

Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra teorie obvodů

Proudový zdroj pro impedanční tomografii

Current Source for Impedance Tomography

Jakub Rösler

Školitel: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
Obor: Otevřené elektronické systémy
Praha 2017

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Rösler** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **434936**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**
Studijní program: **Otevřené elektronické systémy**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Proudový zdroj pro impedanční tomografii

Název bakalářské práce anglicky:

Current Source for Impedance Tomography

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte proudový zdroj pro elektrickou impedanční tomografii [1,2] kompozitních dílů s uhlíkovými nanočásticemi. Uvažujte následující parametry: minimální měrná admitance měřených materiálů je $1\text{E-}3\text{ S/m}$ [3,4] a předpokládaná velikost dílů do 2 metrů. Budící proud má harmonický časový průběh s amplitudou do 20 mA a kmitočtem do 100 kHz, přičemž zkreslení THD+N by mělo být menší než 1%. Vnitřní impedance zdroje by měla být alespoň 100x vyšší než nejvyšší uvažovaná zatěžovací impedance.

Zdroj navrhněte jako zařízení buzené z externího generátoru. Vybrané části zdroje ověřte simulací a výsledný návrh realizujte dle pokynů zadávajícího a vedoucího práce.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Process Tomography: Principles, Techniques and Applications, 1 edition. Oxford; Boston: Butterworth-Heinemann, 1995.
- [2] Electrical Impedance Tomography: Methods, History and Applications. Bristol; Philadelphia: CRC Press, 2004.
- [3] W. Bauhofer and J. Z. Kovacs, A review and analysis of electrical percolation in carbon nanotube polymer composites, Composites Science and Technology, vol. 69, no. 10, pp. 1486-1498, Aug. 2009.
- [4] TORAYCA brand carbon fibers, T300J. [Online]. Available: <http://www.torayca.com/pdfs/T300JDataSheet.pdf>. [Accessed: 09-Mar-2016].
- [5] Apex Microtechnology - Power Operational Amplifiers, [Online], URL: <https://www.apexanalog.com/>, [Accessed: 15-11-2016].

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL

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

Datum zadání bakalářské práce: **13.02.2017** Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2017**

Platnost zadání bakalářské práce: **31.08.2017**

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

Rád bych poděkoval doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi za odborné vedení práce, Ing. Janu Čagáňovi za návrh zadání, Výzkumnému a zkušebnímu leteckému ústavu za financování práce a Katedře teorie obvodů FEL ČVUT za poskytnutí simulačního softwaru a měřicího vybavení.

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.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací zdroje proudu určeného pro elektrickou impedanční tomografii materiálů s nízkou vodivostí. Přesněji se jedná o převodník napětí-proud s amplitudou výstupního napětí až 500 V s vysokým vnitřním odporem a nízkým zkreslením. Toho je dosaženo použitím vysokonapěťových integrovaných obvodů a symetrickým výstupem. V teoretické části je rozebráno několik možností obvodového řešení a výběru součástek; parametry vybraných zapojení jsou simulovány a porovnávány. Optimální varianta je následně fyzicky realizována a její vlastnosti ověřeny měřeními.

Klíčová slova: Proudový zdroj, strukturální monitorování stavu, elektrická impedanční tomografie

Školitel: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

Abstract

This bachelor thesis focuses on design and realisation of a current source for electrical impedance tomography of low-conductivity materials. More precisely it deals with a voltage-to-current converter with amplitude of output voltage up to 500 V with high internal resistance and low distortion. This is reached by utilization of high voltage integrated circuits and symmetrical output. The theoretical part analyzes several circuit solution and component selection options, some of which are simulated and their parameters compared. Optimal variant is then physically realised and its features confirmed by measurement.

Keywords: Current source, structural health monitoring, electrical impedance tomography

Title translation: Current Source for Impedance Tomography

Obsah

1 Úvod	1		
1.1 Motivace	1		
1.2 Hodnotící kritéria	2		
1.2.1 Výstupní impedance	2		
1.2.2 Frekvenční charakteristika	2		
1.2.3 Zkreslení a šum	3		
2 Teoretické možnosti řešení	5		
2.1 Řešení zesilovače	6		
2.1.1 Diskrétní	6		
2.1.2 S operačním zesilovačem	6		
2.2 Řešení zpětné vazby	6		
2.2.1 Modifikované Howlandovo zapojení	7		
2.2.2 S použitím dalšího vysokonapětového OZ	8		
2.2.3 S použitím izolačního zesilovače	8		
2.2.4 S použitím rozdílového zesilovače s vysokým vstupním CMV	9		
2.2.5 Vazba z napájení operačního zesilovače	11		
2.3 Snímání proudu do zátěže	12		
2.4 Kompenzace offsetu	14		
2.5 Výběr aktivních prvků	15		
2.5.1 Vysokonapětový operační zesilovač	16		
2.5.2 Izolační zesilovač	16		
2.5.3 Rozdílový zesilovač s vysokým CMV	17		
2.5.4 Tranzistory pro proudová zrcadla	17		
2.5.5 Operační zesilovač pro kompenzaci offsetu	17		
2.5.6 Přístrojový a operační zesilovač pro snímání	17		
3 Simulace	19		
3.1 Modifikované Howlandovo zapojení	19		
3.1.1 Výstupní impedance	20		
3.1.2 Stabilita a frekvenční analýza	20		
3.1.3 Harmonické zkreslení a šum	22		
3.1.4 Snímání	25		
3.2 Zapojení s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV	25		
		3.2.1 Výstupní impedance	25
		3.2.2 Stabilita a frekvenční analýza	27
		3.2.3 Harmonické zkreslení a šum	28
		3.3 Srovnání	31
4 Realizace zvolené varianty	33		
4.1 Modifikované Howlandovo zapojení se snímáním výstupního proudu	33		
4.1.1 Rozsahy a snímání	33		
4.1.2 Deska zdroje proudu	33		
4.2 Napájecí zdroj	36		
4.2.1 Napájecí napětí	36		
4.2.2 Koncepce zdroje	36		
4.2.3 Síťový transformátor	37		
4.2.4 Stabilizátor	37		
4.2.5 Deska napájecího zdroje	38		
5 Měření výsledných parametrů	41		
5.1 Použité měřicí přístroje	41		
5.2 Frekvenční charakteristiky	41		
5.3 Výstupní impedance	43		
5.4 Harmonické zkreslení a šum	44		
6 Závěr	47		
Literatura	49		

Obrázky

1.1 Zatěžovací charakteristika neideálního proudového zdroje	3
2.1 Blokové schéma zdroje proudu	5
2.2 Howlandovo zapojení	7
2.3 Modifikované Howlandovo zapojení	8
2.4 Zpětná vazba s použitím dalšího OZ.	8
2.5 Zdroj proudu s izolačním zesilovačem	9
2.6 Vnitřní zapojení rozdílového zesilovače s vysokým CMV	9
2.7 Zdroj proudu se zesilovačem s vysokým CMV	10
2.8 Proudový zdroj se zpětnou vazbou z napájení zesilovače	11
2.9 Symetrický proudový zdroj se zpětnou vazbou z napájení zesilovače	12
2.10 Snímání výstupního proudu v modifikovaném Howlandově zapojení	13
2.11 Jiná varianta snímání proudu v modifikovaném Howlandově zapojení	14
2.12 Howlandovo zapojení s neideálním OZ.	15
2.13 Zapojení kompenzace offsetu	16
3.1 Modifikované Howlandovo zapojení v simulačním programu	20
3.2 Modifikované Howlandovo zapojení - zapojení pro simulaci otevřené ZV smyčky	21
3.3 Frekvenční charakteristika Howlandova zapojení s rozpojenou ZV smyčkou, $C_1 = 2,2 \text{ pF}$	22
3.4 Frekvenční charakteristika Howlandova zapojení s rozpojenou ZV smyčkou při zkratovaném výstupu s různými kompenzačními kapacitami	23
3.5 Frekvenční charakteristika modifikovaného Howlandova zapojení s kompenzační kapacitou $2,2 \text{ pF}$ pro různé hodnoty odporové složky zátěže	23
3.6 Frekvenční charakteristika modifikovaného Howlandova zapojení s kompenzační kapacitou 220 pF pro různé hodnoty odporové složky zátěže	24
3.7 Harmonická analýza modifikovaného Howlandova zapojení	24
3.8 Frekvenční charakteristika snímání proudu do zátěže - bez neinvertujícího zesilovače	26
3.9 Frekvenční charakteristika snímání proudu do zátěže - s neinvertujícím zesilovačem	26
3.10 Zdroj proudu s rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV v simulačním programu	27
3.11 Zdroj s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou	27
3.12 Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou při odporové složce zátěže $33 \text{ k}\Omega$	28
3.13 Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s uzavřenou ZV smyčkou s $C_1 = 330 \text{ pF}$ pro různé hodnoty odporové složky zátěže	29
3.14 Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou při zkratovaném výstupu	29
3.15 Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou s $C_1 = 10 \text{ nF}$	30
3.16 Harmonická analýza zdroje proudu s rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV	30
4.1 Schéma desky zdroje proudu	34

4.2 Rozmístění součástek na desce zdroje proudu	35
4.3 Deska zdroje proudu	35
4.4 Stabilizátor - zapojení se společným emitorem (kladná větev)	37
4.5 Stabilizátor - zapojení se společným kolektorem (kladná větev)	38
4.6 Schéma desky napájecího zdroje	39
4.7 Rozmístění součástek na desce napájecího zdroje	40
5.1 Frekvenční charakteristika při $Y_{tr} = 1 \text{ mA/V}$, $U_{in} = 1 \text{ V}$	42
5.2 Frekvenční charakteristika při $Y_{tr} = 100 \text{ } \mu\text{A/V}$, $U_{in} = 1 \text{ V}$	42
5.3 Frekvenční charakteristika při $Y_{tr} = 100 \text{ } \mu\text{A/V}$, $U_{in} = 1 \text{ V}$	42
5.4 Porovnání frekvenčních charakteristik při různých úrovních vstupního napětí, $Y_{tr} =$ 1 mA/V , $R_L = 400 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 47 \text{ pF}$	43
5.5 Měření harmonické zkreslení a šum (THD+N)	45

Tabulky

4.1 Jednotlivé konfigurace zapojení nastavitelné propojkami	34
5.1 Výstupní impedance pro jednotlivé transkonduktance	43

Kapitola 1

Úvod

1.1 Motivace

Elektrická impedanční tomografie (EIT) je zobrazovací metoda používaná již řadu let v medicíně [1], geofyzice [2] a zpracovatelském průmyslu [3]. Teprve v posledních letech se prosazuje v dalších odvětvích, zejména v oblasti strukturálního monitorování životnosti konstrukcí. Tato metoda umožňuje zkoumat ty vady materiálu, které dostatečně ovlivní jeho vodivost. Vyjma nutnosti umístit na měřený objekt elektrody se jedná o neinvazivní metodu. První kroky v této oblasti naznačují, že elektrody musí být realizovány jako nedílná součást konstrukce, aby byla zajištěna konstantní, v ploše rovnoměrná vodivost kontaktu elektrody s měřeným objektem. Metoda má navíc z principu ve srovnání s ostatními horší prostorové rozlišení. Z těchto důvodů se jako hlavní možnost jejího uplatnění jeví monitorování za provozu, kdy dokáže včas odhalit vznikající vadu a iniciovat tak použití složitější defektoskopické metody.

Požadavky na proudový zdroj řešený touto prací vycházejí z oblasti monitorování životnosti kompozitových konstrukcí, kde je vodivost zajištěna buď vláknovou vodivostí uhlíkového kompozitu [4], nebo perkolační vodivostí uhlíkových nanočástic [5] obsažených v matici kompozitu a nebo nakonec vodivostí samotné matrice [6]. Některé případy dané vodivostí materiálu a rozměry měřeného objektu mohou být pokryty jednoduchým proudovým zdrojem [7]. Nicméně, napěťový rozsah řešeného proudového zdroje vychází z nejhorsího případu třech zmiňovaných způsobů vedení proudu, to jest samotné matrice. Ta je v podstatě izolant, lze tedy očekávat reálnou (odporovou) složku impedance v řádech stovek kiloohmů. Imaginární (kapacitní) složka impedance je způsobena polárními vazbami v materiálu. Předpokládaná kapacita vzorků je v řádech jednotek pikofaradů. Pro měření se ukazuje jako vhodné stimulovat vzorek střídavým proudem o velikosti přibližně 1 mA, u vzorků s vyšším odporem se lze spokojit i s proudem nižším za cenu snížení odstupů signál-šum a tím zhoršení výsledku měření. Tomu odpovídá požadavek na výstupní napětí řádově ve stovkách voltů. Symetrické napětí výstupu vůči zemi navíc umožní oproti nesymetrickému dosažení vyšších stimulačních napětí při použití stejných součástek a navíc zmenšuje souhlasné napětí měřeného okrajového napětí. Střídavý proud je zvolen kvůli zamezení

vlivů elektrochemických a tepelných napětí a zabránění elektrolýze. Stimulace širokým pásmem frekvencí dále přináší možnost sledovat frekvenční závislosti vodivosti a permitivity vzorku.

1.2 Hodnoticí kritéria

V souladu s požadavky zadání byla stanovena následující kritéria hodnocení jednotlivých obvodových řešení:

- Výstupní impedance
- Frekvenční charakteristiky
- Úroveň harmonického zkreslení včetně šumu (THD+N)

Způsoby jejich vyhodnocení jsou popsány níže.

1.2.1 Výstupní impedance

Každý reálný lineární zdroj konstantního proudu je možné popsat jako paralelní kombinaci ideálního proudového zdroje s proudem I_k a vnitřního odporu $R_i = U_p/I_k$, kde I_k je proud, který dodá zdroj do zkratovaných svorek (tzv. proud na krátko), a U_p je napětí na rozpojených svorkách zdroje (tzv. napětí na prázdko). Toto náhradní zapojení nazýváme Nortonovým náhradním obvodem. Reálný proudový zdroj se blíží ideálnímu, pokud se jeho vnitřní odpor blíží nekonečnu. Je-li ovšem napájený ze zdroje napětí, nemůže pracovat do zátěže s libovolně vysokou impedancí, neboť jeho výstupní napětí je limitováno napájecím napětím. Naopak pro velmi malé zátěže mohou nastat problémy se stabilitou obvodu.

Lze předpokládat, že zatěžovací charakteristika je pro předpokládaný rozsah zátěží přibližně lineární. Potom lze získat výstupní odpor jako směrnici spojnice dvou odsimulovaných resp. naměřených bodů zatěžovací charakteristiky pro dvě různé zátěže R_{L1} a R_{L2} .

$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_{L2} - U_{L1}}{I_{L1} - I_{L2}} = \frac{R_{L2}I_{L2} - R_{L1}I_{L1}}{I_{L1} - I_{L2}} \quad (1.1)$$

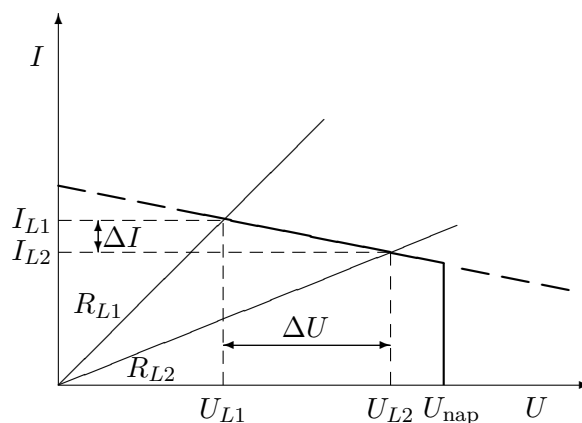
Pro případ zdroje střídavého proudu lze výše uvedené zobecnit nahrazením reálných napětí a proudů komplexními a odporu impedancí.

$$Z_i = \frac{\Delta \hat{U}}{\Delta \hat{I}} = \frac{\hat{U}_{L2} - \hat{U}_{L1}}{\hat{I}_{L1} - \hat{I}_{L2}} = \frac{Z_{L2}\hat{I}_{L2} - Z_{L1}\hat{I}_{L1}}{\hat{I}_{L1} - \hat{I}_{L2}} \quad (1.2)$$

V souladu se zadáním je požadována hodnota velikosti vnitřní impedance při frekvenci 1 kHz nejméně 5 MΩ.

1.2.2 Frekvenční charakteristika

Zdroj by měl být schopen přenášet harmonické signály v pásmu 10 Hz - 100 kHz. V tomto frekvenčním pásmu by nemělo dojít k poklesu modulové frekvenční charakteristiky o více než 3 dB.



Obrázek 1.1: Zatěžovací charakteristika neideálního proudového zdroje

■ 1.2.3 Zkreslení a šum

Celkové harmonické zkreslení včetně šumu (THD+N) by ve frekvenčním pásmu 10 Hz – 100 kHz nemělo překročit hodnotu 1%. Tento ukazatel bude vyhodnocován pro frekvence 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz a 100 kHz při proudech zátěží 1 mA a 3,3 mA.

