

Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická

Elektronická zátěž a zesilovač

Jakub Luci

Školitel: Ing. Tomáš Teplý
Květen 2023

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Luci** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **499174**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Elektronická zátěž a zesilovač

Název bakalářské práce anglicky:

Electronic Load and Amplifier

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte a realizujte elektronickou zátěž a zesilovač pro testování integrovaných obvodů. Zátěž bude pracovat v režimu konstantního proudu se statickou zátěží až 2 A nebo výkonem až 20 W. Zesilovač bude pracovat se symetrickým napájecím napětím ± 30 V a bude zesilovat sinusový signál do kmitočtu 500 kHz.

Postup řešení:

- 1) Nastudujte problematiku tranzistorových zesilovačů a elektronických zátěží.
- 2) Navrhněte zesilovač se symetrickým napájecím napětím ± 30 V, zesilující sinusový signál až do kmitočtu 500 kHz.
- 3) Navrhněte proudovou elektronickou zátěž pracující v režimu konstantního proudu se statickou zatížitelností až 2 A nebo výkonem až 20 W.
- 4) Proveďte simulaci zesilovače a elektronické zátěže.
- 5) Navrhněte desky plošných spojů a realizujte modul zesilovače a elektronické zátěže.
- 6) Navržená zařízení otestujte a shrňte dosažené výsledky.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Yiu, J.: The Definitive Guide to ARM Cortex-M3 and Cortex-M4 Processors Third Edition, Elsevier, 2014
- [2] Záhlava, V.: Návrh a konstrukce desek plošných spojů, BEN, Praha, 2011
- [3] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I. – III., BEN, Praha, 2003

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Tomáš Teplý katedra mikroelektroniky FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **13.02.2023**

Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **22.09.2024**

Ing. Tomáš Teplý
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Především bych rád poděkoval vedoucímu práce Ing. Tomášovi Teplému za užitečné rady, které mi pomohly při tvorbě této práce. Dále bych chtěl poděkovat firmě STMicroelectronics za umožnění této práce a poskytnutí prostor, vybavení a rad, jmenovitě Ing. Václavovi Hejnému, Ing. Miloslavovi Pavlíkovi, Ing. Ondřejovi Veselému a Ing. Lukášovi Mandovi. Dále bych chtěl poděkovat rodině a přátelům za podporu při studiu.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, 26. května 2023

Abstrakt

Tato práce se zaměřuje na problematiku tranzistorových zesilovačů a proudových elektronických zátěží pro testování integrovaných obvodů. Jsou zde detailně rozebírány základní zapojení tranzistorových zesilovačů a elektronických zátěží. Byl vytvořen návrh a realizace elektronické zátěže pracující v režimu konstantního proudu se statickou zátěží až 2 A nebo výkonem až 20 W. Dále je navržen zesilovač, který pracuje se symetrickým napájecím napětím ± 30 V a zesiluje sinusový signál do kmitočtu 500 kHz. Pro oba návrhy byly provedeny simulace s využitím softwaru LTSpice. V poslední části je pozornost věnována výrobě prototypů, které byly následně podrobeny měření a výsledná data byla porovnána s výsledky simulací.

Klíčová slova: tranzistorový zesilovač, zesilovač, elektronická zátěž, simulace, LTSpice

Školitel: Ing. Tomáš Teplý

Abstract

This thesis focuses on the issue of transistor amplifiers and electronic loads for testing integrated circuits. Basic configurations of transistor amplifiers and electronic loads are thoroughly discussed. The design and implementation of an electronic load operating in constant current mode with a static load up to 2 A or power up to 20 W have been created. Furthermore, an amplifier working with a symmetrical power supply voltage ± 30 V and amplifying a sinusoidal signal up to 500 kHz frequency was designed. Simulations for both designs were carried out using LTSpice software. The final part is dedicated to producing prototypes, which were subsequently measured, and the resulting data were compared with simulation results.

Keywords: transistor amplifier, amplifier, electronic load, simulation, LTSpice

Title translation: Electronic Load and Amplifier

Obsah

1 Úvod	1		
2 Teoretický úvod - zesilovač	3		
2.1 Zesilovač signálu	3		
2.1.1 Napěťové zesílení	3		
2.1.2 Proudové zesílení	4		
2.2 Rozdělení zesilovačů	4		
2.2.1 Zesilovač třídy A	4		
2.2.2 Zesilovač třídy B	6		
2.2.3 zesilovač třídy AB	6		
3 Teoretický úvod - zdroj proudu	9		
3.1 Realizace proudového zdroje	9		
3.1.1 Tranzistor v zapojení jako dioda	9		
3.1.2 Proudová zrcadla	10		
3.1.3 Widlarovo proudové zrcadlo	11		
3.1.4 Modifikace proudového zrcadla	13		
3.1.5 Wilsonovo proudové zrcadlo	13		
3.2 Proudová elektronická zátěž	15		
4 Praktická část - zapojení zesilovače	17		
4.1 Zesilovač	17		
4.1.1 První stupeň - Napěťový zesilovač	18		
4.1.2 Druhý stupeň - zesilovač proudu	22		
4.1.3 Napěťový zesilovač se zpětnou vazbou	24		
4.2 Proudová elektronická zátěž	26		
5 Simulace	29		
5.1 Simulace navrženého zapojení	29		
5.1.1 Simulace prvního stupně - napěťový zesilovač	30		
5.1.2 Simulace druhého stupně - proudový zesilovač	31		
5.1.3 Simulace prvního a druhého stupně se zpětnou a bez zpětné vazby	32		
5.2 Simulace proudové elektronické zátěže	33		
6 Měření	35		
6.1 Měření zesilovače	36		
6.1.1 Měření prvního - napěťového stupně	36		
6.1.2 Měření druhého - proudového stupně	38		
6.1.3 Zhodnocení měření druhého - proudového stupně	40		
6.2 Měření celého zesilovače se zpětnou vazbou	41		
6.2.1 Zhodnocení měření celého zesilovače se zpětnou vazbou	43		
6.3 Měření elektronické zátěže	44		
6.3.1 Zhodnocení měření elektronické zátěže	45		
7 Návrh tištěného spoje	47		
7.1 Návrh schématu	47		
7.2 Návrh tištěného spoje	48		
7.3 Plošný spoj zesilovače	49		
7.3.1 Výroba zesilovače	51		
7.4 Elektronická zátěž	53		
7.4.1 Prototyp elektronické zátěže	53		
7.4.2 Návrh schématu	53		
7.4.3 Návrh tištěného spoje	54		
8 Závěr	57		
Literatura	59		

Obrázky

2.1	Obrázek zesilovače	3	7.2	Layout první verze tištěného spoje	49
2.2	Zesilovač ve třídě A	5	7.3	Layout druhé verze tištěného spoje	50
2.3	Zesilovač třídy B	6	7.4	První verze tištěného spoje zesilovače.	51
2.4	Zesilovač třídy AB	7	7.5	Zesilovač postavený na prototypovém plošném spoji	52
3.1	Tranzistor v zapojení jako dioda	10	7.6	Elektronická zátěž	53
3.2	Proudové zrcadlo	12	7.7	Schéma zapojení elektronické zátěže	54
3.3	Modifikované proudové zrcadlo	13	7.8	Layout první verze tištěného spoje	55
3.4	Wilsonovo proudové zrcadlo	14			
3.5	Proudová elektronická zátěž	15			
4.1	Zapojení zesilovače	17			
4.2	První stupeň - napěťový zesilovač	19			
4.3	Druhý stupeň - proudový zesilovač	22			
4.4	Schéma zapojení rozdílového zesilovače	24			
4.5	Zapojení proudové elektronické zátěže	26			
4.6	Schéma náhradního zapojení, převzato z [5]	27			
5.1	Modulová a fázová charakteristika - simulace prvního napěťového stupně	31			
5.2	Modulová a fázová charakteristika simulace druhého stupně	32			
5.3	Modulová a fázová charakteristika - elektronické zátěže	33			
5.4	Modulová a fázová charakteristika simulace elektronické zátěže.	33			
5.5	Elektronická zátěž oscilace	34			
6.1	Blokové schéma zapojení prvního stupně	36			
6.2	Graf Naměřených hodnot.	37			
6.3	Blokové schéma zapojení druhého stupně	38			
6.4	Fotka z měření	39			
6.5	Druhý stupeň 300 kHz zkrat	39			
6.6	Blokové schéma zapojení celého zesilovače	41			
6.7	Celý zesilovač	42			
6.8	Blokové schéma elektronické zátěže	44			
6.9	Měření proudu tekoucí elektronickou zátěží	45			
7.1	Schéma zapojení (Schéma v plné velikosti je dostupné v příloze)	47			

Tabulky

6.1 Tabulka přístrojů	35
6.2 Tabulka naměřených hodnot....	37



Kapitola 1

Úvod

Cílem této bakalářské práce je seznámit čtenáře s problematikou tranzistorových zesilovačů a proudových zrcadel. V následujících kapitolách se práce zabývá návrhem a simulací zesilovače a proudové elektronické zátěže. Na základě dat získaných ze simulací je následně realizován zesilovač a elektronická zátěž, přičemž jsou porovnávány data ze simulací s reálně naměřenými daty. Tato práce je vytvářena ve spolupráci s firmou STMicroelectronics, kde budou tyto moduly využity při validaci čipů pro bezdrátové nabíjení. Zatížení čipu je důležitou součástí validace, kdy je nezbytné zatěžovat čip proudem a sledovat odezvy na rychlé změny proudu. V případě zesilovače je zapotřebí zesílit napětí a proud signálu z generátoru a následně sledovat odezvy na rychlé změny napětí a proudu.

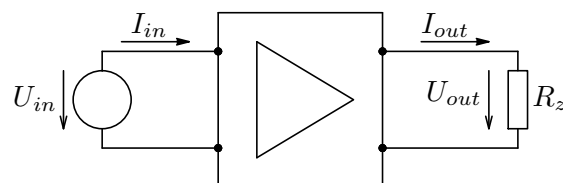
Kapitola 2

Teoretický úvod - zesilovač

Tato práce se primárně zaměřuje na konstrukce tranzistorových zesilovačů, které jsou podrobně popsány v první části. Následující kapitoly se pak věnují návrhu, simulaci a praktické realizaci takového zesilovače. Kritériem pro návrh zesilovače je schopnost zesílit signál o velikosti napětí $10 V_{PP}$ s malým vstupním proudem. Cílem je vytvořit zesilovač, který zesílí výstupní signál na velikost napětí až $25 V_{PP}$ a proud až $2 A$.

2.1 Zesilovač signálu

Zesilovač je elektrické zařízení, jehož hlavní funkcí je zesílit amplitudu vstupního signálu, a to bez způsobení jeho fázového zkreslení. Jde o zařízení, které samo o sobě nevyrábí energii – naopak, pro svůj provoz potřebuje externí zdroj energie. Zesilovače mají široké uplatnění v různých aplikacích, jako například v měřicích přístrojích, různých vysílačích, přijímačích, senzorech a podobně [1].



Obrázek 2.1: Obrázek zesilovače

2.1.1 Napěťové zesílení

Napěťové zesílení je jeden z nejdůležitějších parametrů zesilovače, který určuje, kolikrát je výstupní napětí větší než vstupní. Je definováno jako podíl změny výstupního napětí ku změně vstupního napětí. Jak je patrné z rovnice (2.1), jedná se o podíl dvou stejných veličin, a proto se jedná o bezrozměrnou veličinu.

$$A_u = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta U_{IN}}, \quad (2.1)$$

Místo napětového zesílení se někdy používá pojem zisk, což je logaritmické vyjádření zesílení. Tato forma je výhodná zejména pro další matematické výpočty, díky vlastnostem logaritmu. Jak je vidět v rovnici (2.2), opět se jedná o bezrozměrnou veličinu, tentokrát se však udává v decibelech (dB).

$$a_u = 10 \cdot \log \left(\frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta U_{IN}} \right)^2 = 20 \cdot \log \left(\frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta U_{IN}} \right). \quad (2.2)$$

■ 2.1.2 Proudové zesílení

Proudové zesílení je z podobných důvodů, jaké byly zmíněny v předchozí části o napětovém zesílení (viz kapitola 2.1.1), se často používá proudový zisk, ten se spočítá podle vztahu níže:

$$A_u = \frac{\Delta I_{OUT}}{\Delta I_{IN}}, \quad (2.3)$$

Z podobných důvodů, jaké byly zmíněny v předchozí části o napětovém zesílení (viz kapitola 2.1.1), se často používá proudový zisk. Ten se spočítá podle následujícího vztahu:

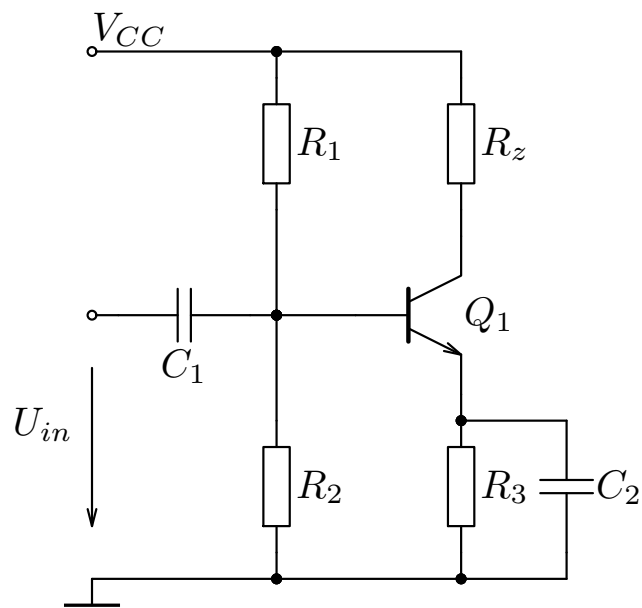
$$G = 10 \cdot \log \left(\frac{\Delta I_{OUT}}{\Delta I_{IN}} \right)^2 = 20 \cdot \log \left(\frac{\Delta I_{OUT}}{\Delta I_{IN}} \right) = 20 \cdot \log A_u. \quad (2.4)$$

■ 2.2 Rozdělení zesilovačů

Tranzistorové zesilovače mohou být klasifikovány podle řady vlastností. Běžná kritéria pro rozdělení zesilovačů zahrnují polohu pracovního bodu, šířku frekvenčního pásma, hodnoty napětového či proudového zesílení. Pokud jde o polohu pracovního bodu zesilovače, tak lze dále rozdělit do několika tříd: A, AB, B, C, D, G, H, S, T a jiné. V další sekci budou popsány třídy zesilovačů, které jsou relevantní k této práci, a to jsou: A, B, AB [1].

■ 2.2.1 Zesilovač třídy A

Charakteristickým rysem zesilovače třídy A je poloha jeho pracovního bodu, která se nachází ve středu převodní charakteristiky. Zesilovače v této třídě mají vysokou spotřebu energie a nízkou účinnost, která se pohybuje kolem 25 %. Zbývající výkon je tedy přeměněn na teplo, které je nutné odvádět do okolí. Z tohoto důvodu zesilovače třídy A nejsou vhodné pro výkonové aplikace. Jejich hlavní výhodou je naopak nízké zkreslení a schopnost zesilovat jak kladnou, tak zápornou půlperiodu signálu [1].

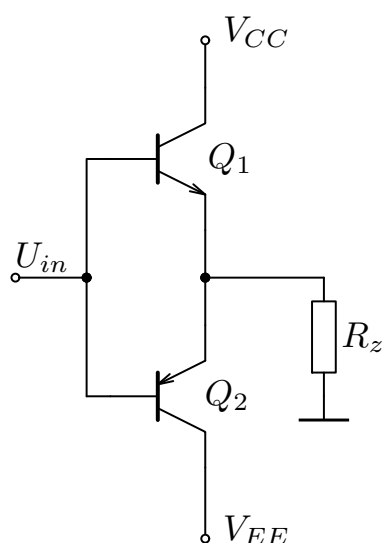


Obrázek 2.2: Zesilovač ve třídě A

Na obrázku 2.2 je zobrazeno základní zapojení zesilovače třídy A. Toto zapojení se skládá z jednoho tranzistoru Q_1 a v tomto případě ze čtyř rezistorů R_1 , R_2 , R_3 , R_4 pro nastavení pracovního bodu.

