastěji bipolárními tranzistory (BJT) a unipolárními tranzistory (JFET). V současné době je spousta operačních zesilovačů řešena i pomocí unipolární technologie (MOS). Jejich volba může záviset na několika okolnostech. Příkladem může být například vstupní impedance, vstupní kapacita, ale také linearita či velikost zesílení. V celé práci jsou použita schémata s vodivostí tranzistorů typu N v diferenciálním stupni, ale díky menšímu rekombinačnímu šumu je vhodnější používat vodivost P tranzistorů. Vliv na výsledné parametry a zvuk je ale spekulativní [12].

Při volbě tranzistorů do diferenciálního zesilovače je zapotřebí také vzít v úvahu ekvivalentní šumové napětí různých druhů tranzistorů. To je vázáno na velikost výstupní impedance zdroje signálu. (Příkladem může být rozdílná výstupní impedance gramofonových přenosek MM oproti MC). Pro zdroje signálu s nízkou výstupní impedancí je preferováno použití bipolárních tranzistorů. Pro zdroje s vysokou impedancí je vhodnější použití JFET tranzistorů. Z důvodu většího $1/f$ šumu je použití MOSFET tranzistorů v diferenciálním stupni pro nízkošumové nízkofrekvenční aplikace nedoporučováno [28].



Obr. 2.7: Vliv volby typu tranzistorů na transkonduktanci diferenciálního zesilovače

Příklad vlivu volby typu tranzistoru do rozdílového zesilovače je na obr. 2.7, kde je patrné, že tranzistory JFET a MOSFET mají větší rozsah diferenciálního napětí, ve kterém jsou lineární. Je ale také patrné, že při zachování stejných podmínek dosahují oproti tranzistorům BJT nižší transkonduktance.



Obr. 2.8: Vliv volby typu tranzistorů na transkonduktanci diferenciálního zesilovače

Bude-li na vstup diferenciálního zesilovače přivedeno harmonické napětí 10 mVrms, 1 kHz, pak po aplikaci Fourierovy transformace výstupního napětí je zřejmé, že nejnižšího šumu lze dosáhnout použitím BJT tranzistorů (při velmi nízké vstupní impedanci $R_s < 100 \Omega$). Při použití

emitorové degenerace $R_3 = R_4 = 100 \Omega$ je ale patrné, že BJT tranzistory jsou ze všech tří typů nejméně lineární a vyšší harmonické složky mají nejvyšší úroveň.

Bipolární tranzistory

Na dnešním trhu s polovodičovými součástkami lze najít spoustu výrobců diskretních tranzistorů vhodných do diferenciálních zesilovačů. Lze se setkat s klasickým provedením tranzistorů, kdy se v jednom pouzdře nachází 1 tranzistor, ale také s duálním provedením, kdy v jednom pouzdře jsou na jednom čipu 2 tranzistory. Hlavní výhodou tohoto provedení je dobré tepelné svázání tranzistorů a výrobcem udávaná tolerance tranzistorů. Do rozdílového zesilovače je vhodné používat nízko-šumové tranzistory. Srovnání výrobců je v tab. 2.1 [13], [14], [15], [16], [17], [18], [34], [35], [36], [37]

Tab. 2.1: Porovnání tranzistorů BJT

| Výrobce | Part | Provedení | Polarita | Šum |
|------------------|--------------|-----------|----------|--|
| On Semiconductor | BC550C | Single | NPN | 0.6 dB VCE = 5 V, IC = 0.2 mA, f = 1 kHz, RS = 2 kΩ |
| On Semiconductor | BC560C | Single | PNP | 0.6 dB VCE = -5 V, IC = 0.2 mA, f = 1 kHz, RS = 2 kΩ |
| Toshiba | 2SA1312 | Single | PNP | 0.2 dB pro VCE = -6 V, IC = 0.1 mA, f = 1 kHz, RG = 10 kΩ |
| Toshiba | 2SC3324 | Single | NPN | 0.2 dB pro VCE = 6 V, IC = 0.1 mA, f = 1 kHz, RG = 10 kΩ |
| Toshiba | HN4C06J | Dual | 2xNPN | 1 dB pro VCE = 6 V, IC = 0.1 mA, f = 1 kHz, RG = 10 kΩ |
| Toshiba | HN4B06J | Dual | 2xPNP | 1 dB pro VCE = -6 V, IC = 0.1 mA, f = 1 kHz, RG = 10 kΩ |
| Fairchild | KSC1845 | Single | NPN | 25 mV pro Uce = 5 V, Ic = 1 mA, RG = 100 kΩ, Gv = 80 dB, 1 kHz |
| Fairchild | KSA992 | Single | PNP | 25 mV pro Uce = 5 V, Ic = 1 mA, RG = 100 kΩ, Gv = 80 dB, 1 kHz |
| Analog Devices | MAT12AHZ | Dual | 2xNPN | 1.6 nV/√Hz pro Ic = 1 mA, Ucb = 0 V |
| Analog Devices | SSM2212RZ-R7 | Dual | 2xNPN | 1.6 nV/√Hz pro Ic = 1 mA, Ucb = 0 V |

Unipolární tranzistory

Dnešní trend integrace obvodů na čip pomalu vytlačuje výrobu diskretních polovodičů. To lze dobře pozorovat na tranzistorech typu JFET. Nabídka diskretních tranzistorů JFET, vhodných

do diferenciálních stupňů OZ je oproti nabídce například z 90. let velmi malá. Dostupnost některých součástek, například polarity P, je problematická. Nicméně i zde se lze setkat stále s tranzistory určené pro diferenciální zesilovače v provedení jak jednoduchém, tak i duálním. Srovnání výrobců tranzistorů JFET je v tab. 2.2 [19], [20], [21], [22].

Tab. 2.2: Porovnání Tranzistorů JFET

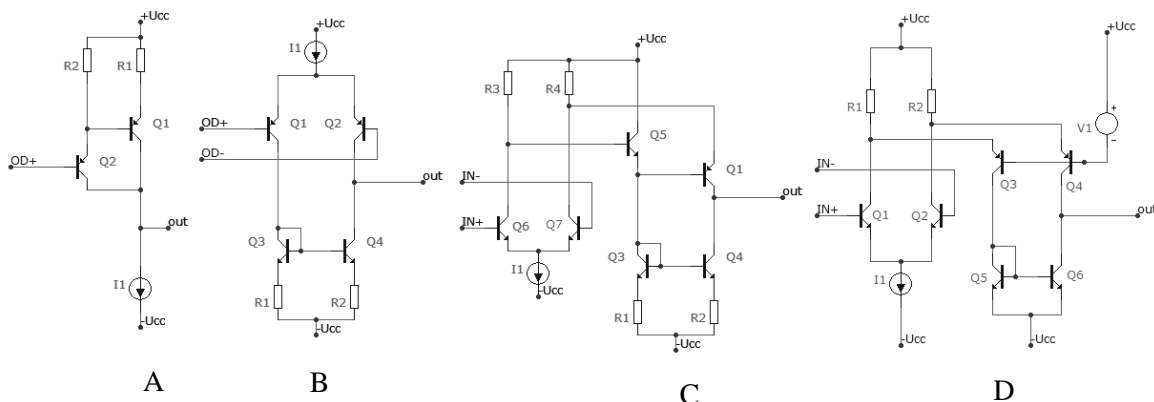
| Výrobce | Part | Provedení | Polarita | Šum |
|----------------|---------|-----------|----------|---|
| Toshiba | 2SK209 | Single | N-JFET | 1 dB pro $V_{DS} = 10$ V, $I_D = 0.5$ mA, $f = 1$ kHz, $R_G = 1$ k Ω |
| Toshiba | 2SK2145 | Single | NPN | 1 dB pro $V_{DS} = 10$ V, $I_D = 0.5$ mA, $f = 1$ kHz, $R_G = 1$ k Ω |
| Linear Systems | LSK170 | Single | 2xNPN | $e_n = 0.9$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pro $f = 1$ kHz |
| Linear Systems | LSJ74 | Dual | 2xPNP | $e_n = 0.9$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pro $f = 1$ kHz |

2.2 Napěťový zesilovač

Druhý základní stavební blok operačního zesilovače je tvořen napěťovým zesilovačem také nazývaným Voltage Amplifier Stage (VAS). Z důvodu, že zesílení diferenciálního zesilovače je konečné, je při požadavku na větší zesílení nutno použít druhý zesilovací článek. Celkové zesílení je pak dáno jako součin zesílení jednotlivých sekcí. Tím lze dosáhnout vysoké hodnoty zesílení v otevřené smyčce zpětné vazby OLG.

$$A = A_D \times A_V [-]. \quad (7)$$

Na napěťový zesilovač jsou kladeny požadavky na co nejvyšší zesílení, co nejlepší linearitu a vysokou rychlost přeběhu. V neposlední řadě je také kladen požadavek na nízkou výstupní impedanci a velkou šířku přenášeného pásma. V dnešní době jsou na trhu dostupné OZ s mnoha podobami napěťového zesilovače. Výběr topologie VAS je závislý na požadovaných parametrech. Například při požadavku na vysokou rychlost přeběhu bude zvolena jiná topologie, než při požadavku na co nejvyšší zesílení [23].



Obr. 2.9: Topologie napěťových zesilovačů

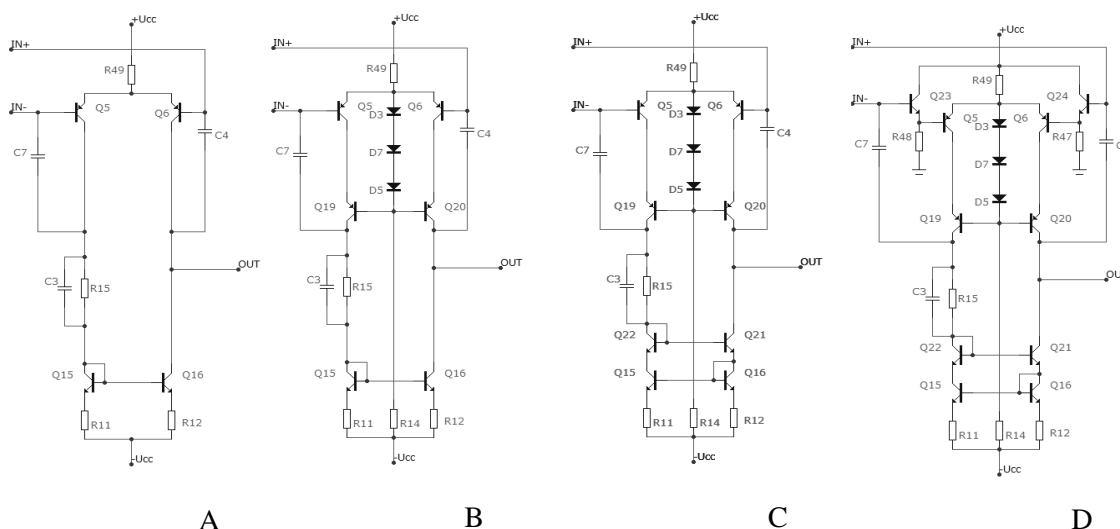
Napěťový zesilovač lze realizovat pomocí tranzistoru v zapojení se společným emitorem pracujícího do aktivní zátěže (zdroj proudu, proudové zrcadlo). Tato topologie je znázorněna na obrázku 2.9 jako varianta A, kde je doplněna o buffer tvořený tranzistorem Q2 a odporem R2. Tím je zajištěno impedanční oddělení od diferenciálního zesilovače, kde výstupní impedance je vysoká a druhý zesilovací stupeň by představoval velkou zátěž. Zmíněná topologie je využívána mezi nejlevnějšími operačními zesilovači pro její snadnou a levnou realizaci.

Pro dosažení vyšší odolnosti proti rušení může být napěťový zesilovač realizován druhým diferenciálním párem. Použití této topologie přináší zvýšenou odolnost proti pronikání rušení z napájení a vyšší schopnost potlačení souhlasných složek CMRR. Další variantou je použití topologie C na obr. 2.9, kde je dosaženo vyššího zisku, ale na úkor vyváženosti diferenciálního páru. Ten je ovlivněn výrobní tolerancí odporů R3 a R4 a napětím U_{BE} tranzistoru Q3 [24].

Při požadavku na co nejvyšší přenášené pásmo a rychlost přeběhu operačního zesilovače je vhodné použít topologii napěťového zesilovače podle varianty D obr. 2.9. Tato topologie je používána ve velmi rychlých a precizních zesilovačích s velkou šířkou pásma. Tranzistory Q3 a Q4 jsou v zapojení se společnou bází. Tím je zajištěno pouze napěťové zesílení. Výhodou může být také symetrické zatížení výstupu diferenciálního zesilovače a pozitivní vliv na zvýšení schopnosti potlačení souhlasných složek CMRR. Nevýhodou této konfigurace je vysoká výstupní impedance, kdy na výstupu nemůže být použit pouze klasický emitorový sledovač, který by představoval velkou zátěž.

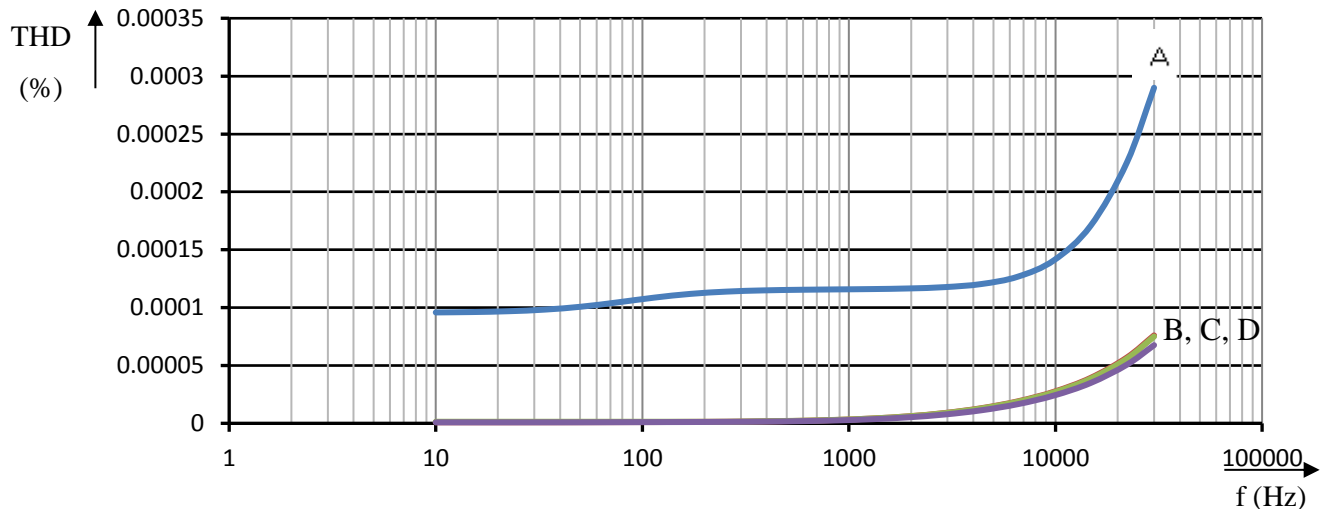
2.2.1 Metody vylepšení parametrů napěťového zesilovače

Tak jako u diferenciálního zesilovače, tak i u napěťového zesilovače lze dosáhnout použitím obvodových úprav zlepšení parametrů. Principy pro linearizování napěťového zesilovače jsou shodné s principy pro linearizaci diferenciálního zesilovače (viz kapitola 2.1.1).



Obr. 2.10: Topologie napěťových zesilovačů

Pro demonstraci úprav napěťového zesilovače byla zvolena topologie napěťového zesilovače s diferenciálním párem, která je znázorněna na obrázku 2.10 jako varianta A. Varianta B je doplněna o kaskódu tvořenou tranzistory Q19 a Q20, pomocí které je sníženo zkreslení závislé na kmitočtu. Varianta C je doplněna o složitější proudové zrcadlo s vyšším výstupním odporem, díky kterému je zvýšen zisk otevřené smyčky. Z důvodu, že výstupní impedance diferenciálního zesilovače bývá velmi vysoká, je vhodné použít pro oddělení napěťového zesilovače tranzistory zapojené jako emitorový sledovač, pomocí kterých dojde ke zvýšení velikosti vstupní impedance VAS, kterou je zatěžován diferenciální zesilovač. Vliv jednotlivých úprav vylepšení napěťového zesilovače je znázorněn na obrázku 2.11.



Obr. 2.11: Vliv topologie napěťového zesilovače na celkové zesílení

2.1.2 Použitelné typy tranzistorů pro VAS

Volba tranzistorů do sekce VAS je závislá na mnoha aspektech celkové topologie operačního zesilovače. U výkonové verze zesilovače je nutné vzít v potaz napěťové namáhání tranzistoru, kdy při velkém napětí mezi kolektorem a emitorem je nutné zvolit tranzistor, který se neprorazí a bude mít dostatečnou rezervu U_{CE} . Dalším aspektem je maximální výkonová ztráta, která určí mimo jiné i pouzdro ve kterém je zvolený tranzistor vyroben. Při požadavku na vysokou rychlost přeběhu SR zesilovače bude nutné zvolit tranzistory s velice nízkými parazitními kapacitami. Na celkové zkreslení zesilovače pak také bude mít vliv linearita zvoleného tranzistoru. Výběr dnes vyráběných vhodných tranzistorů je shrnut v tabulce 2.3 [29], [30], [31].

Tab. 2.3: Tranzistory použitelné do VAS pro výkonové aplikace

| Výrobce | Part | Provedení | Polarita | Doplňující údaj |
|---------------------|----------|-----------|----------|---|
| Fairchild | KSA1220A | TO-126 | PNP | $U_{CE} = -160 \text{ V}$, $f_t = 175 \text{ MHz}$, $I_C = 1,2 \text{ A}$ |
| Fairchild | KSC2690A | TO-126 | NPN | $U_{CE} = 160 \text{ V}$, $f_t = 155 \text{ MHz}$, $I_C = 1,2 \text{ A}$ |
| Fairchild | KSC3503 | TO-126 | NPN | $U_{CE} = 300 \text{ V}$, $f_t = 150 \text{ MHz}$, $I_C = 0,1 \text{ A}$ |
| Fairchild | KSA1381 | TO-126 | PNP | $U_{CE} = -300 \text{ V}$, $f_t = 150 \text{ MHz}$, $I_C = 0,1 \text{ A}$ |
| ST Microelectronics | BD139 | TO-126 | NPN | $U_{CE} = 80 \text{ V}$, $I_C = 1,5 \text{ A}$ |
| ST Microelectronics | BD140 | TO-126 | PNP | $U_{CE} = -80 \text{ V}$, $I_C = 1,5 \text{ A}$ |

2.3 Výstupní část

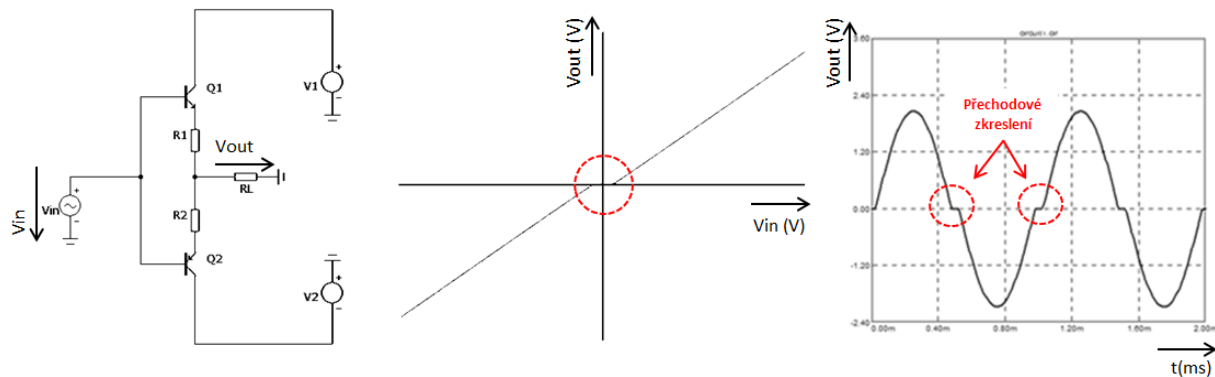
Výstupní část operačního zesilovače slouží k impedančnímu oddělení druhého zesilovacího stupně od zátěže. Napěťové zesílení této sekce bývá zpravidla rovno 1 a je nejčastěji tvořeno dvěma napěťovými sledovači.