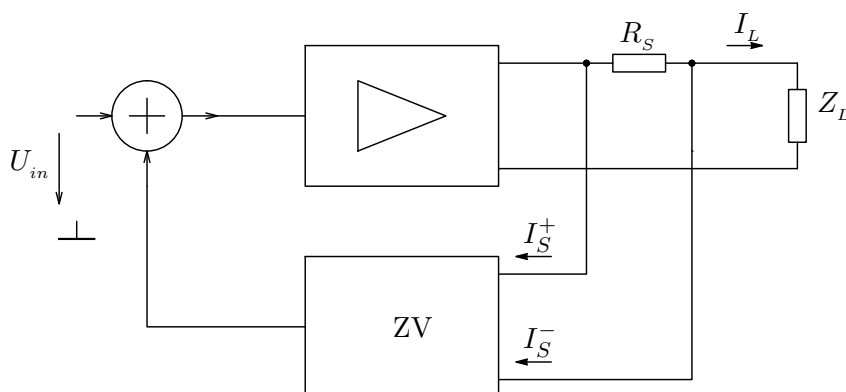
Kapitola 2

Teoretické možnosti řešení

Zdroj proudu řešený v této práci je vlastně převodník napětí-proud. Lze jej chápat jako dvojbran s admitanční maticí

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{in} & 0 \\ Y_{tr} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Vstupní impedance $Z_{in} = Y_{in}^{-1}$ není vzhledem k uvažované výstupní impedanci zdroje signálu 50Ω kritická, v případě potřeby ji lze navíc zvýšit zařazením obyčejného operačního zesilovače jako sledovače na vstup. Zásadní je volba transkonduktance Y_{tr} . Při uvážení maximálního výstupního proudu 10 mA a maximálního rozkmitu vstupního napětí na 15 V (daného případným předzpracováním signálu, případně použitím nízkonapětových obvodů ve zpětné vazbě), vychází jako vhodná hodnota $Y_{tr} = 1 \text{ mS}$. V případě použití zesilovače s velkým přenosem A nebude žádným problémem, bude-li tento přenos snížen zpětnou vazbou (ZV) s přenosem β . Z teorie zpětné vazby plyne, že zavedením proudové ZV se výstupní admitance sníží v poměru $Y_{out} = Y_{out0}/(1 - \beta A)$, kde Y_{out0} je výstupní impedance aktivní části bez ZV. Protože cílem je co nejnižší výstupní admitance, je její snížení velmi přínosné. Proto se dále tato práce bude zabývat pouze zdroji s topologií podle obrázku 2.1.



Obrázek 2.1: Blokové schéma zdroje proudu

2.1 Řešení zesilovače

2.1.1 Diskrétní

Tranzistory, ať už bipolární nebo polem řízené, se v určité části své charakteristiky chovají jako říditelné proudové zdroje. U obou typů je ovšem závislost výstupního proudu na napětí nelineární a teplotně závislá, proto není k přímému řízení výstupního proudu vhodná. Řešením tohoto problému by bylo použití zesilovače s velmi velkým zesílením a silnou zpětnou vazbou. Analýza takového zapojení by ovšem daleko přesahovala rámec této práce. Smysl takového snažení by přitom byl sporný - výsledkem by bylo schéma podobné zapojení operačního zesilovače.

2.1.2 S operačním zesilovačem

Operační zesilovač (OZ), ač je tvořen převážně z tranzistorů, tedy prvků silně nelineárních, se navenek chová jako lineární prvek. To návrh celého zařízení významně zjednodušuje a dává naději na podstatně lepší výsledky než případné diskrétní řešení. Dále se tedy tato práce bude věnovat pouze zapojením s operačním zesilovačem.

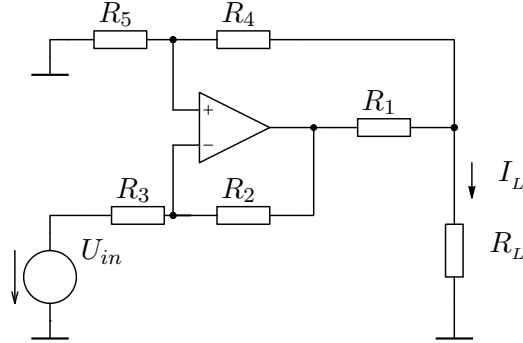
2.2 Řešení zpětné vazby

Pasivní dvojbran zajišťující zpětnou vazbu vždy sestává z rezistoru R_S zajišťujícího snímání proudu a dalších prvků označených symbolicky jako blok ZV. Napětí na R_S může být snímáno vysokoimpedančně, tedy tak, že proud I_S^- musí být zanedbatelně malý (na velikosti proudu I_S^+ nezáleží, neboť výstup operačního zesilovače se chová jako zdroj napětí), pak hovoříme o vysokoimpedanční zpětné vazbě, nebo může být blok ZV navržen tak, aby i přes zanedbatelnou velikost proudu I_S^- se výstupní odpor blížil nekonečnu. Toto řešení nazveme zapojením s vhodnými impedančními poměry.

Zpětnovazební člen by měl přenést napětí na snímacím rezistoru na vstup zesilovače. Napětí na výstupu operačního zesilovače proti zemi jsou ovšem až stovky voltů, zatímco napětí na snímacím rezistoru nanejvýš jednotky. Nejdůležitějším parametrem zpětnovazebního členu jsou tedy kromě vysokého vstupního odporu rovněž vysoké potlačení souhlasné složky signálu CMRR (Common Mode Rejection Ratio) a také schopnost signál s takto vysokým souhlasným napětím CMV (Common Mode Voltage) vůbec snímat. K tomu lze využít obyčejnou rezistorovou síť, další vysokonapěťový operační zesilovač, přístrojové zesilovače s odporovým děličem na vstupu (ať už v podobě jednoho integrovaného obvodu, nebo s použitím obyčejného přístrojového zesilovače s diskretním odporovým děličem), případně izolační zesilovač.

2.2.1 Modifikované Howlandovo zapojení

V literatuře nejčastěji uváděným zapojením napětím řízeného proudového zdroje je Howlandovo zapojení (obrázek 2.2 [8], [9]).



Obrázek 2.2: Howlandovo zapojení

Budiž U_{out} napětí na výstupu operačního zesilovače proti zemi. Pak lze pro proud do zkratovaného výstupu ($R_L = 0$) psát

$$I_k = \frac{U_{out}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1 R_3} U_{in} \quad (2.2)$$

Pro výstupní napětí naprázdno ($R_L = \infty$) lze vyjádřit

$$U_p = \frac{R_4 + R_5}{R_1 + R_4 + R_5} \frac{R_2}{R_2 + R_3} \frac{1}{\frac{R_5}{R_1 + R_4 + R_5} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}} \quad (2.3)$$

Výstupní odpor je potom podílem napětí na prázdno a proudu na krátko

$$R_{out} = \frac{U_p}{I_k} = -\frac{R_1 (R_4 + R_5)}{R_1 + R_4 + R_5} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{1}{\frac{R_5}{R_1 + R_4 + R_5} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}} \quad (2.4)$$

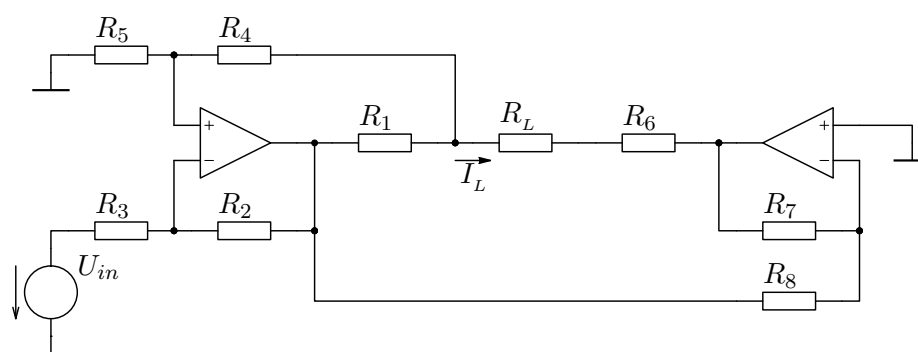
Při přesném nastavení rezistorů tak, aby platilo

$$\frac{R_5}{R_1 + R_4 + R_5} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (2.5)$$

tedy například $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 - R_1$, se výstupní odpor blíží nekonečnu a pro výstupní proud platí

$$I_L = \frac{U_{in}}{R_1} \quad (2.6)$$

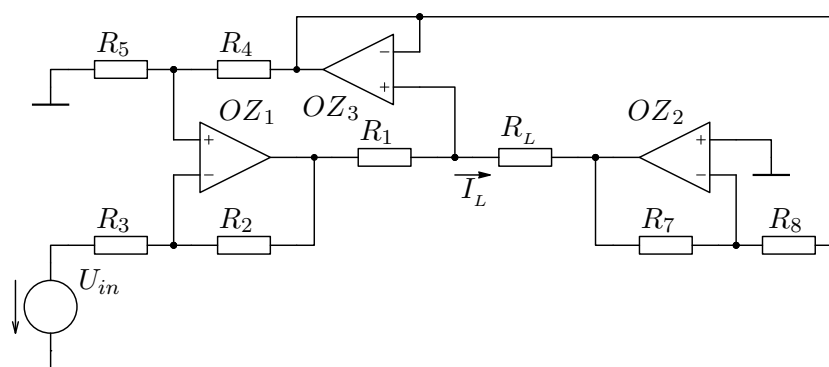
Protože požadavkem je, aby zapojení mělo symetrický výstup, bude Howlandovo zapojení modifikováno připojením dalšího OZ ve funkci invertujícího zesilovače, který zajistí, že napětí na výstupních svorkách bude mít vzájemně opačnou polaritu vůči zemi. Schéma modifikovaného Howlandova zapojení je na obrázku 2.3. Rezistor R_6 je volen shodný s R_1 a zajišťuje lepší symetrii výstupu.



Obrázek 2.3: Modifikované Howlandovo zapojení

2.2.2 S použitím dalšího vysokonapětového OZ

Toto zapojení (obrázek 2.4) se liší jen minimálně od Howlandova. Zpětno-vazební rezistor R_4 je impedančně oddělen pomocí sledovače s OZ_3 . OZ_1 se pak chová jako odečítačka napětí na zátěži a vstupního napětí a tedy úbytek napětí na R_1 (přímo úměrný výstupnímu proudu) je roven vstupnímu napětí s opačným znaménkem. Výhodou tohoto zapojení je snadná možnost snímání skutečného proudu do zátěže běžným přístrojovým zesilovačem na odporových děličích zapojených na výstupy OZ_1 a OZ_3 a lepší symetrie výstupu díky možnosti připojit invertující zesilovač tvořený OZ_2 na výstup OZ_3 . Cenou za to je nutnost použití dalšího vysokonapětového OZ, tedy poměrně drahé součástky. Právě podstatné zvýšení ceny zařízení tuto možnost z dalšího výběru diskvalifikuje.

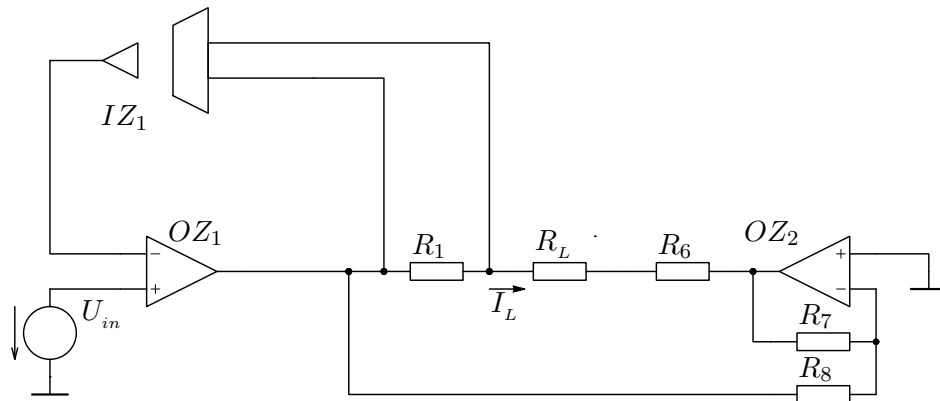


Obrázek 2.4: Zpětná vazba s použitím dalšího OZ.

2.2.3 S použitím izolačního zesilovače

Izolační zesilovače jsou integrované obvody, které jsou schopné přenést napětí na vstupních svorkách na výstup bez ohledu na potenciálový rozdíl mezi těmito napětími. Všechna tato zařízení signál nejprve digitalizují a potom ho přes izolační zónu přenesou buď ve formě elektrického pole (např. AMC1100 [15]), magnetického pole (např. AD215 [16]), případně světelného paprsku. Tyto obvody se dále dělí na ty, které obsahují spínaný zdroj pro napájení

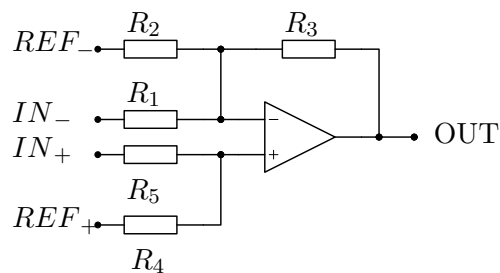
vstupní části a ty, u nichž je třeba řešit toto napájení externě. Cena obvodů první skupiny je řádově srovnatelná s cenou vysokonapětového OZ, jejich použitím se tedy nemá smysl dále zabývat. Pro použití druhé skupiny obvodů, které jsou poměrně levné, je třeba zajistit zvlášť napájení vstupní části takové, aby jeho střed byl přibližně na stejném potenciálu, jako výstup výkonového OZ, tedy aby napětí na vstupech izolačního zesilovače nepřekročilo rozsah daný napájecím napětím jeho vstupní části. Toto napájení lze realizovat například pomocí zvláštního vinutí síťového transformátoru, jehož střed bude zapojen na výstup OZ. Principiální schéma takto řešeného zdroje proudu je znázorněno na obrázku 2.5.



Obrázek 2.5: Zdroj proudu s izolačním zesilovačem

2.2.4 S použitím rozdílového zesilovače s vysokým vstupním CMV

V sortimentu některých výrobců se jako levná náhrada izolačních zesilovačů objevují rozdílové zesilovače s vysokým vstupním CMV. Vnitřní zapojení takového obvodu je na obrázku 2.6.



Obrázek 2.6: Vnitřní zapojení rozdílového zesilovače s vysokým CMV

V typickém zapojení při symetrickém napájení jsou vstupy REF_- a REF_+ připojeny na zem. Při vhodné volbě rezistorů, tedy $R_1 = R_3 = R_5$ a $R_4 = R_1 \parallel R_2$ platí pro výstupní napětí $U_{OUT} = U_{IN_+} - U_{IN_-}$. Vzhledem k nutnosti přesného nastavení hodnot rezistorů je přesnost tohoto zapojení v diskrétní podobě nedostatečná, nicméně integrovaná podoba zapojení tuto nevýhodu

eliminuje. Možné zapojení proudového zdroje s tímto obvodem je znázorněno na obrázku 2.7.

Označím U_a^+ a U_a^- napětí na vstupech vnitřního OZ_{in} proti zemi. Pracuje-li OZ_{in} se zápornou zpětnou vazbou, platí $U_a^+ = U_a^- = U_a$, pro nějž platí

$$U_a = U_{out} \frac{R'_4}{R'_4 + R'_5 + R_2} \quad (2.7)$$

Napětí na vstupech rozdílového zesilovače jsou:

$$U_S^+ = U_{out} \frac{R'_4 + R'_5}{R'_4 + R'_5 + R_2} \quad (2.8)$$

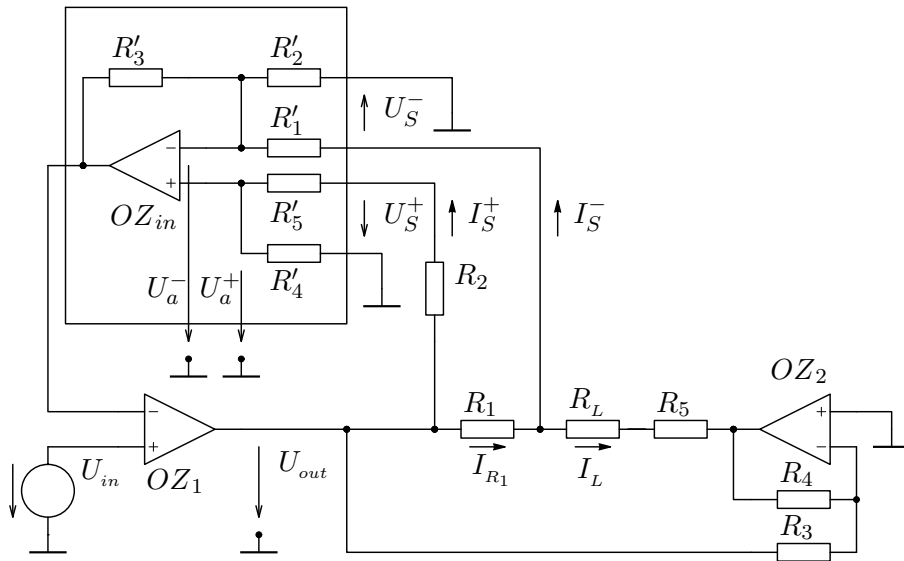
$$\begin{aligned} U_S^- &= U_a + (U_{out} - R_1 I_L - U_a) \frac{R'_1}{R'_1 + R_1} \\ &= U_{out} \left(\frac{R'_4}{R'_4 + R'_5 + R_2} \left(1 - \frac{R'_1}{R'_1 + R_1} \right) + \frac{R'_1}{R'_1 + R_1} \right) - \frac{R'_1 R_1}{R'_1 + R_1} I_L \end{aligned} \quad (2.9)$$

A jejich rozdíl je

$$\begin{aligned} U_S^+ - U_S^- &= \\ &= U_{out} \left(\frac{R'_5}{R'_4 + R'_5 + R_2} - \frac{R'_1}{R'_1 + R_1} \left(1 - \frac{R'_4}{R'_4 + R'_5 + R_2} \right) \right) + \frac{R'_1 R_1}{R'_1 + R_1} I_L \end{aligned} \quad (2.10)$$