2.2.2 Zesilovač třídy B

Jak již bylo zmíněno, nevýhodou zesilovače ve třídě třídě A je nízká účinnost, zejména při nulovém vstupním signálu. Tento problém může být řešen komplementárním zapojením, které je typické pro zesilovače tříd B a AB. V tomto zapojení tranzistor Q_1 zesiluje kladnou půlperiodu a tranzistor Q_2 zesiluje zápornou půlperiodu. Díky tomu je možné dosáhnout vyšší účinnosti, a to až 75 %, což znamená, že není nutné takové chlazení jako u zesilovačů třídy A. Nevýhodou tohoto zapojení je, že dochází ke zkreslení v přechodové oblasti [1].

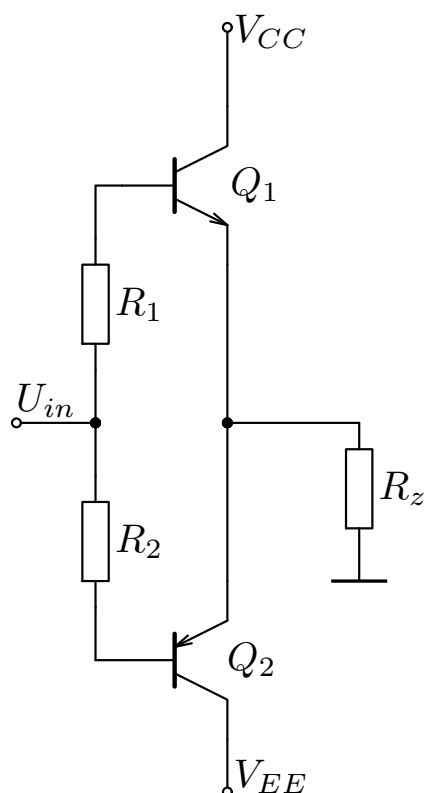


Obrázek 2.3: Zesilovač třídy B

Na obrázku 2.3 je znázorněno základní zapojení tranzistorového zesilovače ve třídě B. Toto zapojení se skládá ze dvou bipolárních tranzistorů, jednoho NPN a jednoho PNP. Tranzistory mají spojené emitory a k jejich kolektorům je připojeno kladné, resp. záporné napájecí napětí.

2.2.3 zesilovač třídy AB

Zesilovače třídy AB kombinují výhody zesilovačů třídy A a třídy B, tím že eliminují jejich nevýhody. Zatímco zesilovač třídy A se vyznačuje malou účinností při nulovém vstupním signálu, zesilovač třídy B trpí zkreslením v přechodové oblasti. Kombinované, komplementární zapojení tranzistorů s přeběhem, typické pro zesilovače třídy AB, eliminuje zkreslení v přechodové oblasti a zároveň dosahuje vyšší účinnosti.



Obrázek 2.4: Zesilovač třídy AB

Jak je vidět na obrázku 2.4 rezistory R_1 a R_2 vytvářejí předpětí pro tranzistory Q_1 a Q_2 , které by ideálně mělo být o velikosti U_{BE} . Pro dosažení správného předpětí U_{BE} se velmi často používají místo rezistorů R_1 a R_2 diody nebo bipolární tranzistory se spojenou bází s kolektorem. I když je účinnost zapojení zesilovače ve třídě AB mírně nižší než ve třídě B, dochází k odstranění přechodového zkreslení [1]

Kapitola 3

Teoretický úvod - zdroj proudu

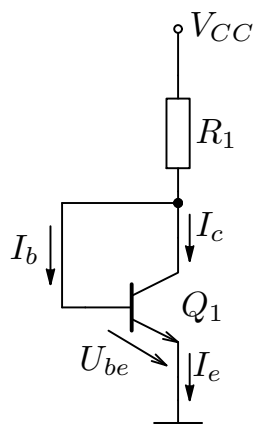
Zdroj proudu je obvod, který dodává na svém výstupu konstantní proud do obvodu, bez ohledu na charakter zatížení. Teoreticky by pro nezatížený obvod bylo výstupní napětí nekonečné, což však v praxi není dosažitelné. Reálný zdroj proudu lze realizovat pomocí pasivních součástek, ale častěji se využívají aktivní elektronické prvky, zejména tranzistory [2].

3.1 Realizace proudového zdroje

Existuje řada přístupů k realizaci zdroje proudu. Tato sekce se zaměří na proudová zrcadla a zdroje proudu, které využívají mosfet tranzistor řízený operačním zesilovačem. Tyto konkrétní zapojení se následně objeví v zapojeních, které jsou součástí praktické části této práce [2].

3.1.1 Tranzistor v zapojení jako dioda

Jedním ze způsobů, jak vytvořit zdroj proudu, je využití tranzistoru v zapojení jako diody. Toto je znázorněno na obrázku níže (3.1). Toto zapojení má ovšem své nevýhody. Výstupní napětí U_{be} je přímo úměrné zesílení β , které se liší mezi jednotlivými tranzistory a navíc se mění s teplotou. I přes tyto omezení se toto zapojení často využívá pro dosažení předpětí U_{be} [1].



Obrázek 3.1: Tranzistor v zapojení jako dioda

Q_1 má spojený kolektor s bází (diodové zapojení). Tímto tranzistorem protéká proud I_{set} , který je dán vztahem:

$$I_{set} = \frac{V_{cc} - U_{be}}{R_{set1}}, \quad (3.5)$$

kde U_{be} se určí pomocí Shockleyovi rovnice 3.6

$$U_{be} = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_{c1}}{I_S}\right), \quad (3.6)$$

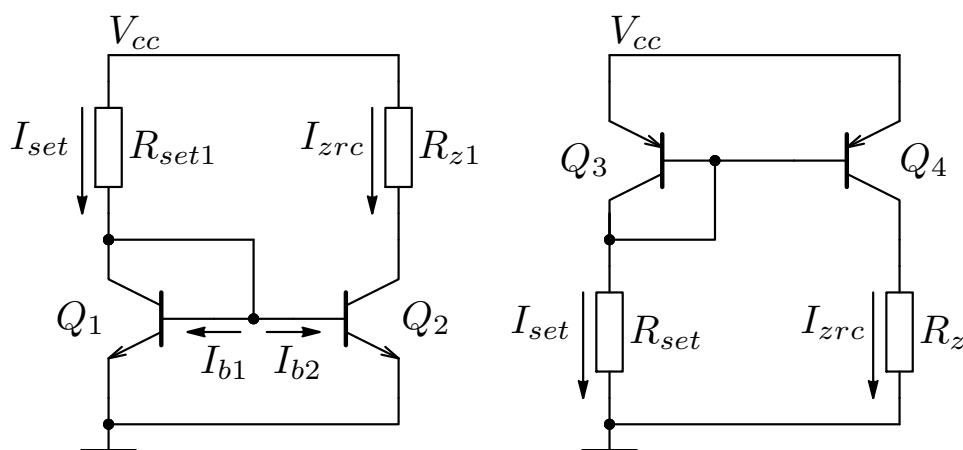
Kde I_S je parametr tranzistoru. Za předpokladu, že proudový zesilovací činitel β je stejný u obou tranzistorů, tak proud I_{c1} se určí podle vztahu:

$$I_c = \frac{\beta}{\beta + 1} \left(I_{R1} - \frac{I_{c2}}{\beta} \right), \quad (3.7)$$

Přenos je jak již bylo zmíněno velmi důležitý parametr, pro Widlarovo proudové zrcadlo se určí podle vztahu:

$$H_i = \frac{I_{set}}{I_{zrc}} = \frac{\beta}{\beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}}, \quad (3.8)$$

Mezi výhody tohoto zapojení patří například jeho jednoduché zapojení a realizace a poměrně přesné nastavení proudu. Mezi jeho nevýhody patří například zkreslení a nutnost použít shodné tranzistory se stejnými parametry.

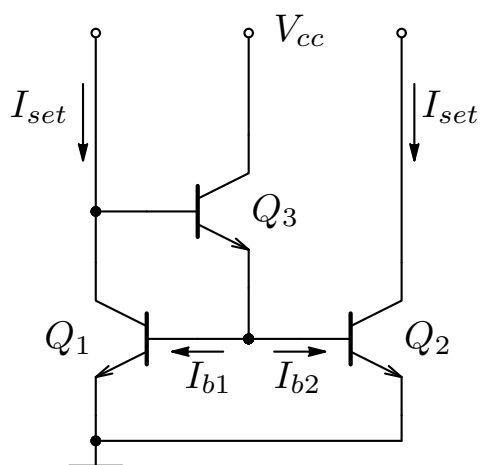


Obrázek 3.2: Proudové zrcadlo

Výše uvedené zapojení se skládá ze dvou tranzistorů Q_1 a Q_2 a dvou rezistorů R_{set1} a R_{z1} . Tranzistor Q_1 má spojený kolektor s bází. Báze obou tranzistorů jsou spojeny, tím je možné docílit toho, že proudy I_{b1} a I_{b2} by si měly být velmi blízké, ideálně shodné, čímž následně dojde k přesnému zrcadlení [4].

3.1.4 Modifikace proudového zrcadla

Základní zapojení proudového zrcadla se vyznačuje zkreslením, to je způsobeno rozdílnými proudy tekoucích do bází, to lze eliminovat pomocí následujícího modifikovaného Widlarova zrcadla na obrázku níže 3.3.



Obrázek 3.3: Modifikované proudové zrcadlo

Výše uvedené zapojení se skládá ze dvou tranzistorů Q_1 a Q_2 , podobně jako předchozí zapojení 3.2, s tím, že mezi báze těchto tranzistorů je přidán ještě jeden tranzistor Q_3 , čímž dojde ke zlepšení některých vlastností, jak bude ukázáno v další části.

Proudový přenos modifikovaného proudového zrcadla se určí podle vztahu:

$$H_i = \frac{I_{set}}{I_{zrc}} = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + \beta}}, \quad (3.9)$$

Jak je vidět ze vztahu pro přenos základního proudového zrcadla (3.8), tak β je ve jmenovateli v první mocnině. Zatímco podle vztahu pro proudový přenos modifikovaného proudového zrcadla (3.9) závisí na β^2 a znamená to, že přenos se více přibližuje ideálnímu přenosu, což je 1. Vstupní i výstupní odpor tohoto proudového zrcadla je stejný jako u základního Widlarova zapojení. Pro dosažení ještě přesnějšího zrcadlení proudu je možné použít darlingtonovo zapojení, u kterého proudový přenos závisí dokonce na β^4 [1].

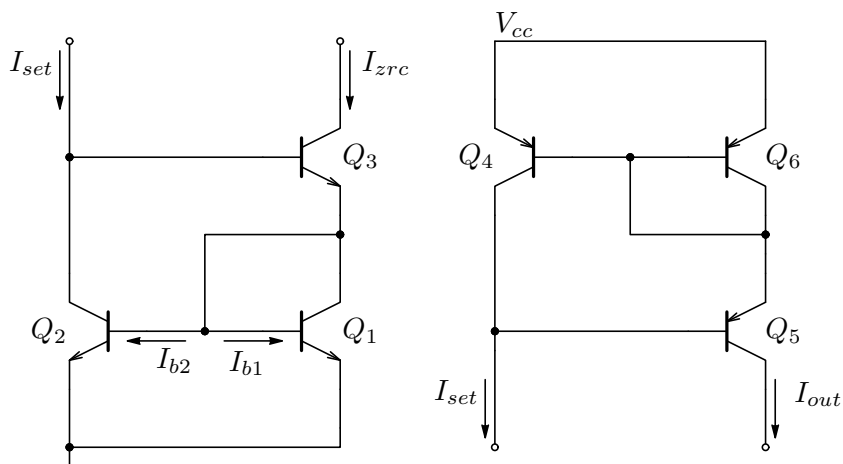
3.1.5 Wilsonovo proudové zrcadlo

Dalším významným proudovým zrcadlem je Wilsonovo zapojení. Toto zapojení umožňuje dosáhnout ještě přesnějšího proudového přenosu. Proudový přenos

se vypočítá podle následujícího vztahu:

$$H_i = \frac{I_{zrc}}{I_{in}} = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}}, \quad (3.10)$$

Z výše uvedené rovnice je patrné, že proudový přenos je velmi přesný, jelikož je závislý na β^2 .

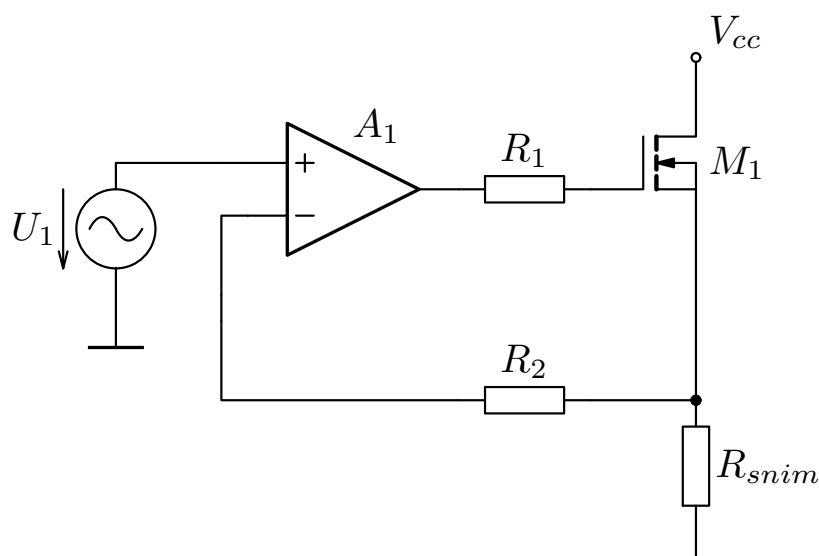


Obrázek 3.4: Wilsonovo proudové zrcadlo

Zapojení Wilsonova proudového zrcadla se skládá ze dvou tranzistorů Q_1 a Q_2 , jejichž báze jsou spojeny. Na rozdíl od předchozích zapojení je však do obvodu přidán další tranzistor Q_3 , který zajišťuje zlepšení přenosu [1], [3].

3.2 Proudová elektronická zátěž

Jedním z dalších způsobů, jak vytvořit zdroj proudu, je použít schéma zobrazené na obrázku 3.5. V tomto zapojení je výstup operačního zesilovače A_1 spojen s gatem tranzistoru M_1 , který řídí proud I_{in} . Proud procházející tranzistorem je detekován jako napětí na rezistoru R_{snim} . Toto napětí je poté zpětnovazebně přivedeno do operačního zesilovače A_1 , kde se porovnává s referenčním napětím z generátoru U_1 . Toto zapojení umožňuje velmi přesné řízení výstupního proudu [9], [10], [1].



Obrázek 3.5: Proudová elektronická zátěž

Pro řízení velkých proudů, které se rychle mění, je nutné nabíjet parazitní kapacitu C_{GS} tranzistoru M_1 . Tento proces vyžaduje dodávání velkých proudů, které operační zesilovač A_1 obvykle nedokáže poskytnout. Pro řešení tohoto problému lze mezi výstup operačního zesilovače A_1 a gate tranzistoru M_1 vložit další zesilovač, který je schopen poskytnout dostatečný proud pro rychlé řízení gate tranzistoru M_1 [5].