V některých případech se lze setkat s operačními zesilovači s diferenciálním výstupem. Příkladem takového řešení může být OPA1632, firmy Texas Instruments. Tyto operační zesilovače mají dva výstupní sledovače, které mají na výstupu signál fázově o 180° posunutý. Pokud takovýto signál bude opět přiveden na diferenciální zesilovač, dochází k zesílení pouze rozdílných složek. Diferenciální výstup má pak několik výhod, jako je například potlačení rušivých souhlasných složek z napájení a naindukováním na vedení, čímž je dosaženo nižšího zkreslení. Další výhodou může být fakt vyššího výkonu, bude-li připojena zátěž mezi pozitivní a negativní výstup, při zachování napájecího napětí. Toho lze využít hlavně u výkonových zesilovačů, kde lze tímto řešením zvýšit výkon, při zachování velikosti napájecího napětí.

U výstupní sekce operačního zesilovače je zejména řešena problematika volby pracovní třídy výstupních tranzistorů. Hlavním požadavkem na výstupní sekci je co nejvyšší linearita, velmi nízký klidový odběr, velké proudové zesílení a široké pásmo, ve kterém dokáže výstupní sekce pracovat.

2.3.1 Pracovní třída B

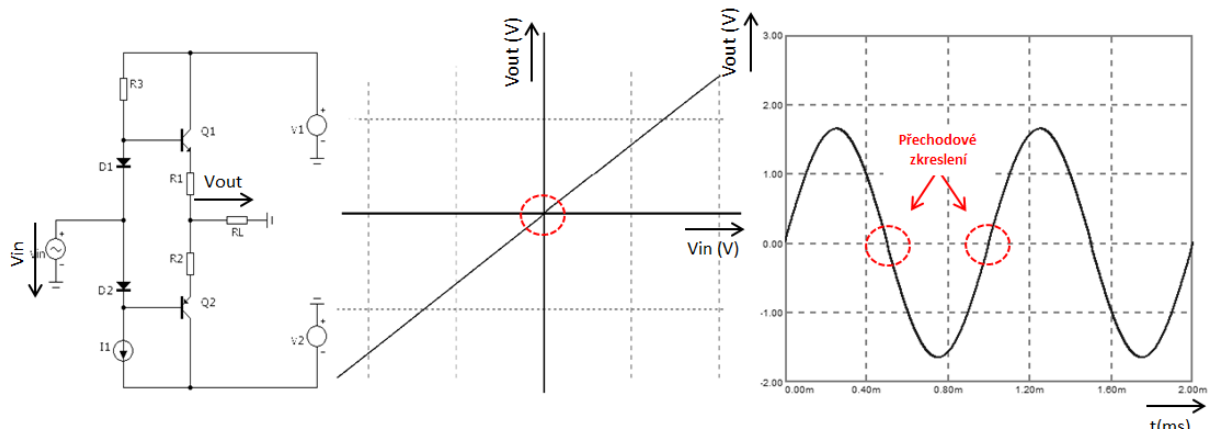
Tuto pracovní třídu získáme zapojením podle obr. 2.12. Tranzistory Q1 a Q2 jsou komplementární tranzistory zapojeny jako dva proti sobě pracující sledovače napětí. Jejich báze jsou propojeny, čímž je zajištěno nulové předpětí a emitory tranzistorů neprotéká žádný proud v klidovém stavu, tj. když $V_{IN} = 0$ V. Tím je dosaženo vysoké účinnosti díky minimálním ztrátám na tranzistorech Q1 a Q2. Nevýhodou je vznik přechodového zkreslení, které vzniká při signálech s V_{IN} s úrovní blízké 0 V. Obrázek 2.12 znázorňuje převodní charakteristiku výstupní části a její vliv na výstupní signál V_{OUT} .



Obr. 2.12: Řešení komplementárního sledovače v pracovní třídě B

2.3.2 Pracovní třída AB

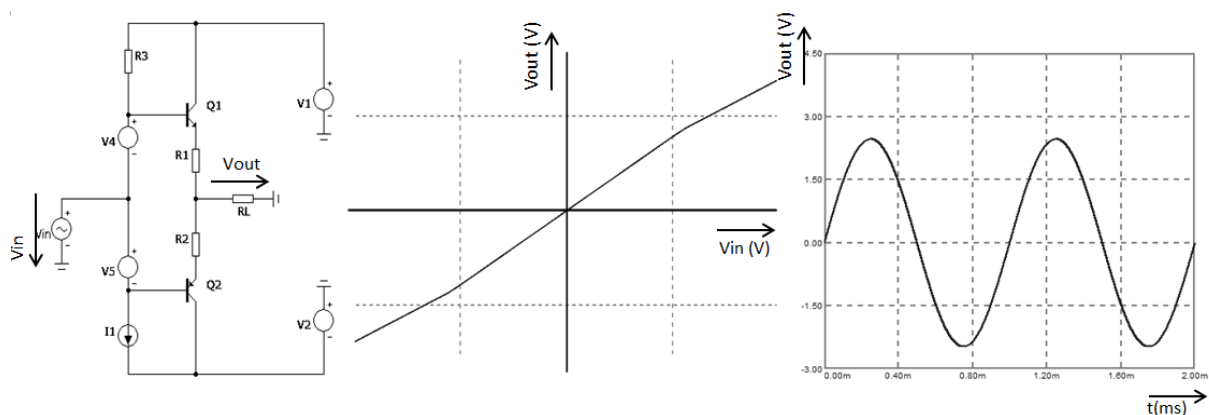
Pokud budou mezi báze tranzistorů Q1 a Q2 vloženy dvě diody D1, D2, kterými bude protékat malý proud, pak vznikne mezi bázemi předpětí $2U_{BE}$, které zajistí malý proud mezi emitory tranzistorů Q1 a Q2. Tento proud bude tranzistory protékat i v případě, kdy vstupní napětí $V_{IN} = 0$ V, tj. v klidovém stavu zesilovače, a proto je tento proud nazýván klidový proud. Výhodou tohoto zapojení je snížení velikosti přechodového zkreslení (ale ne jeho úplná eliminace). Nevýhodou je, že na tranzistorech Q1 a Q2 vzniká trvalá výkonová ztráta P_C , která ale nedosahuje velkých hodnot. Sledovač má oproti B třídě lepší linearitu ale horší účinnost. Pracovní třída AB je tedy kompromisem mezi požadavkem na dobrou účinnost a poměrně dobrou linearitu. Na obrázku 2.13 lze vidět realizaci výstupní části v pracovní třídě AB, převodní charakteristiku, na které lze pozorovat menší nelinearitu v oblasti blízké 0 V a její vliv na výstupní signál V_{OUT} .



Obr. 2.13: Řešení komplementárního sledovače v pracovní třídě AB

2.3.3 Pracovní třída A

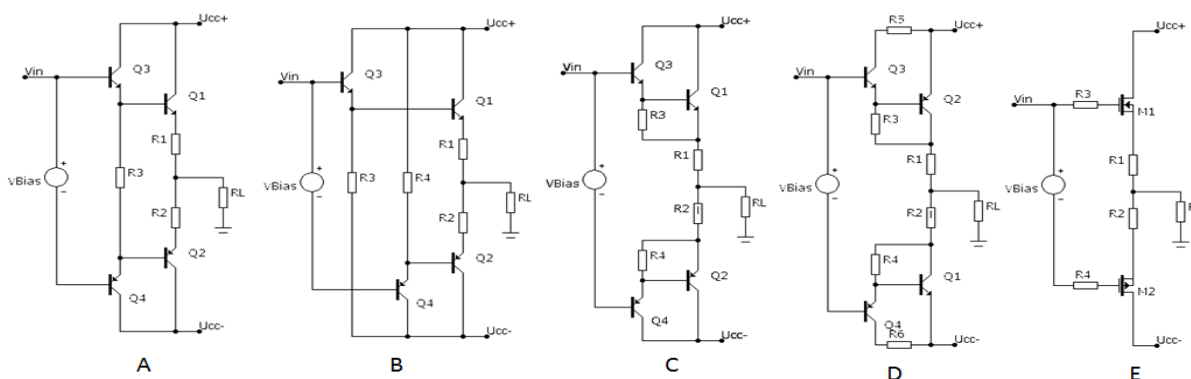
Při požadavku na co nejvyšší linearitu výstupní sekce je nutné, aby předpětí tranzistorů Q1 a Q2 bylo co nejvyšší. Tím je zajištěn vysoký klidový proud, díky kterému je naprosto eliminováno přechodové zkreslení, protože tranzistory Q1 a Q2 jsou pořád otevřeny i při úrovni vstupního signálu $V_{IN} = 0 \text{ V}$ a jejím blízkém okolí. Ze všech tří zmíněných pracovních tříd je dosaženo nejhorsí účinnosti a nejlepší linearity. Na tranzistorech Q1 a Q2 vzniká velký ztrátový výkon P_C a tranzistory je nutné chladit. Obr. 2.14, demonstruje realizaci výstupní sekce v pracovní třídě A. Předpětí tranzistorů je zajištěno součtem napětí zdrojů předpětí V4 a V5. Také je zde znázorněna převodní charakteristika, kde nelze pozorovat žádnou nelinearitu v oblasti blízké 0 V a její vliv na výstupní signál V_{OUT} .



Obr. 2.14: Řešení komplementárního sledovače v pracovní třídě A

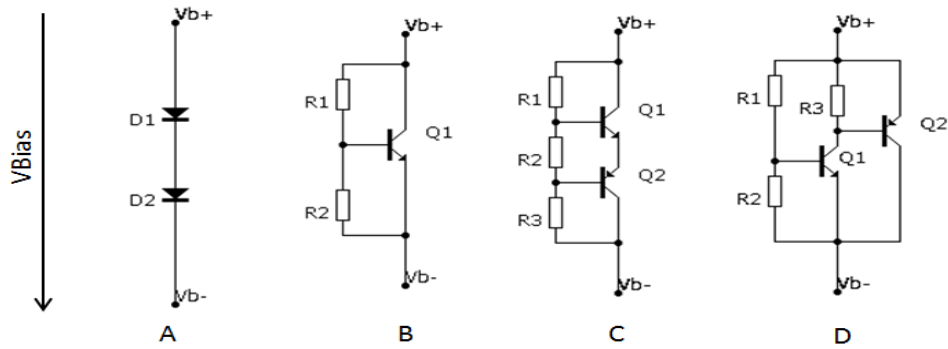
2.3.4 Metody vylepšení výstupní části operačního zesilovače

Výstupní sledovač nemůže být připojen přímo na napěťový zesilovač, neboť by mohlo docházet k jeho zatížení a ke zhoršení parametrů celkové topologie. Tranzistory tvořící emitorové sledovače ve výstupní sekci nemají ideální parametry, například může docházet ke snížení proudového zesilovacího činitele vlivem průchodu vysokého emitorového proudu. Obr. 2.15 zachycuje některé z možných úprav výstupní části.



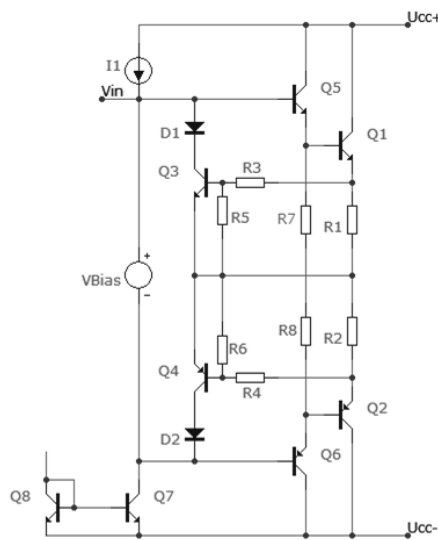
Obr. 2.15: Obvodová řešení výstupní části

Pro využití výstupní sekce lze uvažovat o několika obvodových řešeních. Na obrázku 2.15 lze vidět nejčastěji využívané realizace. Varianta A je nejzákladnější obvodovou topologií výstupní sekce. Tranzistory Q1 a Q2 tvoří výstupní emitorový sledovač a tranzistory Q3 a Q4 plní funkci budičů pro koncové tranzistory. Tím dochází k impedančnímu oddělení od napěťového zesilovače a je sníženo zkreslení vlivem odběru vyššího proudu z výstupních tranzistorů a poklesu jejich proudového zesilovacího činitele. Varianta B je využívána typicky v operačních zesilovačích. Tranzistory Q3 a Q4 pracují z pravidla do aktivní zátěže tvořené zdrojem proudu. Při požadavku na co nejvyšší proudový zesilovací činitel výstupní sekce lze použít Darlingtonovo zapojení tranzistorů. Tato varianta je reprezentována zapojením C. Při realizaci diskretních operačních zesilovačů, především pro výkonové aplikace, se lze setkat s tímto zapojením tranzistorů v jednom pouzdře. Tím odpadá nutnost použití další dvojice tranzistorů a její montáž na chladič. Někdy je nutnost napěťového zesílení i na výstupní sekci zesilovače. Jedna z možností, jak realizovat koncový stupeň s napěťovým ziskem je znázorněna jako varianta D, viz obr. 2.15.



Obr. 2.16: Obvody pro řízení klidového proudu

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.3.2, pro linearizaci výstupní sekce je nutné zavést předpětí V_{BIAS} . Na obrázku 2.16 jsou znázorněny různé realizace zdrojů předpětí, které jsou aplikovány mezi bázemi budičů koncové sekce. Hlavním úkolem obvodu pro řízení klidového proudu je řídit předpětí pro budiče koncových tranzistorů v závislosti na teplotě koncových tranzistorů. Tato podmínka je zajištěna jen za předpokladu, že jsou polovodičové prvky teplotně svázány s čipy výkonových tranzistorů, případně umístěny na chladiči.



Obr. 2.17: Omezení výstupního proudu

Dalším vylepšením a dnes i standardem aplikovaným v operačních zesilovačích je proudová pojistka, která je integrována za účelem ochrany operačního zesilovače před nadproudy způsobené snížením impedance zátěže. Typickým problémem může být výskyt zkratu na výstupu. Obvodové řešení nadproudové pojistky viz obr. 2.17. Úbytek napětí způsobený průchodem proudu odpory

R1, R2 je snímán a vyhodnocován tranzistory Q3, Q4. Při překročení maximálního přípustného proudu, dojde k otevření tranzistorů Q3, Q4 a ke snížení napětí na budících tranzistorech. Tím jsou vypnuty i koncové tranzistory a nedochází k jejich poškození vlivem vyššího než přípustného proudu.

2.4 Doporučení pro návrh DPS diskrétně řešených operačních zesilovačů

Při návrhu desky plošných spojů je nutné dbát na následující doporučení, neboť špatným návrhem lze významně zhoršit parametry realizovaného zesilovače.

Přivádění signálů na invertující i neinvertující vstup musí být proveden co nejkratšími vodiči. Je vhodné použít co nejkratší délku vodiče pro zpětnou vazbu a tím zlepšit stabilitu operačního zesilovače. Pokud se využívá diferenciálního signálu (například OZ je použit jako filtr dolní propusti pro DA převodník), je nutné zachovat stejnou impedanci propojovacích přívodů do OZ. Toto je zcela kritické například pro převodníky s vysokým rozlišením, kde je požadavek na co nejvyšší CMRR. Pokud se na DPS nachází více signálů a více operačních zesilovačů je nutné mezi jednotlivými spoji vést zemní vodič (například „rozlitou měď“) pro zabránění přeslechů nebo pronikání rušení z vedlejších spojů na DPS.

Velkým problémem jsou i parazitní vlastnosti spojů přivádějící napájení pro operační zesilovač. Z toho důvodu je nutné použití blokovacích kondenzátorů na přívodech napájení. Kondenzátor je vhodné zvolit keramický a umístit co nejbližše pouzdra buď integrovaného řešení, nebo k výstupním tranzistorům diskrétního řešení. Pokud se na DPS nachází i digitální obvody, pak se do série s napájením a operačním zesilovačem může zapojit filtrační tlumivka, která v kombinaci s blokovacím kondenzátorem vytvoří filtr dolní propusti. Pokud to design umožňuje, je vhodné použít pro napájení co nejširší spoje.

Při požadavku na co nejvyšší CMRR je také vhodné dbát na návrh biasovacích spojů pro diferenciální zesilovače. Je nutné, aby spoje od proudového zdroje byly připojeny k oběma tranzistorům stejnou délkou, obsahovaly stejný počet prokůvů a vycházely z 1 bodu na DPS. Tím bude zajištěno malých rozdílů v impedanci spojů.

Komplikací při diskretní realizaci operačního zesilovače je teplotní svázání jednotlivých tranzistorů. Pokud se používá vývodová technologie THT a tranzistory jsou například v pouzdru TO92 nebo TO126 je vhodné, je umístit co nejbližší k sobě a zajistit permanentní tepelný kontakt (použitím smršťovací bužírky, sešroubováním, teplo-vodivou pastou). Při aplikaci povrchové montáže SMD je teplotní svázání komplikovanější. Při použití substrátu FR4 je vhodné volit více vrstvou DPS a jednu nebo více vrstev (typicky například vrstvy určené pro rozvod napájení a zemí) použít jako typ „rozlitá měď“. Díky tomu dochází k dobrému rozvodu tepla po celé DPS, nevznikají lokální místa s velkými rozdíly teplot a tranzistory jsou relativně dobře tepelně svázány. Dalším způsobem, který je ale finančně náročnější, je volba keramického substrátu, který velice dobře odvádí teplo a tím i dokáže teplotně svázat blízko sebe nacházející se součástky. Teplotní vazba je kritická pro všechny struktury vyžadující zachování stejných podmínek. Příkladem jsou tranzistory v diferenciálních zesilovačích, proudová zrcadla a kaskódy.

Z pohledu zkreslení je naprosto kritickým bodem v návrhu DPS správný rozvod společných zemí. Při nesprávném návrhu může dojít ke vzniku rušivých napětí (vlivem průchodu proudu a nenulovým odporem spoje), které mají vliv na celkové zkreslení signálu. Na to je nutné myslet už při návrhu schématu a vyvarovat se co nejvíce případů, kdy je nutné připojovat části obvodů na zemní potenciál. Tím je snížena velikost proudu, který protéká přes zemní vodič. Pokud to návrh DPS umožňuje, je vhodné rozdělit signálovou zem od výkonové a obě pak spojit v jednom bodě. Pokud to nejde, je nutné co nejvíce snížit hodnotu odporu zemního vodiče. Opět je vhodné použít typ vedení „rozlitá měď“ a pokud je toto opatření použito ve více vrstvách, pak je zapotřebí je propojit větším počtem prokůvů.

Bude-li diskretní operační zesilovač dodávat vyšší výkony, případně bude-li pracovní bod tranzistorů nastaven tak, že bude docházet k velké emisi tepla, je nutné zajistit mechanickou koncepci DPS tak, aby bylo zajištěno dobré chlazení.

V neposlední řadě, ale často opomíjeným faktem, je zapotřebí vzít v potaz i opravitelnost zařízení, respektive DPS. Je vhodné přizpůsobit rozložení komponentů pro snadnou opravitelnost, použít testovací body pro snadné měření a mechanické uspořádání udělat tak, aby DPS byla snadno vyjmutelná ze zařízení.

3 Obvodové topologie operačních zesilovačů

3.1 Důvody k používání diskretně řešených operačních zesilovačů

Mohlo by se zdát, že použití zesilovačů řešených pomocí diskretních prvků, je dnes zastaralé a nepoužívané. Široká nabídka modelů OZ od různých výrobců dnes umožňuje volit na základě požadavků dané aplikace. Nicméně existují stále důvody k volbě diskretně řešeného obvodu.