Aby bylo toto napětí úměrné pouze proudu do zátěže, je třeba, aby koeficient u U_{out} byl nulový. S využitím rovnosti $R'_1 = R'_5$ toho lze docílit volbou $R_2 = R_1$. Potom platí

$$U_S^+ - U_S^- = \frac{R'_1 R_1}{R'_1 + R_1} I_L = (R'_1 \parallel R_1) I_L \quad (2.11)$$



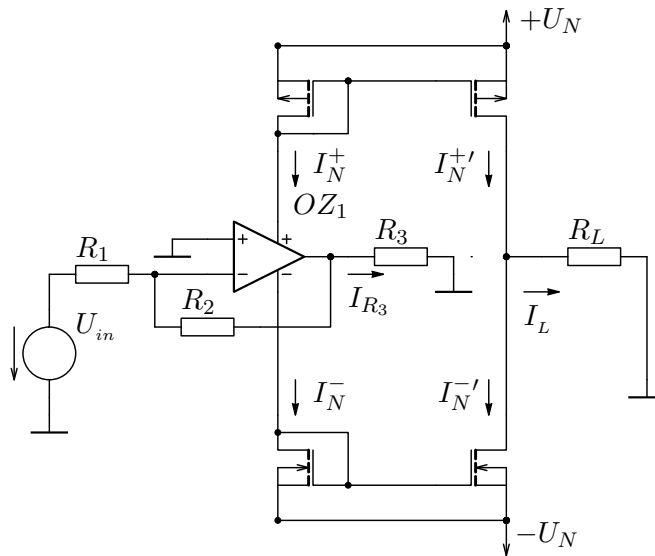
Obrázek 2.7: Zdroj proudu se zesilovačem s vysokým CMV

Toto napětí je přivedeno jako záporná zpětná vazba na invertující vstup OZ_1 , na jehož neinvertující vstup je přivedeno řídicí napětí. Tato napětí se v zapojení se zápornou zpětnou vazbou rovnají, platí tedy $U_{in} = (R'_1 \parallel R_1) I_L$, odkud

$$I_L = \frac{U_{in}}{R'_1 \parallel R_1} \quad (2.12)$$

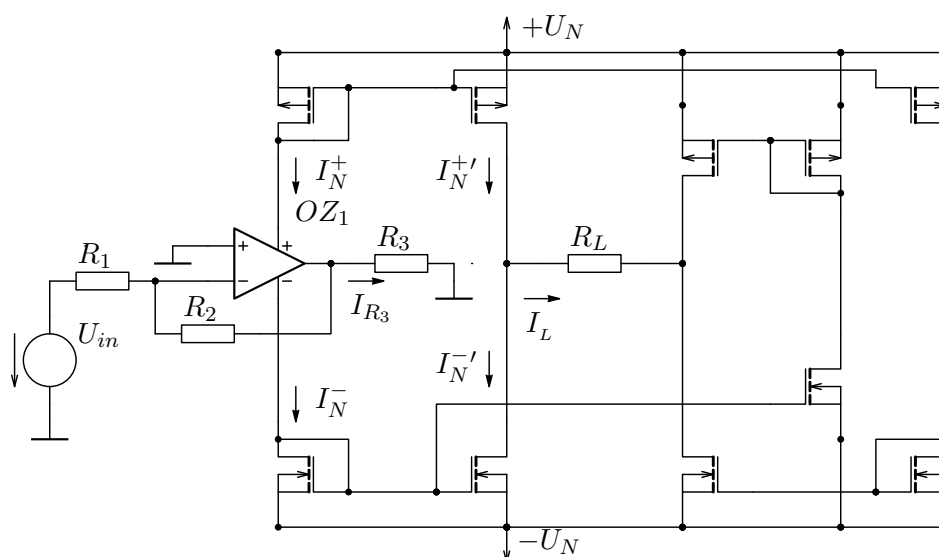
2.2.5 Vazba z napájení operačního zesilovače

Z teorie obvodů plyne, že suma proudů přes každý uzavřený řez je nulová. Do takového řezu uzavřeme operační zesilovač. Pokud zanedbáme proudy vstupů, pak platí, že rozdíl proudu vtékajícího do kladné napájecí svorky I_N^+ a vytékajícího ze záporné I_N^- je roven výstupnímu proudu I_L . Díky tomu, že napájecí proudy OZ mají stále stejný směr a navíc jsou přímo připojeny na zdroj napětí, je možné pomocí proudového zrcadla tyto proudy překlopit do jiné větve. Zapojení využívající tohoto principu je znázorněno na obrázku 2.8. Pokud na výstup OZ připojíme rezistor o známé hodnotě, bude proud tekoucí výstupem a tedy i rozdíl kladného a záporného napájecího proudu OZ $I_N^+ - I_N^-$ úměrný vstupnímu napětí. Stejnou hodnotu má při zanedbání nedokonalostí proudových zrcadel i proud $I_L = I_N^+ - I_N^-$, který prochází zátěží.



Obrázek 2.8: Proudový zdroj se zpětnou vazbou z napájení zesilovače

Symetrického výstupu lze dosáhnout přidáním dalších zrcadel (obrázek 2.9). Takovéto zapojení vlastně obsahuje dva proudové zdroje v sérii, což není pro ideální zdroje přípustné. Nutno ale podotknout, že zde se jedná o proudové zdroje neideální, jejichž vnitřní odpor závisí na výstupním odporu použitých tranzistorů. Výstupní odpor tohoto zapojení tedy nelze očekávat příliš vysoký. Pro přesné zrcadlení a vyšší výstupní odpor by bylo lepší použít Wilsonova zrcadla.



Obrázek 2.9: Symetrický proudový zdroj se zpětnou vazbou z napájení zesilovače

2.3 Snímání proudu do zátěže

Protože žádné z výše uvedených zapojení není ideálním zdrojem proudu řízeným napětím (frekvenční závislost, saturace), je třeba snímat proud, který skutečně do zátěže teče. U zapojení 2.2.3 a 2.2.4 je tento proud snímán na rezistoru v sérii se zátěží a tedy je možné jej měřit jako napětí na výstupu zpětnovazebního členu proti zemi, v zapojení 2.2.2 stačí vydělit výstupy OZ_1 a OZ_3 odporovým děličem a odečíst pomocí přístrojového zesilovače. U zapojení s proudovými zrcadly je možné tento proud snímat na rezistoru R_3 .

V Howlandově zapojení není žádný bod, jehož napětí proti zemi by bylo úměrné výstupnímu proudu. Proto je třeba výstupní proud pomocí dodatečného obvodu dopočítat.

Rozdělme nyní rezistor R_5 na sériovou kombinaci dvou rezistorů R_5 a R_{50} , které dohromady mají hodnotu původního R_5 z obrázku 2.3 (nové zapojení na obrázku 2.10). Pro napětí U_S^- platí

$$U_S^- = U_S^+ - R_1 \left(I_L + \frac{U_S^-}{R_4 + R_5 + R_{50}} \right) \quad (2.13)$$

při zanedbání vstupních proudů OZ. Označím $U_S = R_1 I_L$ napětí přímo úměrné skutečnému proudu do zátěže. Potom z předchozí rovnice plyne

$$U_S = R_1 I_L = U_S^+ - \left(1 + \frac{R_1}{R_4 + R_5 + R_{50}} \right) U_S^- \quad (2.14)$$

K operacím s napětími U_S^+ a U_S^- by byl potřeba další vysokonapěťový OZ, čemuž by bylo vhodné se vzhledem k jeho ceně vyhnout. Snahou bude najít takové body, jejichž napětí jsou výše uvedeným úměrná, ale jejich

hodnota se pohybuje v rozsahu ± 15 V, aby bylo možné k vyhodnocení použít nízkonapěťové obvody. Takovýmto bodem je při vhodné volbě rezistorů splňující

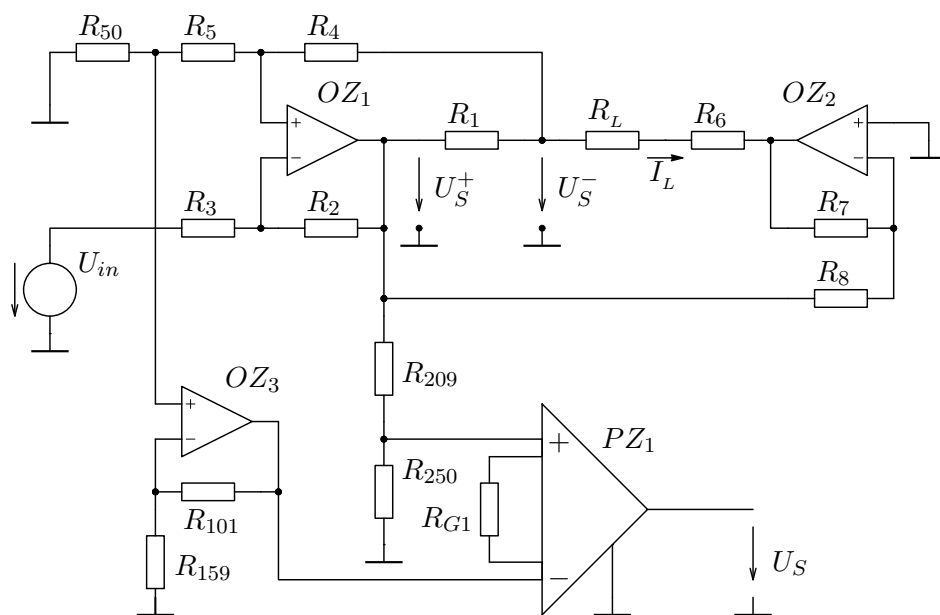
$$\frac{15 \text{ V}}{R_{50}} > \frac{\max U_S^-}{R_4 + R_5 + R_{50}} \quad (2.15)$$

například uzel mezi R_{50} a R_5 .

Výstup operačního zesilovače se chová jako napěťový zdroj s napětím U_S^+ , lze jej tedy zatížit dodatečným odporovým děličem tvořeným rezistory R_{209} a R_{250} na nižší hodnotu. Rovnici 2.14 je tedy možné účelovým vytknutím upravit na tvar

$$\begin{aligned} U_S &= \frac{R_4 + R_5 + R_{50}}{R_{50}} \left(\frac{R_{50}}{R_4 + R_5 + R_{50}} U_S^+ - \left(1 + \frac{R_1}{R_4 + R_5 + R_{50}} \right) \frac{R_{50}}{R_4 + R_5 + R_{50}} U_S^- \right) = \\ &= G_1 \left(\frac{R_{250}}{R_{209} + R_{250}} U_S^+ - \left(1 + \frac{R_{101}}{R_{159}} \right) U_{50} \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

kde $G_1 = (R_4 + R_5 + R_{50})/R_{50}$, $R_{250} = R_{50}$, $R_{209} = R_4 + R_5$ a $R_{101} = R_1$, $R_{159} = R_4 + R_5 + R_{50}$, U_{50} je napětí na rezistoru R_{50} . Tyto operace nyní lze provést pomocí obyčejného nízkonapěťového OZ_3 zapojeného jako neinvertní zesilovač a přístrojového zesilovače PZ_1 se zesílením G_1 . Pro maximální rozkmit napětí, a tedy minimalizaci šumu, je vhodné zvolit $R_{50} = R_1$, přestože odvozený vztah toto přímo nevyžaduje. Nutnou podmínkou funkce Howlandova zapojení ovšem i nadále je $R_5 + R_{50} = R_4 + R_1$. Zapojení využívající vztah (2.16) je na obrázku 2.10, PZ_1 je přístrojový zesilovač.



Obrázek 2.10: Snímání výstupního proudu v modifikovaném Howlandově zapojení

Vztah (2.16) je možné dále upravit:

$$\begin{aligned}
 U_S &= \frac{R_4 + R_5 + R_{50}}{R_{50}} \left(1 + \frac{R_1}{R_4 + R_5 + R_{50}} \right) \\
 &\cdot \left(\left(1 + \frac{R_1}{R_4 + R_5 + R_{50}} \right)^{-1} \frac{R_{50}}{R_4 + R_5 + R_{50}} U_S^+ - \frac{R_{50}}{R_4 + R_5 + R_{50}} U_S^- \right) = \\
 &= \frac{R_1 + R_4 + R_5 + R_{50}}{R_{50}} \left(\frac{R_{50}}{R_1 + R_4 + R_5 + R_{50}} U_S^+ - \frac{R_{50}}{R_4 + R_5 + R_{50}} U_S^- \right) = \\
 &= G_2 \left(\frac{R_{250}}{R_{210} + R_{250}} U_S^+ - U_{50}^- \right) \quad (2.17)
 \end{aligned}$$

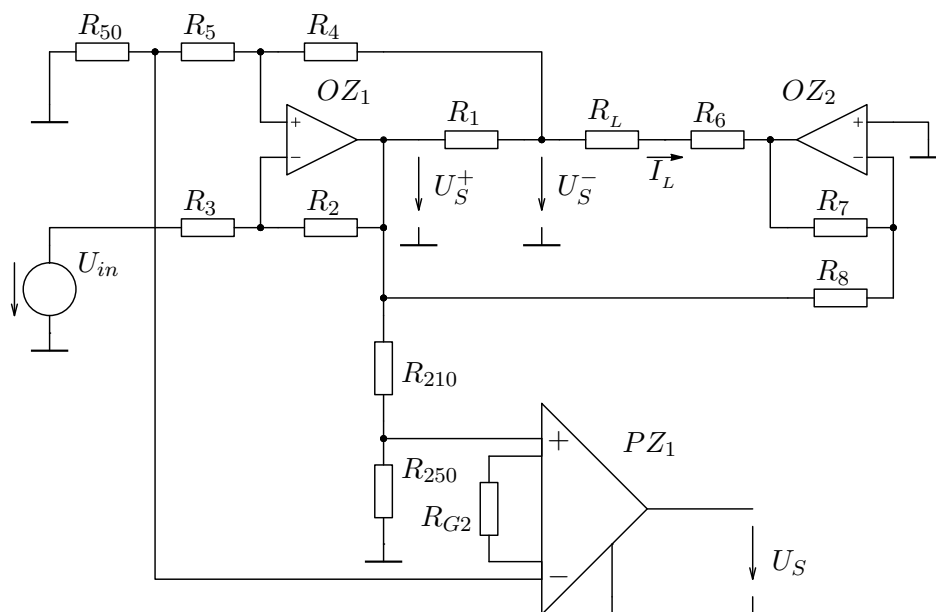
kde

$$G_2 = \frac{R_1 + R_4 + R_5 + R_{50}}{R_{50}} \quad (2.18)$$

$$R_{250} = R_{50} \quad (2.19)$$

$$R_{210} = R_1 + R_4 + R_5 \quad (2.20)$$

Volba jiného dělicího poměru napětí U_S^+ a zesílení G tedy umožnila vypuštění neinvertujícího zesilovače, prvku to frekvenčně závislého, a tím snížení frekvenční závislosti měřicího výstupu, který tak závisí pouze na vlastnostech použitého přístrojového zesilovače (obrázek 2.11).



Obrázek 2.11: Jiná varianta snímání proudu v modifikovaném Howlandově zapojení

2.4 Kompenzace offsetu

Reálný operační zesilovač vykazuje na svých vstupech napěťovou nesymetrii (offset). Uvažme pro jednoduchost obyčejné Howlandovo zapojení (obrázek

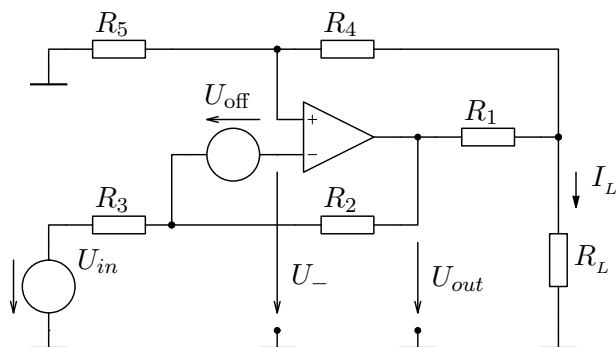
2.2) v situaci, kdy na vstupu je nulové napětí, výstupní proud by tedy měl být rovněž nulový. Pro vysoké hodnoty zátěže ($R_L \gg R_4$) by měla být na obou vstupech OZ polovina napětí výstupního, neboť $R_3/R_2 = (R_1 + R_4)/R_5 = 1$. Při stejném napětí na vstupech by mělo být napětí na výstupu nulové.

Pro napětí na invertujícím vstupu při vstupním napětí U_{in} platí

$$U_- = \frac{\frac{U_{in}}{R_3} + \frac{U_{out}}{R_2}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_2 U_{in} + R_3 U_{out}}{R_2 + R_3} \quad (2.21)$$

kde U_{out} je napětí na výstupu OZ.

Napětovou nesymetrii vstupů reálného OZ lze simulovat napěťovým zdrojem v přívodu jednoho ze vstupů ideálního OZ (obrázek 2.12).