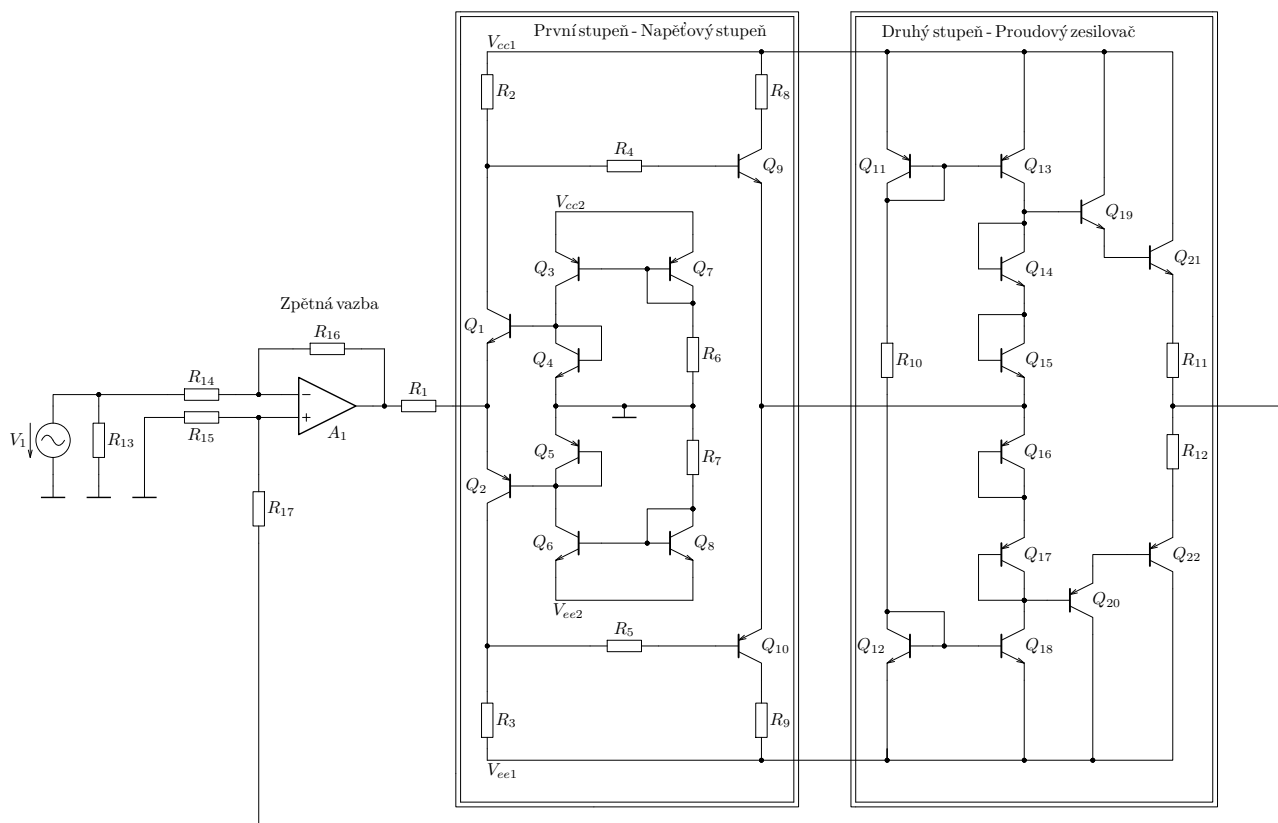
Kapitola 4

Praktická část - zapojení zesilovače

Tato kapitola se zaměří na popis zapojení zesilovače (první část) a elektronické zátěže (druhá část).

4.1 Zesilovač

Na obrázku níže je zobrazeno schéma zapojení zesilovače 4.1.



Obrázek 4.1: Zapojení zesilovače

Z důvodu požadavku na dosažení vysokého napětového a proudového zesílení budou v sérii zapojeny dva zesilovače. První zesilovač bude zesilovat signál z generátoru a bude mít vysoké napětové zesílení. Druhý zesilovač bude zesilovat výstupní signál z prvního zesilovače a bude mít velké proudové zesílení

Zesilovač bude napájen ze symetrického napětového zdroje ± 30 V a musí být schopen zesilovat sinusový signál až do kmitočtu 500 kHz. Je také požadováno, aby zesilovač mohl dodávat proud o velikosti 3A.

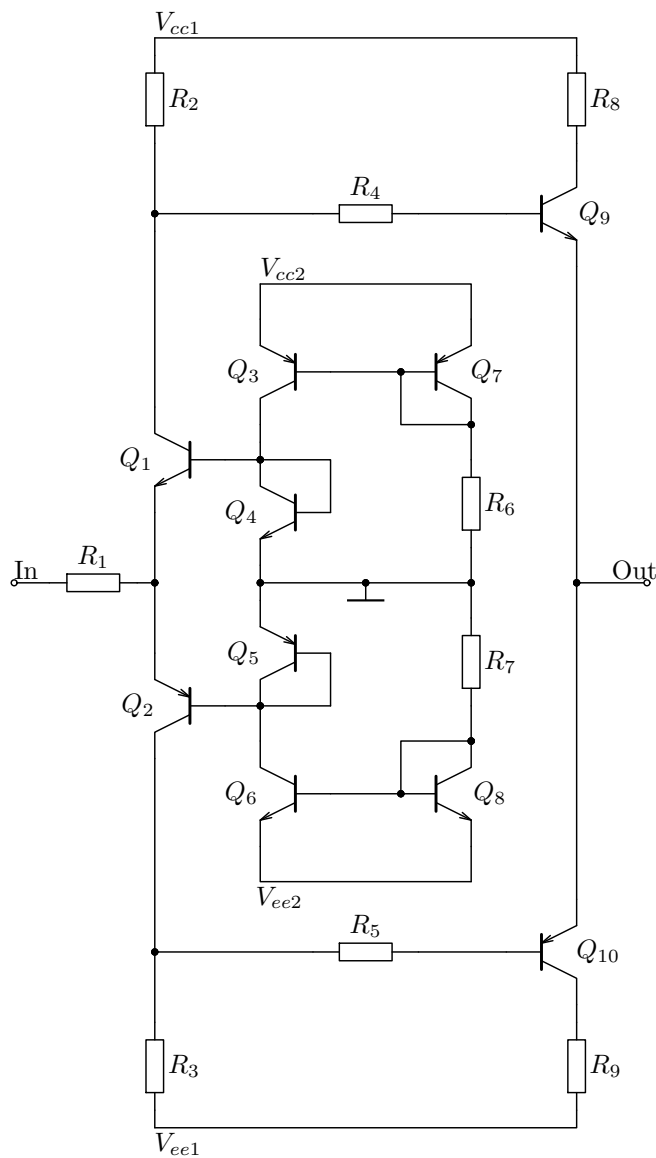
■ 4.1.1 První stupeň - Napětový zesilovač

Na obrázku 4.2 je schéma zapojení napětového zesilovače. Obvod se skládá ze tří částí. První část tvoří Widlarovo proudové zrcadlo, které je obecně popsáno v podkapitole 3.1.3. Konkrétní zapojení je detailně vysvětleno v následující podkapitole 4.1.1. Zapojení obsahuje dva rezistory R_6 a R_7 a šest bipolárních tranzistorů Q_3 až Q_8 .

Proudové zrcadlo vytváří předpětí pro první stupeň napětového zesilovače, který pracuje ve třídě AB. Obecný popis zesilovačů ve třídě AB je uveden v kapitole 2.2 a v podkapitole 2.2.3. Tento stupeň je tvořen dvěma tranzistory Q_1 a Q_2 zapojenými se společnou bází. Podrobnější popis tohoto zapojení je uveden v následující podkapitole 4.1.1.

Poslední, výstupní část obvodu, je tvořena dvěma tranzistory Q_9 , Q_{10} a šesti rezistory R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , R_8 , R_9 . Jedná se o zapojení bipolárních tranzistorů se společným emitorem. Toto zapojení je podrobně popsáno v následující podkapitole 4.1.1.

Jak je vidět na obrázku 4.2, obvod používá dvě kladné napětové úrovně V_{cc1} , V_{cc2} a dvě záporné napětové úrovně V_{ee1} a V_{ee2} . Důvodem je požadavek, aby obvod pracoval v rozsahu různých napětí od ± 7 V až do ± 30 V. Proud z proudového zrcadla je teoreticky nezávislý na napájecím napětí, v praxi však proud roste s napětím, čímž vzniká větší výkonová ztráta. Z tohoto důvodu byly zavedeny další napětové úrovně V_{cc2} a V_{ee2} o napětí ± 5 V. Spotřeba proudového zrcadla je poměrně malá, takže napájecí napětí je možné vytvořit pomocí lineárních stabilizátorů. Pro kladnou napájecí větev V_{cc2} lze například použít známý stabilizátor LM7805 pro +5 V. Pro zápornou napájecí větev V_{ee1} lze využít lineární stabilizátor LM7905 pro -5 V.



Obrázek 4.2: První stupeň - napěťový zesilovač

■ Widlarovo proudové zrcadlo

Widlarovo proudové zrcadlo, které je detailně popsáno v kapitole 3.1.3, slouží v našem kontextu k zajišťování konstantního proudu. V tomto případě zajišťuje konstantní proud, který protéká tranzistorem Q_4 a na druhé straně symetricky Q_5 , které mají spojený kolektor s bází v zapojení jako dioda. Tím se dosáhne stejného úbytku napětí U_{be} na tranzistorech Q_1 , respektive Q_2 .

Dosažení stejného předpětí na tranzistorech Q_1 , Q_4 a Q_5 , Q_2 je obecně velmi důležité pro zesilovače pracující ve třídě AB, pro dosažení nízkého zkreslení zesilovaného signálu.

Prakticky je důležité, aby tyto tranzistory měly shodné parametry, zejména

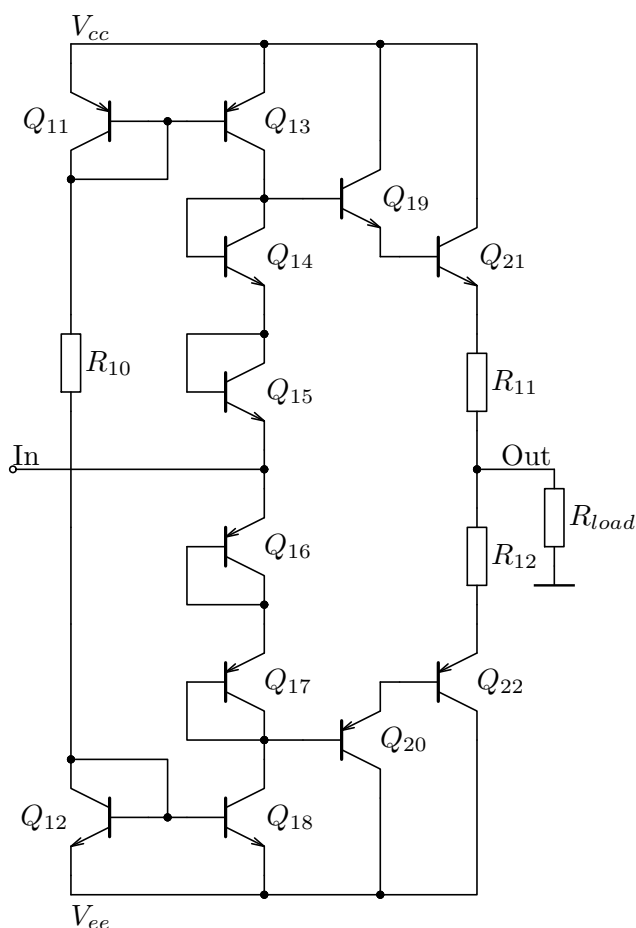
Druhý stupeň obvodu tvoří zesilovač se společným emitorem. Tento typ zesilovače je charakteristický svým velkým proudovým zesílením, přičemž napěťové zesílení je přibližně 100. Kromě toho zesilovač se společným emitorem nabízí vysoký vstupní odpor a nízký výstupní odpor [1], [3], [2].

4.1.2 Druhý stupeň - zesilovač proudu

Zesilovač popsaný v předchozí kapitole (4.1.1) se vyznačuje velkým napěťovým a malým proudovým zesílením. Aby bylo dosaženo také velkého proudového zesílení, zařazuje se za něj druhý zesilovač s velkým proudovým zesílením a napěťovým zesílením blízkým 1.

Obvod se skládá ze dvou částí. V první části je proudové zrcadlo složené z tranzistorů Q_{11} až Q_{18} , které je velmi podobné již popsanému proudovému zrcadlu v kapitole.

Na následujícím obrázku je zapojení zesilovače s velkým proudovým zesílením. Tento obvod se skládá ze dvou částí: v první části je Widlarovo proudové zrcadlo, podobně jako v zapojení na obrázku 4.2, a ve druhé části je Darlingtonovo zapojení se společným kolektorem.



Obrázek 4.3: Druhý stupeň - proudový zesilovač

■ Proudové zrcadlo

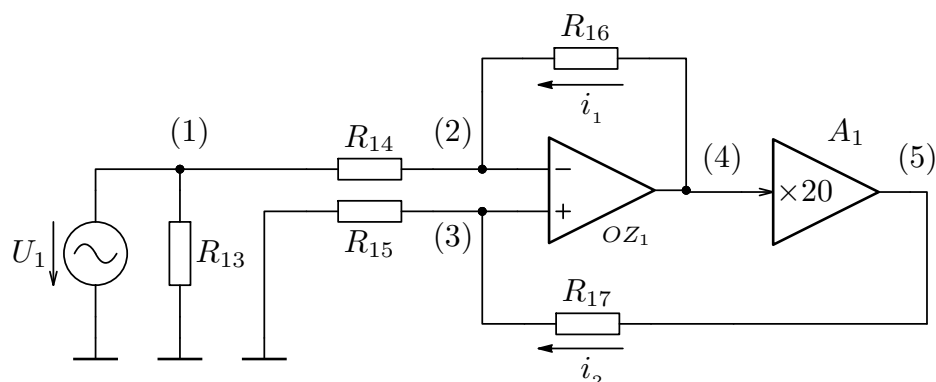
Zapojení Wilsonova proudového zrcadla na obrázku 4.3 je velmi podobné tomu, co je uvedeno u předchozího zapojení na obrázku 4.2. Hlavní účel tohoto zapojení je vytvoření předpětí pro zesilovač velikostí U_{BE-Q19} a U_{BE-Q21} respektive U_{BE-Q22} a U_{BE-Q20} , pomocí úbytku napětí na tranzistorech Q_{14} a Q_{15} respektive Q_{16} a Q_{17} . Vytváření předpětí je velmi důležité, protože se jedná o zesilovač ve třídě AB, což je podrobněji popsáno v kapitole 2.2.3.

■ Darlingtonovo zapojení se společným kolektorem

V poslední části je použito Darlingtonovo zapojení tranzistorů se společným kolektorem, konkrétně Q_{19} a Q_{21} , respektive Q_{22} a Q_{20} . Darlingtonovo zapojení se obecně skládá ze dvou tranzistorů. První tranzistor, v tomto případě Q_{19} respektive Q_{20} , pracuje v režimu sledování emitorem, zatímco druhý tranzistor, v tomto případě Q_{21} respektive Q_{22} , je zapojen jako společný kolektor. Jednou z hlavních výhod tohoto zapojení je jeho vysoká stabilita a linearita, což zlepšuje celkový výkon zesilovače.

4.1.3 Napěťový zesilovač se zpětnou vazbou

K zajištění větší šířky pásma zesilovače je do obvodu integrován operační zesilovač se zápornou zpětnou vazbou. Záporná zpětná vazba je proces, kdy se výstupní signál zesilovače přivede na vstup zesilovače. V případě, že je výstupní napětí ze zesilovače větší než vstupní signál z generátoru, tak se výstupní napětí odečte od vstupního signálu. V případě, že výstupní napětí ze zesilovače je menší než vstupní napětí, záporná zpětná vazba způsobí přičtení rozdílu mezi vstupním a výstupním signálem operačního zesilovače. Tímto způsobem lze zvětšit šířku pásma a zlepšit frekvenční vlastnosti celého zesilovače.



Obrázek 4.4: Schéma zapojení rozdílového zesilovače

V prvním napěťovém stupni je použito zapojení tranzistoru se společným kolektorem. Toto zapojení má několik výhod jako je například nízký výstupní odpor a vysoký vstupní odpor, to je výhodné pro aplikace, kde je potřeba získat velké napěťové zesílení a současně dobré impedanční přispůsobení.

Jednou z jeho nevýhod je, že otáčí fázi vstupního signálu o 180° , což může být v některých aplikacích nežádoucí. Tento problém lze však kompenzovat pomocí zapojení invertujícího rozdílového operačního zesilovače. Invertující rozdílový zesilovač je typ zesilovače, který porovnává rozdíl mezi dvěma vstupními signály a generuje výstupní signál, který je opačný oproti většinu z vstupních signálů. Tímto způsobem může být otáčení fáze způsobené zapojením tranzistoru se společným kolektorem kompenzováno a získáno správné zesílení signálu s původní polaritou.