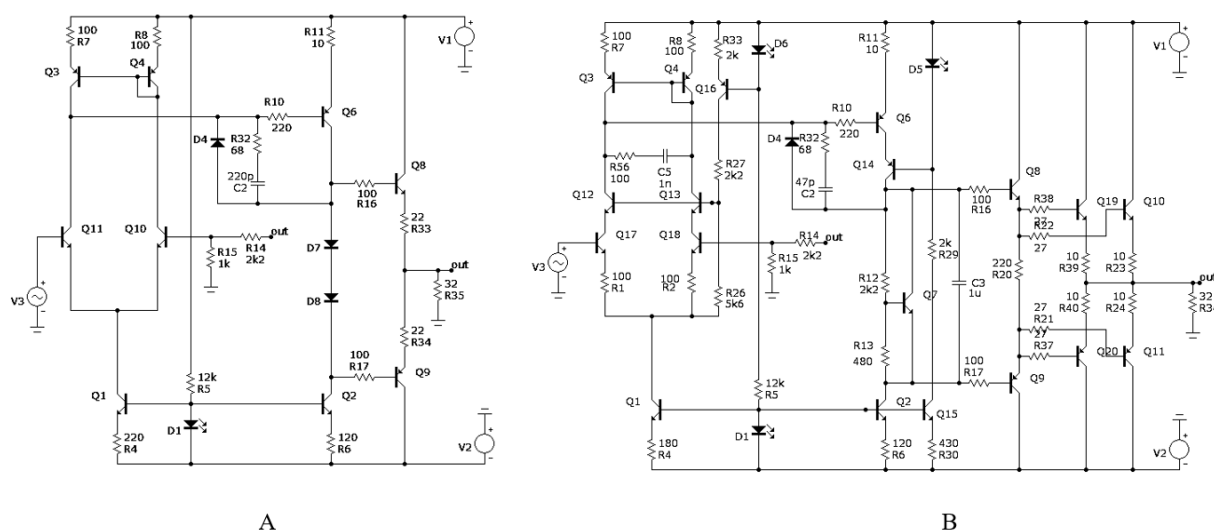
Při požadavku na co nejmenší zkreslení je vhodné volit pracovní třídu výstupní sekce ve třídě A. Většina OZ má ale nastavenou pracovní třídu AB či dokonce B, z důvodu požadavku na malý ztrátový výkon, který je limitován pouzdrzem součástky. Volba pracovní třídy AB, či B může vést až ke vzniku přechodového zkreslení, viditelného i na osciloskopu (LM358N). Při použití diskretního řešení lze posunout pracovní bod výstupní sekce i do A třídy, díky většímu povolenému ztrátovému výkonu tranzistorů v pouzdrech (TO126). Pracovní třída A pak dokáže přechodové zkreslení eliminovat úplně.

Většina dnes vyráběných OZ je navržena pro provoz na maximální napájecí napětí $+18\text{ V}$ až $+22\text{ V}$. Lze se setkat i se speciálními konstrukcemi (například OPA454), který lze provozovat až v rozsahu $+60\text{ V}$, ale jejich použití je pro audio aplikace nevhodné z důvodu neoptimalizování zkreslení. Nevýhodou je také cena těchto speciálních operačních zesilovačů, která přesahuje cenu diskretního řešení.

Z hlediska zátěže OZ se lze setkat s limitujícím faktorem, její minimální velikostí. Většina dnes vyráběných zesilovačů pro audio má doporučenou minimální velikost zátěže $600\ \Omega$ a výše. I zde existují specializované obvody, ale je to zpravidla na úkor dalších parametrů. Některé druhy zátěží (sluchátka) mohou mít impedanci hluboko pod $600\ \Omega$. Při vhodném návrhu výstupní sekce, lze pomocí diskretního řešení tento problém eliminovat.

V neposlední řadě může být volba diskretně řešeného obvodu z marketingových důvodů, kdy u určité části zákazníků je preferováno diskretní řešení. Příkladem může být CD přehrávač firmy Yamaha CD-S3000, kde výrobce zvolil diskretně řešenou analogovou část pro zpracování výstupního signálu za DA převodníkem [25].

V kombinaci s výše zmíněným marketingovým důvodem volby diskrétního řešení OZ je velice dobrým důvodem i jeho poměrně snadná modifikovatelnost a tím i vliv na výsledný charakter zvuku.



Obr. 3.1: Varianta provedení exemplární topologie bez úprav a s úpravami

Jednoduchá modifikovatelnost diskrétního řešení je znázorněná na obr. 3.1. Lze vidět základní topologii OZ použitelného například jako sluchátkový zesilovač. Varianta A je zcela základní zapojení, nicméně dosahující poměrně dobrých parametrů. Varianta B je vylepšená o kaskódy v diferenciálním zesilovači a VAS, řízení klidového proudu a výkonnější výstupní buffer. Obě varianty mohou mít nakreslenou 1 verzi desky plošných spojů (pro variantu B), ale lze ji osadit (respektive vynechat některé součástky) podle požadavku výrobce, poptávky trhu. Je tedy možné vyrábět 1 přístroj s různou konfigurací a ve výsledku v porovnání mezi jednotlivými variantami i různým zvukem. Výhodou jsou také menší náklady na vývoj série produktů.

Nevýhoda diskrétního řešení OZ je především ve vyšších nákladech na osazování DPS součástky. Také opravitelnost diskrétního řešení je mnohem časově náročnější. Dobrým návrhem lze ale rizika spojené se selháním eliminovat, nelze však snížit riziko selhání pájeného spoje, které je u diskrétní verze mnohem vyšší.

Tab. 3.1: Shrnutí parametrů pro obvodovou variantu A a B

| | Varianta A | Varianta B |
|---------------------------|--|--|
| Maximální výstupní napětí | 15 V _{pp} (U _{nap} = 20 V _{pp}), R _L = 32 Ω | 17 V _{pp} (U _{nap} = 20 V _{pp}), R _L = 32 Ω |
| THD (1 až 100 kHz) | 0.001% <, R _L = 32 Ω | 0.0006% <, R _L = 32 Ω |
| Maximální výstupní zátěž | 32 Ω | 16 Ω |
| Rychlost přeběhu SR | 12 V/us | 56 V/us |
| Náklady na výrobu | Cca 300kč včetně 0.5 dm ² DPS | Cca 350kč včetně 0.5 dm ² DPS |

V tabulce 3.1 jsou shrnuty jedny z klíčových parametrů zesilovačů. Jak lze vidět, cenový rozdíl není obrovský, nicméně dosažené parametry jsou jednoznačně lepší u varianty B. Na uvedeném řešení lze také vidět výslednou cenu diskrétního řešení se špičkovými parametry. Pokud by výrobce trval na integrovaném řešení pro danou aplikaci, bylo by nutné pro zachování stejných parametrů zvolit mnohem dražší řešení. Výhodou integrovaného řešení by byla menší plocha DPS a menší časový a finanční nárok na vývoj.

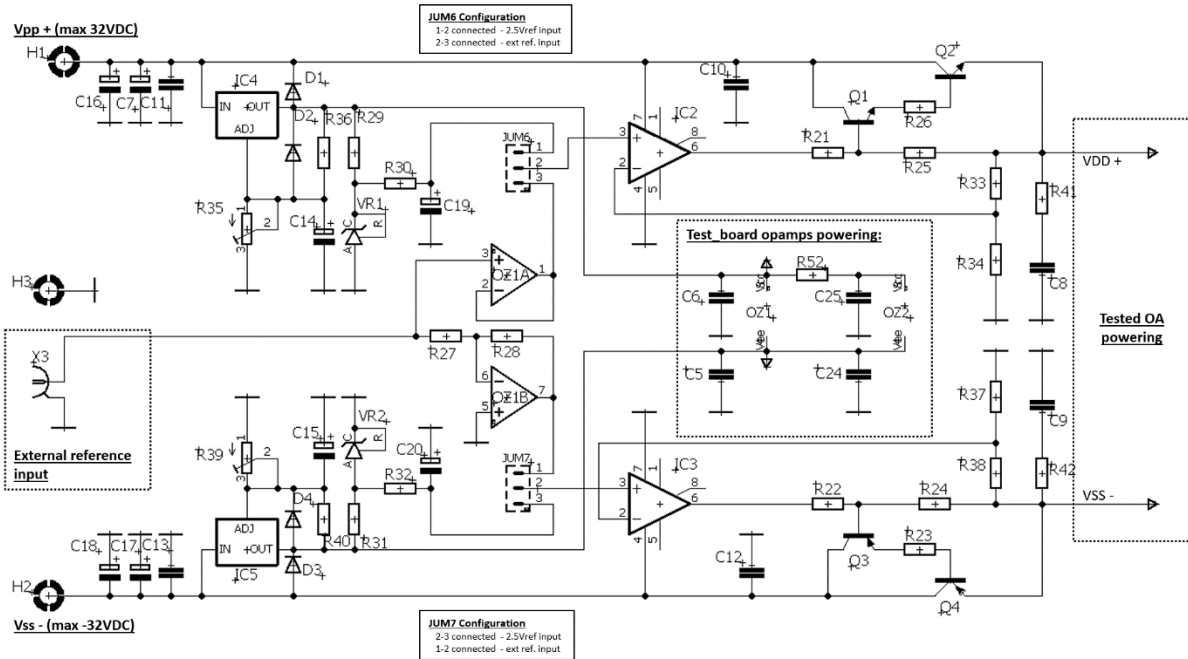
3.2 Popis testovací metody pro základní měření operačních zesilovačů

Z důvodu volby různých obvodových topologií OZ byla zvolena modulární metoda realizace zesilovačů a testovacího prostředí. Měření bylo prováděno na jednotlivých modulech zesilovačů, které byly zasunuty a elektricky připojeny k hlavní testovací desce. Potřebné přístroje pro realizaci měření jsou shrnuty v tabulce 3.2.

Tab. 3.2: Použité měřicí vybavení

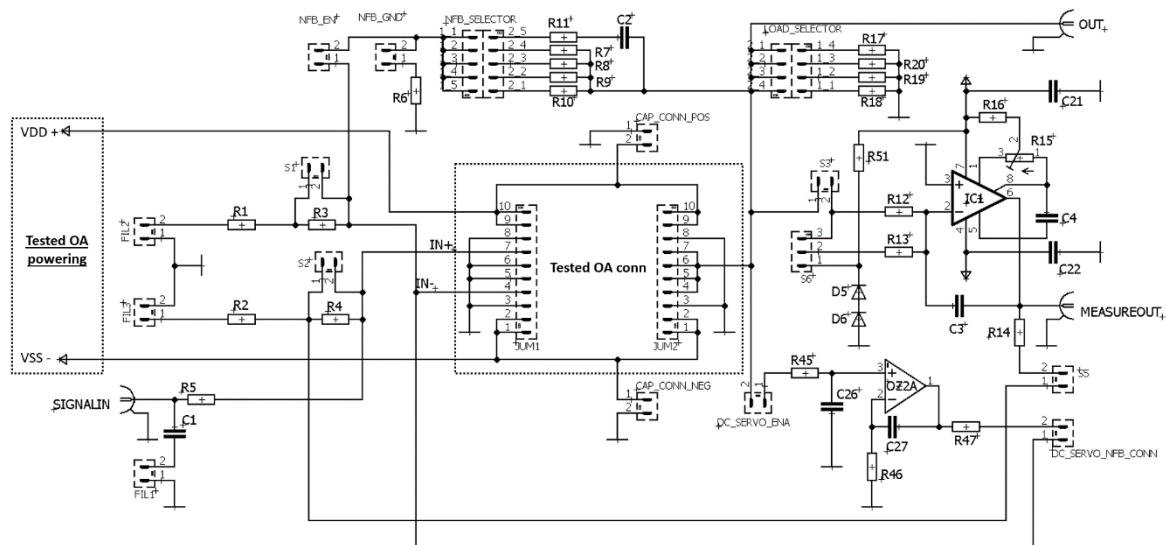
| Přístroj | Výrobce | Typ | Rozsah | Dopl. údaj |
|-----------------------|--|------------|------------------|----------------------------------|
| Osciloskop | Tektronix | 2430A | 150 MHz, 50 Vpp | Libovolný DSO, $f > 100$ MHz |
| Generátor | Leader | LFG-1310 | 0–20 MHz, 10 Vpp | SR musí být > 200 V/us |
| Generátor | Agilent | 33250A | 0–80 MHz | |
| Multimetr 1 | Fluke | 187 – TRMS | | Libovolný TRMS DMM |
| Multimetr 2 | Fluke | 687 – TRMS | | Libovolný TRMS DMM |
| Multimetr 3 | Fluke | 27 – TRMS | | Libovolný TRMS DMM |
| Zdroj | Statron | Typ 2229.2 | 0–40 V, 0–2,5 A | Dvojitý zdroj, min 2x30 V, 0.5 A |
| Spektrální analyzátor | PC + Esi | @julia | 0,000x% | Arta SW |
| Další příslušenství | Osciloskopické sondy 1:10, atenuátor 6 dB, testovací DPS | | | |

Testovací DPS lze rozdělit na 3 základní bloky. Prvním z nich je zdrojová část, která je tvořena stabilizátory IC4 a IC5 pro zajištění konstantního napájení pro operační zesilovače použité v obvodu pro testování. Dále se zde nachází zesilovač OZ1, který slouží k impedančnímu oddělení od externí reference a invertování její hodnoty napětí. Výstupy OZ1 jsou přivedeny na JUM6 respektive JUM7, kde se volí, zdali bude výstupní napětí dáno interní referencí VR1 respektive VR2, nebo právě externí referencí, jejíž použití je podmíněno, pokud je zapotřebí měřit rozsah napájecího napětí, ve kterém jsou testované moduly schopné operovat, nebo při měření CMRR, kdy na vstup X3 je přivedeno napětí 2,4 VDC + 0,1389 VAC. Tím je zajištěno napájecí napětí 18 V se zvlněním 1 V. Frekvenci střídavé složky je možné měnit v rozmezí 1 Hz až 1 MHz a ověřovat tak schopnost testovaného modulu potlačením PSRR. OZ IC2 a IC3 slouží jako zesilovače chybového napětí a v kombinaci se zpětnou vazbou zajišťují požadované výstupní napětí. Tranzistory Q2 a Q4 mohou vlivem většího proudu mít větší ztrátový výkon, který je vhodné odvést pomocí chladiče. Obvod není vybaven nadproudovou ochranou, protože se předpokládá, že bude napájen zdrojem, který má volbu proudového omezení. Maximální vstupní napětí by nemělo přesáhnout 35 V. Schéma zapojení napájecí sekce je zobrazeno na obr. 3.2.



Obr. 3.2: Schéma zapojení napájení pro testovací obvody

Druhým blokem tvořící testovací DPS je samotný obvod určený pro měření základních parametrů testovaných modulů. Obvod je plně konfigurovatelný a lze s ním měřit offset, biasovací vstupní proud, DC a AC zesílení, CMRR a PSRR. Testovací obvod je navržen také na velice snadnou a rychlou konfigurovatelnost a nastavení pracovního bodu testovaného modulu pro měření THD při různé velikosti zátěže. Obvod je dále doplněn o obvod DC Serva, zajišťující vynulování offsetu a možnosti provozovat testovaný modul se sluchátky pro poslechové porovnání.

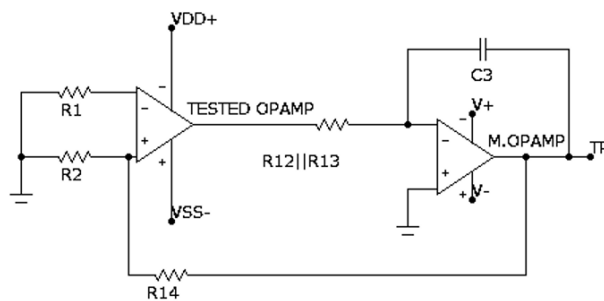


Obr. 3.3: Schéma zapojení testovací sekce

Jednotlivé obvodové zapojení pro měření základních parametrů jsou navržena dle doporučení firmy Analog Devices. Nastavení jednotlivých módů testů je shrnuto v tabulce 3.3 [33].

3.2.1 Měření napěťové nesymetrie

Zjednodušená realizace měření napěťové nesymetrie testovaného OZ je znázorněna na obr. 3.4. Pro splnění podmínky, kdy bude napětí na výstupu testovaného zesilovače rovno potenciálu GND, musí být (díky poměru R14 a R2) výstupní napětí na testovacím pinu TP tisícinásobek napěťové nesymetrie testovaného zesilovače.



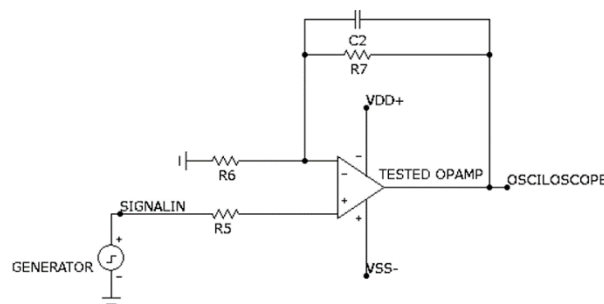
Obr. 3.4: Schéma zapojení pro měření napěťové nesymetrie

3.2.2 Měření proudové spotřeby

Lze provádět současně při měření offsetu zapojením multimetrů v módu měření proudu do série s napájecími piny testovaného OZ. Tím je zjištěna hodnota klidového odběru proudu.

3.2.3 Měření rychlosti přeběhu

Schéma zapojení pro měření rychlosti přeběhu je na dalším obrázku 3.5. Pro měření je nutno zvolit odpor $R7 = 10 \text{ k}\Omega$, $R6 = 1 \text{ k}\Omega$, $R5 = 0 \Omega$. Napětí na generátoru se nastaví tak, aby na výstupu bylo napětí 20 Vpp. Toto nastavení musí být shodné pro všechny testované operační zesilovače.



Obr. 3.5: Schéma zapojení pro měření rychlosti přeběhu SR

3.2.4 Měření zkreslení THD a IMD

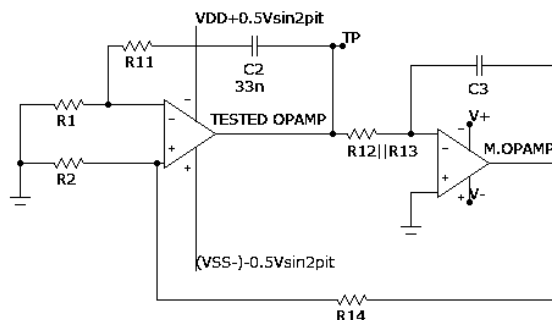
Nastavení zpětné vazby může zůstat stejné jako v předchozím případě. Na vstup SIGNAL_IN je přivedeno harmonické napětí z výstupu zvukové karty a výstup testovaného OZ je přiveden ke vstupu zvukové karty. Pomocí SW ARTA je provedeno měření pro 1 kHz, 0 dB. Lze také změřit závislost zkreslení na velikosti zatěžující impedance. Pak je nutné osciloskopem kontrolovat, aby bylo měření prováděno vždy pro výstupní napětí maximálně 1 dB pod limitací.

Následně, přepnutím na měření pomocí dvou sinusových signálů, je provedeno měření IMD na frekvenci 19 kHz, respektive 20 kHz. Měření se provádí bez zátěže, pro 0 dB vstupního napětí zvukové karty.