Obrázek 2.12: Howlandovo zapojení s neideálním OZ

Napětí na invertujícím vstupu ideálního OZ je potom

$$U_- = U_{off} + \frac{\frac{U_{in}}{R_3} + \frac{U_{out}}{R_2}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2}} = U_{off} + \frac{R_2 U_{in} + R_3 U_{out}}{R_2 + R_3} \quad (2.22)$$

Přidáním kompenzačního napětí U_c ke vstupnímu napětí U_{in} lze psát

$$U_- = U_{off} + \frac{R_2(U_{in} + U_c) + R_3 U_{out}}{R_2 + R_3} = U_{off} + \frac{R_2 U_c}{R_2 + R_3} + \frac{R_2 U_{in} + R_3 U_{out}}{R_2 + R_3} \quad (2.23)$$

Volbou

$$U_c = \frac{R_2 + R_3}{R_2} U_{off} \quad (2.24)$$

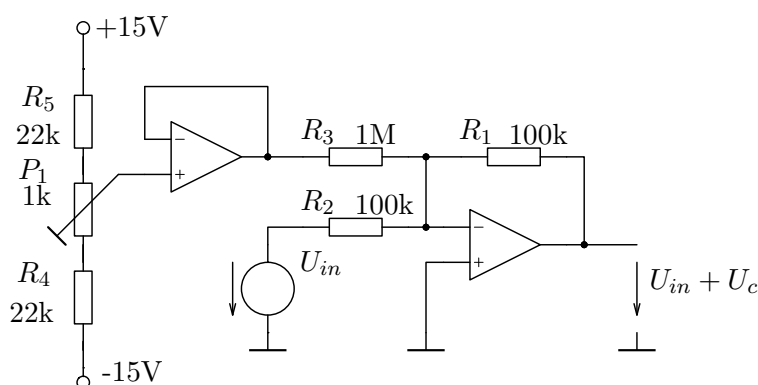
vychází stejný vztah, jako pro zesilovač bez offsetu. Nutno dodat, že offset zesilovače je teplotně závislý, proto je nutné provést jeho kompenzaci před každým měření zejména vysokoimpedančních zátěží.

Zapojení, které přičte kompenzační napětí U_c ke vstupnímu, je na obrázku 2.13.

Pro kompenzaci OZ v ostatních zapojeních lze použít obdobný obvod, pouze s upraveným rozsahem kompenzačních napětí.

2.5 Výběr aktivních prvků

Aby bylo možné provést simulaci výše uvedených zapojení, je třeba vybrat konkrétní aktivní prvky, které budou v těchto zapojeních použity.



Obrázek 2.13: Zapojení kompenzace offsetu

2.5.1 Vysokonapěťový operační zesilovač

Zásadním a nejvíce omezujícím požadavkem při výběru operačního zesilovače je rozsah jeho pracovních napětí. Ten by měl být co nejvyšší, ale s přihlédnutím k dostupným možnostem (viz níže) byla zvolena hodnota ± 200 V. Kromě amplitudy výstupního napětí je zásadním požadavkem kladeným na operační zesilovač rychlost přeběhu. Aby bylo zařízení schopné i při plném rozkmitu výstupního napětí přenést nezkraslený sinusový signál $u(t) = U \sin(2\pi ft)$, musí pro rychlost přeběhu výstupního OZ SR platit

$$SR > \max_t \frac{du(t)}{dt} = 2\pi f U \cos(2\pi ft)|_{t=0} = 2\pi f U \quad (2.25)$$

Při maximální požadované frekvenci 100 kHz a amplitudě výstupního napětí 200 V vychází nejmenší rychlost přeběhu 125 V/ μ s.

Požadovaný výstupní proud 10 mA splňují bez problémů všechny OZ v dané kategorii.

Množství operačních zesilovačů honosících se přívlastkem vysokonapěťový je vskutku značné. Při bližším zkoumání však vyjde najevo, že téměř všechny mají napájecí napětí v rozsahu do 150 V mezi napájecími svorkami. Jediným nalezeným výrobcem operačních zesilovačů na vyšší napětí je firma Apex Microtechnology. Z jejího sortimentu splňují výše uvedené požadavky operační zesilovače PA85, PA91, PA94 a PA98 [25]. Z nich potom porovnáním cen a parametrů vychází nejlépe PA94, který je druhý nejlevnější, přitom ale má nejvyšší rozsah provozních napětí. Cenový rozdíl mezi ním a levnějším PA91 je nevýznamný.

2.5.2 Izolační zesilovač

Konkrétní integrované obvody byly zmíněny už v sekci 2.2.3. Společným problémem těchto obvodů je nicméně nedostupnost spiceovského modelu, což znemožňuje provést simulaci zapojení před jeho realizací. Z tohoto důvodu nebude varianta s izolačním zesilovačem dále rozpracována.

■ 2.5.3 Rozdílový zesilovač s vysokým CMV

Snad nejvýznamnějším výrobcem precizních integrovaných obvodů pro analogovou techniku je firma Analog Devices. Právě v jejím sortimentu je možné nalézt rozdílové zesilovače s vysokým vstupním CMV. Požadovaným hodnotám napětí na vstupech vyhovují dva typy: AD629 [18] a AD 8479 [17]. Druhý jmenovaný má vyšší hodnoty vstupních rezistorů a tedy malé vstupní proudy a vysoké maximální CMV = 600 V. Jeho potlačení souhlasné složky signálu (CMRR) je 90 dB. Šířka pásma 130 kHz je přitom pro daný účel dostatečná. Alternativně lze uvažovat i o AD629, který má sice nižší maximální CMV = 270 V, ale zato větší šířku pásma - 500 kHz. Pro úplnost je třeba dodat, že podobný obvod vyrábí rovněž firma Texas Instruments pod označením INA149 [26].

■ 2.5.4 Tranzistory pro proudová zrcadla

Z hlediska realizace proudového zrcadla je vhodné, aby tranzistory v tomto zapojení byly pokud možno stejné a pracovaly za stejné teploty. Toho je možné docílit v podstatě pouze použitím tranzistorů umístěných v jednom pouzdře. Bohužel, žádná dvojice MOSFETů s kanálem P ani PNP bipolárních tranzistorů s napětím kolektor-emitor alespoň 300 V nebyla v nabídce výrobců nalezena. Z výše uvedených důvodů nemá smysl tuto variantu dále uvažovat.

■ 2.5.5 Operační zesilovač pro kompenzaci offsetu

Na operační zesilovač zajišťující kompenzaci offsetu nejsou kladeny vysoké požadavky. Zásadní je především, aby nevnášel do obvodu příliš šumu a jeho frekvenční charakteristika neovlivňovala charakteristiku celého obvodu. Jako vhodný obvod se jeví například AD823 od Analog Devices [27] se šířkou pásma 16 MHz a šumem $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

■ 2.5.6 Přístrojový a operační zesilovač pro snímání

Kritéria pro výběr těchto obvodů se příliš neliší od těch pro výběr OZ pro kompenzaci offsetu, navíc ovšem požadují nízký vstupní proud. Za cenu vyšší spotřeby, která zde nehraje roli, splňuje tento požadavek operační zesilovač ADA4898-1 [23] a dále přístrojový zesilovač AD8421 [22].

Kapitola 3

Simulace

Z kapitoly 2 vyplynulo, že k dalšímu zkoumání jsou vhodná následující zapojení:

- Modifikované Howlandovo zapojení
- Zapojení s rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV

Simulace parametrů zvolených v kapitole 1.2 jako rozhodných pro výběr varianty k realizaci byla u všech zapojení provedena v programu MicroCap pomocí následujících nástrojů:

- Výstupní impedance podle vztahu 1.2 při požadovaném proudu 1 mA při frekvenci 1 kHz pomocí Dynamic AC analýzy s následujícími zátěžemi:
 - L1 - Rezistor 100 k Ω v paralelní kombinaci s kapacitorem 1 pF, což odpovídá impedanci $Z_{L1} \doteq 100e^{j0,04} \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ k}\Omega$
 - L2 - Rezistor 400 k Ω a paralelní kombinaci s kapacitorem 1 pF, což odpovídá impedanci $Z_{L2} \doteq 400e^{j0,02} \text{ k}\Omega \approx 400 \text{ k}\Omega$

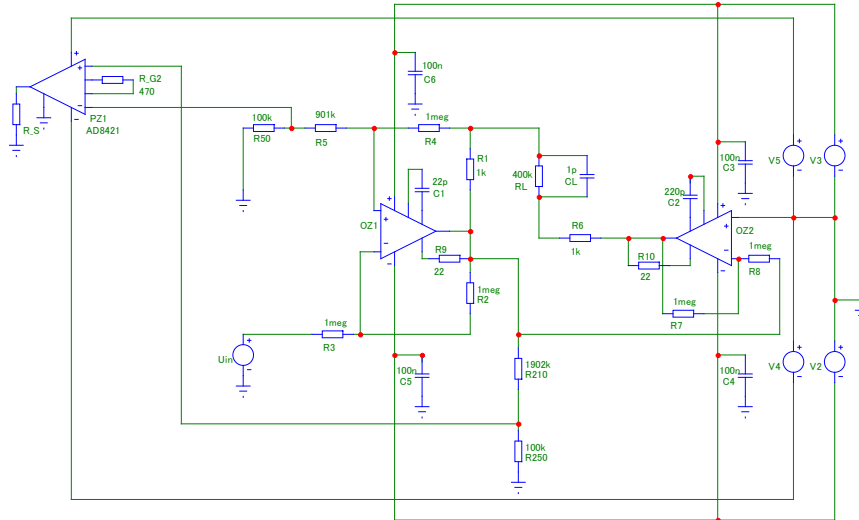
Tyto hodnoty odpovídají předpokládaným zátěžím, se kterými bude zařízení používáno.

- Harmonické zkreslení a šum pomocí Harmonic Distortion analýzy napětí na proudu do zátěže L1
- Frekvenční charakteristika výstupního proudu do zátěže L2 pomocí AC analýzy
Protože frekvenční charakteristika závisí na kompenzačních kondenzátorech, jejichž velikost je nutno volit s ohledem na stabilitu celého zapojení, bude v této části provedena analýza stability pomocí Bodeho grafu otevřené zpětnovazební smyčky.

3.1 Modifikované Howlandovo zapojení

Modifikované Howlandovo zapojení s operačními zesilovači PA94 včetně druhé varianty snímání výstupního proudu s přístrojovým zesilovačem AD8421

je na obrázku 3.1. Oproti principiálnímu schématu z obrázku 2.3 jsou zde navíc kompenzační kondenzátory C_1 a C_2 a rezistory R_9 a R_{10} jako ochrana OZ proti přetížení. Pro zapojení s hodnotami rezistorů $R_1 = R_6 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = R_4 = R_7 = R_8 = 1\text{ M}\Omega$ a $R_5 + R_{50} = 1001\text{ k}\Omega$ vychází při vstupním napětí 1 V o frekvenci 1 kHz proud do testovací zátěže 1 mA.



Obrázek 3.1: Modifikované Howlandovo zapojení v simulačním programu

3.1.1 Výstupní impedance

Pro zapojení podle obrázku 3.1 byl při vstupním napětí 1 V simulací zjištěn proud do zátěže L1 $\hat{I}_{L1} = 1,001e^{j3,141}$ mA a proud do zátěže L2 $\hat{I}_{L2} = 1,002e^{j3,140}$ mA. Podle 1.2 vychází výstupní impedance $Z_i = 210e^{-j2,34}$ M Ω . Toto číslo je nutno brát s rezervou, protože výpočet zahrnuje odečítání dvou téměř stejných čísel, ale i kdyby reálně toto číslo bylo desetkrát menší, stále pohodlně splní požadovanou hodnotu 5 M Ω .

3.1.2 Stabilita a frekvenční analýza

Kompenzační kapacita operačního zesilovače nutná pro zajištění jeho stability závisí na napěťovém zesílení, v němž OZ pracuje. U OZ_2 je situace jednoduchá - OZ pracuje trvale se zesílením s absolutní hodnotou 1. Datasheet [19] uvádí doporučené hodnoty pouze pro zesílení 100 (2,2 pF), 50 (4,7 pF) a 10 (22 pF). Extrapolací těchto údajů se jeví jako vhodná kompenzační kapacita 220 pF, což bylo ověřeno simulací. Minimální kapacita, při níž bylo zapojení stabilní, byla 150 pF, použitých 220 pF v sobě obsahuje rezervu.

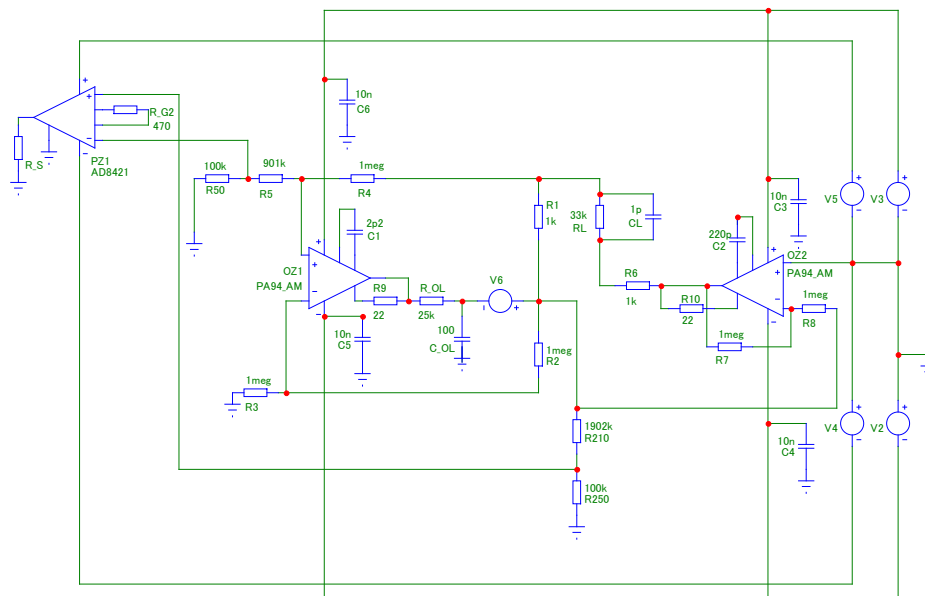
Zesílení OZ_1 se mění podle použité zátěže. Rovněž frekvenční závislost OZ_2 je zde významným faktorem, neboť jeho výstup je přes zátěž do zpětné vazby

přenášen. Proto bylo nutné simulovat frekvenční charakteristiku otevřené ZV smyčky a z ní určit vhodné kompenzační kapacity a jim příslušný rozsah zátěží, pro něž je obvod stabilní.

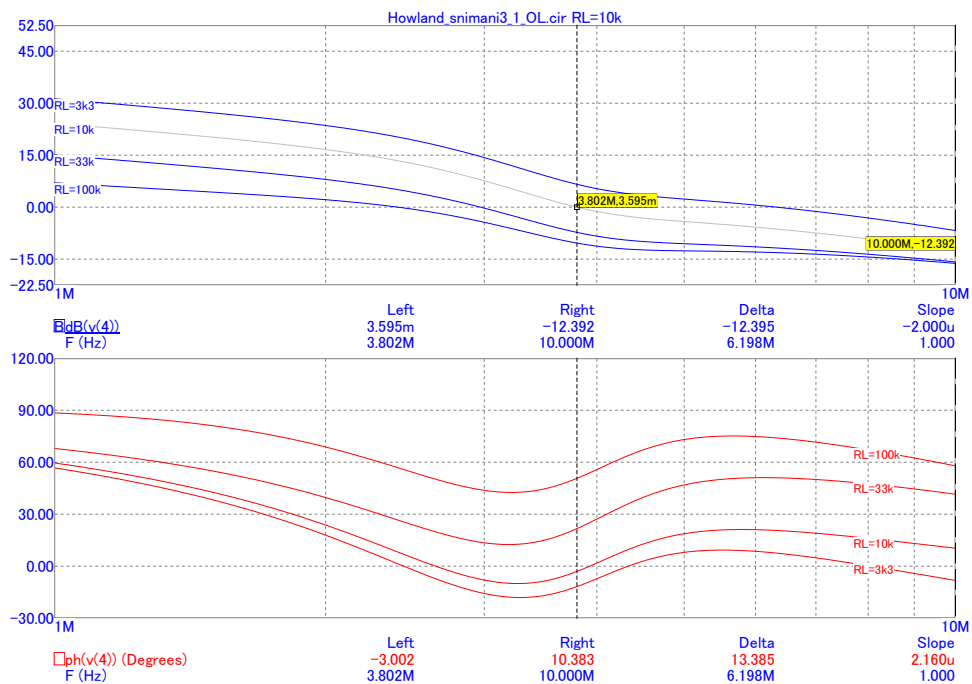
Simulované zapojení s otevřenou ZV smyčkou je na obrázku 3.2. Rozpojit smyčku na vstupu OZ by z důvodu jeho vysokého zesílení nebylo vhodné, proto je smyčka rozpojena na jeho výstupu. RC článek $R_{OL}C_{OL}$ slouží k nastavení stejnosměrného pracovního bodu, pro střídavé signály je ale vzhledem k obrovské kapacitě $C_{OL} = 100\text{ F}$ téměř zcela nepropustný. Buzení zajišťuje zdroj střídavého napětí V_6 , výstupní napětí OZ_1 je snímáno.

Zajímavá část frekvenční charakteristiky rozpojené smyčky pro nejmenší výrobcem doporučenou kompenzační kapacitu $2,2\text{ pF}$ je zobrazena na obrázku 3.3. Průběh je vykreslen pro zátěže R_L $3,3\text{ k}\Omega$, $10\text{ k}\Omega$, $33\text{ k}\Omega$ a $100\text{ k}\Omega$ v paralelní kombinaci s kondenzátorem 1 pF . Kritériem stability je, aby s rostoucí frekvencí modulová frekvenční charakteristika dosáhla zesílení 0 dB dříve, než fázová charakteristika dosáhne 0° . To je splněno pro zátěže $100\text{ k}\Omega$ a $33\text{ k}\Omega$, naopak pro zátěž $10\text{ k}\Omega$ a menší už zapojení stabilní není.