Použití invertujícího rozdílového zesilovače v kombinaci se zapojením tranzistoru se společným kolektorem nám umožňuje dosáhnout požadovaného napěťového zesílení, přičemž zachováváme správnou polaritu signálu v celém zesilovacím řetězci.

prud i_1 se spočítá podle rovnice (4.1):

$$i_1 = \frac{U_1}{R_{13}} \quad (4.1)$$

Ze znalosti proudu i_1 je možné spočítat napětí u_2

$$u_{(2)} = i_1 \cdot (R_{13} + R_{14}) \quad (4.2)$$

Dosazení proudu z rovnice (4.1) do rovnice (4.3)

$$u_{(2)} = \frac{U_1 \cdot (R_{13} + R_{14})}{R_{13}} \quad (4.3)$$

Z vlastností operačního zesilovače víme, že mezi vstupy operačního zesilovače je nulové napětí, proto musí platit rovnice (4.4).

$$u_{(2)} = u_{(3)} \quad (4.4)$$

Napětí u_4 se spočítá podle vztahu (4.5):

$$u_{(4)} = u_2 + i_1 \cdot R_{13} \quad (4.5)$$

Napětí u_5 se spočítá podle vztahu (4.6):

$$u_{(5)} = i_2 \cdot (R_{15} + R_{17}) \quad (4.6)$$

Proud i_2 se spočítá podle následujícího vztahu:

$$i_{(2)} = \frac{u_{(3)}}{R_{15}} \quad (4.7)$$

Dosazení proudu z rovnice (4.7) do rovnice (4.6) dostaneme výstupní napětí u_5 :

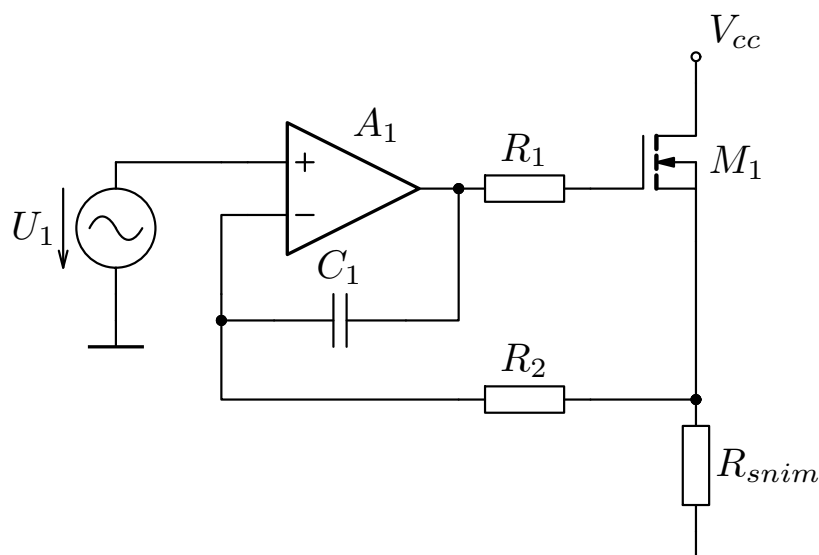
$$u_{(5)} = \frac{\frac{U_1 \cdot (R_{13} + R_{14})}{R_{13}} \cdot (R_{15} + R_{17})}{R_{15}} \quad (4.8)$$

Zesílení je obecně definováno jako poměr výstupního a vstupního napětí. V tomto případě je výstupní napětí u_5 a vstupní napětí U_1 . Za napětí u_5 bylo dosazeno z rovnice (4.8) a vstupní napětí je rovno napětí na generátoru.

$$A = \frac{u_{(5)}}{U_1} = \frac{\frac{U_1 \cdot (R_{13} + R_{14})}{R_{13}} \cdot (R_{15} + R_{17})}{R_{15} \cdot U_1} \quad (4.9)$$

Z rovnice (4.9) je vidět, že zesílení závisí pouze na velikostech jednotlivých odporů a napětí na generátoru.

4.2 Proudová elektronická zátěž



Obrázek 4.5: Zapojení proudové elektronické zátěže

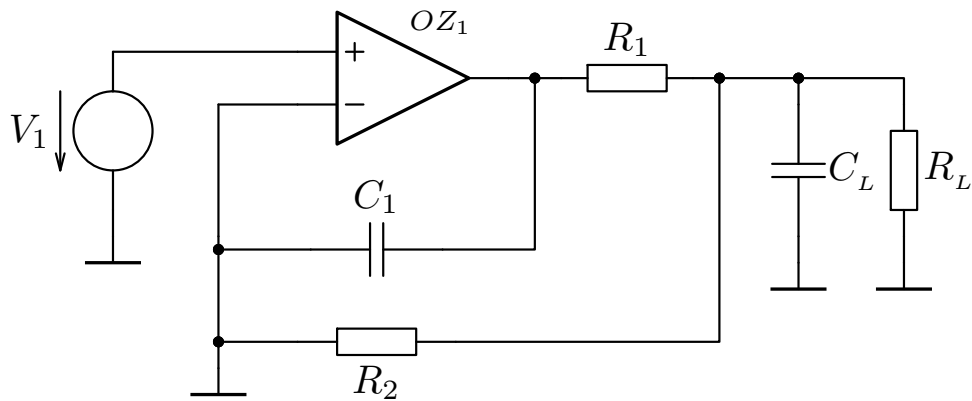
Další část této práce se věnuje návrhu elektronické zátěže. Zapojení, které bylo použito, je znázorněno na obrázku 4.5. Jedná se o velmi podobné zapojení jako je popsáno v předchozí kapitole 3.2.

Během simulace a praktické realizace nastalo několik problémů, například s nestabilitou zpětné vazby. Tento problém je podrobněji popsán v následující kapitole 4.2 [5].

Nestabilita ve zpětné vazbě

Výstup operačního zesilovače je připojen na gate mosfet tranzistoru, který je charakteristický svou vysokou parazitní kapacitou U_{GS} . V tomto zapojení byl použit mosfet STB20NF06L, jehož $C_{GS} = 400$ pF dle datasheetu [18]. Tato parazitní kapacita může být zdrojem problémů, neboť může snižovat šířku pásma, rychlost náběhu a zejména může posunout fázi výstupního napětí. Tento fázový posun může v zpětné vazbě operačního zesilovače způsobit nestabilitu. Zvláště náchylné k nestabilitě jsou zapojení, kde zesílení operačního zesilovače je kolem 1 [5], [9], [10], [11].

Pro názornou ukázkou je možné zjednodušit zapojení, jak je znázorněno na obrázku níže 4.6.



Obrázek 4.6: Schéma náhradního zapojení, převzato z [5]

Často používanou metodou kompenzace kapacitní zátěže je tzv. kompenzace ve smyčce. Tato metoda spočívá v přidání rezistoru R_1 a kondenzátoru C_1 do obvodu. Rezistor R_1 slouží k oddělení výstupu operačního zesilovače od C_L , zatímco kondenzátor C_1 je zařazen do zpětné vazby operačního zesilovače a slouží jako horní propust. Tento tzv. snubber obvod redukuje fázový posun způsobený C_L [5].

Určení správných hodnot rezistoru R_1 a kondenzátoru C_1 se obvykle provádí empiricky, s ohledem na hodnotu kapacitní zátěže, v tomto případě C_L . Základním principem je, že R_1 slouží k zatížení obvodu při nižších frekvencích, kde dochází k největšímu zisku. Tím se zisk snižuje a zlepšuje se stabilita. Kondenzátor C_1 zase naopak snižuje zatížení na nižších frekvencích. Tento kondenzátor slouží jako filtr pro vyšší frekvence.

Dále je nutné brát v úvahu také parazitní kapacity samotné desky, ty mohou přispět k celkové kapacitě obvodu. Tento fakt je nutné brát v úvahu při návrhu desky plošných spojů a pokusit se o zkrácení cest například správným rozmístěním komponent [5].

Kapitola 5

Simulace

5.1 Simulace navrženého zapojení

Simulace elektrických obvodů je v elektronice klíčovým krokem při návrhu elektrických obvodů a zapojení, pomocí kterého je možné otestovat funkčnost a parametry ještě před návrhem a výrobou tištěného spoje, což zrychluje, zefektivňuje a zlevňuje vývoj. Díky simulacím je možné také optimalizovat některé parametry obvodu.

Pro návrh se používají různé typy analýz, jako je například tranzientní analýza, frekvenční a fázová. Tyto analýzy nám umožňují simulovat odezvu obvodu na různé vstupní signály, jako je sinusový, obdélníkový, trojúhelníkový a další.

Pro zjištění frekvenčních vlastností zesilovače je nutné znát jeho přenosovou charakteristiku. Ta popisuje, jak se mění amplituda a fáze na výstupu obvodu v závislosti na frekvenci. V následujících podkapitolách jsou vytvořeny grafy přenosových charakteristik samotného prvního - napětového stupně, ten je popsán v kapitole: 5.1.1 a samotného druhého - proudového stupně, ten je popsán v kapitole: 5.1.2. Dále je v jednom grafu vynesena první - napětový stupeň zapojený do série s druhým - proudovým stupněm a první - napětový stupeň zapojený do série s druhým - proudovým stupněm se zpětnou vazbou, to je popsáno v kapitole: 5.1.3.

Frekvenční charakteristika je v grafech přenosové charakteristiky vynesena pomocí plné čáry a popisuje, jak se mění amplituda výstupního vůči vstupnímu signálu v závislosti na frekvenci. Určí se podle vztahu (5.1) [1].

$$H(j\omega) = \frac{U_{out}(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (5.1)$$

kde:

$H(j\omega)$ je frekvenční charakteristika systému v komplexní frekvenční oblasti $j\omega$.

$U_{out}(j\omega)$ je výstupní signál v komplexní frekvenční oblasti s úhlovou frekvencí ω . $U_{out}(j\omega)$ je laplaceova transformace výstupního signálu $u_{out}(t)$ v časové oblasti.

$U_{in}(j\omega)$ je vstupní signál v komplexní frekvenční oblasti s úhlovou frekvencí ω . $U_{in}(j\omega)$ je laplaceova transformace výstupního signálu $u_{in}(t)$ v časové oblasti.

Fázová charakteristika, která je v grafu přenosové charakteristiky znázorněna pomocí tečkované čáry, popisuje, jak se mění fáze výstupního vůči vstupnímu signálu v závislosti na frekvenci. Jedná se o komplexní číslo.

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\varphi_H(j\omega)} \quad (5.2)$$

Kde:

$H(j\omega)$ je frekvenční odezva LTI systému, jedná se o komplexní funkci úhlové frekvence ω a popisuje, jak systém ovlivňuje signál v frekvenční oblasti. Amplituda a fáze frekvenční odezvy určují, jak systém změní amplitudu a fázi signálu na dané frekvenci.

$e^{j\varphi_H(j\omega)}$ je fázový člen přenosové funkce a udává o kolik se posouvá fáze výstupního signálu vůči fázi vstupního signálu.

Výpočet fázové charakteristiky lineárního časově invariantního (LTI) systému se provede podle vztahu 5.3:

$$\varphi(j\omega) = \text{Arg}\{H(j\omega)\} \quad (5.3)$$

Kde:

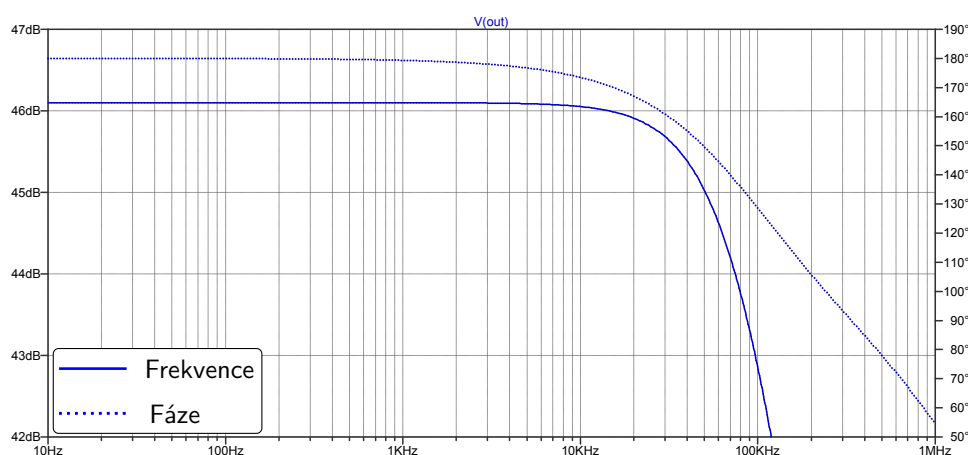
$\varphi(j\omega)$: je fázová charakteristika LTI systému. Tento výraz představuje fázový posun, který signál získá při průchodu systémem. Fázová charakteristika je závislá na úhlové frekvenci ω .

$\text{Arg}\{\dots\}$: je argument komplexního čísla. Tato funkce vypočítá fázový úhel komplexního čísla, který leží v rozsahu $(-\pi, \pi]$. V kontextu rovnice (5.3), $\text{Arg}\{H(j\omega)\}$ znamená výpočet fázového úhlu frekvenční odezvy $H(j\omega)$.

Celkově rovnice (5.3) říká, že fázová charakteristika $\varphi(j\omega)$ LTI systému je rovna argumentu (fázovému úhlu) jeho frekvenční odezvy $H(j\omega)$.

5.1.1 Simulace prvního stupně - napěťový zesilovač

V simulačním programu LTSpice bylo vytvořeno schéma napěťového zesilovače prvního stupně podle popisu v kapitole 4.1.1. Byly použity NPN tranzistory typu BC846B a PNP tranzistory typu BC856B, které jsou součástí základní knihovny LTSpice. Zesílení a pracovní bod zesilovače byly nastaveny pomocí rezistorů, jejichž hodnoty byly určeny na základě transienční analýzy. Nejprve byl na vstupu zesilovače nastaven zdroj stejnosměrného napětí, poté byly pomocí vhodných hodnot rezistorů určeny pracovní body. Následně byla provedena frekvenční a fázová analýza, jejíž výsledky jsou zobrazeny na následujícím grafu 5.1 [1].



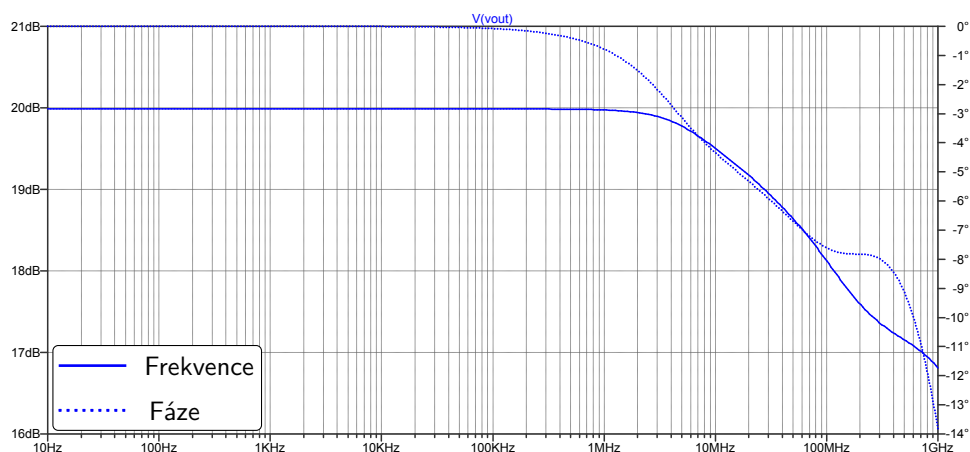
Obrázek 5.1: Modulová a fázová charakteristika - simulace prvního napěťového stupně

Z grafu 5.1 vyplývá, že zesilovací obvod může fungovat až do frekvence 100 kHz s poklesem zesílení o 3 dB. Poté frekvenční charakteristika začíná klesat a s rostoucí frekvencí se zesílení postupně snižuje. Vzhledem k plánovanému využití zpětné vazby pro zlepšení parametrů zesilovače a požadavku v zadání, aby zesilovač fungoval až do frekvence 500 kHz, bylo na prvním stupni nastaveno vysoké zesílení, což umožní pokrýt širší frekvenční pásmo.

5.1.2 Simulace druhého stupně - proudový zesilovač

Následně bylo v simulačním programu LTSpice vytvořeno zapojení druhého stupně podle schématu popsaného v kapitole 4.1.2. V simulaci byly použity tranzistory NPN typu BC846 a PNP tranzistory typu BC856B pro zesílení signálu, dále byly použity dva výkonové tranzistory NPN typu 2SC6144SG [13] a dva PNP tranzistory typu 2SA2222SG [14].

Poté bylo sestaveno zapojení samotného druhého stupně 4.3. Graf ukazuje, že toto zapojení má velkou šířku pásma, a to až do frekvence 750 MHz, kdy dochází k poklesu o 3 dB, tedy na polovinu.