3.2.5 Měření PSRR

Testovaný OZ je zapojený dle obr. 3.6 Použití externí napěťové reference se zvolí nastavením pinů JUM6 respektive JUM7. Na vstup X3 je přivedeno napětí 2,4 VDC +

0,0694VAC, kterým je nastaveno napájecí napětí 18 V se zvlněním 1 V. Na výstupu TP je měřeno napětí, které proniká na výstup testovaného OZ. Výsledný poměr vztažený k 1 V se vypočte podle



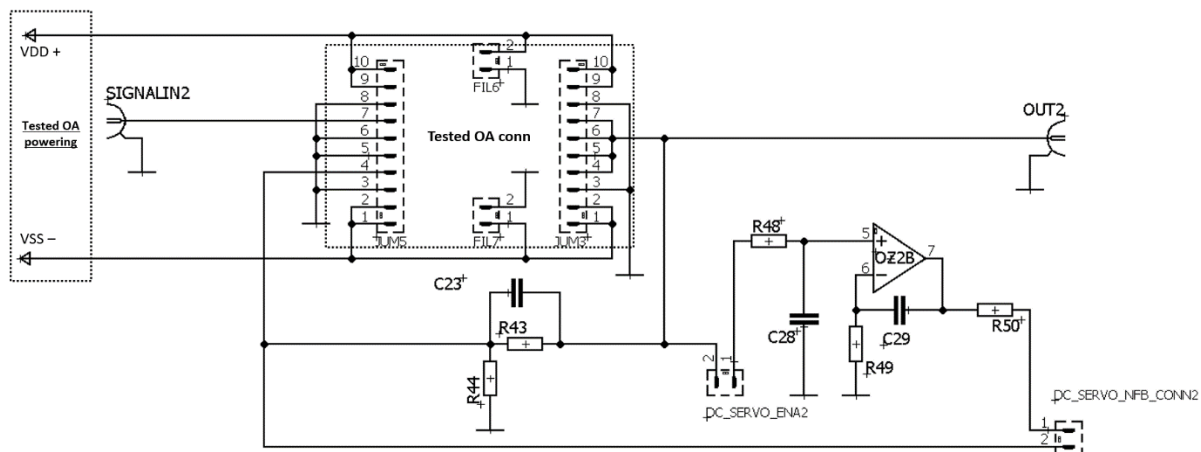
Obr. 3.6: Schéma zapojení pro měření PSRR

$$PSRR = 20 \log \left(\frac{U_{TP}}{100} \right) = [dB]. \quad (8)$$

Tab. 3.3: Konfigurace testovací DPS pro jednotlivá měření

| Měření | VR EF | FI L 1 | FI L 2 | NF B_ EN | NF B_ S | NF B_ GN D | LO AD _S | DC SER VO | S 1 | S 2 | S 3 | S 5 | S 6 |
|--|---------------|--------------|--------------|----------------|-----------------|---------------------|----------------|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Offset R1 = R2 = 100 Ω, R12 = R13 = 220 k, C3 = 1u, R16 = NC, R14 = 100 k | INT | 1 | 1 | 0 | NC | 0 | NC | NC | 1 | 1 | 1 | 1 | 2-3 |
| DC zisk R1 = R2 = 100 Ω, R12 = R13 = 220 k, C3 = 1u, R16 = NC, R14 = 100 k | INT | 1 | 1 | 0 | NC | 0 | NC | NC | 1 | 1 | 1 | 1 | P1 |
| AC zisk R1 = R2 = 100 Ω, R12 = R13 = 220 k, C3 = 1u, R16 = NC, R14 = 100 k | INT | 1 | 1 | 0 | NC | 0 | NC | NC | 1 | 1 | 1 | 1 | 2-3 |
| PSRR R1 = R2 = 100 Ω, R12 = R13 = 220 k, C3 = 1u, R16 = NC, R14 = 100 k, R11 = 10 k, C2 = 33 n | EX T P3 | 1 | 1 | 1 | 1_1 -2- 5 | 0 | NC | NC | 1 | 1 | 1 | 1 | 2-3 |

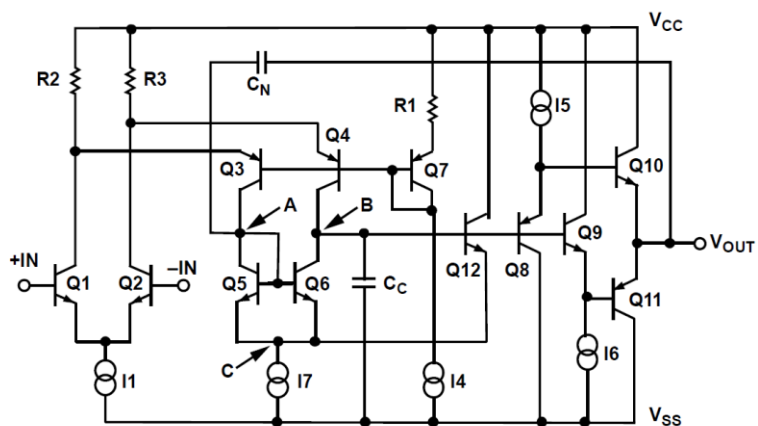
Posledním blokem testovacího schématu je připojení druhého testovacího modulu pro možnost poslechových testů. Obvod je opět doplněn o DC Servo a pomocí volby hodnot R43, respektive R44 je nastavováno zesílení.



Obr. 3.7: Schéma pro nastavení pracovního bodu druhého testovaného OZ

3.2 Obvodové řešení operačního zesilovače AD797 a jeho diskrétně řešený ekvivalent

Jako zástupce drahých, precizních OZ byl zvolen AD797. Pro své vynikající vlastnosti lze tento zesilovač využít jak v profesionální sféře zpracování zvuku (OZ použitelné pro zpracování signálu před analogově digitálním převodem, zpracování signálů z mikrofonů či přenosků atd.), tak i pro velmi kvalitní poslech v přístrojích velmi vysoké kvality. Pro své parametry ale může být použit také v měřicí technice nebo pro zpracování signálů ze snímačů a senzorů. Obvodová realizace výrobcem je znázorněna pouze zjednodušeně viz obr. 3.8 [27].

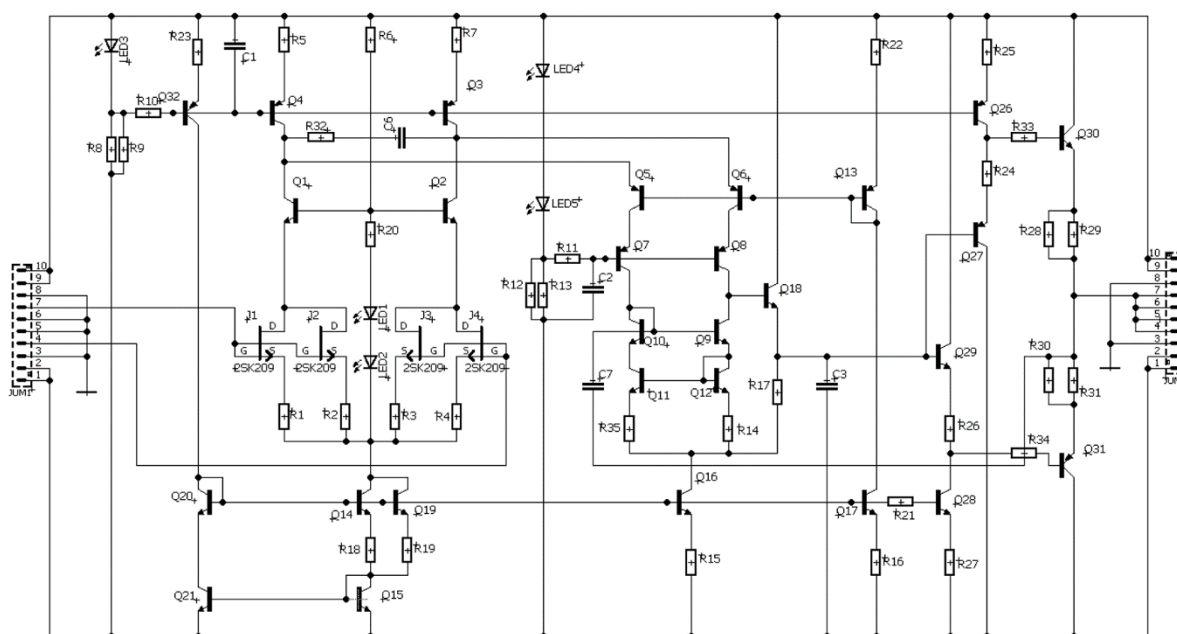


Obr. 3.8: Zjednodušené schéma AD797 [převzato z 27]

3.2.1 Návrh diskretní verze topologie operačního zesilovače AD797

Z důvodu, že výrobcem nejsou udány žádné pracovní body nebo hodnoty součástek, bylo nutno celou obvodovou technologii upravit pro námi zvolené tranzistory a nastavit jim námi požadované hodnoty.

Vstupní diferenciální zesilovač je tvořen čtveřicí JFET tranzistorů 2SK209. Toto řešení pomáhá snížit vstupní ekvivalentní šum při zachování poměrně vysokého biasovacího proudu. Následuje kaskóda a zdroje proudu, které ale taktéž napájejí druhý stupeň, diferenciální VAS tvořený tranzistory Q5 a Q6. Toto řešení má výhodu v tom, že téměř eliminuje parazitní kapacity, které mohou zatěžovat vstupní diferenciální zesilovač. Tím je dosaženo velké šířky pásma a velké rychlosti přeběhu. Nevýhoda tohoto zapojení je ve vysoké impedanci na výstupu VAS. Z toho důvodu je nutné použít Q18, který impedančně oddělí výstupní buffer od VAS. O stabilitu zesilovače se stará kondenzátor C3. Kondenzátor C10 pak slouží pro zlepšení snížení THD. Biasování je zajištěno pomocí LED3, která udává předpětí pro jednotlivé zdroje proudu a následným zrcadlením pro napájení klíčových sekcí.



Obr. 3.9: Realizace diskretního řešení operačního zesilovače AD797

Diskrétní realizace tohoto řešení naráží na velký problém tepelného svázání tranzistorů jak v diferenciálním stupni, tak i v proudových zrcadlech a kaskádách. Z toho důvodu je nutné používat emitorové degenerace v proudových zrcadlech, které pomáhají teplotě stabilizovat zapojení. Teplotní svázání lze také řešit vícevrstvou DPS, nebo realizací na keramickém substrátu namísto FR4. Dalším problémem je rozptyl parametrů použitých tranzistorů, který vede k velkému offsetu operačního zesilovače a ke zhoršení parametrů jako je například CMRR a PSRR.

Realizace této obvodové topologie je velice citlivá na návrh DPS a volbu součástek, ale při dodržení zmíněných rad lze dosáhnout velice dobrých parametrů. Výhodou této topologie je, že se hojně nevyskytuje v diskrétní podobě v audiozařích. Při jejím úspěšném použití pak lze získat zařízení, které bude mít poměrně originální zvukový přednes.

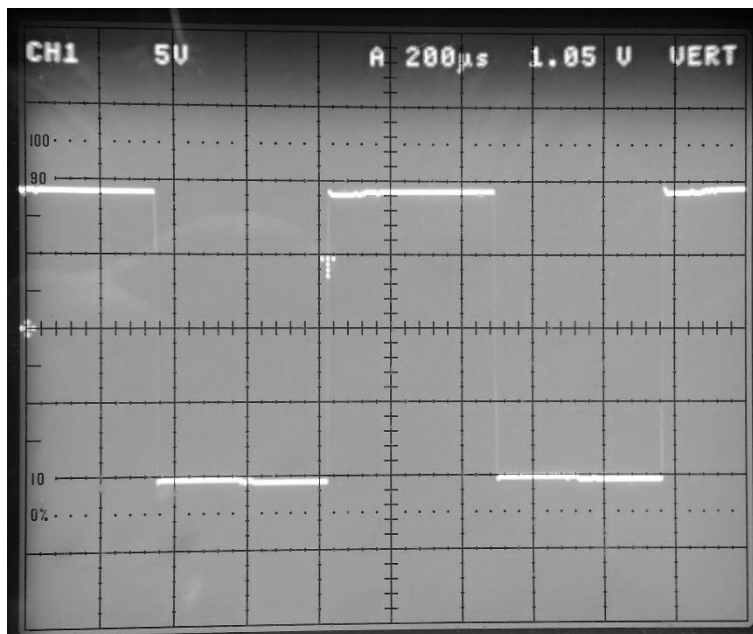
3.2.2 Porovnání naměřených, simulovaných a výrobcem udávaných hodnot pro AD797

Většina parametrů naměřená na diskrétní verzi je zaznamenána do tabulky 3.4. Dále jsou přiloženy záznamy z osciloskopu a měření THD.

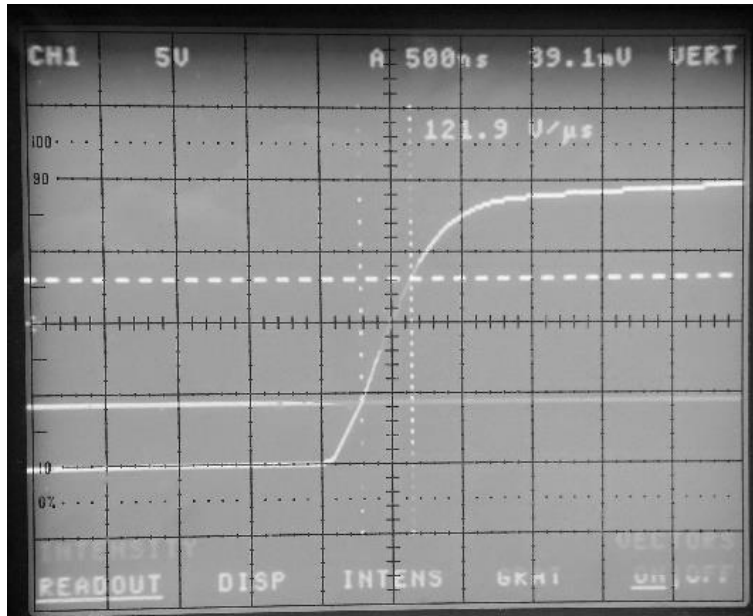
Tab. 3.4: Naměřené hodnoty pro AD797

| Parametr | Podmínky | Simulace | Výrobcem udávané hodnoty [27] | | | Měření diskrétní realizace | Měření Integrované verze |
|----------------------------------|-------------------------|--------------|-------------------------------|-------------------|---------|--|--------------------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | | |
| Rozsah napájecího napětí | | Min +- 4.5 V | +5 V | | +18 V | +6.3 V až +25 V | +5 V až +18 V |
| Maximální výstupní napětí | Bez zátěže | 30.2 Vpp | 23 Vpp | 24.6 Vpp | | 29 Vpp | 27 Vpp |
| Proudová spotřeba | Unap = +-18 V | 47.4 mA | | 8.2 mA | 10.5 mA | 44.2 mA (0.11 A max) | 7.6 mA |
| Harmonické zkreslení THD | 1 kHz, 1 kΩ | 0.003% | | 90 dB | 110 dB | 0.00066% (110 dB) | 0.00071% (108 dB) |
| Rychlost přeběhu SR | - | 470 V/us | 12 V/us | 20 V/us | | 121.9 V/us (89.4 min) | 21.03 V/us |
| OLG | - | 110 dB | 112 | 120 | | 113 dB | 121 dB |
| Zesílení GBW | - | 96 MHz | | 110 | 450 | 98 MHz | > 100 MHz |
| PSRR | f = 100 Hz | - | | | | 69 dB | 82 dB |
| Noise Floor | Vstupy připojeny na GND | -120 dB | | 50 nVpp (-146 dB) | | -135 dB | -135 dB |
| Offset | | 92 mV | | 25 uV | 80 uV | 2.31 mV (2.28 mV) | 4 uV |
| Cena | | | | | | 648 CZK včetně 0.5 dm ² DPS | 250 CZK |

Z měření vyplývá, že diskretní verze může pracovat s vyšším napájecím napětím, ale má také vyšší proudovou spotřebu ve srovnání s integrovanou verzí. Také dosahuje lepší hodnoty harmonického zkreslení a mnohem vyšší hodnoty rychlosti přeběhu. Mezi nevýhody diskretně řešeného OZ AD797 patří především menší zesílení a šířka pásma, mnohem horší schopnost potlačení rušení z napájení. To je způsobené především špatnou volbou proudové reference pro biasování OZ. V neposlední řadě pak také teplotně závislý mnohem vyšší vstupní offset. Z měření také vyplývá, že většinou byly změřeny výrobcem udávané hodnoty až na údaje o šumu, které jsou zatíženy velkou chybou měření. A taktéž i schopnost PSRR, kde nedodržení katalogového údaje mohlo být způsobeno volbou jiné metody testování, než byla použita výrobcem. Velice podobné jsou i hodnoty dané simulacemi diskretního řešení.

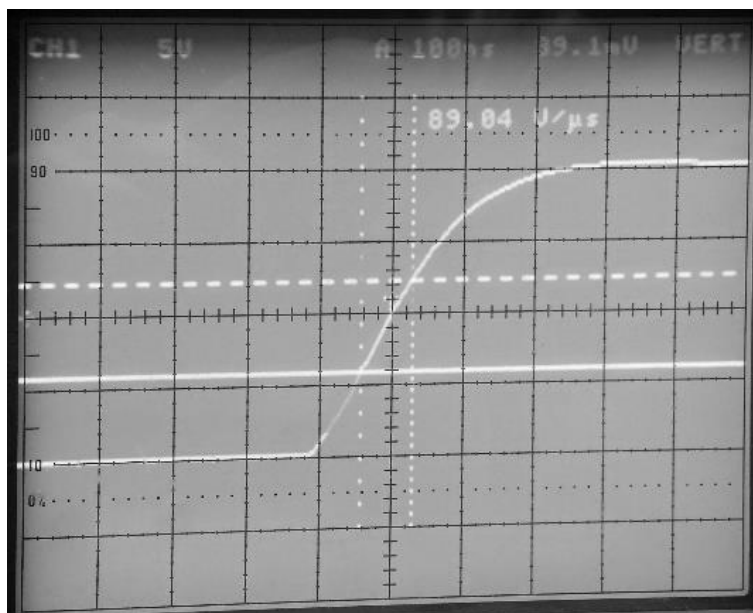


Obr. 3.10: Průběh obdélníku na výstupu diskretního OZ AD797

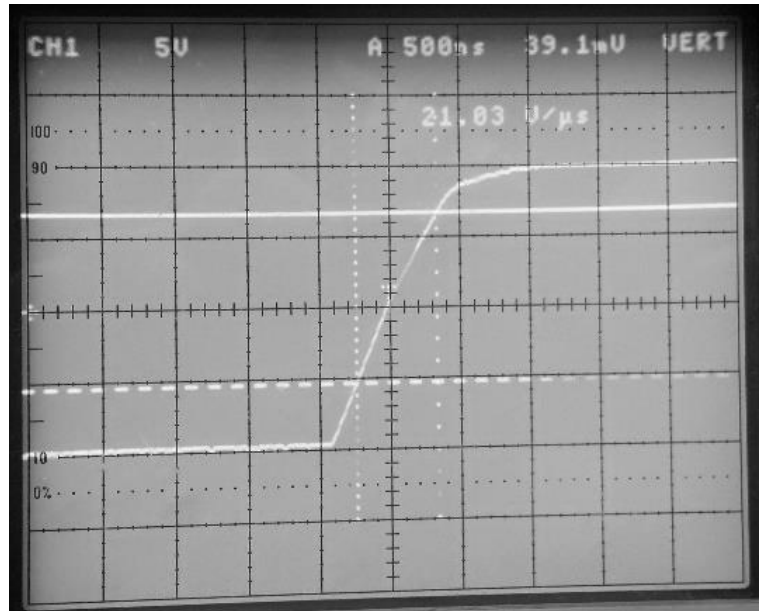


Obr. 3.11: SR při použití 2SC3601/2SA1407

Na obr. 3.10 je vidět odezvu výstupu na obdélníkový signál diskrétně řešené verze AD797. Na obr. 3. 11 je uveden průběh rychlosti přeběhu při volbě koncových tranzistorů 2SA1407, respektive 2SC3601.