Jednoduchý pól vnesený do obvodu kompenzační kapacitou se nachází na výrazně nižších frekvencích, než sledovaná oblast. Proto jeho další zvyšování znamená uniformní pokles všech amplitudových charakteristik, kdežto na fázovou charakteristiku má vliv zanedbatelný. Jak je ze zobrazené části fázové charakteristiky patrné, kolem frekvence 3 MHz je zde pouze lokální minimum, potom fáze krátkodobě opět roste. Proto drobné zvýšení kompenzační kapacity



Obrázek 3.2: Modifikované Howlandovo zapojení - zapojení pro simulaci otevřené ZV smyčky



Obrázek 3.3: Frekvenční charakteristika Howlandova zapojení s rozpojenou ZV smyčkou, $C_1 = 2,2 \text{ pF}$

nepřináší podstatné rozšíření oblasti zátěží, pro něž je zapojení stabilní. Smysl má tedy zabývat se až situací, kdy je obvod dostatečně kompenzován i pro zkratovaný výstup. Obrázek 3.4 ukazuje frekvenční charakteristiku při zkratovaném výstupu pro různé hodnoty kompenzační kapacity C_1 . Fázová charakteristika se pro jednotlivé kapacity příliš nemění.

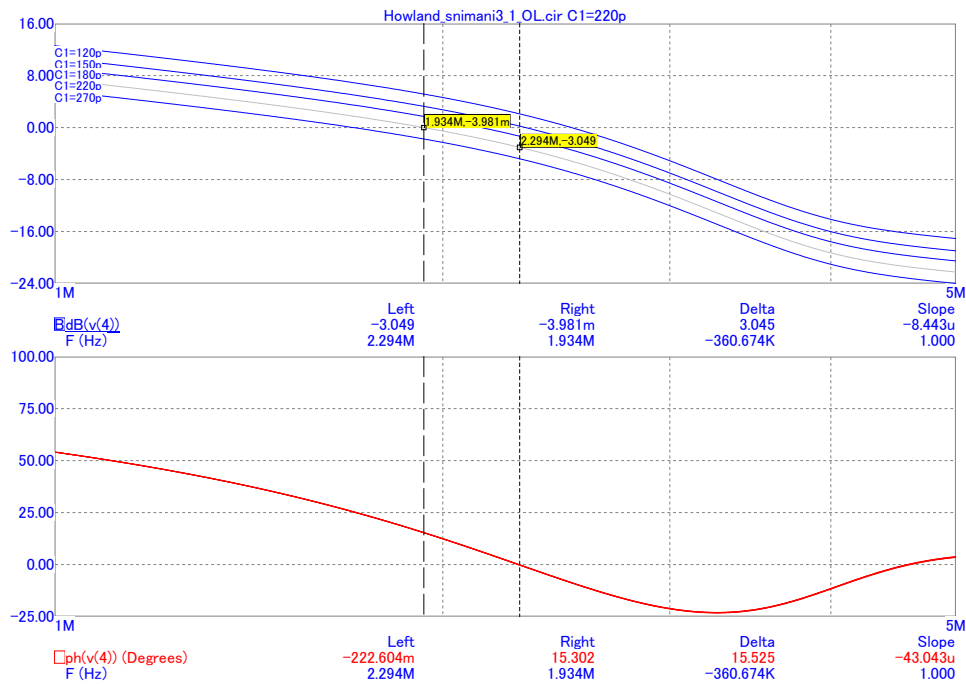
Ze simulace je patrné, že nejnižší kapacita, která splňuje podmínku stability, je 150 pF , pro jistotu však bude volena hodnota 22 pF .

Frekvenční charakteristika původního zapojení (tedy s uzavřenou ZV smyčkou, buzeného do R_3) s kompenzační kapacitou $2,2 \text{ pF}$ při různých hodnotách zátěže je na obrázku 3.5. Při požadavku na stabilitu i při malých impedancích zátěže by musela být použita kompenzační kapacita 220 pF , čímž by ale došlo k výraznému zhoršení frekvenční charakteristiky pro vysokoimpedanční zátěže (obrázek 3.6). V realizovaném zapojení tedy bude možnost volby kompenzační kapacity podle předpokládané zátěže mezi hodnotami $2,2 \text{ pF}$ a 220 pF .

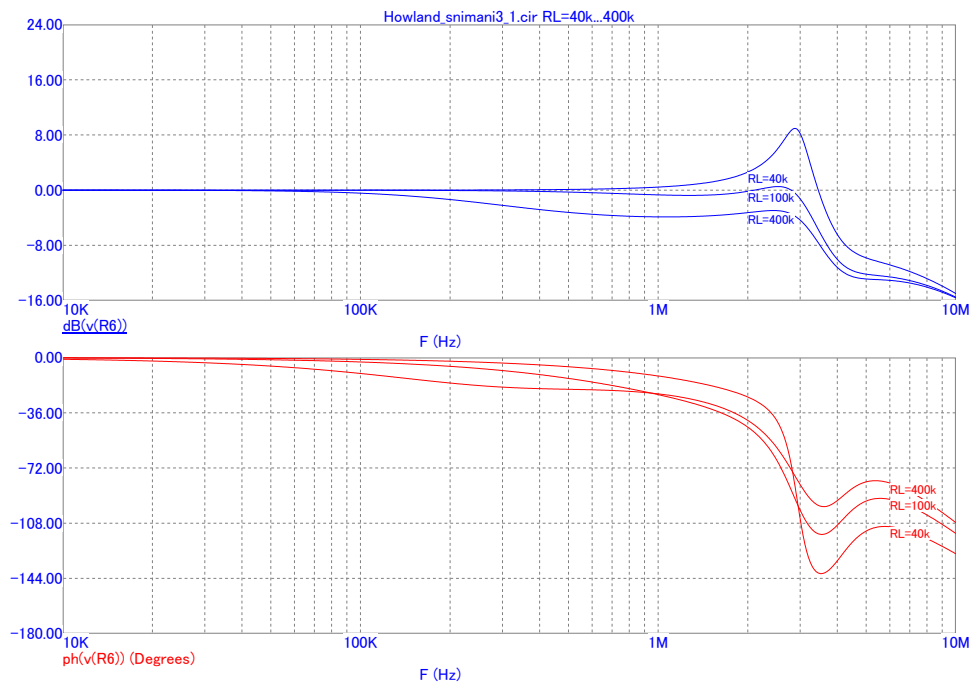
3.1.3 Harmonické zkreslení a šum

Výsledek analýzy harmonického zkreslení modifikovaného Howlandova zapojení znázorňuje obrázek 3.7.

Vysoké zkreslení při budícím kmitočtu 100 kHz je způsobeno tím, že výstup OZ_2 se při takto vysoké frekvenci posouvá do fáze s OZ_1 , který se důsledkem toho dostane do saturace. Řešením tohoto problému je buď nepoužívat při vysokých frekvencích symetrické zapojení (tedy připojit zátěž mezi R_1 a zem), nebo snížit kompenzační kapacitu C_2 . Simulace prokázala, že snížení této

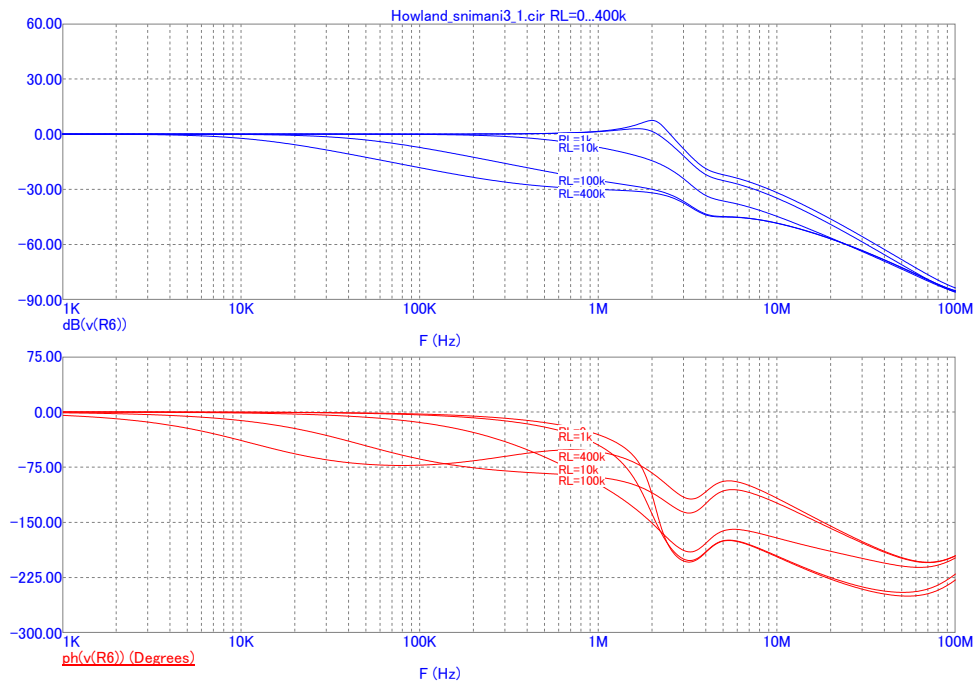


Obrázek 3.4: Frekvenční charakteristika Howlandova zapojení s rozpojenou ZV smyčkou při zkratovaném výstupu s různými kompenzačními kapacitami

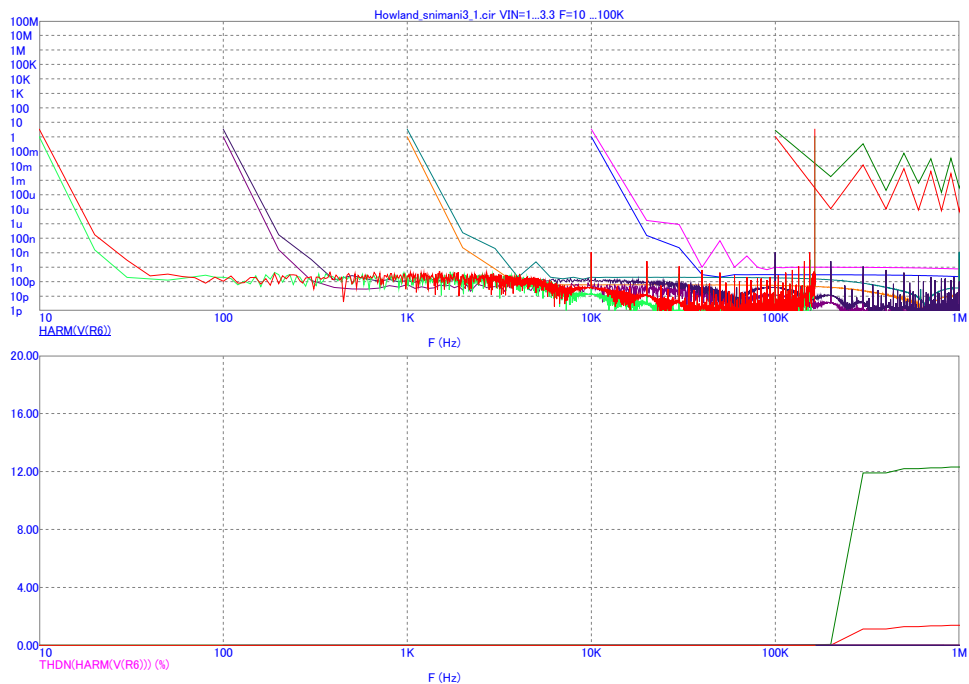


Obrázek 3.5: Frekvenční charakteristika modifikovaného Howlandova zapojení s kompenzační kapacitou 2,2 pF pro různé hodnoty odporové složky zátěže

3. Simulace



Obrázek 3.6: Frekvenční charakteristika modifikovaného Howlandova zapojení s kompenzační kapacitou 220 pF pro různé hodnoty odporové složky zátěže



Obrázek 3.7: Harmonická analýza modifikovaného Howlandova zapojení. Horní graf zobrazuje úrovně jednotlivých harmonických při různých proudech a frekvencích vstupního napětí, spodní graf THD+N výstupního proudu (zelená křivka pro proud 3,3 mA, červená pro 1 mA).

kapacity na 47 pF je dostatečné pro to, aby fázový posun výstupu OZ_2 vůči OZ_1 byl větší než 90° , nicméně cenou za to je přítomnost drobných kmitů ve výstupním proudu o frekvenci zhruba 7 MHz. Tyto zákmity nejsou tak velké, aby kterýkoliv z OZ dosahoval saturace a při měření budou odfiltrovány antialiasingovým filtrem měřicí karty. V realizovaném zapojení proto bude mít C_2 volitelnou kapacitu 220 pF nebo 47 pF.

3.1.4 Snímání

V zapojení 2.10 je při dříve zvolených rezistorech $R_1 = R_{50} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ potřebné zesílení přístrojového zesilovače $G_1 = (R_4 + R_5 + R_{50})/R_{50} = 201$. Potom při použití přístrojového zesilovače AD8421 platí podle [22] pro rezistor R_{G1}

$$R_{G1} = \frac{9,9 \text{ k}\Omega}{G - 1} = 49,5 \Omega \quad (3.1)$$

U zapojení 2.11 vychází $G_2 = (R_1 + R_4 + R_5 + R_{50})/R_{50} = 202$, tedy

$$R_{G2} = \frac{9,9 \text{ k}\Omega}{G - 1} = 49,01 \Omega \quad (3.2)$$

Nejdůležitější vlastností snímacího obvodu je, aby přenášel co nejvěrněji skutečný proud do zátěže na měřicí výstup. Není přitom ani tolik zásadní samotná frekvenční závislost - tu lze zkalibrovat - ale především její nezávislost na zátěži. Výsledek simulace přenosu proudu do zátěže na snímací výstup zapojení ze 2.11 je na obrázku 3.8. Ačkoliv to tak na první pohled nevypadá, v grafu je ve skutečnosti pět křivek pro hodnoty odporové složky zátěže 0, 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω a 400 k Ω , které se téměř dokonale překrývají. Obdobná analýza pro zapojení 2.10 s operačním zesilovačem AD4898 dopadla podstatně méně příznivě, proto se toto zapojení jeví jako méně vhodné (obrázek 3.9).

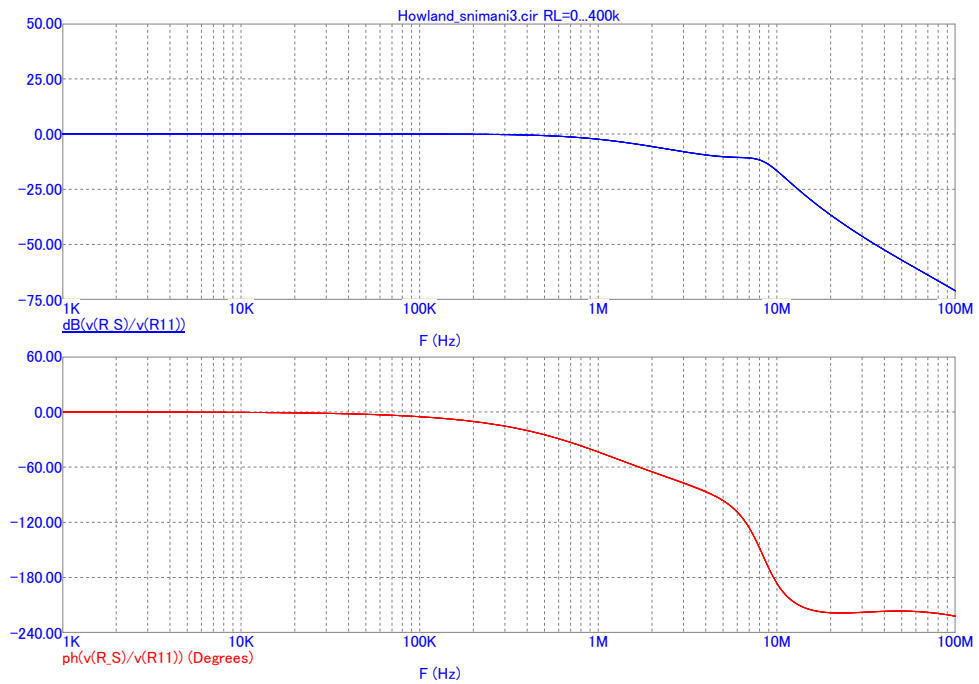
3.2 Zapojení s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV

Základní zapojení výkonových OZ PA94 (kmitočtová kompenzace, nadproudová ochrana, invertující zesilovač zajišťující symetrii) zůstává stejné jako v předchozím případě. Zapojení s obvodem AD8479 tak, jak bylo simulováno, je znázorněno na obrázku 3.10.