Obrázek 5.2: Modulová a fázová charakteristika simulace druhého stupně

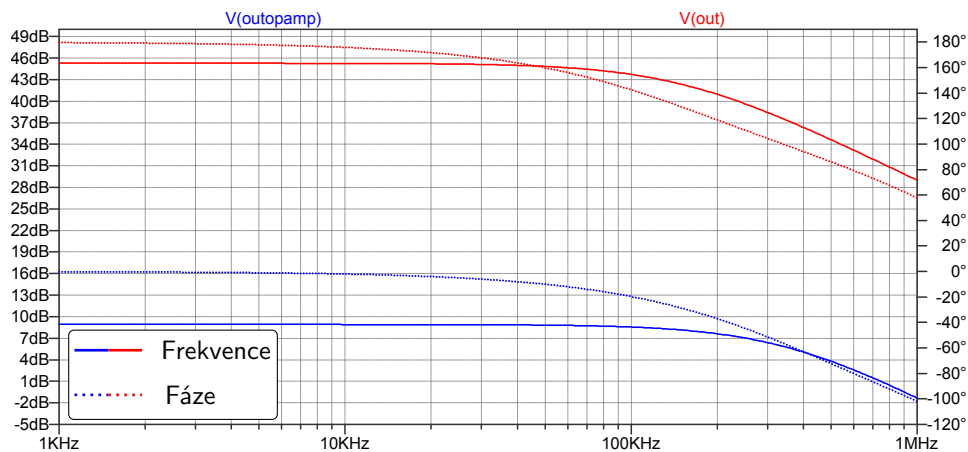
5.1.3 Simulace prvního a druhého stupně se zpětnou a bez zpětné vazby

Následně byly zapojeny první stupeň 4.2 a druhý stupeň 4.3 do série. Jak je vidět z grafů frekvenčních charakteristik samotného prvního stupně 5.1 a druhého stupně 5.2, první stupeň hraje klíčovou roli v celkovém chování obvodu. To je dáno tím, že k poklesu o 3 dB dochází teprve při frekvenci kolem 100 kHz, zatímco u druhého stupně dojde k poklesu o 3 dB až kolem 750 MHz. Zapojení prvního a druhého stupně funguje až do frekvence kolem 100 kHz, kdy dochází k poklesu zesílení o 3 dB, což je podle předpokladu.

Následně byl do obvodu přidán operační zesilovač a zpětná vazba. Záporná zpětná vazba spojuje výstup obvodu se vstupem a umožňuje dosáhnout lepších vlastností obvodu, jako je například rozšíření šířky frekvenčního pásma a snížení zkreslení. Současně lze pomocí zpětnovazebních rezistorů nastavit zesílení celého zesilovače.

Na grafu 5.3 je vidět, že zapojení se zpětnou vazbou má menší zesílení, ale větší šířku pásma, což je výhodné pro širokopásmové aplikace. Zpětná vazba také pomáhá snižovat zkreslení a zlepšuje stabilitu zesilovače v průběhu času a změn teploty.

Zesilovač bez zpětné vazby je přebuzen, což umožňuje dosáhnout větší šířky pásma, ale může způsobit zvýšení zkreslení a nestability. Použitím záporné zpětné vazby je možné tyto nevýhody minimalizovat a dosáhnout lepšího kompromisu mezi zesílením a šířkou pásma, což vede ke zlepšení celkového výkonu zesilovače.

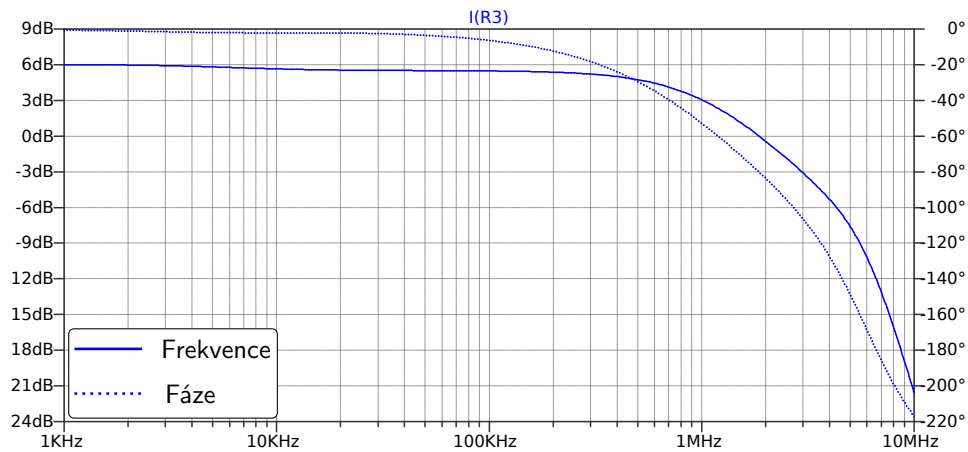


Obrázek 5.3: Modulová a fázová charakteristika - elektronické zátěže

5.2 Simulace proudové elektronické zátěže

U elektronické zátěže je zásadní, aby nastavený proud byl přesný, časově a tepelně nezávislý. Současně by elektronická zátěž měla být schopna rychle reagovat na změny nastaveného proudu. Proto je kladen důraz na frekvenční vlastnosti.

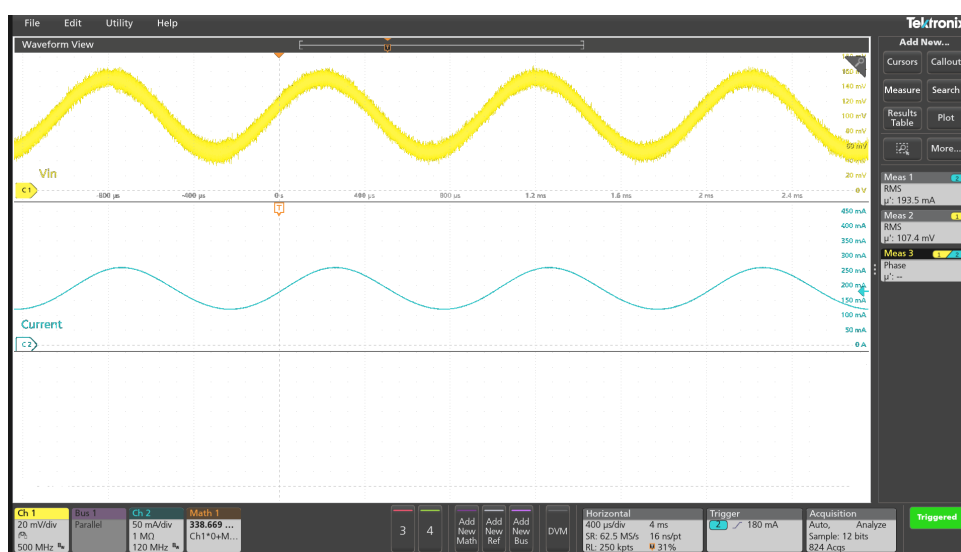
Simulace proudové elektronické zátěže byla provedena v programu LTSpice. Tento nástroj umožnil zjistit frekvenční a fázovou charakteristiku zátěže, které jsou zobrazeny v grafu 5.4.



Obrázek 5.4: Modulová a fázová charakteristika simulace elektronické zátěže.

Z grafu je možné vidět, že pokles amplitudy proudu o 3 dB nastává při frekvenci 1 MHz. To je pozitivní výsledek, který ukazuje, že zátěž by teoreticky měla být schopna efektivně pracovat až do frekvence 1 MHz. Tato šířka pásma je dostatečná pro dané použití.

Během stavby se vyskytl problém, že elektronická zátěž začala oscilovat. Tento jev byl způsoben tím, že fáze výstupního napětí se otočila o 180° . Oscilace je možné vidět na obrázku níže 5.5. Tyto oscilace se v simulaci vůbec neobjevily, to může být způsobeno kombinací různých faktorů, jako jsou nedokonalé modely součástek v LTSpicu a také fakt, že prototypová deska plošného spoje, na kterém byl obvod realizován, nemá tak dobré elektrické vlastnosti jako kvalitně nakreslený plošný spoj [5], [12].



Obrázek 5.5: Elektronická zátěž oscilace

Po zjištění tohoto problému bylo rozhodnuto provést několik úprav obvodu jako je změna hodnot rezistorů a přidání kondenzátoru mezi neinvertující vstup operačního zesilovače a jeho výstup. Této problematice se podrobněji věnovalo v předchozí kapitole 4.2.

Kapitola 6

Měření

Obvod popsany v kapitole 4 a simulovaný v následující kapitole byl postaven na prototypový plošný spoj - pájivé pole a otestován. K měření byly použity přístroje popsané v tabulce 6.1 níže.

Použitý přístroj	Značka	Označení
Laboratorní zdroj	Rhode & Schwarz	HMP4040
Osciloskop	Tektronix	Series MSO58
Generátor	Keysight	Agilent 33220A

Tabulka 6.1: Tabulka přístrojů

Prostřednictvím tranzientní analýzy jsem byl schopný získat hrubý odhad hodnot rezistorů pro nastavení pracovních bodů, které jsem mohl použít jako výchozí bod pro sestavení obvodu. Následně jsem celý obvod postavil na univerzálním tištěném spoji. Ke každému rezistoru jsem navíc přidal potenciometr, který mi umožnil přesné donastavení pracovního bodu rezistorů.

Pro precizní nastavení pracovního bodu jsem využil kombinaci měření a manuálního nastavování. Obvod jsem napájel z laboratorního zdroje [15], na vstup jsem připojil generátor [17] a výstup jsem sledoval na osciloskopu [16]. Toto měření mi umožnilo v reálném čase sledovat výstup i jednotlivé části obvodu a reagovat na změny hodnoty odporu potenciometru.

Potenciometry slouží pouze pro nastavení pracovního bodu a ve výsledném zapojení se nepoužijí. Při vyšších frekvencích se totiž projevují jejich parazitní vlastnosti, což negativně ovlivňuje frekvenční vlastnosti obvodu.

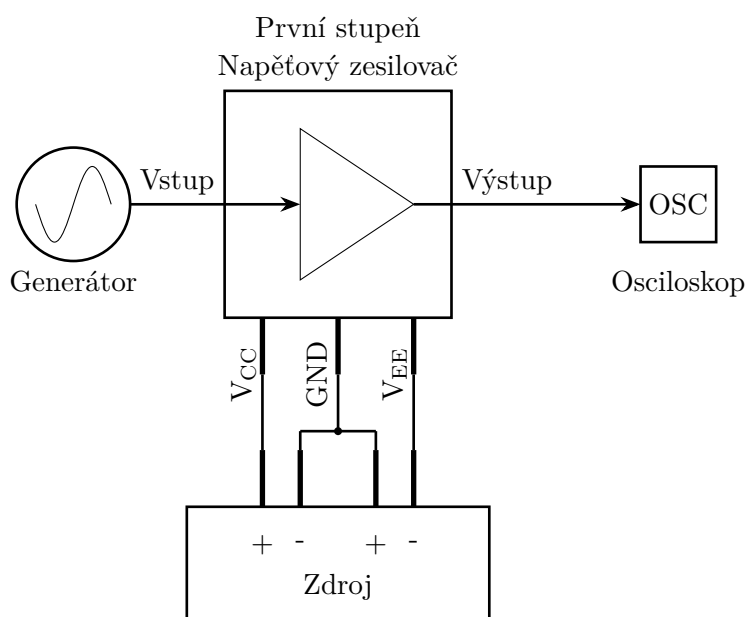
Hodnoty rezistorů pro nastavení pracovního bodu byly získány nejprve pomocí tranzientní analýzy, tím jsem dostal hrubé hodnoty velikosti jednotlivých rezistorů. Dále jsem si postavil na univerzálním tištěném spoji celý obvod. K rezistorům jsem přidal navíc ještě potenciometry. Přesné nastavení pracovního bodu jsem provedl pomocí měření, kdy jsem výstup obvodu připojil k osciloskopu a současně jsem nastavoval pracovní bod pomocí potenciometru. Po dosažení optimálního nastavení jsem následně zjistil hodnoty potenciometrů a nahradil je pevnými rezistory ve finálním obvodu.

6.1 Měření zesilovače

V této části je popsán dvoustupňový zesilovač, který jsem postavil na základě simulací uvedených v předchozí kapitole 5. Hlavním cílem měření bylo praktické ověření funkčnosti zesilovače a také ověření šířky pásma jeho funkčnosti, jak bylo předpokládáno dle simulací.

6.1.1 Měření prvního - napětového stupně

Cílem měření prvního stupně zesilovače bylo získat frekvenční charakteristiku. Již ze simulací bylo zřejmé, že tento stupeň hraje klíčovou roli pro celkové chování, protože má užší pásmo fungování oproti druhému stupni. Z toho důvodu jsem se snažil zjistit frekvenční charakteristiku v závislosti na velikosti amplitudy vstupního napětí.



Obrázek 6.1: Blokové schéma zapojení prvního stupně

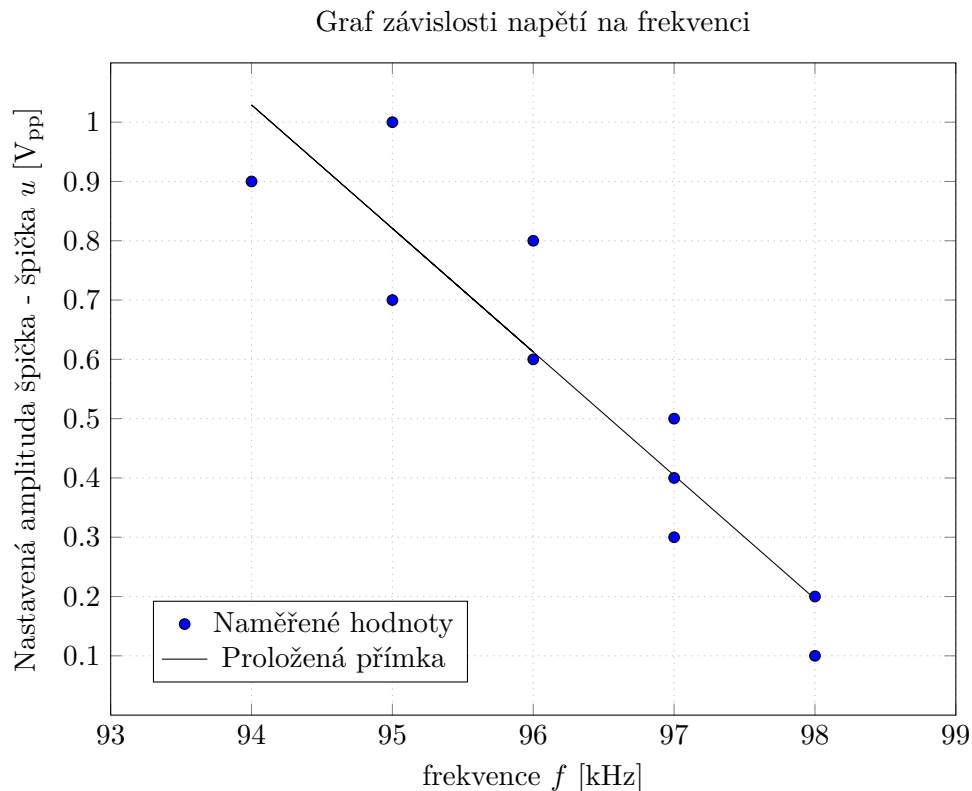
Metodika měření:

- Připojení laboratorního zdroje a vytvoření symetrického napájecího napětí ± 30 V.
- Připojení výstupu generátoru napětí na vstup obvodu, nastavení sinusového průběhu o amplitudě $0,1 V_{pp}$ a frekvenci 1 kHz.
- Výstup prvního stupně byl připojen k osciloskopu.

- Postupně se zvyšoval kmitočet nastavený na generátoru s tím, že amplituda zůstala stejná až do doby, kdy amplituda výstupního napětí klesla o 3 dB, tj. o polovinu oproti amplitudě výstupního napětí při kmitočtu 1 kHz.
- Toto měření jsem opakoval i pro další amplitudy od $0.1 V_{pp}$ až do $1 V_{pp}$.

Amplituda u [V_{pp}]	kmitočet f [kHz]
0,1	98
0,2	98
0,3	97
0,4	97
0,5	97
0,6	96
0,7	95
0,8	96
0,9	94
1,0	95

Tabulka 6.2: Tabulka naměřených hodnot.



Obrázek 6.2: Graf Naměřených hodnot.

Metodika měření byla popsána výše a je uvedena v seznamu kroků. Na základě provedených měření byly získány hodnoty uvedené v tabulce 6.2 a zobrazené v grafu na obrázku 6.2.