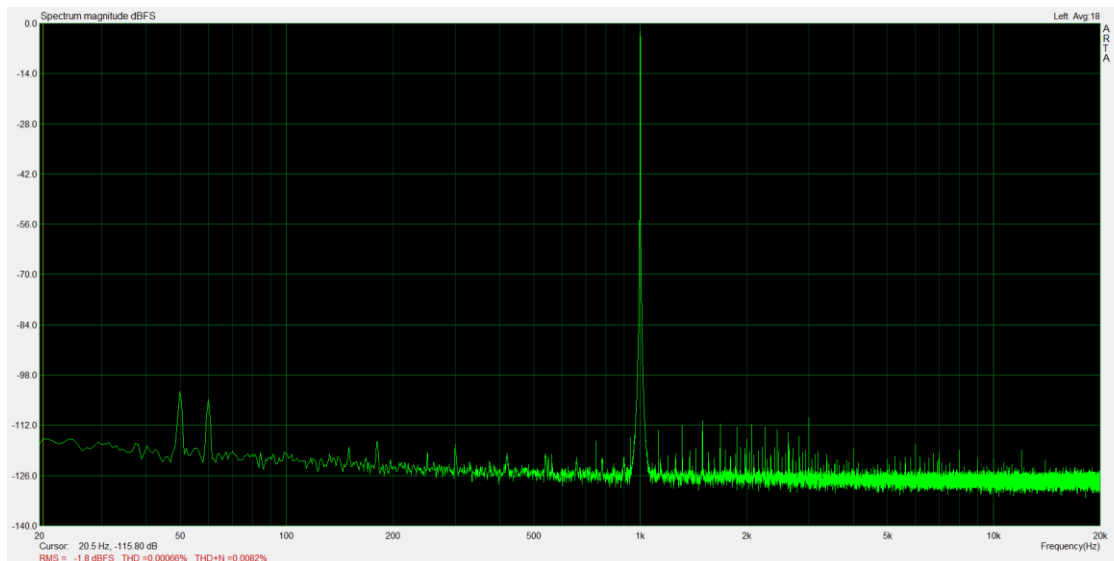


Obr. 3.12: SR při použití KSC2690/KSA1220

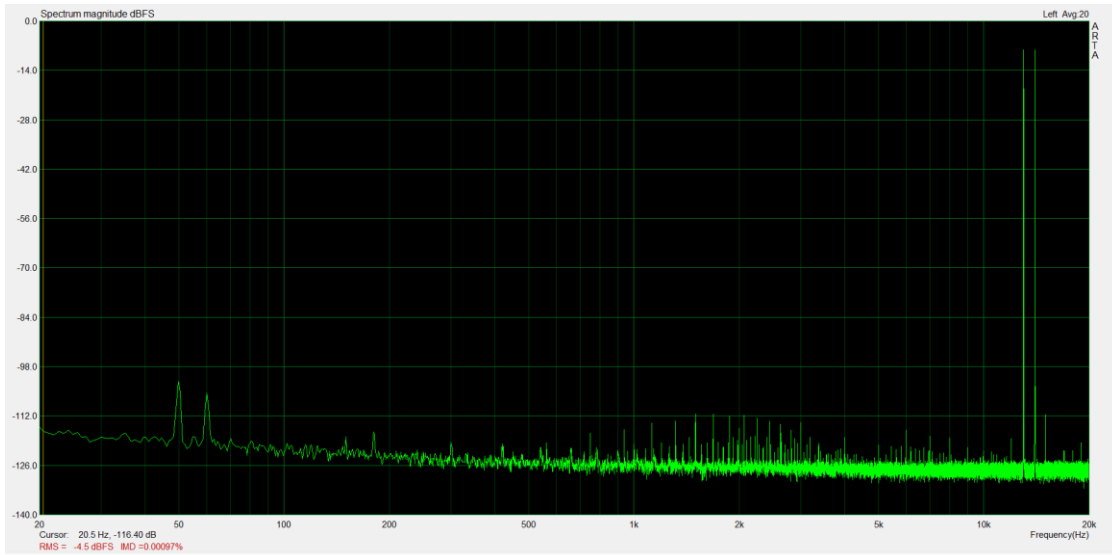


Obr. 3.13: SR integrovaného řešení OZ AD797

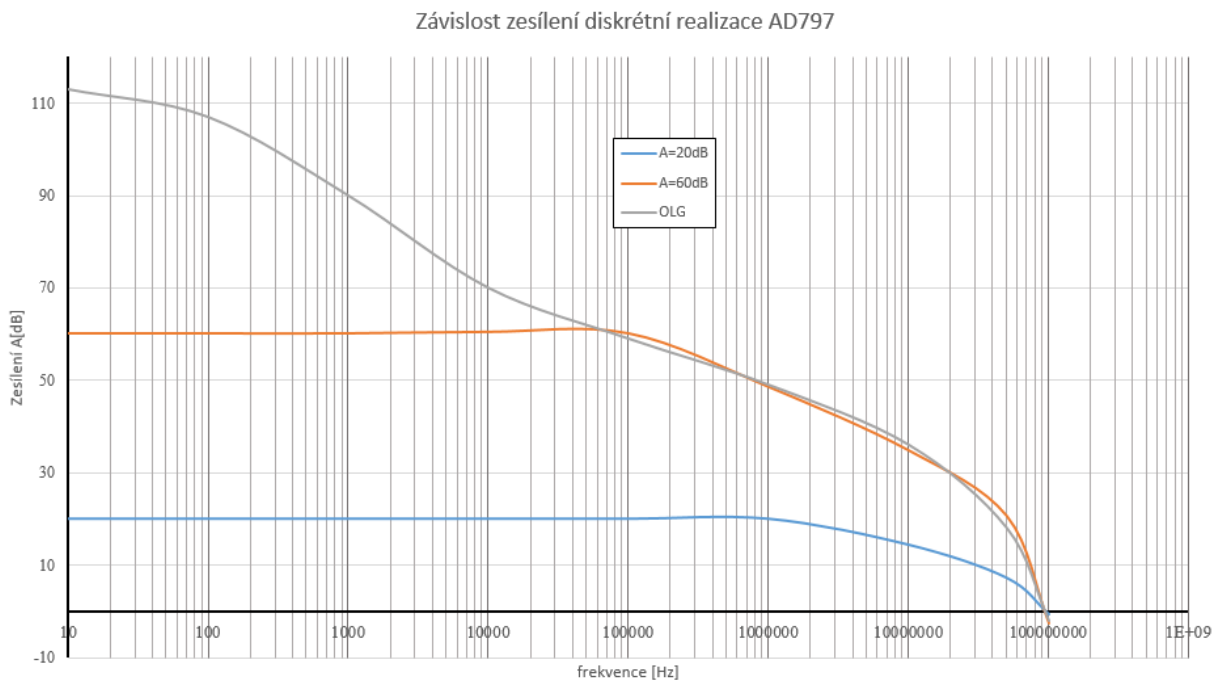
Pro volbu koncových tranzistorů KSC2690, respektive KSA1220 je rychlost přeběhu na obr. 3.12. Z měření tedy vyplývá, že na rychlost přeběhu může mít velký vliv volby jakosti koncových tranzistorů. Na obr. 3.13 lze vidět rychlost přeběhu změřenou na integrované verzi operačního zesilovače AD797.



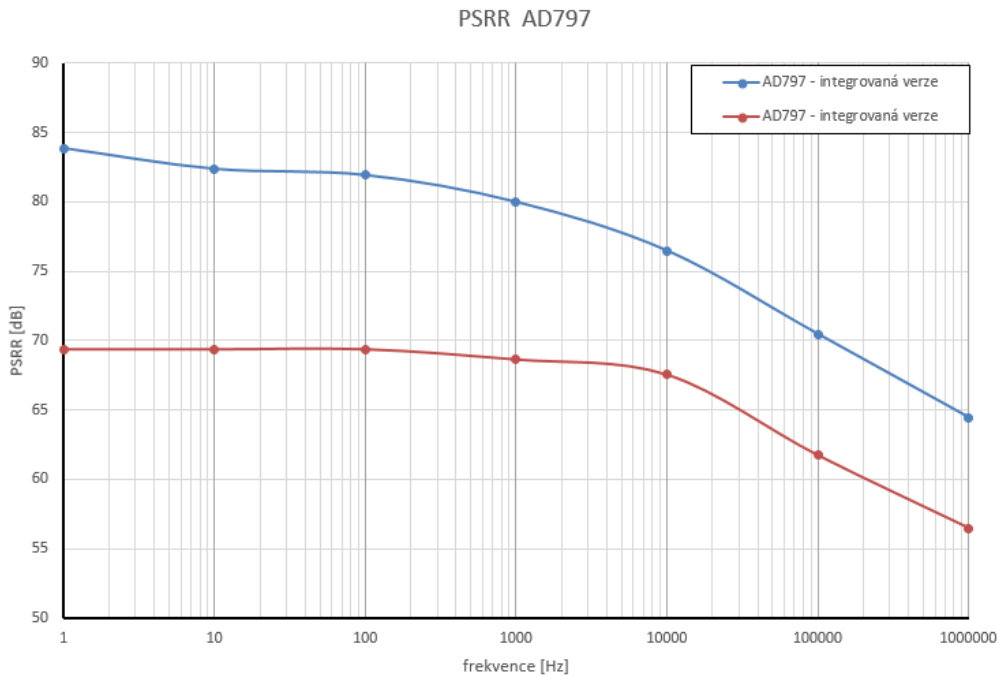
Obr. 3.14: Měření harmonického zkreslení diskrétní verze AD797



Obr. 3.15: Měření intermodulačního zkreslení diskretní verze AD797



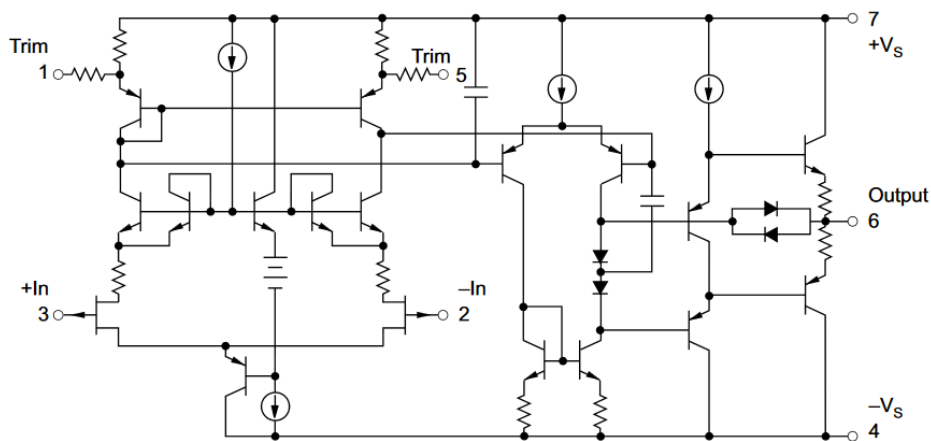
Obr. 3.16: Průběh zesílení diskretní verze AD797 v závislosti na kmitočtu



Obr. 3.17: Průběh PSRR diskrétní verze AD797 v závislosti na kmitočtu

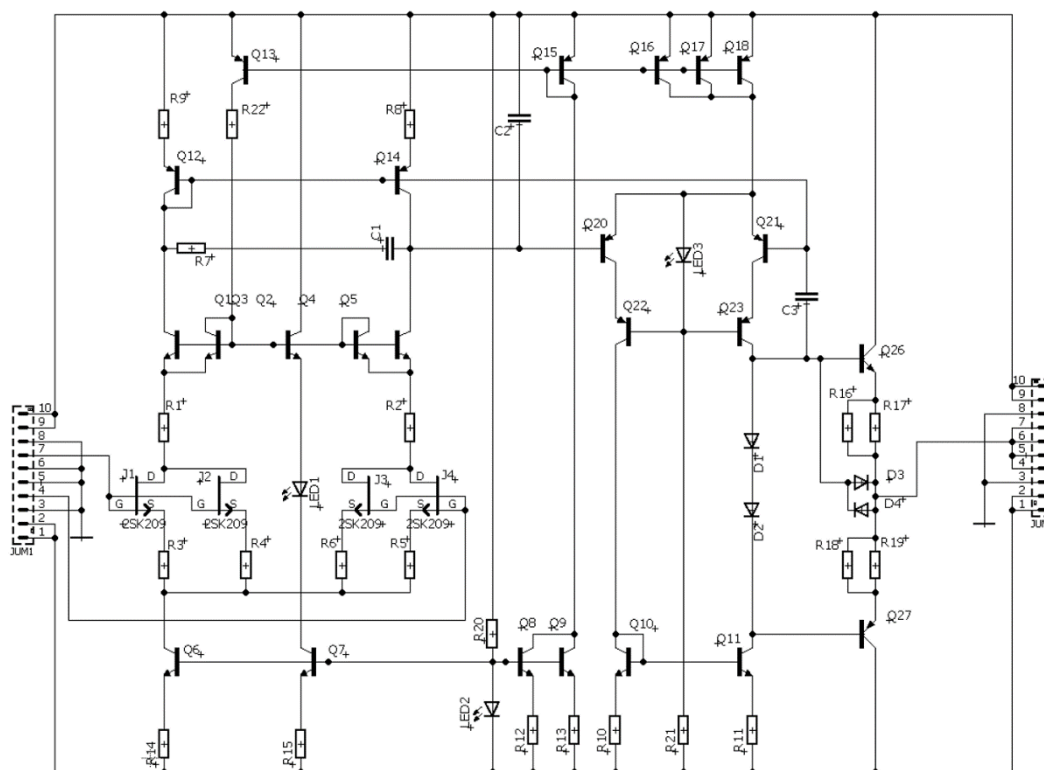
3.3 Návrh diskrétní verze topologie operačního zesilovače OPA627

Zesilovač OPA627 je stále velice oblíben mezi vývojáři audiozařízení. Jeho velikou nevýhodou může být pořizovací cena. Na obr. 3.18 je vidět základní blokové schéma zapojení OZ OPA627.



Obr. 3.18: Zjednodušené schéma zapojení OPA627 (převzato z 26)

Zesilovač OPA627 je vysoce precizní OZ. Jeho hlavními výhodami jsou velká šířka pásma a vysoká rychlost přeběhu. Díky optimalizovanému výrobnímu procesu, zejména pak laserovým trimováním velikosti rozměrů vstupních tranzistorů je dosaženo velice nízkého vstupního offsetu [26].



Obr. 3.19: Realizace diskrétního řešení OZ OPA627

Na obrázku 3.19 je schéma zapojení realizace diskrétního řešení OZ OPA627. Vstup je opět tvořen čtveřicí tranzistorů JFET. Následuje pětice tranzistorů, která je zapojena jako kaskóda. Druhý stupeň VAS je opět tvořen diferenciálním zesilovačem s tranzistorem Q20 a Q21 pracující do kaskódy Q22, Q23 a do jednoduchého proudového zrcadla. Následuje výstupní buffer, který je tvořen tranzistorem Q26 a Q27. O eliminaci přechodového zkreslení se starají diody D1 a D2, kterými je nastaven klidový proud koncovými tranzistorem. Nastavení předpětí pro biasování obvodu je zajištěno diodou LED2.

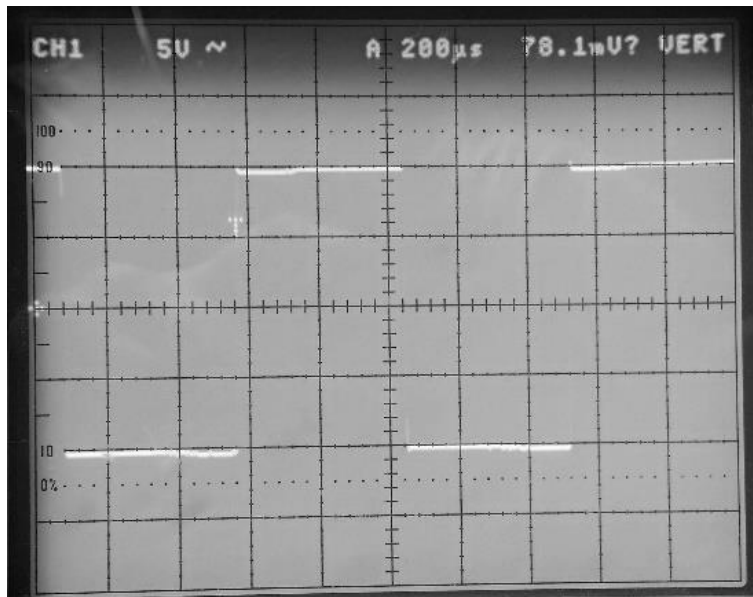
3.2.2 Porovnání naměřených, simulovaných a výrobcem udávaných hodnot pro OPA627

Většina parametrů naměřená na diskretní verzi je zaznamenána do tabulky 3.5. Dále jsou přiloženy záznamy z osciloskopu a měření THD.

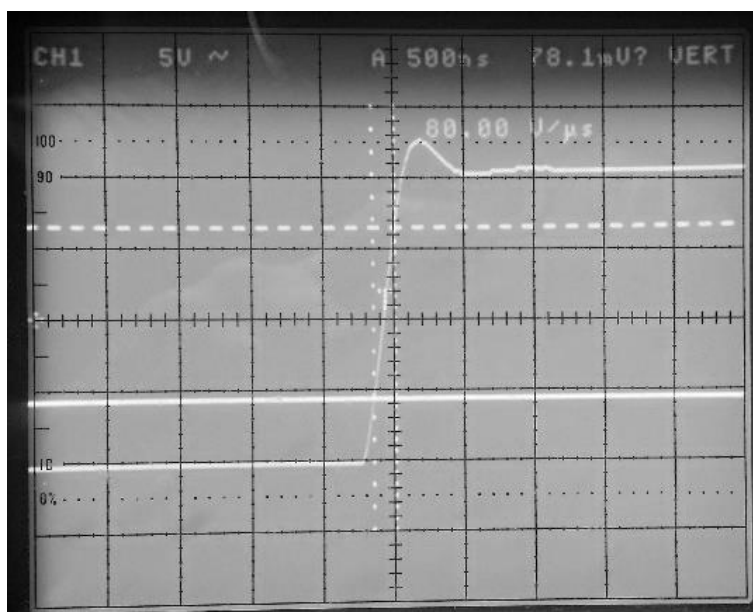
Tab. 3.5: Naměřené hodnoty pro OPA627

| Parametr | Podmínky | Simulace | Výrobcem udávané hodnoty [26] | | | Diskretní realizace | Integrovaná verze |
|---------------------------|-------------------------|-------------|-------------------------------|----------|---------|--|-------------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | | |
| Rozsah napájecího napětí | | Min +-4.5 V | - | - | +18 V | +7.3 V až +25 V | +25 V |
| Maximální výstupní napětí | Bez zátěže | 32.6 V | | | | 34.8 Vpp | 33.2 Vpp |
| Proudová spotřeba | Unap = +-18 V | 31.6 mA | | +7 mA | +7.5 mA | 45.4 mA (39.3 mA) | 4 mA |
| Harmonické zkreslení THD | 1 kHz, 1 kΩ | 0.0032% | | 0.00003% | | 0.00069% | 0.00072% |
| Rychlost přeběhu SR | - | 41 V/us | 40 V/us | 55 V/us | | 85.16 V/us (80 V/us min) | 28.96 V/us |
| OLG | - | 110 dB | 112 dB | 120 dB | | 82 | 121 dB |
| Zesílení GBW | - | | | | | 20 MHz | 18 MHz |
| PSRR | f = 100 Hz | - | - | 120 | - | 74 dB | 54 dB |
| Noise Floor | Vstupy připojeny na GND | -150 dB | | | -147 dB | -139 dB | -141 dB |
| Offset | | 12 mV | | 40 uV | 100 uV | 14 mV (9.5 mV) | 24 uV |
| Cena | | | | | | 648 CZK včetně 0.5 dm ² DPS | 1014 CZK |

Tak jako v předchozím měření, vyplývá, že diskretní realizace OPA627 je schopna pracovat s vyšším napájecím napětím, ale má také vyšší proudovou spotřebu ve srovnání s integrovanou verzí. Také dosahuje lepší hodnoty harmonického zkreslení a mnohem vyšší hodnoty rychlosti přeběhu. Mezi nevýhody diskretně řešené OPA627 patří především menší zesílení až téměř o 30 dB. I zde byla zjištěna horší schopnost potlačení rušení z napájení a teplotně závislý vyšší vstupní offset ve srovnání s integrovanou verzí. Z měření dále vyplývá, že jsme byli schopni změřit výrobcem udávané hodnoty až na údaje o šumu, které nešly s použitým vybavením dosáhnout a na PSRR, kde nedodržení katalogového údaje mohlo být způsobeno volbou jiné metody testování, než byla použita výrobcem.

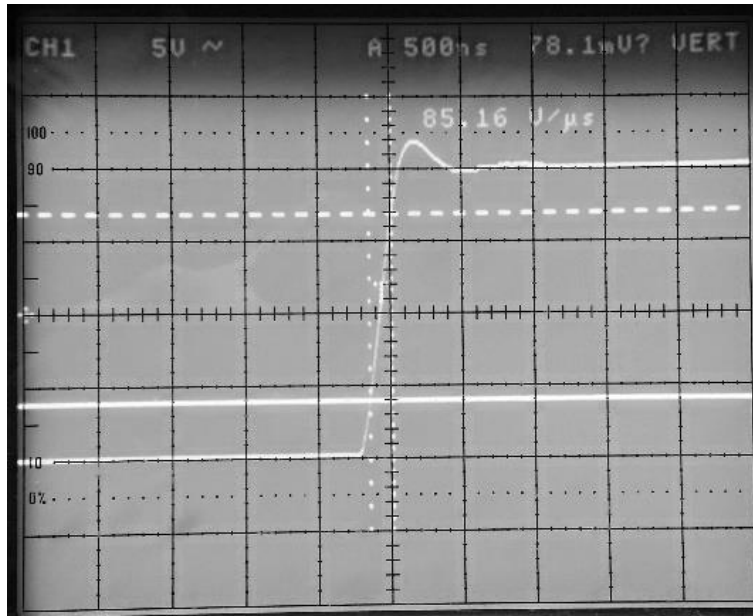


Obr. 3.20: Průběh obdélníku na výstupu diskrétního OZ AD797

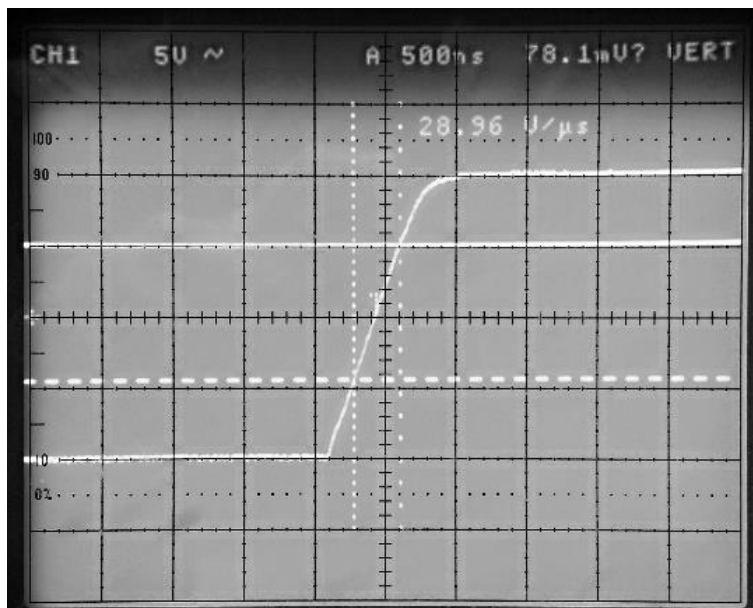


Obr. 3.21: SR při použití KSC2690/KSA1220

Na obr. 3.20 je vidět odezva výstupu na obdélníkový signál diskrétně řešené verze OPA627. Na obr. 3. 21 je vidět rychlost přeběhu při volbě koncových tranzistorů KSC2690, respektive KSA1220.