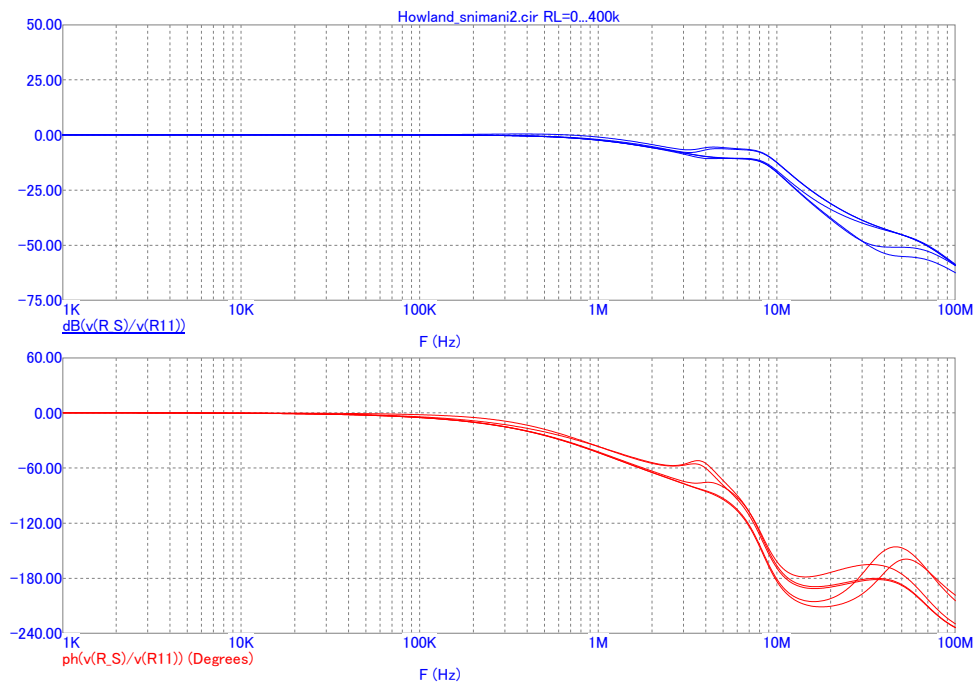
3.2.1 Výstupní impedance

U tohoto zapojení (obrázek 3.10) vyšel simulací při vstupním napětí 1 V proud do zátěže L1 $\hat{I}_{L1} = 1,001e^{-j0,0015} \text{ mA}$ a proud do zátěže L2 $\hat{I}_{L2} = 0,9995e^{-j0,033} \mu\text{A}$. Podle 1.2 vychází výstupní impedance $Z_i = 9,5e^{-j1,54} \text{ M}\Omega$. Toto zapojení tedy zadané požadavky na impedanci splňuje.

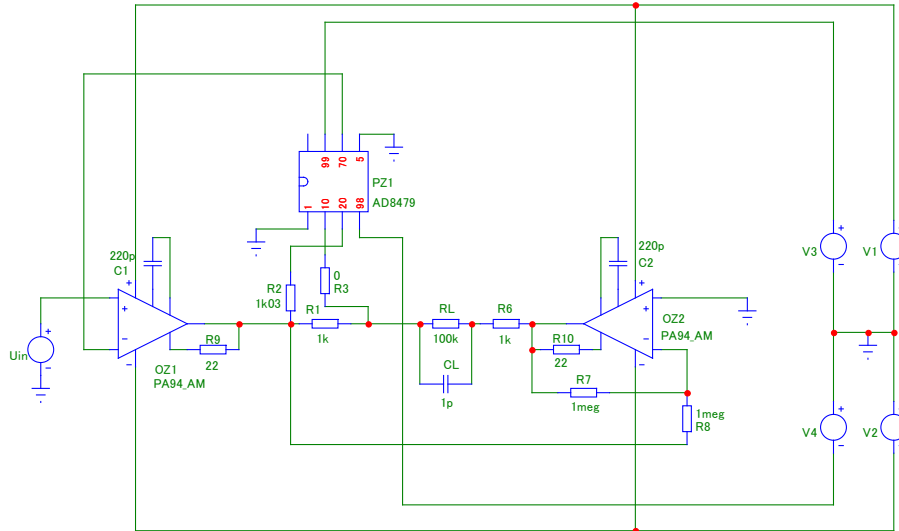
3. Simulace



Obrázek 3.8: Frekvenční charakteristika snímání proudu do zátěže - bez neinvertujícího zesilovače



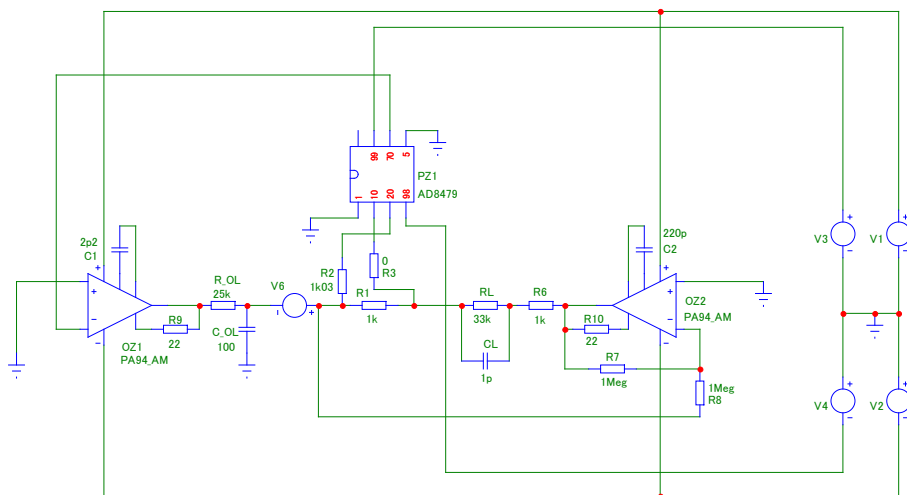
Obrázek 3.9: Frekvenční charakteristika snímání proudu do zátěže - s neinvertujícím zesilovačem



Obrázek 3.10: Zdroj proudu s rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV v simulačním programu

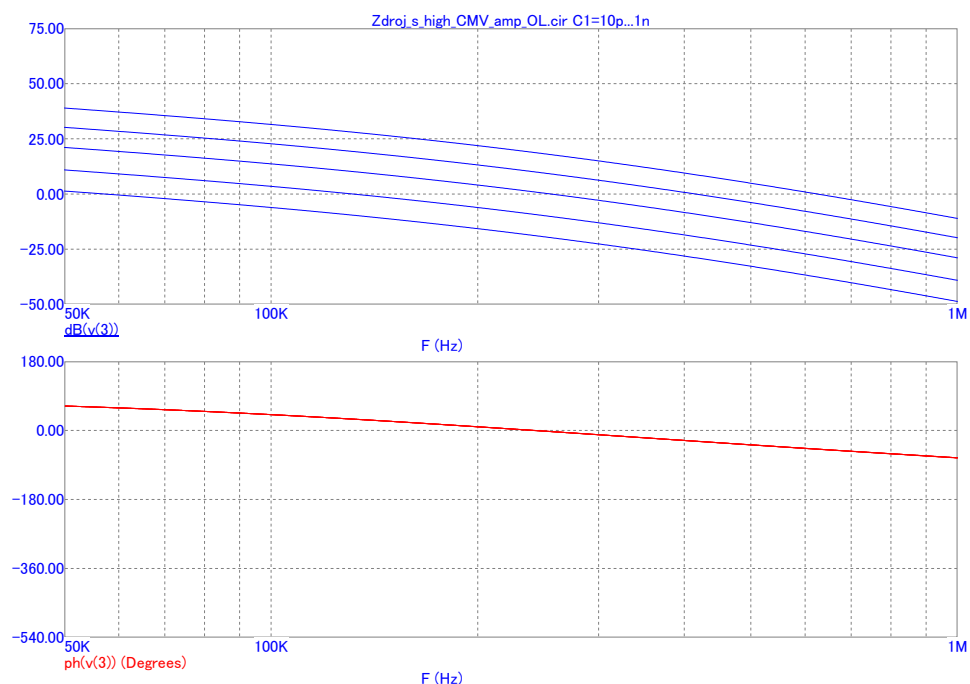
3.2.2 Stabilita a frekvenční analýza

Zapojení pro simulaci otevřené zpětnovazební smyčky je na obrázku 3.11. Aby bylo možné jeho frekvenční charakteristiku porovnat s Howlandovým zapojením, je zvolena taková kompenzační kapacita C_1 , která zajistí stabilitu obvodu pro zátěže s odporovou složkou nejméně $33\text{ k}\Omega$. Charakteristika otevřené smyčky pro tuto zátěž s různými kapacitami C_1 je na vykreslena



Obrázek 3.11: Zdroj s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou

obrázku 3.12.



Obrázek 3.12: Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou při odporové složce zátěže $33\text{ k}\Omega$

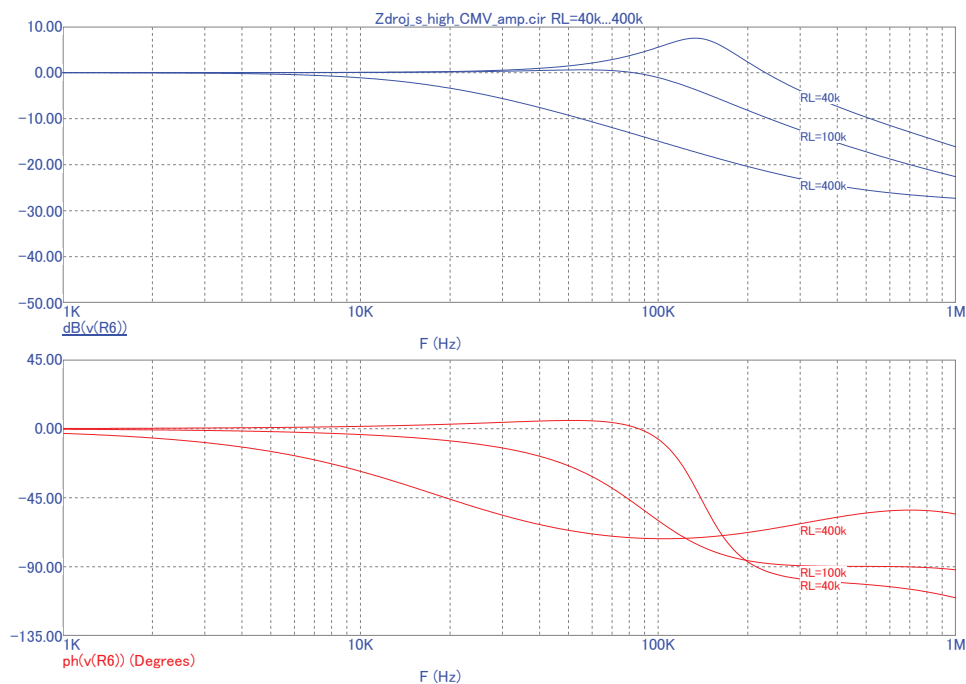
Pro kapacitu 100 pF je zapojení v okolí meze stability, volbou $C_1 = 330\text{ pF}$ bude zapojení stabilní s dostatečnou rezervou. Frekvenční charakteristika zapojení s uzavřenou ZV smyčkou s touto hodnotou kompenzační kapacity pro různé zátěže je na obrázku 3.13.

Dále byla simulována frekvenční charakteristika otevřené ZV smyčky při zkratovaném výstupu (obrázek 3.14) s různými hodnotami C_1 . Mez stability tohoto zapojení nastává přibližně pro $C_1 = 3,3\text{ nF}$. Volím tedy $C_1 = 10\text{ nF}$. Frekvenční charakteristika zapojení s uzavřenou ZV smyčkou je na obrázku 3.15.

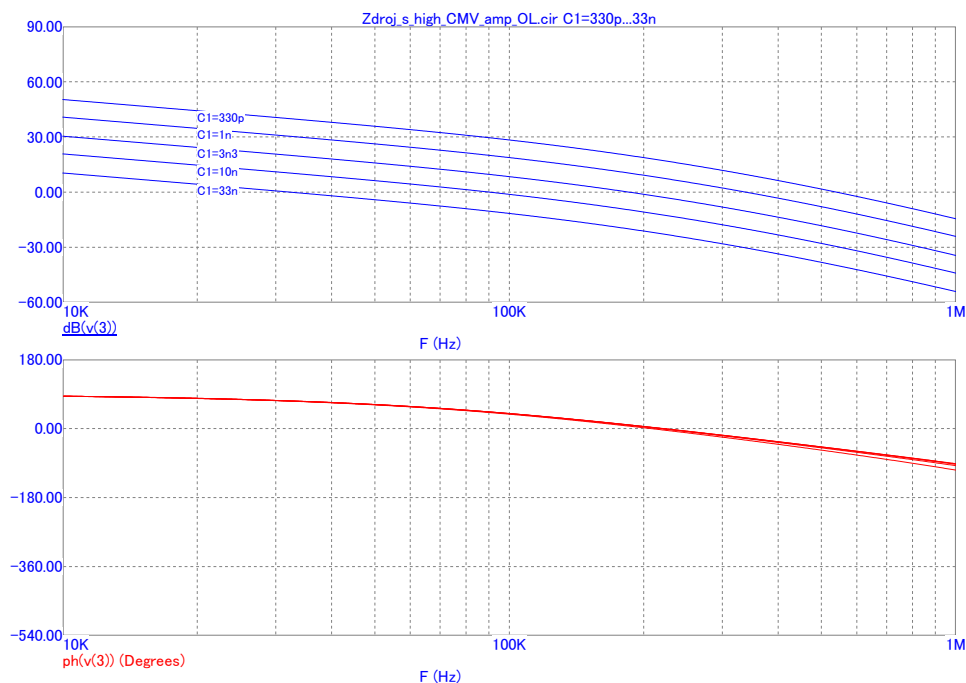
3.2.3 Harmonické zkreslení a šum

Výsledek analýzy harmonického zkreslení tohoto zapojení ukazuje obrázek 3.16.

3.2. Zapojení s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV

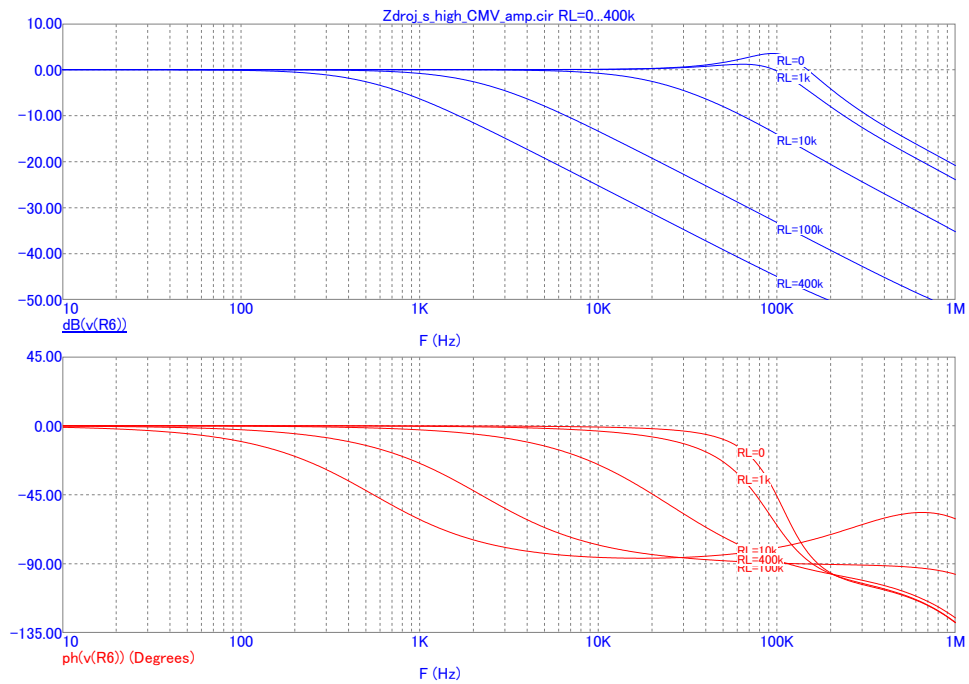


Obrázek 3.13: Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s uzavřenou ZV smyčkou s $C_1 = 330 \text{ pF}$ pro různé hodnoty odporové složky zátěže

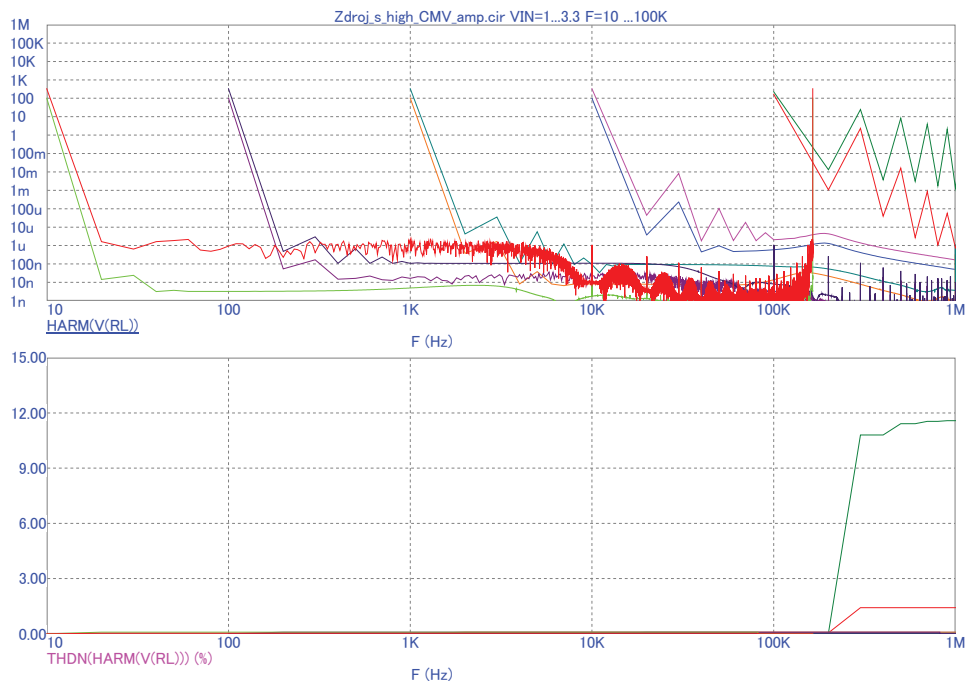


Obrázek 3.14: Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou při zkratovaném výstupu

3. Simulace



Obrázek 3.15: Frekvenční charakteristika zdroje s integrovaným rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV s otevřenou ZV smyčkou s $C_1 = 10$ nF



Obrázek 3.16: Harmonická analýza zdroje proudu s rozdílovým zesilovačem s vysokým CMV. Horní graf zobrazuje úrovně jednotlivých harmonických při různých proudech a frekvencích vstupního napětí, spodní graf THD+N výstupního proudu (zelená křivka pro proud 3,3 mA, červená pro 1 mA).