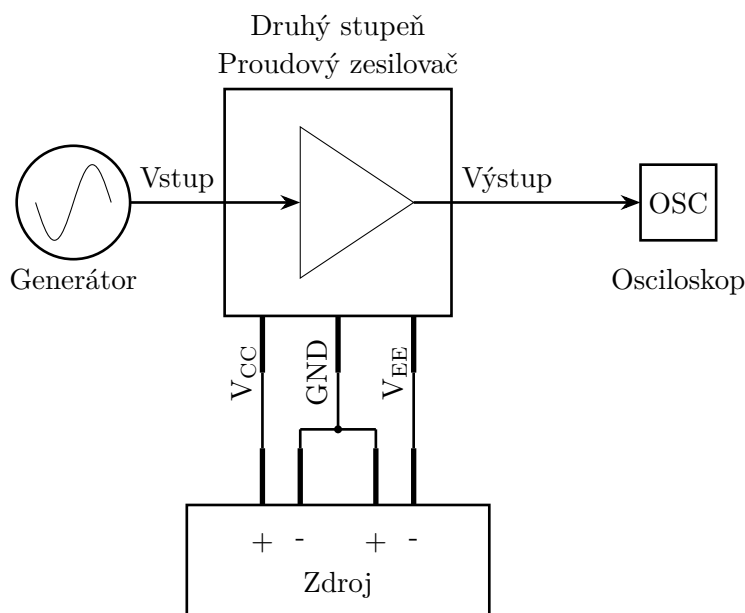
■ Zhodnocení měření prvního stupně zesilovače

Měření prvního stupně zesilovače prokázalo, že výsledky získané praktickým měřením se dobře shodují se simulací, která byla provedena v kapitole 5.1.1. Při praktickém měření dochází k poklesu o 3 dB při frekvenci 95 kHz, zatímco v simulaci dochází k poklesu o 3 dB při 100 kHz. Tento rozdíl může být způsoben parazitními vlastnostmi součástek, které nejsou v simulaci zahrnuty.

Ačkoli měření prokázalo shodu se simulací, šířka pásma 100 kHz není příliš velká a stálo by za zvážení provést změny v návrhu obvodu, aby šířka pásma byla větší. Toto by ovšem zahrnovalo celé předělání obvodu.

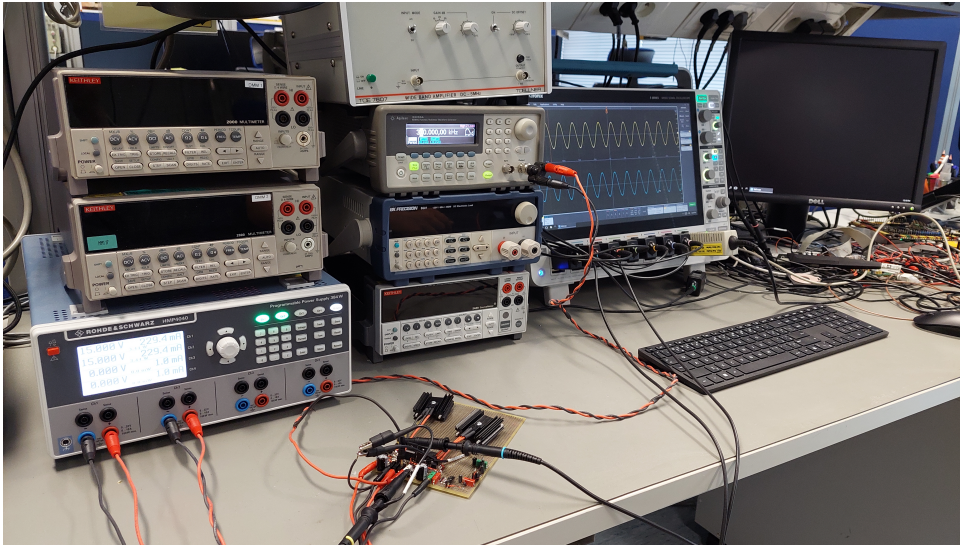
■ 6.1.2 Měření druhého - proudového stupně

Na následujícím obrázku 6.3 je zobrazeno blokové schéma zapojení druhého stupně zesilovače se všemi měřicími přístroji. Zapojení je v zásadě shodné s prvním stupněm. Hlavní rozdíl spočívá v připojení proudové sondy k výstupu, která měří proud tekoucí na výstupu. K tomuto výstupu byly v průběhu měření postupně připojovány rezistory.



Obrázek 6.3: Blokové schéma zapojení druhého stupně

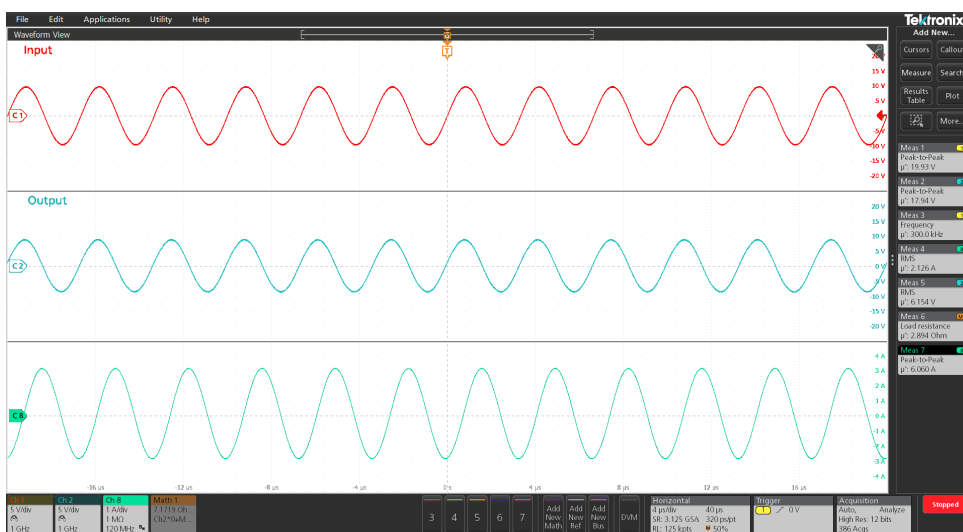
Na následujícím obrázku 6.4 je fotografie z laboratoře pořízená během měření. Na snímku je možné vidět uspořádání a zapojení všech přístrojů.



Obrázek 6.4: Fotka z měření

Obrázek 6.5 níže zobrazuje snímek získaný z osciloskopu. Vstupní signál napětí z generátoru je prezentován na prvním kanálu (červenou barvou nahoře). Výstupní signál ze zesilovače je znázorněn na druhém kanálu (modrou barvou uprostřed), zatímco proud tekoucí z výstupu zesilovače je zobrazen na třetím kanálu (modrou barvou dole).

Frekvenční chování druhého stupně bylo podle očekávání ze simulací výrazně lepší než chování prvního stupně zesilovače. Při vyšších kmitočtech nebylo hlavním problémem pokles amplitudy, ale především vysoká spotřeba a velké tepelné ztráty, které i poměrně velký hliníkový chladič nezvládl odvádět teplo do okolí.



Obrázek 6.5: Druhý stupeň 300 kHz zkrat

Sinusový signál s amplitudou $10 V_{pp}$ a frekvencí 300 kHz byl přiveden na vstup zesilovače. Při této frekvenci bylo možné zkratovat výstup zesilovače, přičemž proud tekoucí parazitní impedancí dosahoval $6 A_{pp}$.

Zesilovač byl schopný fungovat až do frekvence kolem 10 MHz, při této frekvenci však docházelo k neúměrně velké spotřebě.

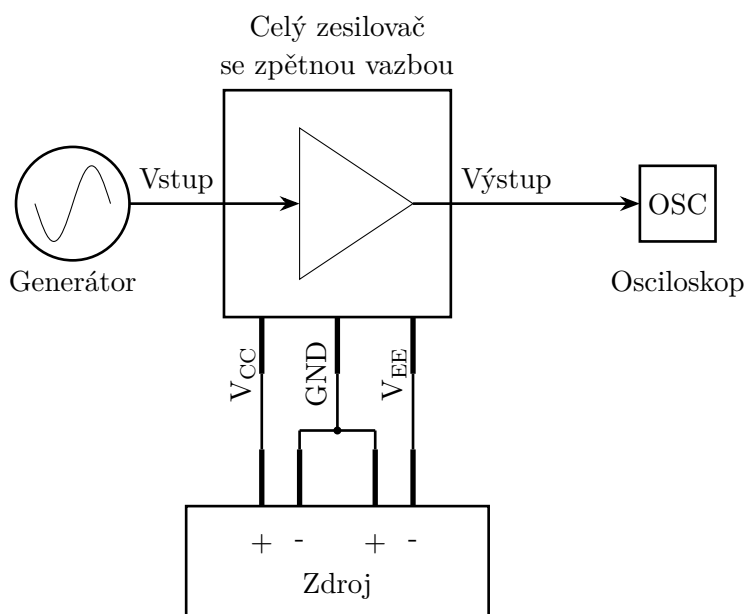
Dále bylo dosaženo proudu $8 A_{pp}$ při vstupním trojúhelníkovém signálu s amplitudou $20 V_{pp}$. Obrázek z osciloskopu je možné vidět v příloze.

■ 6.1.3 Zhodnocení měření druhého - proudového stupně

Praktické měření druhého, proudového stupně zesilovače odhalilo, že získané výsledky se simulacemi, přestože simulace ukázaly šířku pásma až do frekvence 750 MHz, v praxi nebylo možné tohoto dosáhnout. Toto však bylo očekáváno již před samotným měřením. Schopnost zesilovače pracovat až do frekvence 10 MHz není považována za problém, vzhledem k tomu, že pracovní šířka pásma prvního stupně je pouze kolem 100 kHz. Rovněž maximální dosažený proud $8 A_{pp}$ je dostatečný.

6.2 Měření celého zesilovače se zpětnou vazbou

Tato část kapitoly se zabývá měřením celého zesilovače. Na následujícím obrázku 6.6 je zobrazeno blokové schéma zapojení.

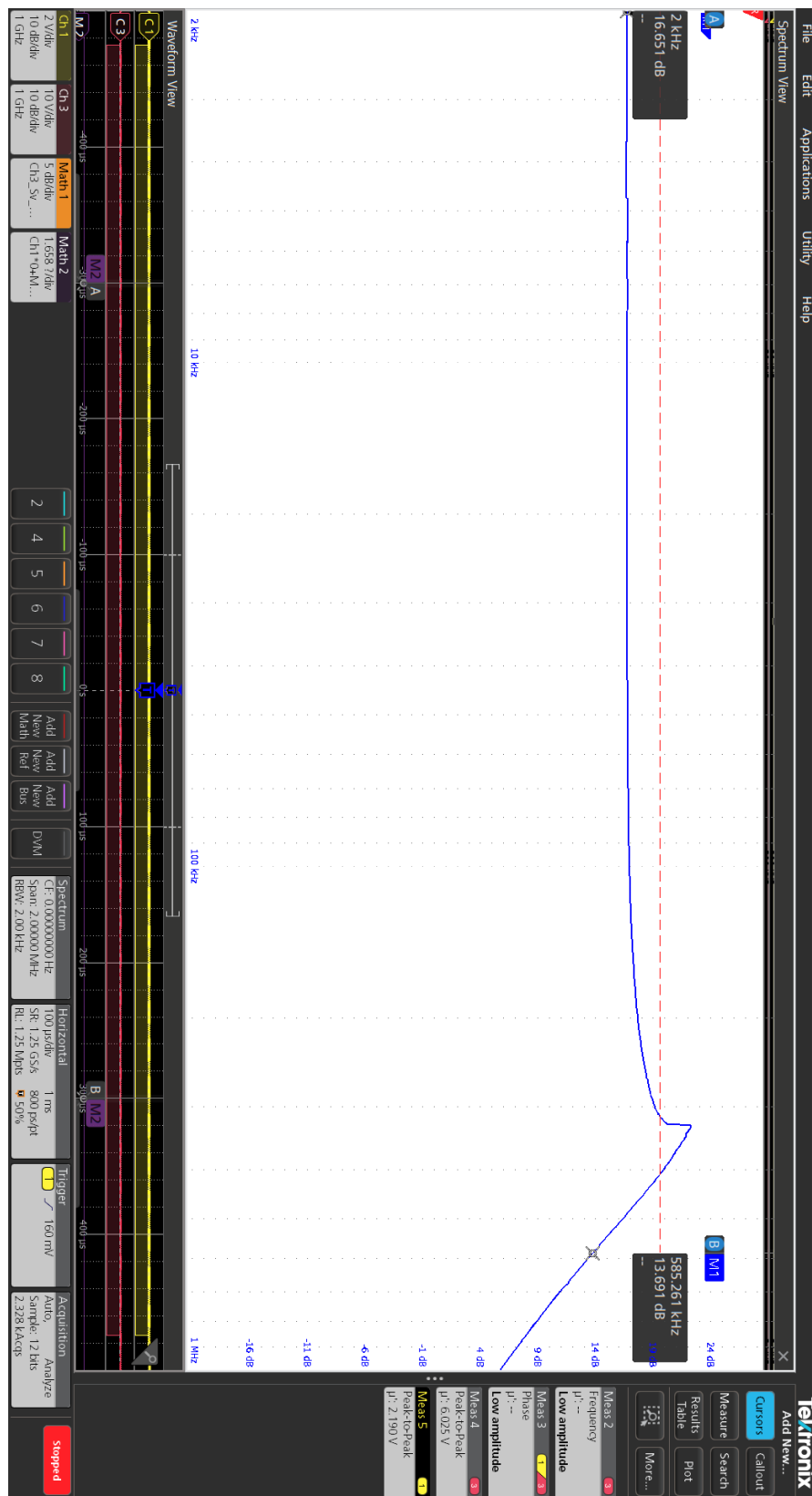


Obrázek 6.6: Blokové schéma zapojení celého zesilovače

Testovaný zesilovač byl sestaven na prototypové desce plošných spojů, jak lze vidět na fotografii v další sekci 7.5. Z toho důvodu lze předpokládat, že zesilovač, který by byl realizován na dobře navržené čtyřvrstvé desce plošných spojů, by mohl vykazovat lepší výsledky chování.

Na následujícím obrázku 6.7 je zobrazen graf frekvenční charakteristiky, který byl vytvořen postupným zvyšováním nastavené frekvence na generátoru začínající od 2 kHz. Při každém zvýšení frekvence byl do grafu zanesen nový bod, což vedlo k vytvoření celkové frekvenční charakteristiky

Frekvenční charakteristika celého zesilovače ukazuje, že pokles o 3 dB nastává až při frekvenci 585 kHz. Zesilovač udržuje stabilní úroveň výstupu až do frekvence kolem 300 kHz, kde dochází k náhlému zvýšení amplitudy, následované strmým poklesem. Toto chování je způsobeno zavedením zpětné vazby do obvodu operačním zesilovačem.



Obrázek 6.7: Celý zesilovač

6.2.1 Zhodnocení měření celého zesilovače se zpětnou vazbou

Měření elektronického zesilovače se zpětnou vazbou nám poskytlo důležité informace o frekvenční charakteristice. Tento zesilovač se skládá z prvního napěťového stupně, za nímž je připojen do serie druhý, proudový zesilovač, a doplněný zápornou zpětnou vazbou tvořenou operačním zesilovačem.

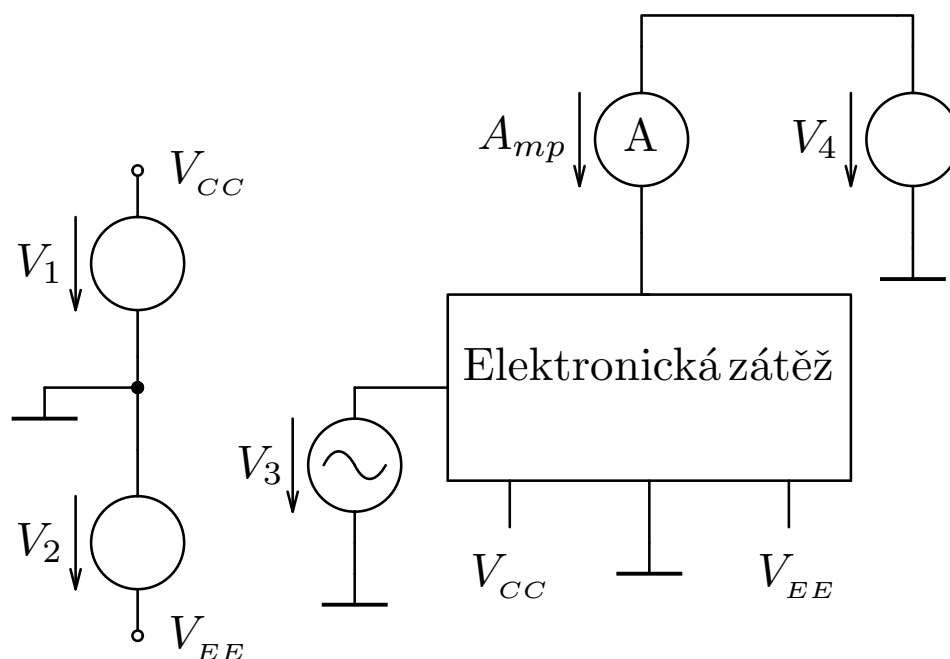
Zesilovač je schopný pracovat až do frekvence 585 kHz, kolem této oblasti nastává pokles amplitudy o 3 dB. To je nad požadovanou hodnotou 500 kHz, která byla stanovena v zadání bakalářské práce.