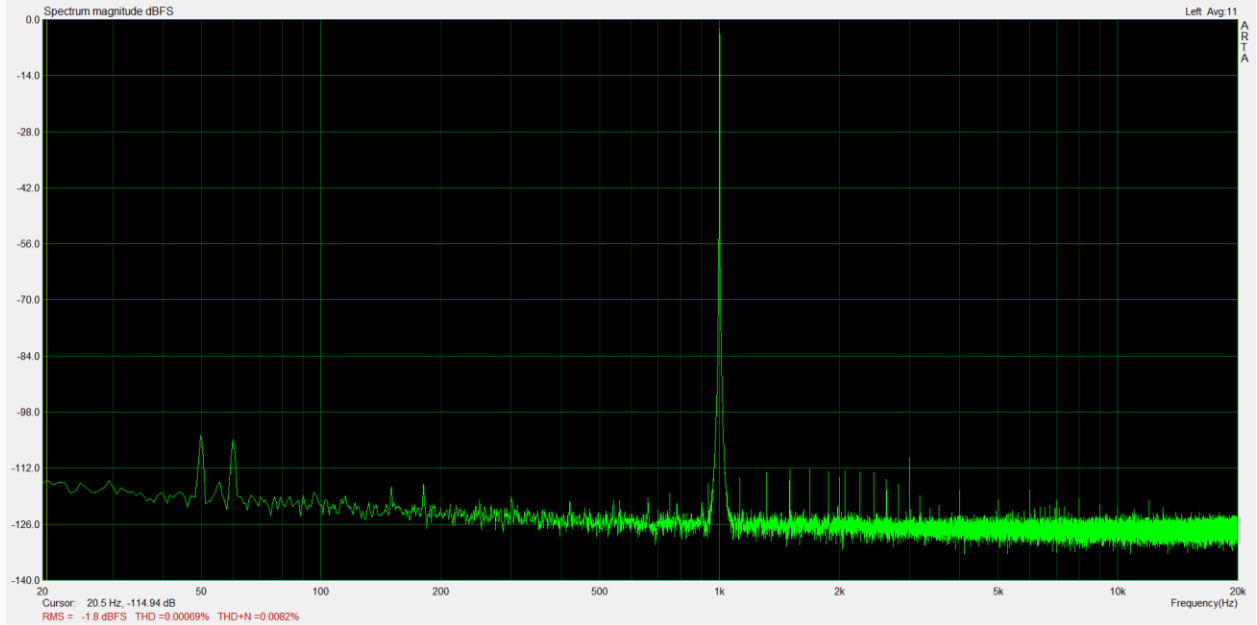


Obr. 3.22: SR při použití 2SC3601/2SA1407

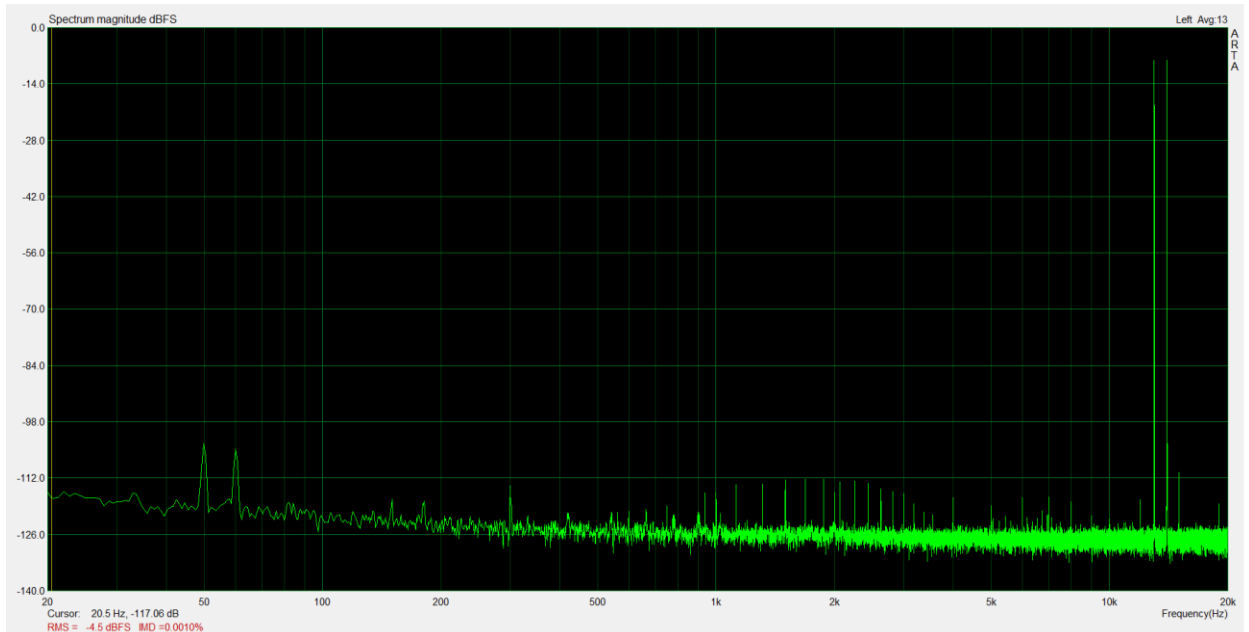


Obr. 3.23: SR integrovaného řešení OZ OPA627

Rychlost přeběhu druhého realizovaného modulu je zobrazena na obr. 3.22. Na obr. 3.23 lze vidět rychlost přeběhu změřenou na integrované verzi operačního zesilovače OPA627.

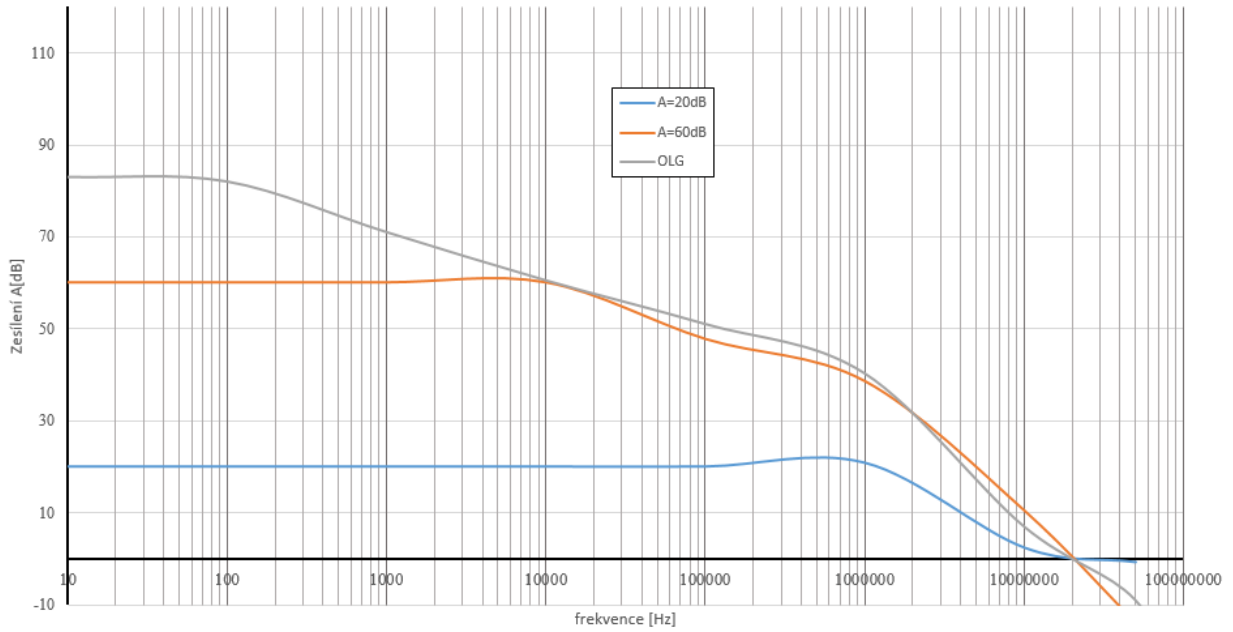


Obr. 3.24: Měření harmonického zkreslení diskretní verze OPA627



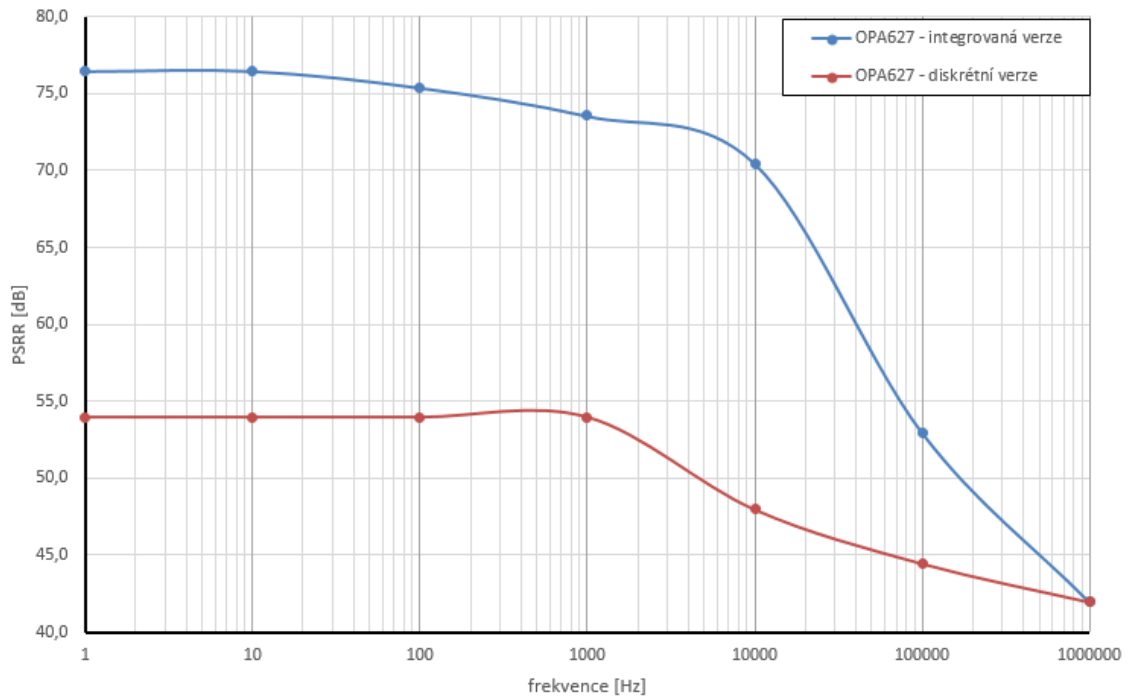
Obr. 3.25: Měření intermodulačního zkreslení diskretní verze AD797

Závislost zeslení diskretní realizace OPA627



Obr. 3.26: Průběh zeslení diskretní verze OPA627 v závislosti na kmitočtu

PSRR OPA627



Obr. 3.27: Průběh PSRR diskretní verze OPA627 v závislosti na kmitočtu

4 Závěr

V diplomové práci je diskutován audiosignál z pohledu nároku na kvalitu OZ. Na problematice vzniku zkreslení a jiných parazitních parametrech OZ je demonstrován vliv na výslednou jakost zpracovaného signálu. Na popisu různých druhů zkreslení je ukázáno, že audiosignál je složitý signál vyžadující vysoké nároky na kvalitu zesilovače.

V druhé kapitole je proveden kompletní rozbor činnosti OZ, který je zde rozdělen na 3 sekce. Pro každou dílčí část je provedena obvodová analýza a diskutovány možné úpravy pro získání co nejlepších parametrů. Pro jednotlivé sekce jsou zde uvedené současně vyráběné polovodičové součástky, které jsou vhodné pro realizaci diskrétně řešeného OZ. Druhá kapitola poukazuje také na fakt, že OZ a jeho neutralita je závislá na použitých obvodových úpravách.

Ve třetí kapitole jsou diskutovány důvody pro diskrétní řešení. Jsou zde uvedeny dva zástupci operačních zesilovačů a rozebrána jejich topologie. Současně jsou zde uvedeny návrhy a simulace topologií řešených pomocí diskrétních součástek a data jsou porovnána s hodnotami uvedenými ve výrobní dokumentaci výrobců.

V práci se podařilo úspěšně realizovat dva návrhy diskrétně řešených OZ a také měřící prostředí pro verifikaci jejich parametrů. Cílem této práce je vyvrátit omyl, že OZ reprezentován jako běžně dostupná součástka realizována na čipu je zvukově neutrální. Na základě provedeného měření na realizovaných modulech lze říci, že integrované realizace budou vhodnější do aplikace s požadavkem na co nejvyšší CMRR a PSRR, tedy například všude tam, kde bude zpracováván diferenciální signál. I zde by šlo použít diskrétní řešení, ale pouze za cenu zlepšení návrhu (například složitější obvod biasování, preciznější návrh DPS). Pokud bude požadavek na vysokou rychlost přeběhu, případně schopnost dodat vyšší výkon do zátěže, má diskrétní realizace stále nezastupitelné místo. Toto tvrzení nelze ovšem vzít za všeobecné.

Z měření také vyplývá, že pokud bude požadavek na vysokou rychlost přeběhu, je vhodné použít operační zesilovače s podobnou architekturou, jaká je v práci reprezentována diskrétním návrhem OZ AD797. Totéž bude platit i při požadavku na široké pásmo GBW. Pokud je zapotřebí poměrně levnou, ale dobře modifikovatelnou architekturu, pak je vhodné zvolit obvodovou variantu dle obr. 3.1. Obvodovou topologii dle návrhu diskrétního řešení OPA627 lze zvolit při

požadavku na zpracovávání diferenciálního signálu, poměrně velké rychlosti a jako kompromis v obvodové složitosti mezi zmíněnými předchozími řešeními.

Přínos této práce je především v rozboru OZ a jeho vlivu na zpracovávaný signál. Tyto informace lze využít jak při vývoji audiozařízení tak i v dalších zařízeních, kde je požadavek na zachování kvality vstupního signálu. Příkladem může být například měřicí technika. Dalším přínosem je zmapování vyráběných součástek použitelných pro diskrétní řešení OZ, nebo konstrukční informace které mohou pomoci zlepšit návrh zařízení.

Seznam použitých zdrojů

- [1] SCHIMMEL, Jiří. *Studiová a hudební elektronika*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2012. s. 13. ISBN 978-80-214-4458-4.
- [2] SCHIMMEL, Jiří. *Studiová a hudební elektronika*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2012. s. 10. ISBN 978-80-214-4458-4.
- [3] BEJČEK, Ludvík – ČEJKA, Miloslav – REJZ, Jiří – GESCHEIDTOVÁ, Eva a STEIBAUER, Miloslav. *Měření v elektrotechnice*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2002. s. 93.
- [4] SELF, Douglas. *Self on Audio*. 2nd ed. Boston: Newnes, 2006. s. 207. ISBN 978-0-7506-8166-7.
- [5] HOOD, John Linsley. *Audio electronics*. 2nd ed. Oxford: Newnes, 1999. s. 163. ISBN 0-7506-4332-3.
- [6] HOOD, John Linsley. *Audio electronics*. 2nd ed. Oxford: Newnes, 1999. s. 46. ISBN 0-7506-4332-3.
- [7] METZLER, Bob. *Audio measurement handbook*. 2nd ed. Oregon: Audio Precision, 2005. s. 51.
- [8] HOOD, John Linsley. *Audio electronics*. 2nd ed. Oxford: Newnes, 1999. s. 164. ISBN 0-7506-4332-3.
- [9] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design handbook*. 5th ed. Oxford: Focal Press, 2009. s. 104. ISBN 978-0-240-52162-6.
- [10] VRBA, Kamil a BUCHMAIER, Pavel. *Vlastnosti bipolárních proudových zrcadel*. [cit. 2015-12-7]. Dostupné z: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/99014/index.html>>.
- [11] VRBA, Kamil. *Analogová technika*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2012. 201 stran. ISBN 978-80-214-4458-4.

- [12] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design handbook*. 5th ed. Oxford: Focal Press, 2009. s. 104. ISBN 978-0-240-52162-6.
- [13] Low Noise Transistor BC549C, BC550C. NPN Silicon [onsemi.com]. 2007 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://www.farnell.com/datasheets/727135.pdf>>.
- [14] Low Noise Transistor BC560C, NPN Silicon [onsemi.com]. 2012 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/BC560C-D.PD>.
- [15] Audio Frequency Low Noise Amplifier Application. 2SA1312 [toshiba.com]. 2003 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://docseurope.electrocomponents.com/webdocs/1436/0900766b81436bfc.pdf>>.
- [16] Audio Frequency Low Noise Amplifier Application. 2SC3324 [toshiba.com]. 2014 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/toshiba/987.pdf>>.
- [17] Audio Frequency General Purpose Amplifier Application. HN4C06J [toshiba.com]. 2004 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://www.searchdatasheet.com/datasheets/toshiba/HN4C06J-GR.pdf>>.
- [18] Audio Frequency General Purpose Amplifier Application. HN4B06J [toshiba.com]. 2014 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/toshiba/HN4B06J.pdf>>.
- [19] Audio Frequency Low Noise Amplifier Application. 2SK209 [toshiba.com]. 2003 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/toshiba/1030.pdf>>.
- [20] Audio Frequency Low Noise Amplifier Application. 2SK2145 [toshiba.com]. 2003 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/toshiba/903.pdf>>.
- [21] Ultra Low Noise Single N-Channel Jfet Amplifier. LSK170 [linearsystems.com]. 2014 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <<http://www.linearsystems.com/assets/media/file/datasheets/LSK170.pdf>>.