■ 3.3 Srovnání

Výsledky simulace výstupní impedance, ač zatíženy velkou chybou, poměrně jasně ukázaly vyšší výstupní impedanci modifikovaného Howlandova zapojení. Rovněž porovnání frekvenčních charakteristik pro uvažované hodnoty zátěže (obrázky 3.5 a 3.13), kde pokles modulové charakteristiky pro $R_L = 400\text{k}\Omega$ prvního zapojení nastává kolem 100 kHz, zatímco druhého už kolem 10 kHz, hovoří jasně pro realizaci modifikovaného Howlandova zapojení podle obrázku 2.11. K němu bude navíc doplněna kompenzace offsetu podle obrázku 2.13.

Kapitola 4

Realizace zvolené varianty

Byly navrženy dvě jednostranné desky plošných spojů - jedna obsahující vlastní zapojení a druhá s napájecím zdrojem.

4.1 Modifikované Howlandovo zapojení se snímáním výstupního proudu

V první fázi vývoje, která je pokryta touto prací, se jedná o výrobu testovacího prototypu, na němž budou vyzkoušeny možnosti tohoto zapojení a identifikovány další možnosti vylepšení. Na hotové desce tedy je pomocí propojek (jumperů) nastavitelných několik různých transkonduktancí a kompenzačních kapacit. Použití propojek znemožňuje efektivně umístit takovou desku do krabičky. Zapouzdření zařízení bude předmětem dalšího vývoje mimo rozsah této práce, kdy budou určeny skutečně potřebné rozsahy a navrhována konečná verze desky s možností uživatelského přepínání rozsahů.

4.1.1 Rozsahy a snímání

Navržená deska obsahuje tři varianty transkonduktance Y_{tr} : $10 \mu\text{A/V}$, $100 \mu\text{A/V}$ a 1mA/V . Těm přísluší různá volba rezistorů R_1 , R_6 , R_5 , R_{210} a teoreticky i R_{G2} . Protože se R_{G2} pro jednotlivé transkonduktance podle (3.2) nemění příliš výrazně a jeho hodnota určuje pouze koeficient mezi proudem do zátěže a snímacím napětím, byla zvolena jediná hodnota $R_{G2} = 470 \Omega$, jíž odpovídá zesílení $G_0 \doteq 22,06$. Je-li zesílení vypočtené podle 2.18 funkcí transkonduktance $G(Y_{tr})$, pak napětí U_S odpovídá skutečný proud do zátěže

$$I_L = Y_{tr} \frac{G(Y_{tr})}{G_0} U_S = Y_S U_S \quad (4.1)$$

Volbu rezistorů při dané transkonduktanci, vypočtené zesílení $G(Y_{tr})$ a snímací transkonduktanci Y_S shrnuje tabulka 4.1.

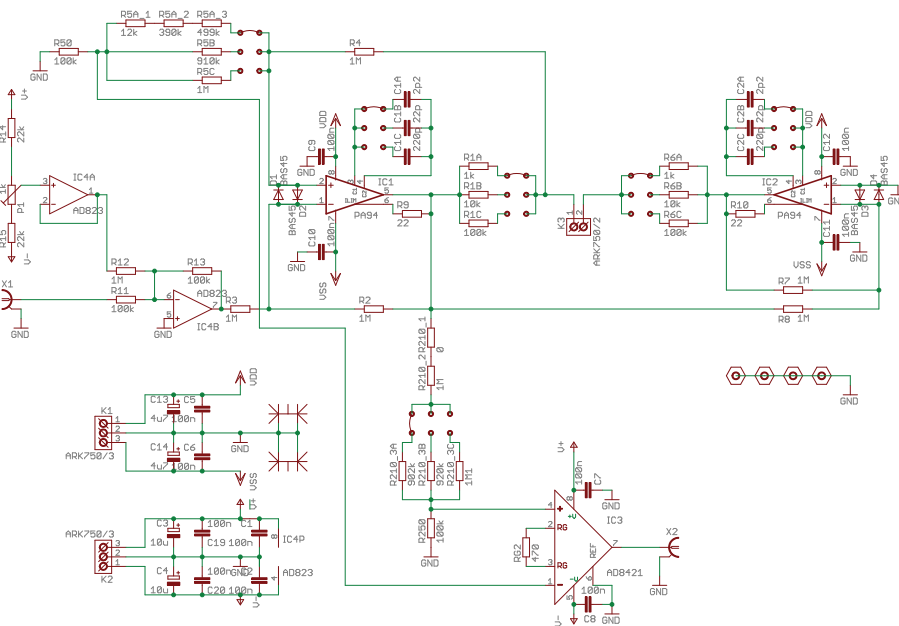
4.1.2 Deska zdroje proudu

Na obrázcích 4.1, 4.2 a 4.3 jsou po řadě schéma desky vlastního proudového zdroje, osazovací plán a fotografie hotové desky.

Varianta	Y_{tr} [$\frac{\mu A}{V}$]	R_1, R_6 [k Ω]	R_5 [k Ω]	R_{210} [k Ω]	$G(Y_{tr})$ [-]	Y_S [$\frac{\mu A}{V}$]
A	1000	1	901	1902	20,02	907
B	100	10	910	1920	20,20	91,5
C	10	100	1000	2000	22,00	9,97

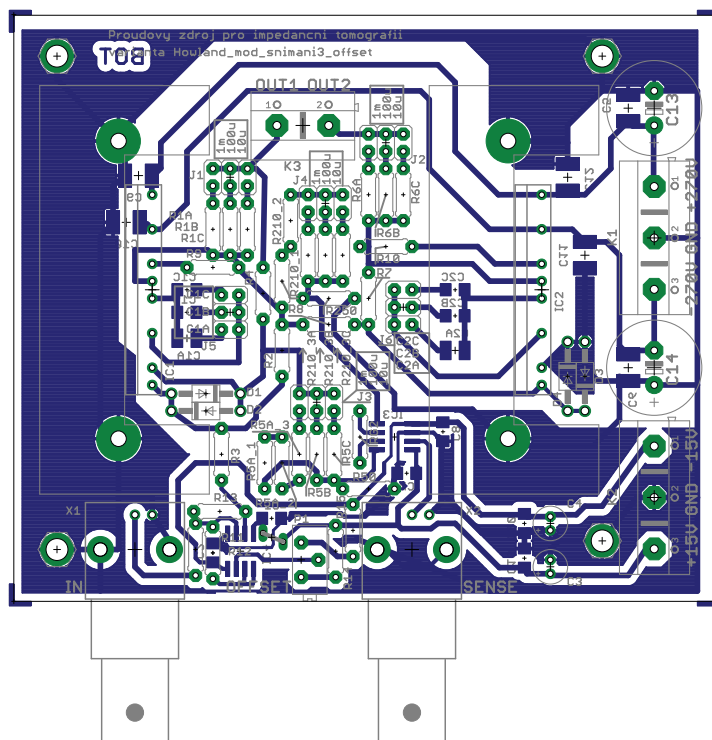
Tabulka 4.1: Jednotlivé konfigurace zapojení nastavitelné propojkami

Tato deska obsahuje jak součástky klasické (THT), tak součástky pro povrchovou montáž (SMD). V provedení THT jsou zde operační zesilovače PA94, elektrolytické kondenzátory, konektory, svorkovnice, propojky a rezistory. Byly použity přesné rezistory s tolerancí 0.1%, neboť nepřesnost rezistorů způsobuje snížení výstupního odporu. Vývodové rezistory pracují s menšími proudovými hustotami a mají větší povrch, proto lépe odvádějí teplo do okolního prostředí. Tepelný kontakt s deskou je výrazně menší než u rezistorů SMD, nedochází tedy k vzájemnému tepelnému ovlivňování součástek prostřednictvím desky. THT rezistory tak při stejném teplotním koeficientu méně mění svoji hodnotu při ohřátí desky za provozu než rezistory SMD [24]. Použití rezistorů THT navíc rozšiřuje možnosti vedení cest, čímž umožní vystačit s jednostrannou deskou. Stejný požadavek by při použití SMD rezistorů vedl ke značnému množství drátových propojek. Naopak blokové a kompenzační kondenzátory byly použity SMD, jelikož mají menší parazitní indukčnost přívodů a tedy výrazně snižují riziko vlastních vysokofrekvenčních oscilací. V provedení SMD jsou rovněž operační a přístrojový zesilovač. Diody D1 - D4 chrání vstupy

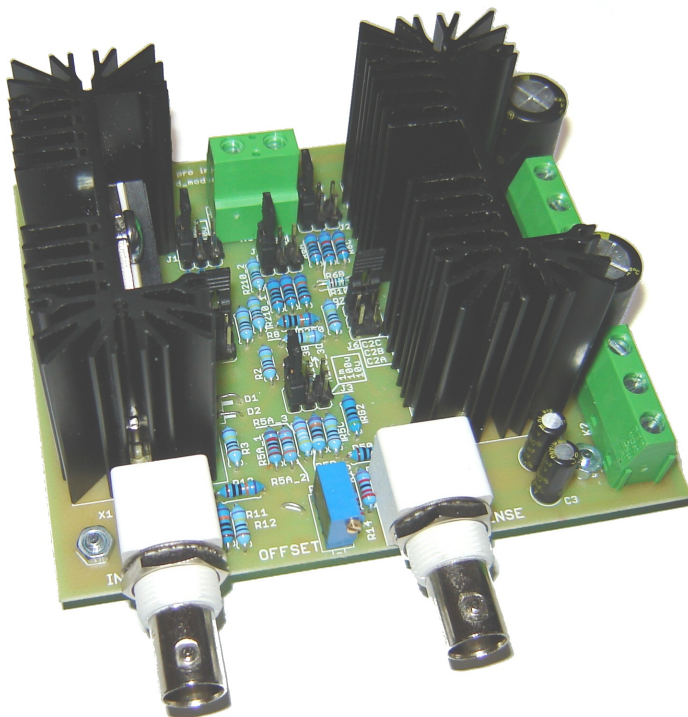


Obrázek 4.1: Schéma desky zdroje proudu

4.1. Modifikované Howlandovo zapojení se snímáním výstupního proudu



Obrázek 4.2: Rozmístění součástek na desce zdroje proudu



Obrázek 4.3: Deska zdroje proudu

operačních zesilovačů proti velkému napětovému rozdílu.

Maximální vstupní offset PA94 je podle [19] $U_{\text{off}} = 5 \text{ mV}$. Jezdcem P_1 je možné nastavit napětí $\pm 340 \text{ mV}$, které se ovšem ve sčítačce přičte ke vstupnímu napětí s vahou 0,1. Offset je tedy možné kompenzovat v rozsahu $\pm 34 \text{ mV}$. Trimmer P_1 je pro přesné nastavení použit víceotáčkový.

4.2 Napájecí zdroj

4.2.1 Napájecí napětí

Maximální napájecí napětí PA94 je $\pm 450 \text{ V}$, přičemž navíc rozdíl napětí na jeho libovolném vstupu a napájecím přívodu smí být nejvýše 450 V [19].

U Howlandova zapojení je napětí na vstupech přibližně polovina výstupního. Výstupní napětí se přitom může pohybovat téměř v rozsahu napájecího. Aby byla splněna výše uvedená podmínka, musí platit $\frac{3}{2}|U_{\text{nap}}| = 450 \text{ V}$, tedy $U_{\text{nap}} = \pm 300 \text{ V}$, s rezervou tedy byla zvolena hodnota $\pm 270 \text{ V}$. Pro nízkonapětovou část obvodu (zpětnovazební rozdílový zesilovač resp. snímací přístrojový zesilovač a případné později doplněné obvody předzpracování signálu) je třeba symetrické napájení $\pm 15 \text{ V}$. Pro případně později doplněné řídicí obvody bude napájecí zdroj obsahovat rezervu pro doplnění napětí 5 V .

4.2.2 Koncepce zdroje

Pro zamezení rušivým vlivů spínaného zdroje bude použit transformátor na síťovou frekvenci se dvěma páry symetrických sekundárních vinutí a jedním nesymetrickým. Jejich napětí budou usměrněna, vyhlazena a stabilizována. Pro stabilizované napájecí napětí platí

$$U_{\text{nap}} = \sqrt{2}U_s - U_F - \frac{I_{\text{max}}}{fC_F} - U_{\text{drop}} \quad (4.2)$$

kde U_s je efektivní hodnota sekundárního vinutí síťového transformátoru, U_F je úbytek napětí na usměrňovači, I_{max} je nejvyšší uvažovaný proud (včetně spotřeby stabilizátoru), f frekvence tepavého napětí, C_F kapacita filtračního kondenzátoru a U_{drop} úbytek napětí na stabilizátoru.

Ve vysokonapětové větvi bude uvažován maximální proud $I_{\text{max}} = 40 \text{ mA}$. Úbytek napětí na stabilizátoru lze očekávat řádově do 20 V , na dvoucestném křemíkovém usměrňovači pak $1,5 \text{ V}$. Amplituda sekundárního napětí by neměla překročit maximální napětí běžně dostupných filtračních kondenzátorů, což je 450 V . Při uvážení $U_s = 250 \text{ V}$ a $U_F + U_{\text{drop}} < 25 \text{ V}$, $f = 100 \text{ Hz}$ vychází pro napájecí napětí 270 V kapacita filtrovacího kondenzátoru $9 \mu\text{F}$. Se značnou rezervou tedy bude použit kondenzátor o kapacitě $22 \mu\text{F}$.

V nízkonapětové větvi je požadován proud $I_{\text{max}} = 250 \text{ mA}$, aby bylo případně možné použít tento zdroj i pro napájení dodatečných vstupních obvodů (filtry atp.) obsahujících relé. Při $U_s = 15 \text{ V}$, $U_F = 1,4 \text{ V}$, $U_{\text{drop}} = 2 \text{ V}$ vychází hodnota filtrační kapacity na $890 \mu\text{F}$, bude tedy zvolen kondenzátor o kapacitě $2,2 \text{ mF}$.

4.2.3 Síťový transformátor

Síťový transformátor byl objednan jako zakázkový se sekundáry 2x250 V/40 mA, 2x15 V/400 mA a 7 V/1,5 A. Pro předpokládané proudy je transformátor mírně předdimenzovaný, aby vyhověl případným dodatečným nárokům a v provozu se příliš nehřál. Vinutí 7 V umožňuje napájení případných později požadovaných řídicích obvodů napětím 5 V.

4.2.4 Stabilizátor

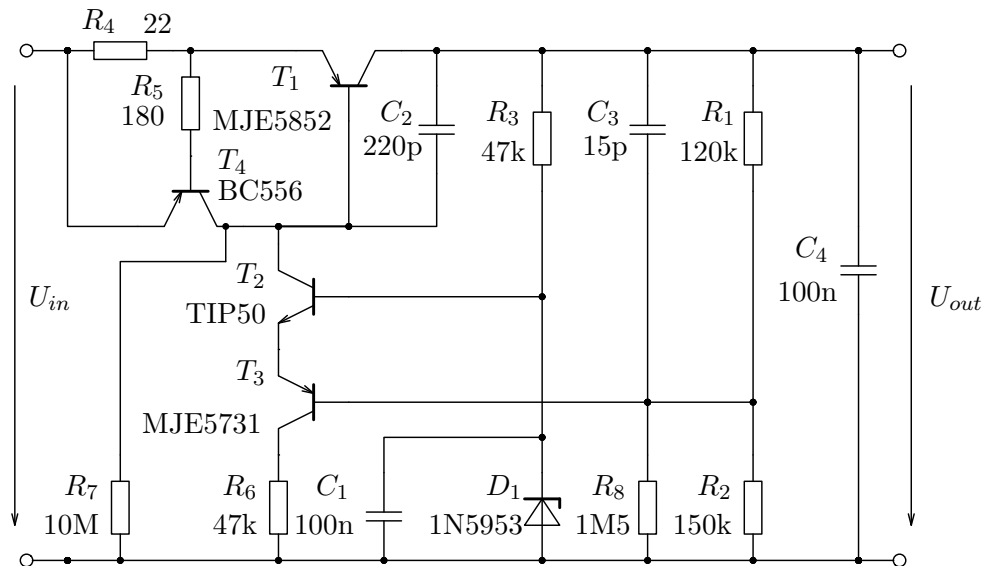
Vysokonapěťové stabilizátory pro napětí v řádu stovek voltů se běžně nevyrábějí, proto je třeba se poohlédnout po řešení diskretním. Jedno z možných zapojení využívající tranzistor v zapojení se společným emitorem [21] je na obrázku 4.4. Na emitoru tranzistoru T_2 je napětí $U_Z - 0,7\text{ V}$, kde U_Z je napětí Zenerovy diody D_1 . V ustáleném stavu je tedy na bázi T_3 napětí

$$U_Z - 1,4\text{ V} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{out} \quad (4.3)$$

tedy

$$U_{out} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_Z + 1,4\text{ V} \quad (4.4)$$

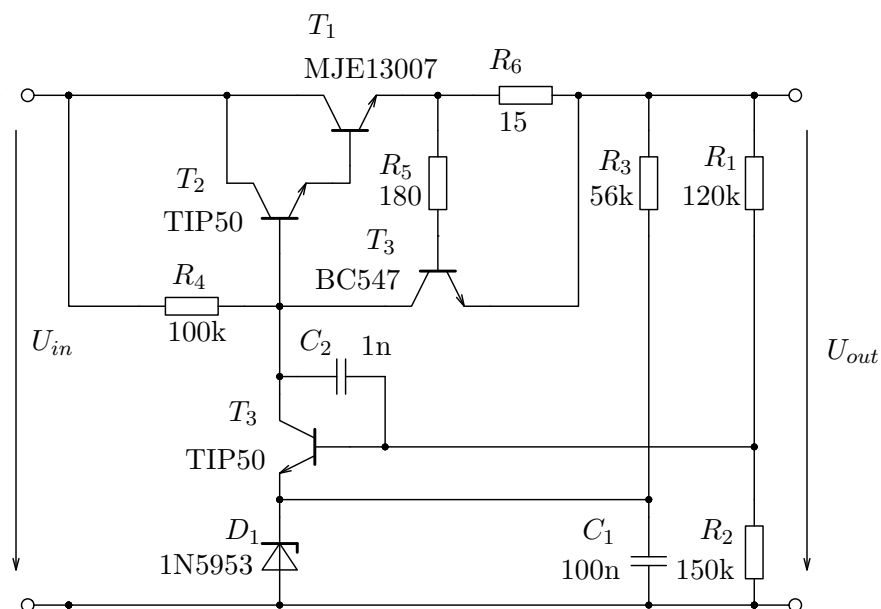
V případě zvýšení výstupního napětí nad tuto hodnotu se zvýší i napětí na bázi T_3 , tranzistor se začne zavírat a tím poklesne proud do báze T_1 . Následkem je snížení výstupního a tedy i napětí zpět na danou úroveň. Akční zásah při poklesu výstupního napětí je obdobný. Tranzistor T_4 omezuje maximální proud na přibližně 30 mA. Rezistor R_7 zajišťuje rozběhnutí stabilizátoru. Pro zápornou větev lze použít obdobného zapojení se zaměněním tranzistorů NPN za PNP a naopak a obrácením polarity diody.