Výsledky simulací a předchozích měření naznačují, že pokud by byl vylepšen první napěťový stupeň, zesilovač by mohl pracovat na mnohem vyšších frekvencích. Toto vylepšení by mohlo být dosaženo například změnou zapojení prvního napěťového stupně. Alternativně, pokud by nebyly kladeny tak vysoké požadavky na výstupní napětí o velikosti ± 30 V, bylo by možné první stupeň úplně vynechat a nahradit ho pouze operačním zesilovačem. Operační zesilovače mají obecně jednu nevýhodu, a to tu, že mohou pracovat buď při vyšším napájecím napětí, ale nejsou tak rychlé, nebo jsou rychlé, ale pracují při nižším napájecím napětí. Z tohoto důvodu bylo zvoleno řešení s prvním napěťovým stupněm pomocí diskrétních tranzistorů, které jak se ukázalo je dostatečné pro splnění zadání bakalářské práce, ale pro vyšší kmitočty není vhodné.

Celkově měření potvrdilo schopnost zesilovače pracovat v požadovaném frekvenčním rozsahu a splnit jeden z cílů této práce. Měření také odhalilo oblasti, které by mohly být v budoucnu vylepšeny.

6.3 Měření elektronické zátěže

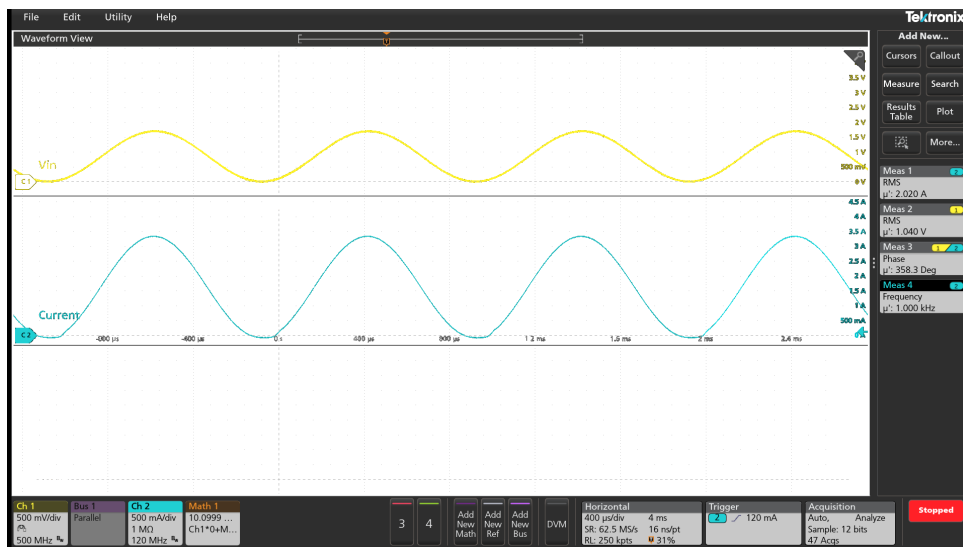
Na obrázku níže 6.8 je zobrazeno blokové schéma zapojení elektronické zátěže a přístrojů. Operační zesilovač je napájen symetrickým napájením, které je tvořeno dvěma napětovými zdroji V_1 a V_2 , signálovým generátorem V_3 . Na obrázku je proudová sonda osciloskopu zobrazena jako ampermetr. Detaily o konkrétních použitých přístrojích jsou dostupné v tabulce 6.1.



Obrázek 6.8: Blokové schéma elektronické zátěže

Měření elektronické zátěže bylo realizováno s použitím sinusového signálu generovaného na napětovém generátoru. Postupně jsem zvyšoval frekvenci generovaného signálu, abych určil maximální pracovní frekvenci zátěže. Tento krok byl důležitý pro zjištění schopnosti reakce zátěže na rychlé změny vstupního signálu.

Další část testování spočívala v určení maximální zatížitelnosti elektronické zátěže. To bylo provedeno postupným zvyšováním amplitudy vstupního signálu a sledováním výstupního proudu. Toto měření umožnilo určit, maximální zatížitelnost elektronické zátěže.



Obrázek 6.9: Měření proudu tekoucí elektronickou zátěží

Na výše uvedeném grafu z osciloskopu 6.9 je vidět průběh vstupního napětí a výstupního proudu. Napětí nastavené na zdroji bylo 20 V, přičemž tento zdroj byl zatěžován elektronickou zátěží. Průběh zatěžování je sinusový a nastavený výstupní proud je o velikosti $2 A_{RMS}$.

Celkový výkon tekoucí zátěží je vypočítán podle vztahu uvedeného níže.

$$P = U_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad (6.1)$$

Dosažením hodnot získaných z měření do výše uvedeného vztahu dostáváme:

$$P = 20 \cdot 2,02 \quad (6.2)$$

Výpočet pak dává následující výsledek:

$$P = 40,4[W] \quad (6.3)$$

Tento výsledek ukazuje, že elektronická zátěž je schopná zatížit zdroj výkonem až 40,4 W.

6.3.1 Zhodnocení měření elektronické zátěže

Provedené měření elektronické zátěže nám poskytlo informace o její zatížitelnosti. Na základě laboratorních experimentů bylo zjištěno, že maximální zatížitelnost elektronické zátěže dosahuje až 40 W. Tento výsledek je dvakrát vyšší než požadovaný výkon 20 W, jak bylo specifikováno v zadání. Co se týče proudové zatížitelnosti, elektronická zátěž může být zatížena proudem až 4 A. Další obrázky z osciloskopu, které dokumentují tuto schopnost, jsou k dispozici v příloze.

Celkově lze konstatovat, že elektronická zátěž splnila očekávání a požadavky stanovené v zadání, ať už jde o výkonovou nebo proudovou zatížitelnost.

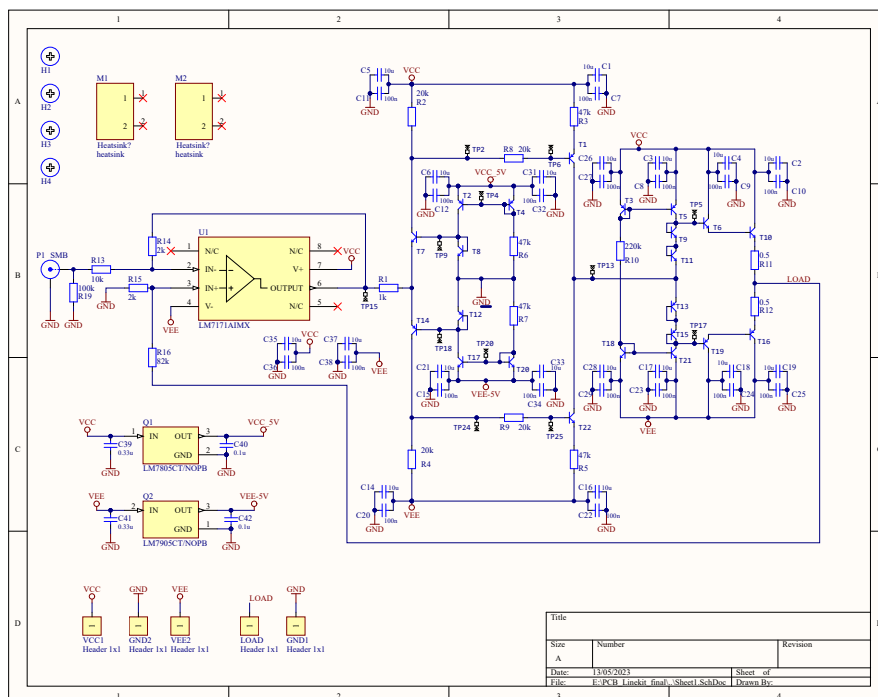
Kapitola 7

Návrh tištěného spoje

Tato kapitola se zaměřuje na návrh tištěného spoje pro zesilovač a elektronickou zátěž navrženou, odsimulovanou a popsanou v předchozích kapitolách této práce.

7.1 Návrh schématu

Správný návrh DPS (desky plošného spoje) je klíčové pro správné fungování celého zařízení, protože zajišťuje správné propojení mezi jednotlivými komponenty tak aby, bylo minimalizované rušení, které by nevhodně ovlivnilo celou funkci. Pro návrh DPS jsem použil Altium Designer.



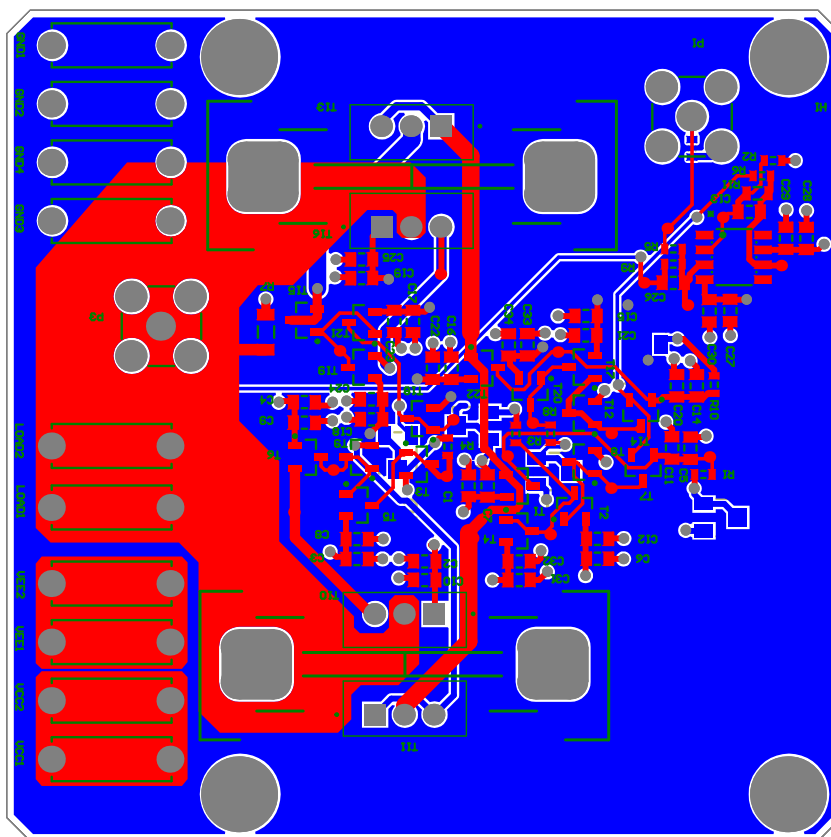
Obrázek 7.1: Schéma zapojení (Schéma v plné velikosti je dostupné v příloze)

7.3 Plošný spoj zesilovače

Na obrázku 7.2 je zobrazen layout první verze zesilovače. Jak již bylo uvedeno, tento tištěný spoj sloužil primárně k ověření funkčnosti, a proto nebyl kladen takový důraz na integraci součástek, jako tomu bylo u druhé verze zesilovače 7.3.

Napájení celé desky je realizováno prostřednictvím 3 mm banánkových konektorů. Celkem bylo použito 10 těchto konektorů - dva pro kladné napájení (VCC), dva pro záporné napájení (VEE), čtyři pro zem a dva pro výstupní signál. Dále byl použit SMB konektor pro přivedení vstupního signálu z generátoru. Výstup byl rovněž vyveden nejen na banánkové konektory, ale i na druhý SMB konektor, což umožňuje snadné připojení k osciloskopu bez nutnosti používat sondy.

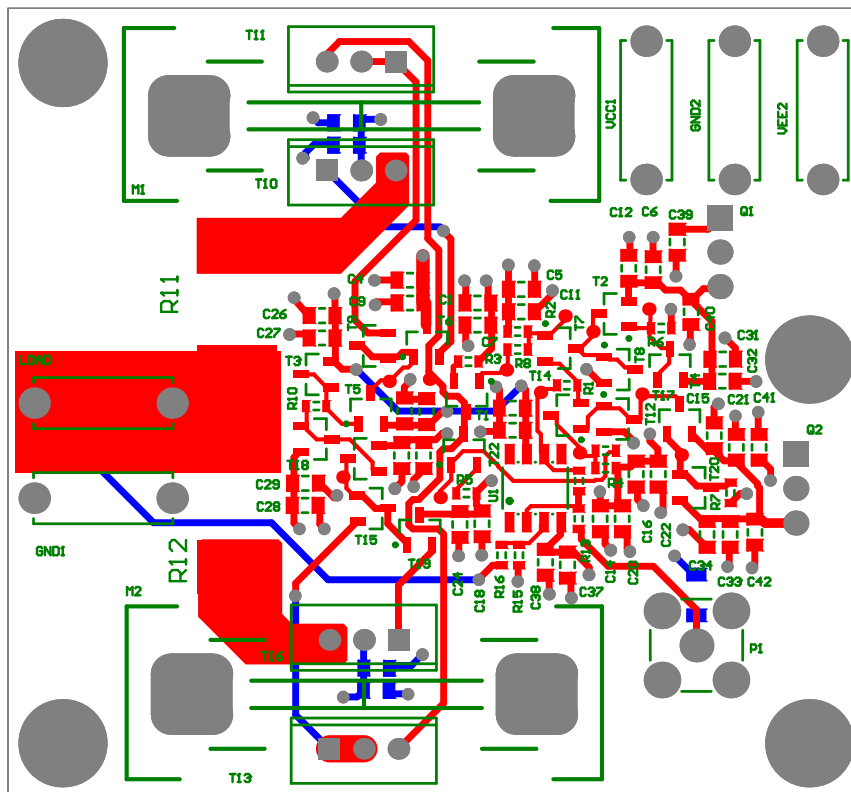
V layoutu byly implementovány testovací body, jedná se o kulaté pájecí plošky, na které lze například připájet tenký drátek a sledovat průběh napětí v daném bodě. Navrhování a ožívování analogových obvodů je velmi často složitý a náročný proces, zejména v případě, kdy se obvod nechová podle očekávání nebo se vyskytne jakákoliv chyba.



Obrázek 7.2: Layout první verze tištěného spoje

Obrázky 7.2 a 7.3 zobrazují pouze horní vrstvu (zobrazenou červenou

barvou) a spodní vrstvu (zobrazenou modrou barvou) pro lepší přehlednost. Vnitřní vrstva, která je celoplošně rozlitá, není zobrazena, protože by zakryla spodní vrstvu.

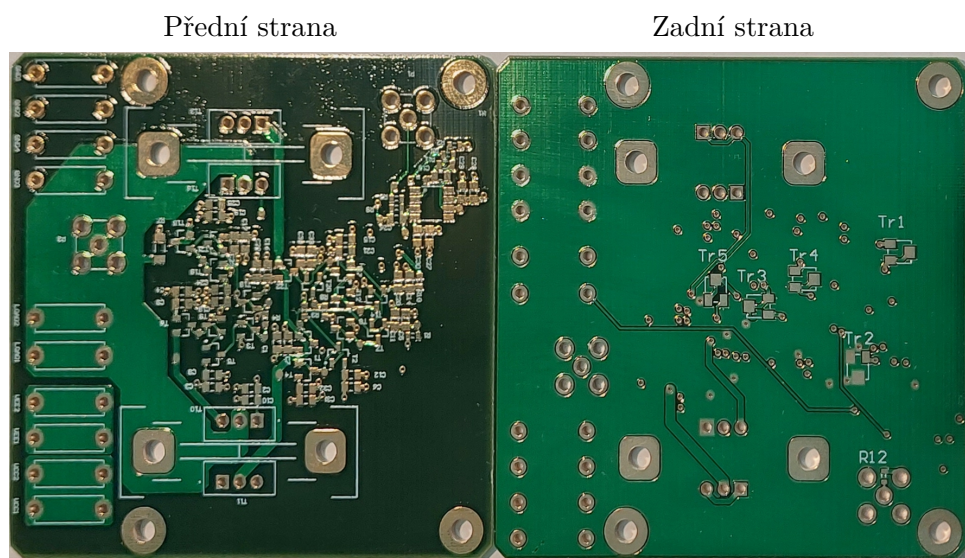


Obrázek 7.3: Layout druhé verze tištěného spoje

Obrázek 7.3 zobrazuje druhou verzi layoutu, která se na první pohled vyznačuje vyšší hustotou integrace. Byly přidány stabilizátory napětí - LM7805 pro kladné a LM7905 pro záporné napětí. Současně došlo ke snížení počtu banánových a SMB konektorů. Ve druhé verzi layoutu je použito pět banánových konektorů: dva pro připojení země, jeden pro výstup a dva (jeden pro kladné a jeden pro záporné napájení). SMB konektor pro výstup byl odstraněn. K výstupním výkonovým tranzistorům byly navíc přidány výkonové rezistory k jejich kolektorům, ty slouží ke snížení spotřeby obvodu při nezapojené zátěži.