- [22] Ultra Low Noise Single P-Channel Jfet. LSJ74 [linearsystems.com]. 2014 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: http://www.linearsystems.com/assets/media/file/datasheets/LSJ74_SST74.pdf.
- [23] DUDEK, Pavel. Napěťový zesilovač. *Amatérské radio*. 1992, roč. XLI, č. 10. s. 15.
- [24] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design handbook*. 5th ed. Oxford: Focal Press, 2009. s. 129. ISBN 978-0-240-52162-6.
- [25] CD S3000. *Yamaha.com* [online]. 2015 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: http://europe.yamaha.com/en/products/audio-visual/hifi-components/cd-players/cd-s3000_g/?mode=model3.
- [26] OPA627 and OPA637 Precision High-Speed Difet ® Operational Amplifiers. [Http://www.ti.com](http://www.ti.com) [online]. 2015 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa627.pdf>
- [27] AD797, Ultralow Distortion, Ultralow Noise Op Amp [analog.com]. 2015 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD797.pdf>.
- [28] *Noise in Semiconductor devices* [online]. 2010 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: http://www.eng.auburn.edu/~wilambm/pap/2011/K10147_C011.pdf. Auburn Univerzity.
- [29] RC4558 Dual General-Purpose Operational Amplifier. *Www.ti.com* [online]. 2014 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/rc4558.pdf>
- [30] KSC2690/2690A. [Http://www.mouser.com](http://www.mouser.com) [online]. 2010 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/149/KSC2690A-889454.pdf>
- [31] 2SA1381/KSA1381. [Http://www.mouser.com](http://www.mouser.com) [online]. 2008 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/149/KSA1381-889316.pdf>
- [32] BD139-BD140. [Http://www.st.com](http://www.st.com) [online]. 2008 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/25/1f/cf/0d/03/ad/4e/06/CD00001225.pdf/files/CD00001225.pdf/jcr:content/translations/en.CD00001225.pdf>

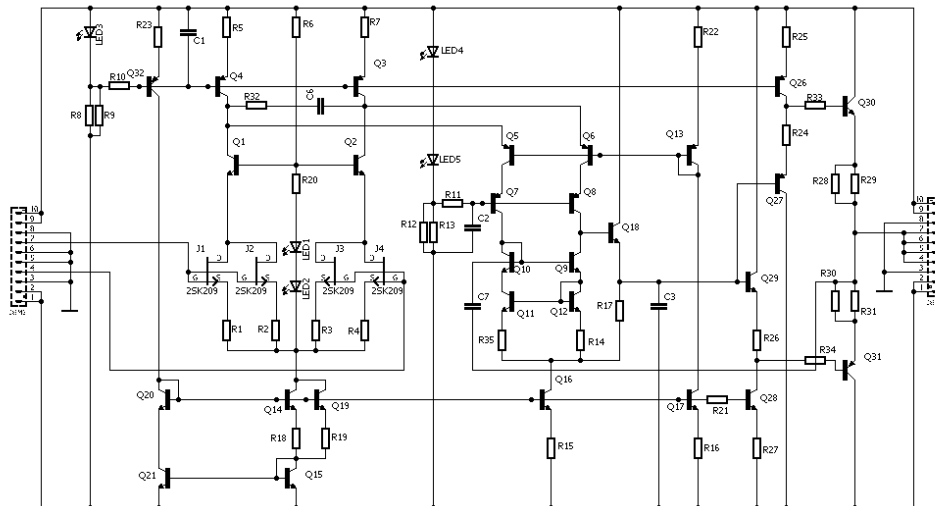
- [33] BRYANT, James. Simple Op Opamp Measurement. *Analog Dialogue* [online]. 2011(45) [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/simple-op-amp-measurements.html>
- [34] KSC1845 NPN Epitaxial Silicon Transistor. *Http://www.mouser.com* [online]. 2002 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/149/KSC1845-88467.pdf>
- [35] KSA992 PNP Epitaxial Silicon Transistor. *Http://www.mouser.com* [online]. 2004 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/149/KSA992-88789.pdf>
- [36] MAT12. Audio, Dual-Matched NPN Transistor. *Http://www.analog.com* [online]. 2014 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAT12.pdf>
- [37] SSM2212. Audio, Dual-Matched NPN Transistor. *Http://www.analog.com* [online]. 2015 [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/SSM2212.pdf>

Seznam použitých symbolů, veličin a zkratk

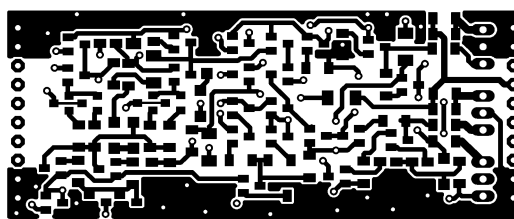
| | |
|------|----------------------------------|
| BJT | Bipolar Junction Transistor |
| CMRR | Common Mode Rejection Ratio |
| DAC | Digital to Analog Converter |
| GBW | Gain Band Width Product |
| JFET | Junction Field Effect Transistor |
| mA | miliampér |
| MAX | Maximum |
| MIN | Minimum |
| MOS | Metal Oxid Silicone |
| OLG | Open Loop Gain |
| OP | Operational Amplifier |
| OZ | Operační zesilovač |
| PSRR | Power Supply Rejection Ratio |
| R | Rezistor |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| THD | Total Harmonic Distortion |
| TYP | Typical |
| V | Volt |

Seznam příloh

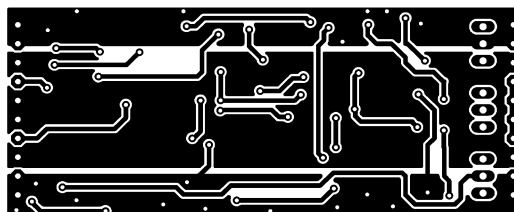
| | |
|--|------|
| PŘÍLOHA I: SCHÉMA DISKRÉTNÍ REALIZACE AD797..... | I |
| PŘÍLOHA II: NÁVRH DPS PRO AD797 – STRANA TOP (70 X 30 MM)..... | I |
| PŘÍLOHA III: NÁVRH DPS PRO AD797 – STRANA BOTTOM (70 X 30 MM)..... | I |
| PŘÍLOHA IV: NÁVRH DPS PRO AD797 – OSAZOVACÍ PLÁN..... | I |
| PŘÍLOHA V: SEZNAM SOUČÁSTEK POUŽITÝCH V DISKRÉTNÍ REALIZACI AD797 | II |
| PŘÍLOHA VI: SCHÉMA DISKRÉTNÍ REALIZACE OPA627 | III |
| PŘÍLOHA VII: NÁVRH DPS PRO OPA627 – STRANA TOP (70 X 30 MM) | III |
| PŘÍLOHA VIII: NÁVRH DPS PRO OPA627 – STRANA BOTTOM (70 X 30 MM) | III |
| PŘÍLOHA IX: NÁVRH DPS PRO AD797 – OSAZOVACÍ PLÁN..... | IV |
| PŘÍLOHA X: SEZNAM SOUČÁSTEK POUŽITÝCH V DISKRÉTNÍ REALIZACI AD797 | IV |
| PŘÍLOHA XI: SCHÉMA OBVODU PRO TESTOVÁNÍ INTEGROVANÉ VERZE OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ..... | V |
| PŘÍLOHA XII: NÁVRH DPS PRO TESTOVÁNÍ OZ – STRANA TOP (70 X 30 MM)..... | V |
| PŘÍLOHA XIII: NÁVRH DPS PRO TESTOVÁNÍ OZ – STRANA BOTTOM (70 X 30 MM) | V |
| PŘÍLOHA XIV: SEZNAM SOUČÁSTEK PRO DPS K TESTOVÁNÍ INTEGROVANÝCH VERZÍ OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ | V |
| PŘÍLOHA XV: CELKOVÉ SCHÉMA TESTOVACÍ DPS | VI |
| PŘÍLOHA XVI: NÁVRH TESTOVACÍ DPS – STRANA TOP (150 X 100 MM)..... | VII |
| PŘÍLOHA XVII: NÁVRH TESTOVACÍ DPS – STRANA BOTTOM (150 X 100 MM)..... | VII |
| PŘÍLOHA XVIII: NÁVRH TESTOVACÍ DPS – OSAZOVACÍ PLÁN..... | VIII |
| PŘÍLOHA XIX: SEZNAM SOUČÁSTEK PRO DPS NA TESTOVÁNÍ OZ..... | IX |
| PŘÍLOHA XX: REALIZOVANÁ DPS PRO MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ OZ | X |
| PŘÍLOHA XXI: REALIZOVANÉ MODULY PRO MĚŘENÍ PARAMETRŮ OZ | X |



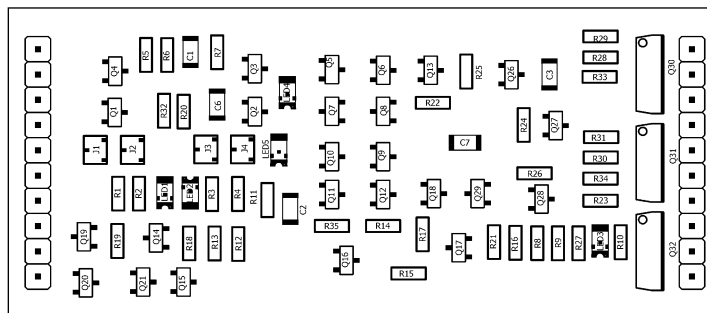
Příloha I: Schéma diskretní realizace AD797



Příloha II: Návrh DPS pro AD797 – strana TOP (70 x 30 mm)



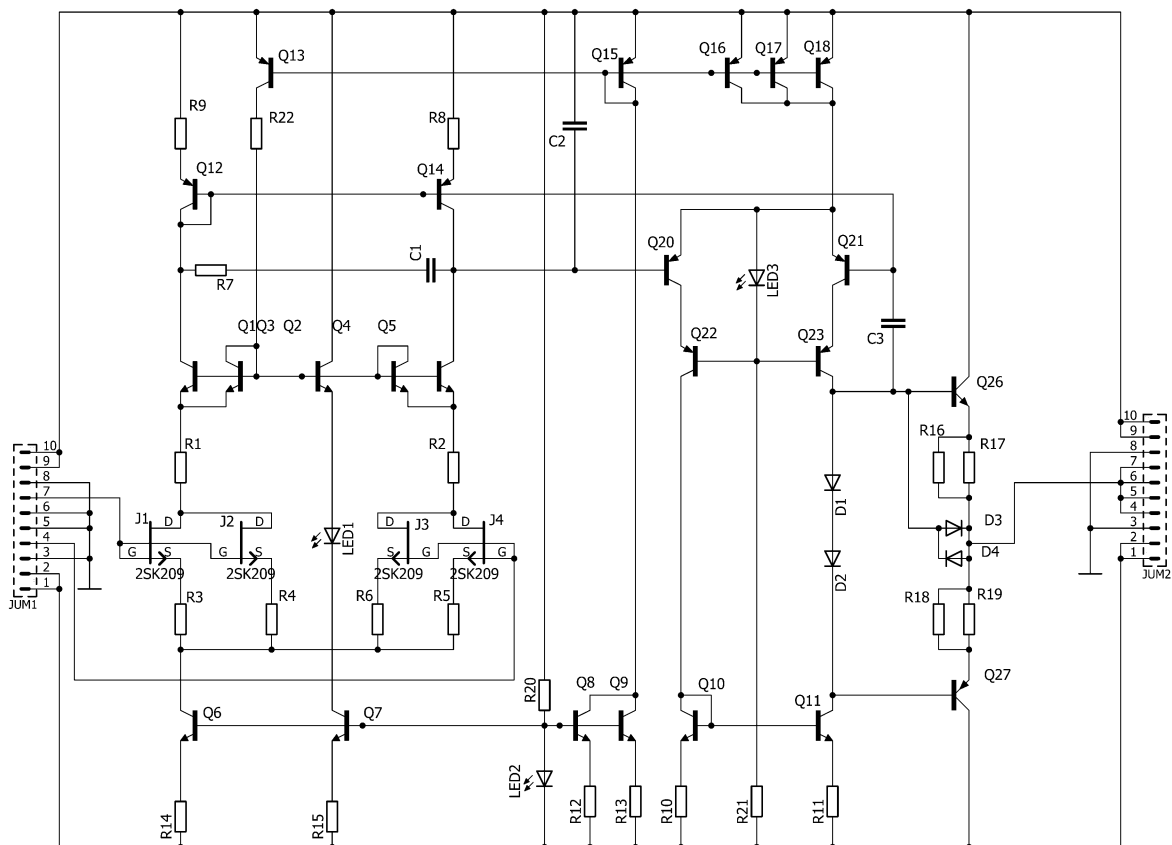
Příloha III: Návrh DPS pro AD797 – strana BOTTOM (70 x 30 mm)



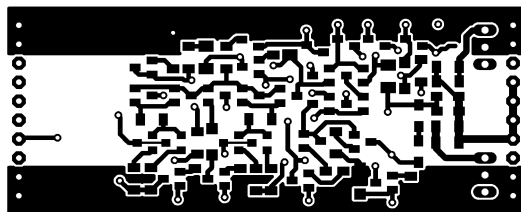
Příloha IV: Návrh DPS pro AD797 – osazovací plán

| REZISTORY | | | | |
|---|----------------|------------|----------------|-----------------------|
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| R1, R2, R3, R4, R10, R11, R32 | 100, 1% | 7 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R14, R28, R29, R30, R31, R35 | 47, 1% | 6 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R15 | 120, 1% | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R16, R25 | 330, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R17 | 3 K, 1% | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R18, R19, R20 | 0, 1% | 3 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R21 | | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R22 | 1 k, 1% | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R23 | 150, 1% | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R24, R26 | 82, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R27 | 240, 1% | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R33, R34 | 10, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R5, R7 | 220, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R6 | 6 k8, 1% | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R8, R9, R12, R13 | 33 k, 1% | 4 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| KONDENZÁTORY | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| C1, C2 | 100 n/50 V | 2 | C1206K | YAEGO |
| C3, C7 | Nutno odladit | 2 | C1206K | YAEGO |
| C6 | 1 n | 1 | C1206K | YAEGO |
| POLOVODIČE | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| LED1, LED2, LED3, LED4, LED5 | GREEN | 5 | CHIPLED_1206 | Libovolná Led, zelená |
| Q1, Q2, Q9, Q10, Q11, Q12, Q14, Q15, Q16, Q17, Q18, Q19, Q20, Q21, Q28, Q29 | 2SC3324 | 16 | SOT23-BEC | Toshiba |
| Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q13, Q26, Q27 | 2SA1312 | 9 | SOT23-BEC | Toshiba |
| Q30 | BD139 | 1 | TO126AV | ST Microelectronics |
| Q31, Q32 | BD140 | 2 | TO126AV | ST Microelectronics |
| J1, J2, J3, J4 | 2SK209 | 4 | TO236 | Toshiba |
| OSTATNÍ | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| JUM1, JUM2 | S1G10_JUMP | 2 | S1G10_JU | |

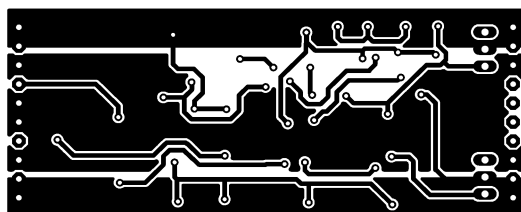
Příloha V: Seznam součástek použitých v diskrétní realizaci AD797



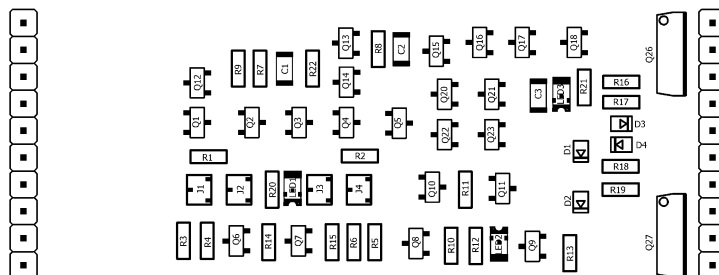
Příloha VI: Schéma diskretní realizace OPA627



Příloha VII: Návrh DPS pro OPA627 – strana TOP (70 x 30 mm)



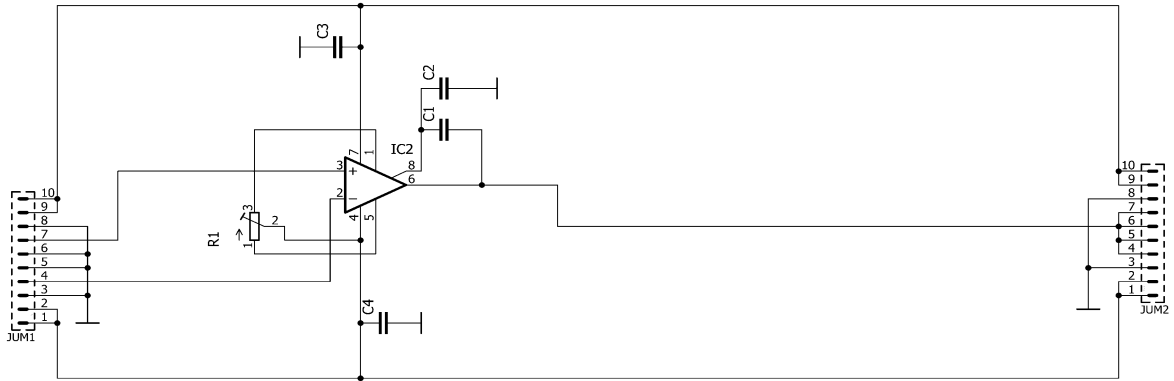
Příloha VIII: Návrh DPS pro OPA627 – strana BOTTOM (70 x 30 mm)



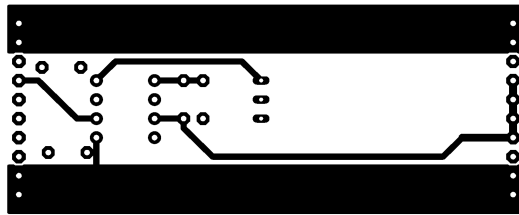
Příloha IX: Návrh DPS pro AD797 – osazovací plán

| REZISTORY | | | | |
|---|-------------|-----|--------------|----------------------|
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| R1, R2 | 2 k, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R10, R11 | 47, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R12, R13 | 620, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R14 | 180, 1% | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R16, R17, R18, R19 | 4R7, 1% | 4 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R20, R21 | 18 k, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R22 | | 1 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R3, R4, R5, R6 | 100, 1% | 4 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R7, R15 | 680, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| R8, R9 | 1 k, 1% | 2 | SMD 1206 | YAEGO/VISHAY |
| KONDENZÁTORY | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| C1 | 1 n / 50 V | 1 | C1206K | YAEGO |
| C2, C3 | 10 p / 50 V | 2 | C1206K | YAEGO |
| POLOVODIČE | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| D1, D2, D3, D4 | BAV21 | 4 | SOD323-W | Fairchild |
| LED1, LED2, LED3 | GREEN | 3 | CHIPLED_1206 | Libovolná LED, GREEN |
| Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q9, Q10, Q11 | 2SC3324 | 11 | SOT23_BEC | Toshiba |
| Q12, Q13, Q14, Q15, Q16, Q17, Q18, Q20, Q21, Q22, Q23 | 2SA1312 | 11 | SOT23_BEC | Toshiba |
| Q26 | BD139 | 1 | TO126AV | ST Microelectronics |
| Q27 | BD140 | 1 | TO126AV | ST Microelectronics |
| J1, J2, J3, J4 | 2SK209 | 4 | TO236 | Toshiba |
| OSTATNÍ | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| JUM1, JUM2 | S1G10_JUMP | 2 | S1G10_JU | |

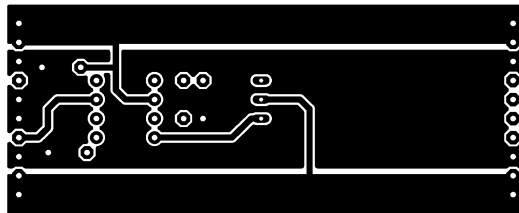
Příloha X: Seznam součástek použitých v diskrétní realizaci AD797