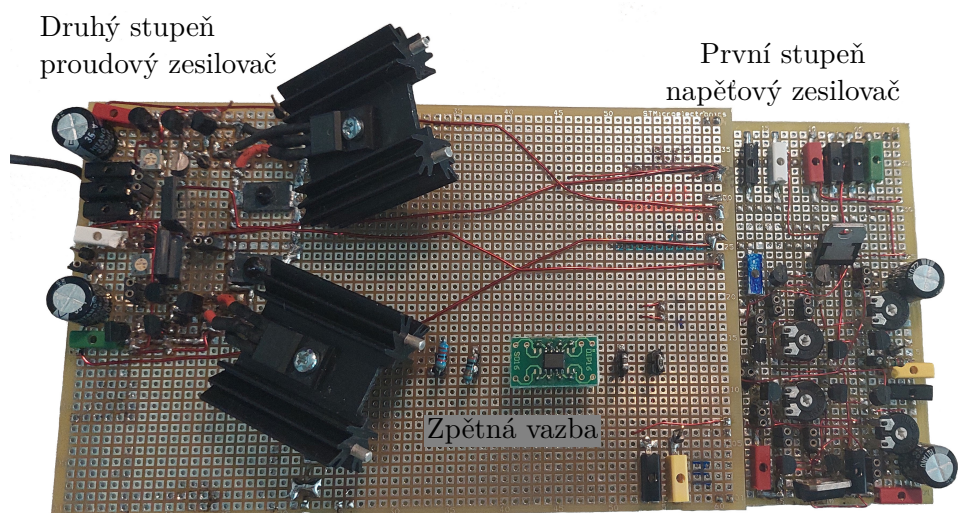
7.3.1 Výroba zesilovače

Na obrázku níže (viz Obr. 7.4) je zobrazena první verze tištěného spoje zesilovače. Tento původní návrh obsahoval několik chyb, a to jak v layoutu, tak v samotném schématu. Tyto chyby se nepodařilo odhalit během simulace, ale až při praktickém měření. První verze tištěného spoje byla poté poměrně značně upravena - například byly odstraněny některé cesty na desce a nahrazeny propojeními pomocí drátků. Napájení proudových zrcadel bylo také upraveno - místo původního napájecího napětí byla nyní napájena pomocí lineárních stabilizátorů.



Obrázek 7.4: První verze tištěného spoje zesilovače.

Vzhledem k rozsahu provedených úprav byl celý obvod znovu realizován na univerzálním plošném spoji. Namísto SMD tranzistorů byly použity tranzistory ve formátu THT a pro snadné nastavení pracovního bodu byly použity trimry. Tato deska sloužila primárně pro ověření základní funkčnosti obvodu. Je důležité poznamenat, že s použitím univerzálního plošného spoje, THT tranzistorů a trimrů nelze dosáhnout stejných parametrů, jaké by bylo možné dosáhnout na precizně navrženém tištěném spoji.



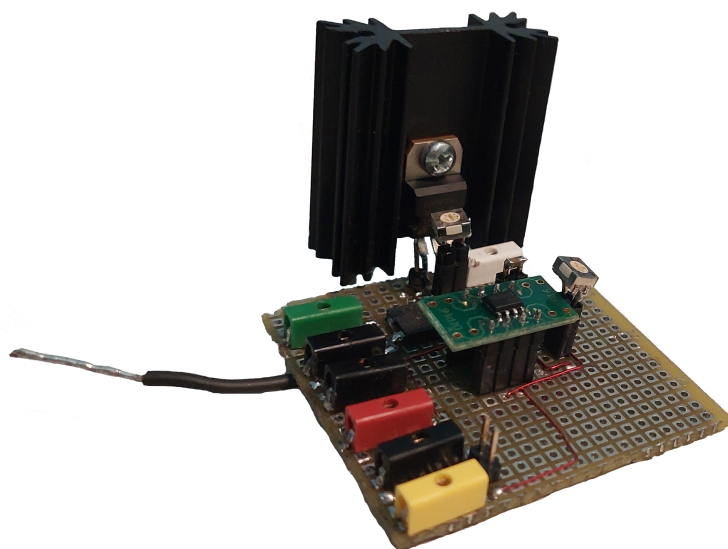
Obrázek 7.5: Zesilovač postavený na prototypovém plošném spoji

7.4 Elektronická zátěž

Tato část bakalářské práce se zaměřuje na návrh tištěného spoje elektronické zátěže, která byla navržena, odsimulována a popsána v předchozích kapitolách.

7.4.1 Prototyp elektronické zátěže

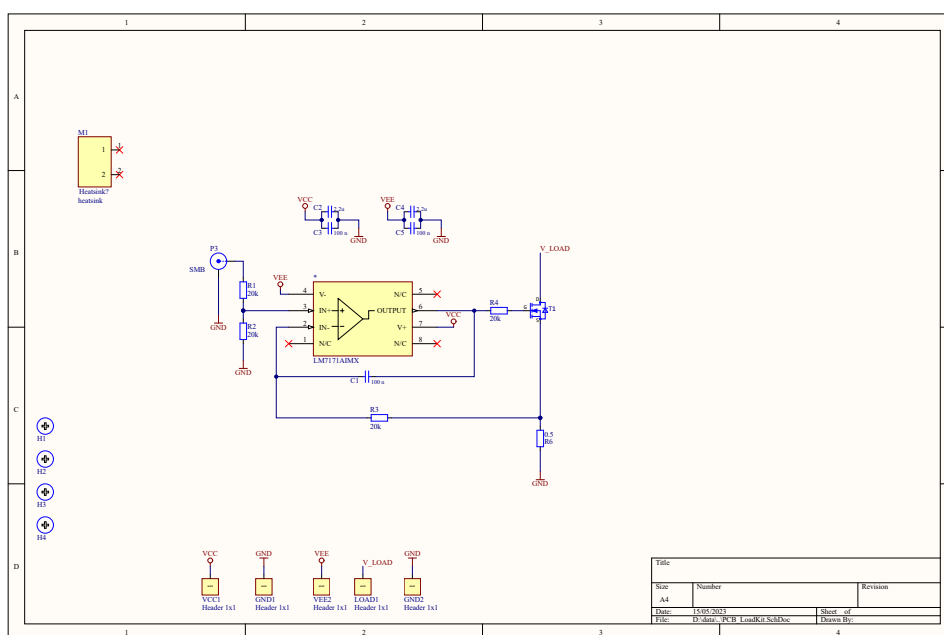
První prototyp elektronické zátěže byl sestaven na univerzálním plošném spoji, jehož primárním účelem bylo ověřit funkčnost obvodu. Tento prototyp, který je zobrazen na obrázku 7.6, pomohl odhalit některé problémy. Mezi ně patří například oscilace, které jsou podrobněji popsány v kapitole 5.2.



Obrázek 7.6: Elektronická zátěž

7.4.2 Návrh schématu

Schéma a rozvržení desky byl vytvořen v programu Altium Designer, stejně jako u zesilovače, který je popsán v sekci 7.1. Jak lze vidět na schématu 7.7 níže, tento obvod je výrazně jednodušší než zesilovač.



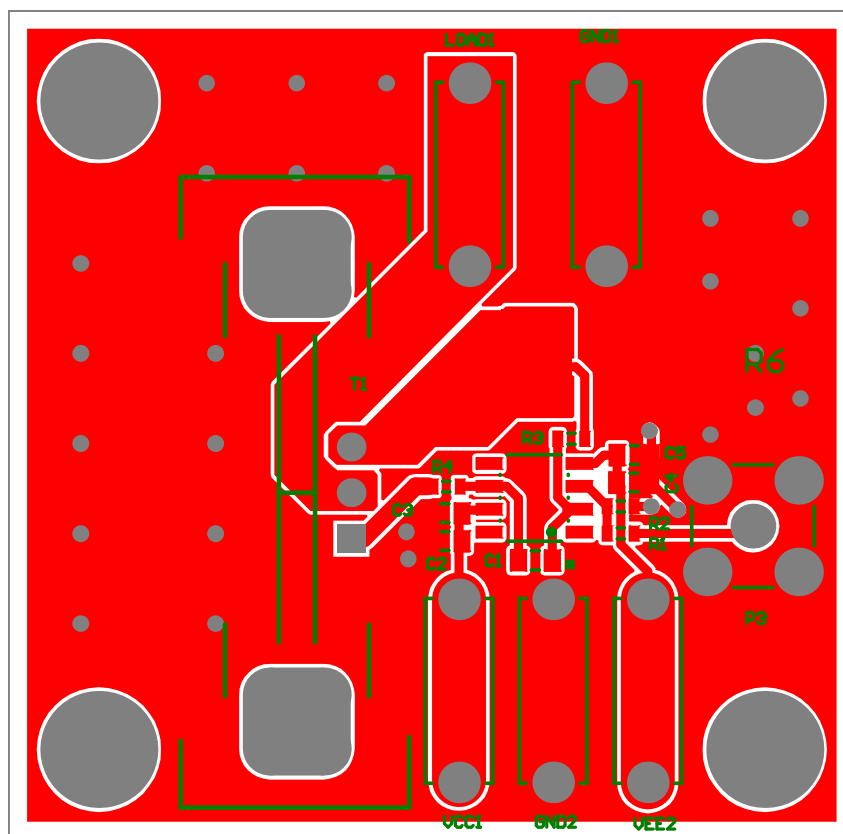
Obrázek 7.7: Schéma zapojení elektronické zátěže

Jak je vidět na obrázku výše, tak rezistory byly nahrazeny potenciometry, pro jednoduché nastavení pracovního bodu.

7.4.3 Návrh tištěného spoje

Pro návrh tištěného spoje elektronické zátěže byla použita pouze dvouvrstvá deska tištěného spoje. Toto rozhodnutí bylo učiněno na základě skutečnosti, že daný obvod je výrazně jednodušší v porovnání s předchozí deskou. V tomto případě je dvouvrstvá deska dostatečná, dokonce by bylo možné použít desku pouze o jedné vrstvě. Avšak vzhledem k tomu, že rozdíl výrobní ceny mezi jednovrstvou a dvouvrstvou deskou není tak velký a navíc dojde k malému zlepšení vlastností, bylo rozhodnuto pro použití desky s dvěma vrstvami.

Na horní vrstvě jsou umístěny všechny komponenty a signálové cesty, zatímco na spodní vrstvě je rozlita pouze zem.



Obrázek 7.8: Layout první verze tištěného spoje

Kapitola 8

Závěr

V rámci této práce byl čtenář seznámen s problematikou tranzistorových zesilovačů a elektronických zátěží, byly prezentovány základní zapojení tranzistorových zesilovačů a elektronických zátěží.

Byl navržen tranzistorový zesilovač, který je schopen pracovat až do frekvence 585 kHz, tedy byl překonán cíl ze zadání práce, se symetrickým napájecím napětím ± 30 V. Dále byla navržena elektronická zátěž, která je schopna pracovat v režimu konstantního proudu s maximální zatížitelností až 4 A nebo výkonem až 40 W, což také překračuje původní specifikaci ze zadání.

Pro oba navržené obvody byly provedeny simulace. Dále byly navrženy desky plošných spojů pro oba moduly a realizovány prototypy. Následně byly prototypy otestovány a dosažené výsledky byly shrnuty. Testování potvrdilo správnost návrhu a schopnost obou modulů pracovat v souladu s původním zadáním a navíc překonat původní specifikace.

Výsledky této práce mohou být využity v praxi pro testování integrovaných obvodů, jak bylo uvedeno v zadání. Navíc, postupy a techniky popsané v této práci mohou být využity pro další návrhy a vývoj v oblasti tranzistorových zesilovačů a elektronických zátěží. Jako další návrh pro zlepšení by bylo vhodné přepracovat první stupeň tranzistorového zesilovače, protože tato část vytváří největší omezení celého zesilovače.



Literatura

- [1] HOSPODKA, Jiří. Elektronické Obvody [online]2023, 1093 [cit. 2023-02-15]. Dostupné z: <https://hippo.feld.cvut.cz/vyuka/soubory//ElektronickeObvody.pdf>
- [2] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. The Art of Electronics. 3. 2015. ISBN 9780521231510.
- [3] Sedra, A. S., Smith, K. C. Microelectronic Circuits (6th ed.). Oxford University Press. (2010)
- [4] VRBA, Kamil a Pavel BUCHMAIER. Elektrorevue [online]. [cit. 2023-02-15]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/99014/index.html>
- [5] KITCHIN, Charles. Techniques to Avoid Instability Due to Capacitive Loading. Analog Dialogue [online]. 2004 [cit. 2023-05-23]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/techniques-to-avoid-instability-capacitive-loading.html>
- [6] DMMT3904W [online]. 2022, 6 [cit. 2023-04-12]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/DMMT3904W.pdf>
- [7] ds30312 [online]. 2022, 6 [cit. 2023-04-12]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds30312.pdf>
- [8] ds30312 [online]. 2022, 6 [cit. 2023-04-12]. Dostupné z: <https://www.panjit.com.tw/upload/datasheet/MMDT3946.pdf>
- [9] Texas Instruments, Marcoo Zamora. Precision Current Sources and Sinks Using Voltage. June 2020. [online]. [cit. 2023-05-23]. Dostupné z: https://www.tij.co.jp/lit/an/snoaa46/snoaa46.pdf?ts=1684869619585&ref_url=https%3A%2F%2Fwww.startpage.com%2F

- [10] Texas Instruments, Garrett Satterfield. Programmable low-side current sink circuit. December 2018. [online]. [cit. 2023-05-23]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/an/slaa868/slaa868.pdf?ts=1684839004509&ref_url=https%3A%2F%2Fwww.ti.com%2Fsitesearch%2Fen-us%2Fdocs%2Funiversalsearch.tsp%3FlangPref%3Den-US%26searchTerm%3Dcurrent%2Bsensing%2Bapplication%2Bnote%26nr%3D50198
- [11] Texas Instruments, Ron Mancini. Stability Analysis of Voltage-Feedback Op Amps Including Compensation Techniques. 2001. [online]. [cit. 2023-05-23]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/an/sloa020a/sloa020a.pdf?ts=1684862818072&ref_url=https%3A%2F%2Fwww.google.com%2F
- [12] EEVblog Forum. Dynamic Electronic Load Project [online]. [cit. 2023-05-23]. Dostupné z: <https://www.eevblog.com/forum/projects/dynamic-electronic-load-project/>
- [13] ON Semiconductor. 2SC6144SG: Bipolar Transistor 50V, 10A, Low VCE(sat) NPN TO-220F-3FS [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ena1800-d.pdf>.
- [14] ON Semiconductor. 2SA2222SG: Bipolar Transistor -50V, -10A [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ena1799-d.pdf>.
- [15] ROHDE & SCHWARZ. R&S@HMP Power Supply Series [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/HMP_dat_en_5215-4981-32_v0201.pdf.
- [16] Tektronix. MSO5B Series Datasheet [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: https://download.tek.com/datasheet/MSO5B_Datasheet_EN-US-48W-73851-02.pdf.
- [17] Keysight Technologies. 33210A at a Glance [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-01144/data-sheets/5988-8544.pdf>.
- [18] STMicroelectronics. STB20NF06L - STP20NF06L, N-CHANNEL 60V - 0.023Ω - 20A D2PAK/I2PAK/TO-220 LOW GATE CHARGE STRIPFET II POWER MOSFET [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: <https://4donline.ihs.com/images/VipMasterIC/IC/SGST/SGSTS18271/SGSTS18271-1.pdf?hkey=6D3A4C79FDBF58556ACFDE234799DDF0>.
- [19] ZÁHLAVA, Vít. Návrh a konstrukce desek plošných spojů. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005.