Příloha XI: Schéma obvodu pro testování integrované verze operačních zesilovačů



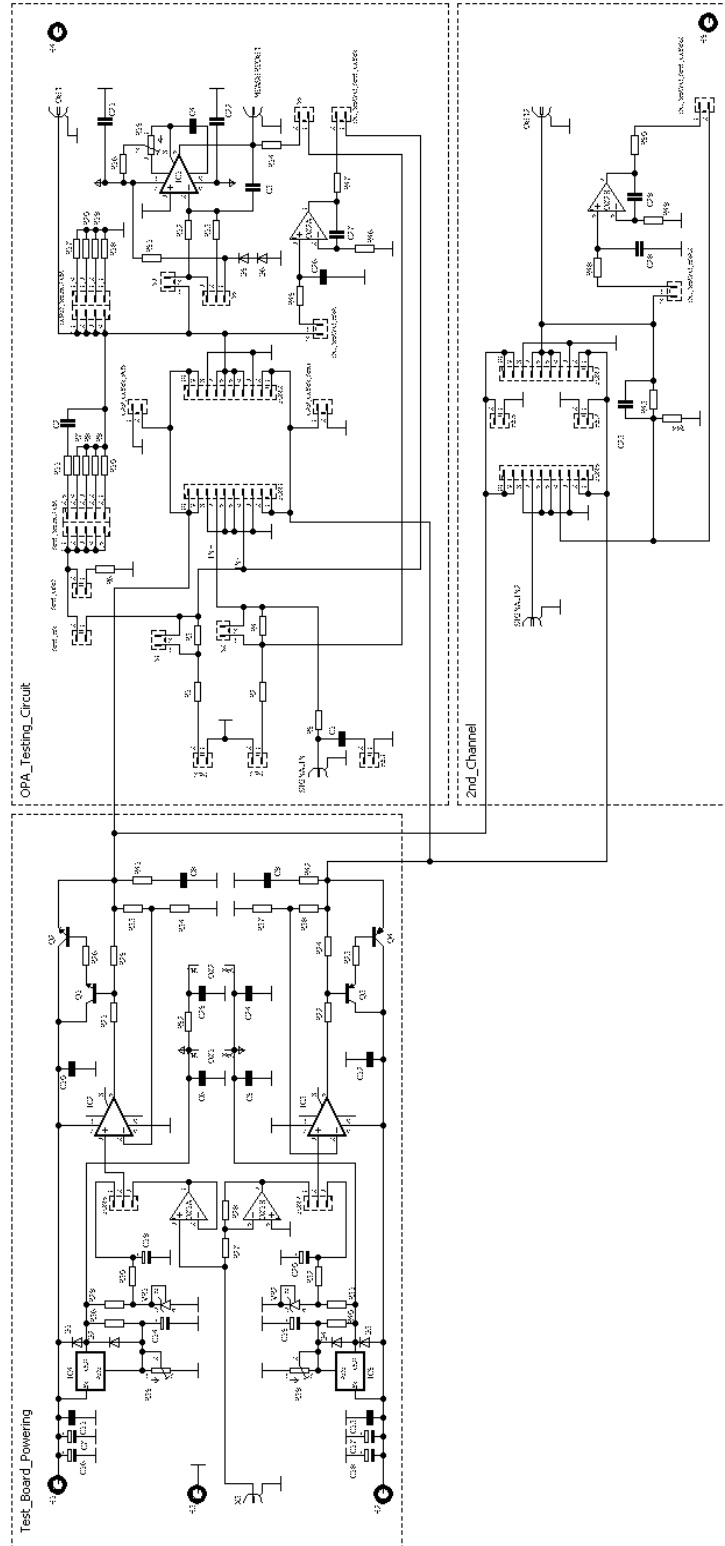
Příloha XII: Návrh DPS pro testování OZ – strana TOP (70 x 30 mm)



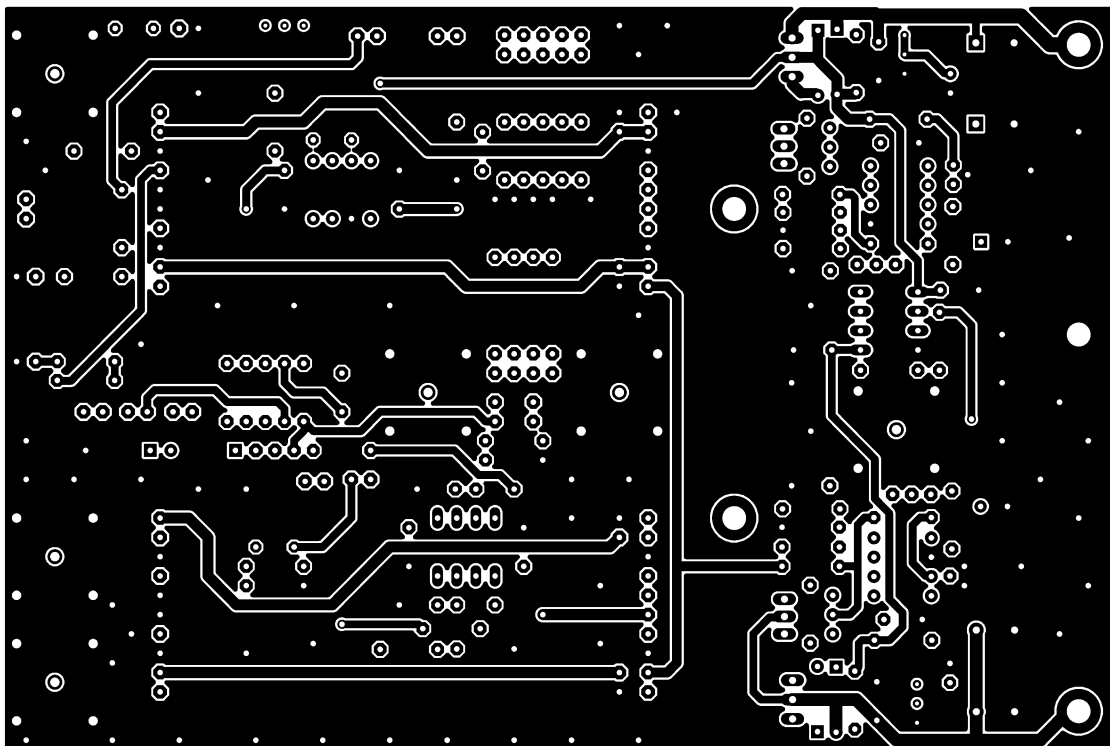
Příloha XIII: Návrh DPS pro testování OZ – strana BOTTOM (70 x 30 mm)

| REZISTORY | | | | |
|------------|------------------|-----|----------|--------------------------------------|
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| R1 | 100k | 1 | | Vishay, neosazovat |
| C2, C3 | | 2 | C1206K | Osazovat jen v případě nestability |
| IC2 | OPA627, AD797 | 1 | SOIC8 | Texas Instruments, Analog Devices |
| JUM1, JUM2 | S1G10_JU MP | 2 | S1G10_JU | |

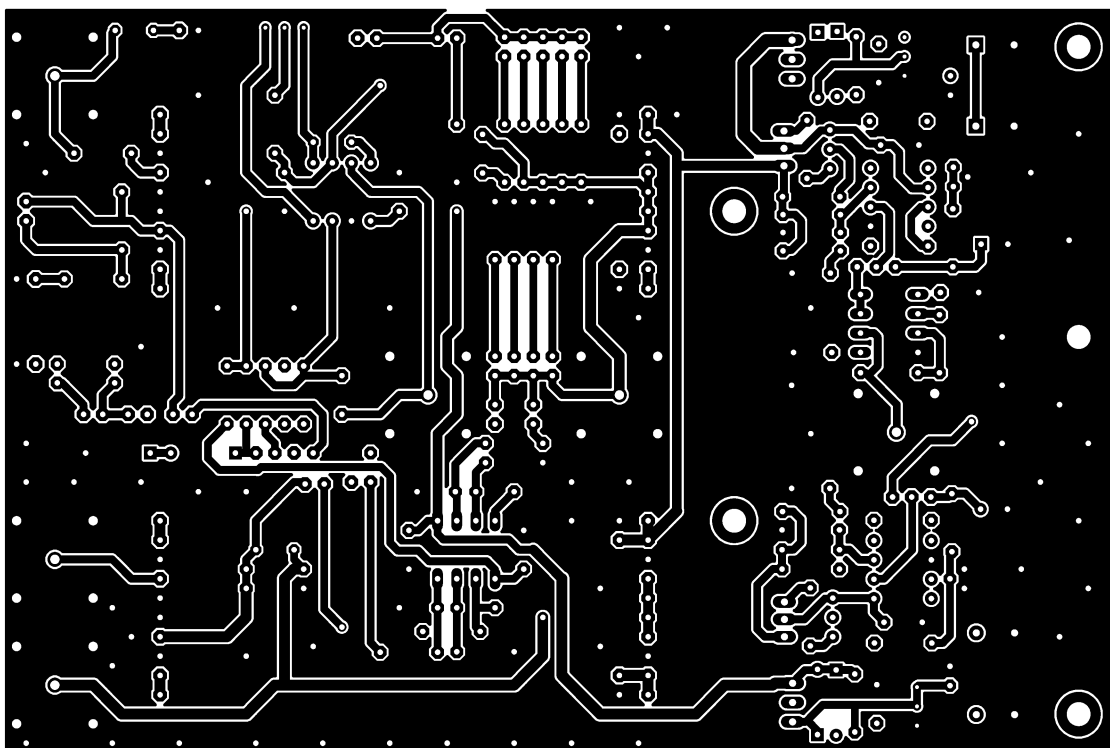
Příloha XIV: Seznam součástek pro DPS k testování integrovaných verzí operačních zesilovačů



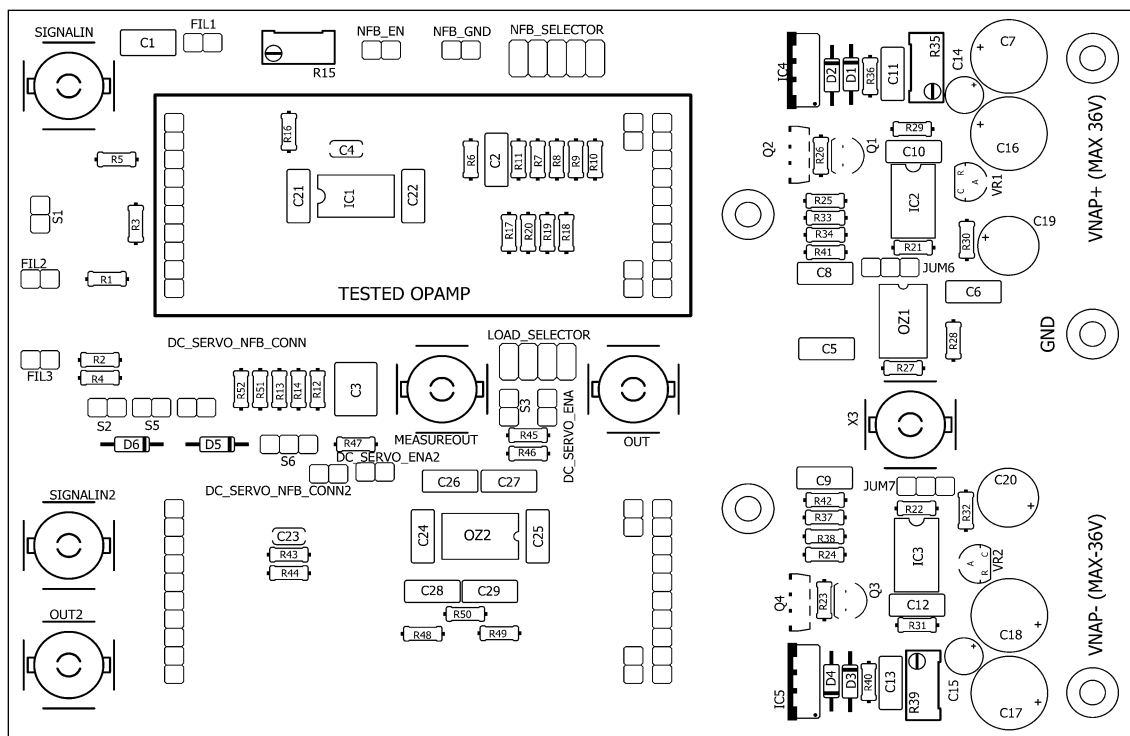
Příloha XV: Celkové schéma testovací DPS



Příloha XVI: Návrh testovací DPS – strana TOP (150 x 100 mm)



Příloha XVII: Návrh testovací DPS – strana BOTTOM (150 x 100 mm)

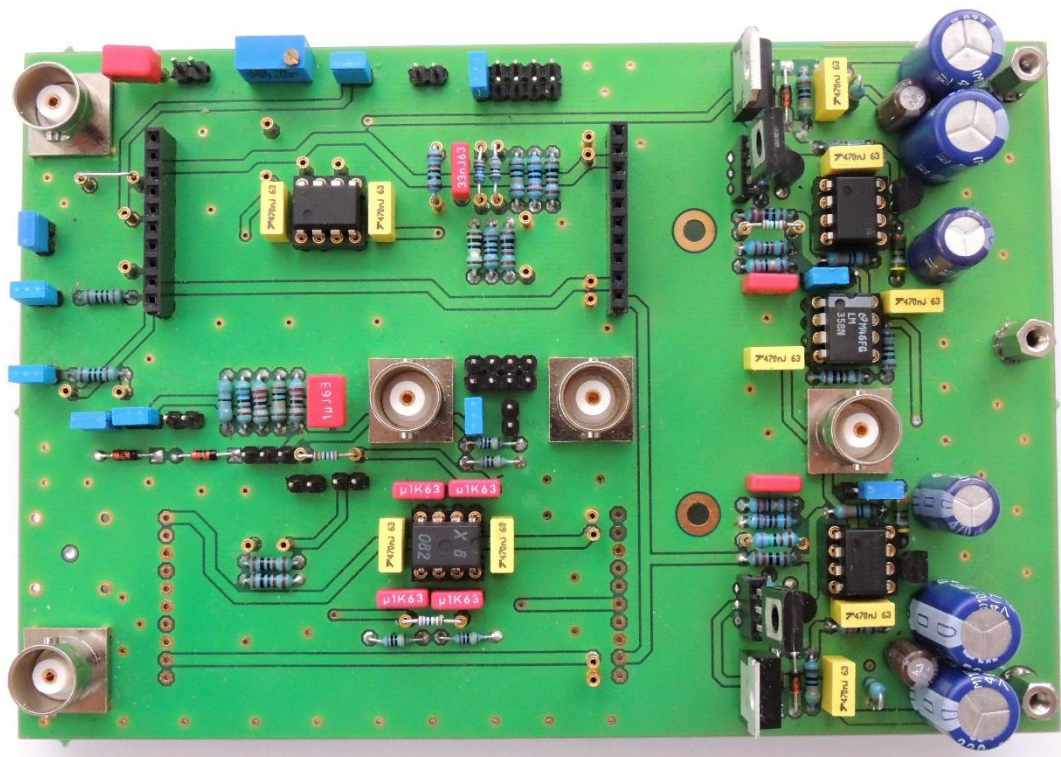


Příloha XVIII: Návrh testovací DPS – osazovací plán

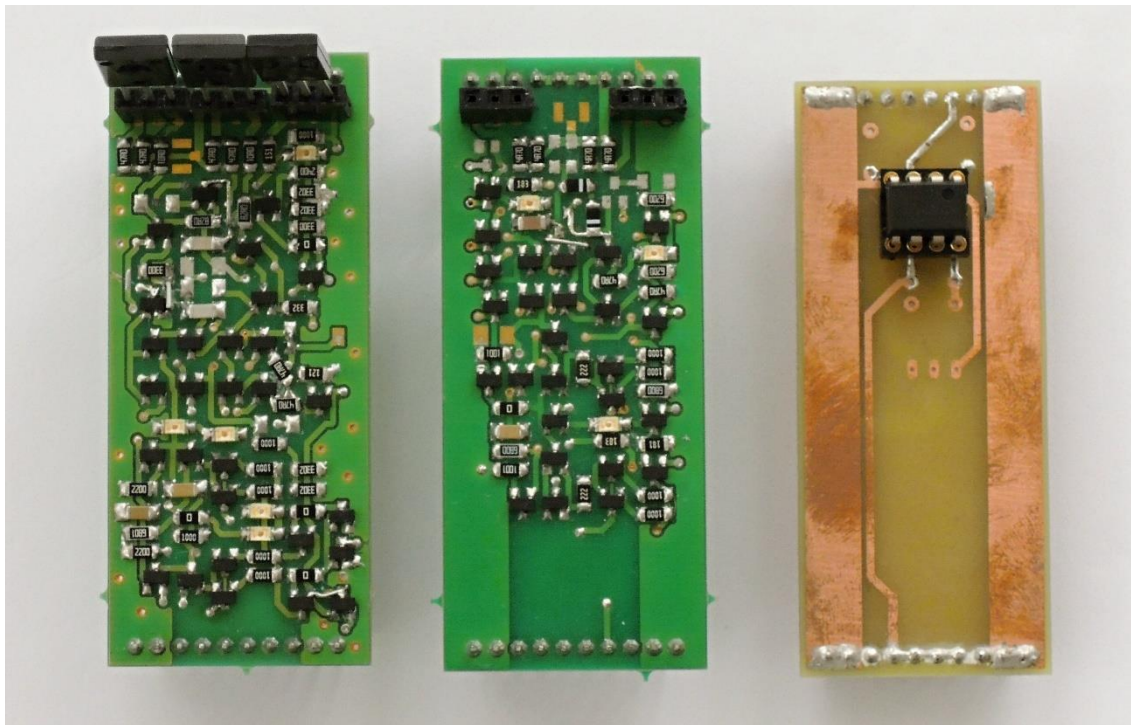
| REZISTORY | | | | |
|-------------------------------|---------------|-----|----------|--------------|
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| R1, R2, R20, R23, R26 | 100, 1% | 5 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R10, R19, R27, R28 | 1k, 1% | 4 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R12, R13 | 220k, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R14 | 100K, 1% | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R15 | 100k, 1% | 1 | RTRIM64W | YAEGO/VISHAY |
| R16, R52 | 0R, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R17 | 10, 1% | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R21, R22 | 330, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R24, R25 | 220, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R29, R31 | 2k2, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R3, R4, R5, R7, R11, R43, R44 | Viz text | 7 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R30, R32 | 470, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R33, R38 | 7k5, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R34, R37 | 1k2, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R35, R39 | 4k7, 1% | 2 | RTRIM64W | YAEGO/VISHAY |
| R36, R40 | 430, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R41, R42 | 22, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R45 | 100n, 1% | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R46, R48, R49 | 1M, 1% | 3 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R47 | 2k7 – 5k6, 1% | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R50 | 2k7 – 5k6, 1% | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R51 | 5k6, 1% | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R6 | Viz text | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R8 | 100k, 1% | 1 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |
| R9, R18 | 10k, 1% | 2 | 0204/7 | YAEGO/VISHAY |

| KONDENZÁTORY | | | | |
|---|----------------------|------------|--------------------|---------------------|
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| C1 | Viz text | 1 | C050-035X075 | Yaego |
| C14 | 10u/63 V | 1 | E2,5-5 | Nippon Chemicon |
| C15 | 10u/63 V | 1 | E2,5-5 | Nippon Chemicon |
| C19, C20 | 470u/16 V | 2 | E3,5-8 | Nippon Chemicon |
| C2 | Viz text | 1 | C050-030X075 | Yaego |
| C3 | Viz text | 1 | C050-055X075 | Yaego |
| C4, C23 | Viz text | 2 | C050-024X044 | Yaego |
| C5, C6, C10, C11, C12, C13, C21, C22, C24, C25 | 470n/63 V | 10 | C050-030X075 | Wima |
| C7, C16, C17, C18 | 220u/35 V | 4 | E5-10,5 | Nippon Chemicon |
| C8, C26, C27, C28, C29 | 100n/63 V | 5 | C050-030X075 | Wima |
| C9 | 100n/63V | 1 | C050-030X075 | Wima |
| POLOVODIČE | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| D1, D2, D3, D4, D5, D6 | 1N4148 | 6 | DO35-10 | Vishay |
| IC1, IC2, IC3 | NE5534AN | 3 | DIL08 | Texas Instruments |
| IC4 | LM317T | 1 | 317TS | ON Semiconductor |
| IC5 | LM337T | 1 | 337TS | ON Semiconductor |
| OZ1 | LM358 | 1 | DIL8 | Texas Instruments |
| OZ2 | TL072 | 1 | DIL8 | Texas Instruments |
| Q1 | BC550C | 1 | TO92-EBC | ON Semiconductor |
| Q2 | BD139 | 1 | TO126AV | ST Microelectronics |
| Q3 | BC560C | 1 | TO92-EBC | ON Semiconductor |
| Q4 | BD140 | 1 | TO126AV | ST Microelectronics |
| VR1, VR2 | TL431CLP | 2 | TO92-CLP | Texas Instruments |
| OSTATNÍ | | | | |
| Lokace | Hodnota | QTY | Pouzdro | Výrobce |
| FIL1, FIL2, FIL3, FIL4, FIL5, FIL6, FIL7, NFB_EN, NFB_GND, OFFNFB, OFFS, OFFS1, OFFSNFB, S1, S2, S3, S5 | S1G2_JUMP | 17 | S1G2_JUM | |
| H1, H2, H3, H4, H5 | Dist. Sloupek 3,2 mm | 5 | 3,2-PAD | |
| JUM1, JUM2, JUM3, JUM5 | S1G10_JUMP | 4 | S1G10_JU | |
| JUM6, JUM7, S6 | S1G3_JUMP | 3 | S1G3_JUM | |
| LOAD | S2G4_JUMP | 1 | S2G4_JUM | |
| MEASUREOUT, OUT, OUT2, SIGNALIN, SIGNALIN2, X3 | BNC CONNECTOR COAX | 6 | BNC CONNECTOR COAX | |
| NFB | S2G5_JUMP | 1 | S2G5_JUM | |

Příloha XIX: Seznam součástek pro DPS na testování OZ



Příloha XX: Realizovaná DPS pro měření vlastností OZ



Příloha XXI: Realizované moduly pro měření parametrů OZ