Obrázek 4.4: Stabilizátor - zapojení se společným emitorem (kladná větev)

Praktické zkoušky s tímto zapojením ukázaly jeho nevhodnost pro použití v symetrickém zapojení. K rozběhnutí takto zapojeného stabilizátoru je zapotřebí, aby proud tekoucí rezistorem R_7 pootevřel tranzistor T_1 natolik, aby byl úbytek napětí na zátěži dostatečný k otevření tranzistorů T_2 a T_3 . To ovšem předpokládá zátěž připojenou k zemi. Je-li však zátěž (zde konkrétně napájení OZ) připojena mezi kladnou a zápornou výstupní svorku, nemusí k nastartování stabilizátoru vůbec dojít.

Proto byla zvolena varianta s tranzistorem v zapojení se společným kolektorem (obrázek 4.5). Toto zapojení nevyžaduje žádné zvláštní spuštění; pokud není na výstupu dostatečné napětí k otevření tranzistoru T_3 , pak veškerý proud tekoucí rezistorem R_4 teče do báze Darlingtonova zapojení $T_1 T_2$, čímž tranzistory plně otevřou, bez ohledu na druhou větev. Zenerova dioda D_1 je napájena ze stabilizovaného napětí proudem přibližně 2 mA, který může vzrůst na 2,5 mA při plném otevření tranzistoru T_3 [28] [29].

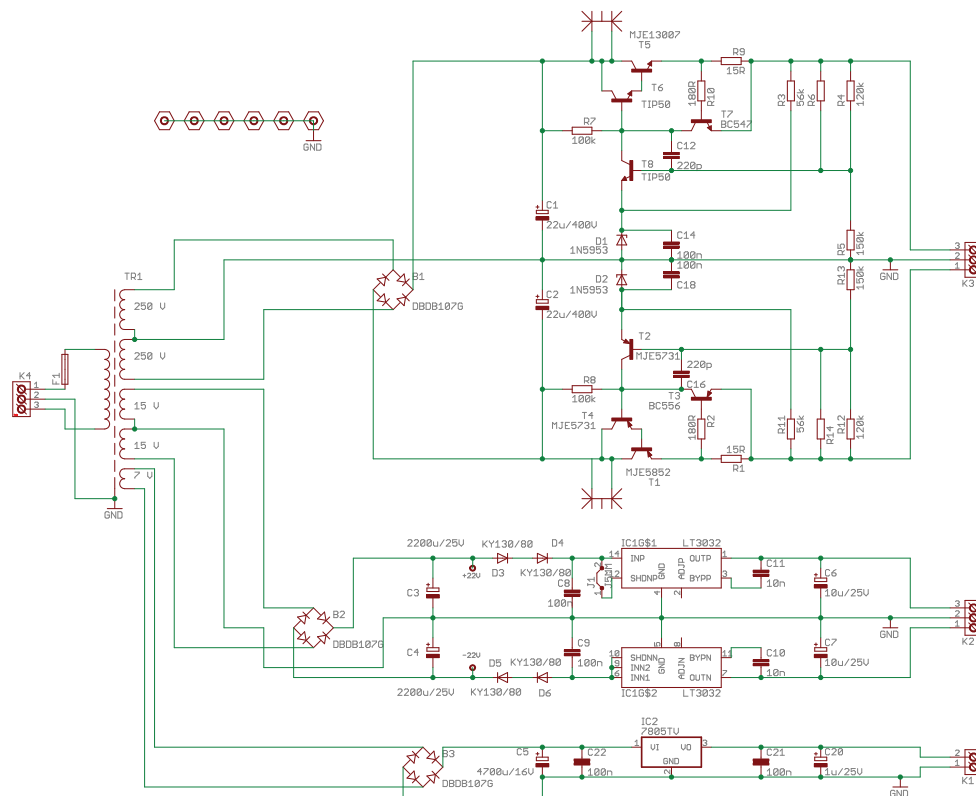


Obrázek 4.5: Stabilizátor - zapojení se společným kolektorem (kladná větev)

Pro nízkonapěťovou sekci byl použit precizní stabilizátor LT3032 [20]. Ten má sice maximální výstupní proud pouze 150 mA, ale napětí pro případná relé by stejně nemuselo být stabilizováno. Přitom jeho parametry, co se týká šumu, jsou vynikající.

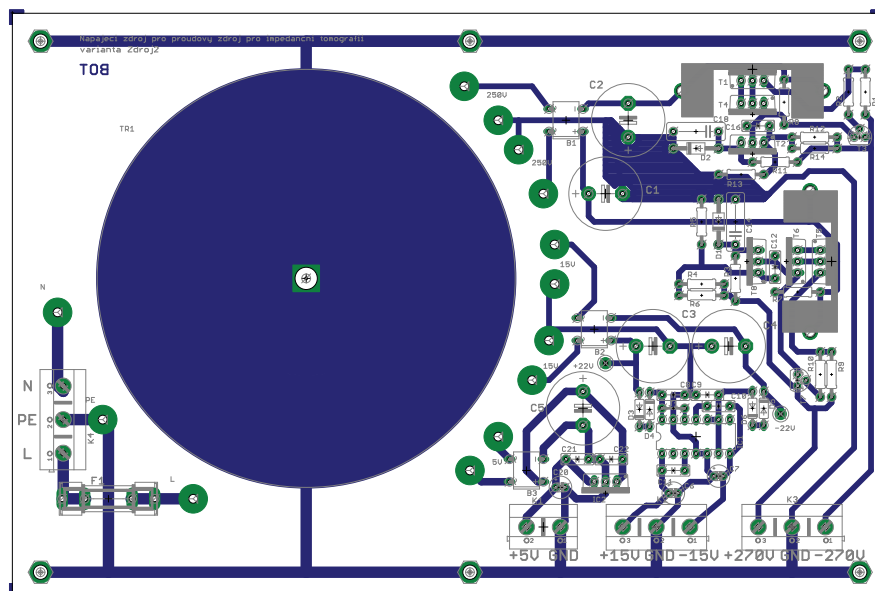
4.2.5 Deska napájecího zdroje

Deska napájecího zdroje obsahuje toroidní transformátor, usměrňovače a stabilizátory. Tvoří tak kompaktní celek, s nímž je možné pracovat při dalším vývoji i bez umístění do krabice. Schéma zapojení desky zdroje je na obrázku 4.6, rozmístění součástek na obrázku 4.7. Všechny součástky byly použity vývodové, s výjimkou stabilizátoru LT3032, který se vyrábí pouze v pouzdru



Obrázek 4.6: Schéma desky napájecího zdroje

DE14MA, jehož vývody jsou umístěny pod tělem součástky. Takovéto pouzdro je velmi obtížné ručně pájet, proto je tento obvod osazen na přechodku, která umožní zacházet s tímto obvodem, jako by byl umístěn v pouzdru DIL14. Diody $D_1 - D_4$ omezují vstupní napětí, které podle [20] nesmí překročit ± 20 V.



Obrázek 4.7: Rozmístění součástek na desce napájecího zdroje

Kapitola 5

Měření výsledných parametrů

5.1 Použité měřicí přístroje

Skutečné vlastnosti zapojení byly měřeny pomocí následujících přístrojů:

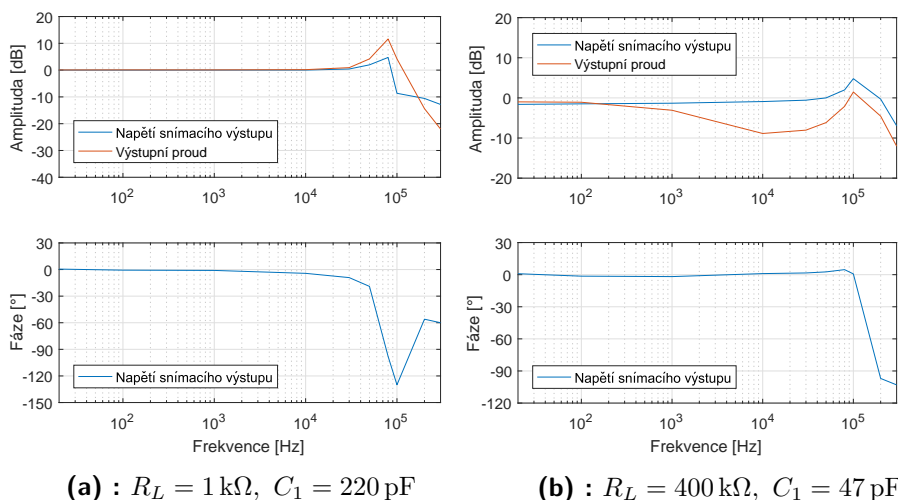
- Generátor Agilent 33120A, nestálost 10 ppm za 90 dnů, teplotní koeficient 2 ppm/°C, THD < 0,04 %, offset 2 mV [33]
- Multimetr Keithley 2000 pro měření amplitudy napětí snímacího výstupu, rozsah 10 V, chyba pro frekvence do 100 kHz nejvýše 0,6 % z údaje + 0,08 % z rozsahu, šířka pásma 3 Hz - 300 kHz [30]
- Multimetr Agilent 34410A pro měření výstupního proudu jako napětí na snímacím odporu. Vlastní měření proudu pomocí tohoto přístroje nemohlo být použito, protože přístroj měří střídavé proudy pouze do frekvence 10 kHz. Rozsahy 1 V a 10 V, chyba pro frekvence do 100 kHz nejvýše 0,4 % z údaje + 0,08 % z rozsahu, šířka pásma 3 Hz - 300 kHz. [31]
- Ruční multimetr FLUKE 189 pro orientační měření výstupního proudu [32]
- Odporová dekáda COSINUS R1-3000, tolerance ± 1 %
- Audioanalyzátor ROHDE&SCHWARZ 1146.2003.02 pro měření THD+N

5.2 Frekvenční charakteristiky

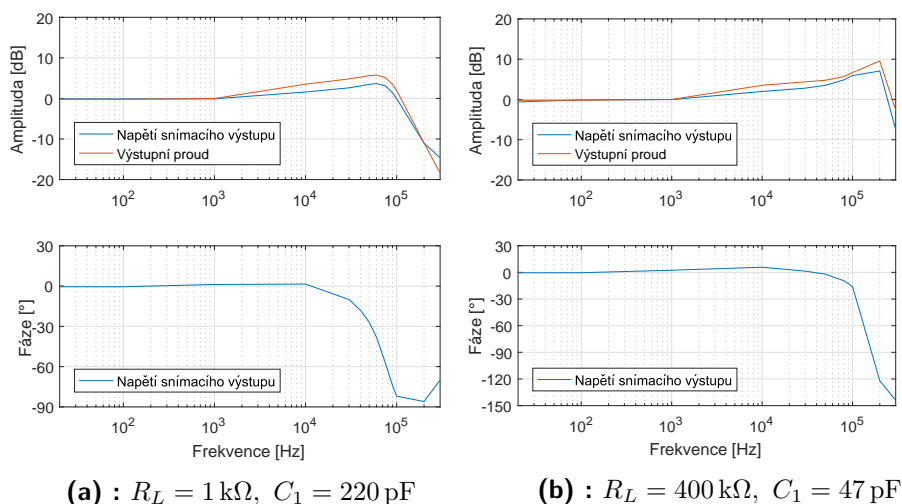
Pro všechny varianty zapojení ($Y_{tr} = 1000, 100, 10 \mu\text{A/V}$) byla měřena amplitudová frekvenční charakteristika výstupního proudu a amplitudová a frekvenční charakteristika snímacího výstupu.

Výsledné charakteristiky pro zátěž paralelní kombinací rezistoru $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ resp. $R_L = 400 \text{ k}\Omega$ a kondenzátoru $C_L = 1 \text{ pF}$ jsou zobrazeny na obrázcích 5.1, 5.2 a 5.3. Oproti předpokladu musel být pro zajištění stability obvodu pro zátěže s odporovou složkou v řádu stovek kiloohmů použit kondenzátor $C_1 = 47 \text{ pF}$ místo v simulaci použitého $C_1 = 2,2 \text{ pF}$, což se na frekvenčních

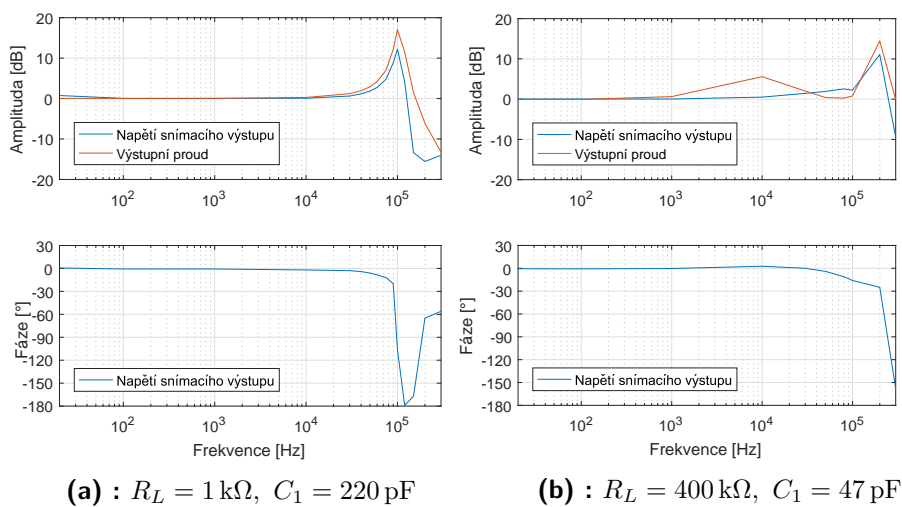
5. Měření výsledných parametrů



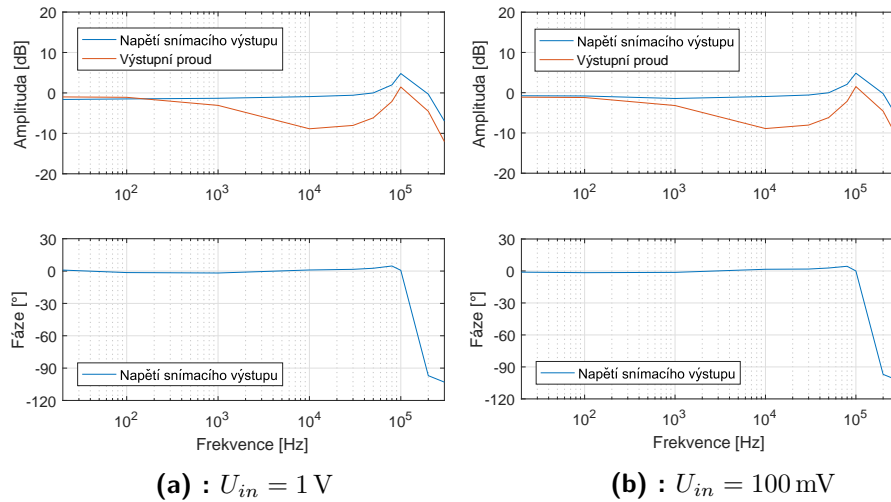
Obrázek 5.1: Frekvenční charakteristika při $Y_{tr} = 1 \text{ mA/V}$, $U_{in} = 1 \text{ V}$



Obrázek 5.2: Frekvenční charakteristika při $Y_{tr} = 100 \mu\text{A/V}$, $U_{in} = 1 \text{ V}$



Obrázek 5.3: Frekvenční charakteristika při $Y_{tr} = 100 \mu\text{A/V}$, $U_{in} = 1 \text{ V}$



Obrázek 5.4: Porovnání frekvenčních charakteristik při různých úrovních vstupního napětí, $Y_{tr} = 1 \text{ mA/V}$, $R_L = 400 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 47 \text{ pF}$

charakteristikách projevilo negativně. Zapojení se chová v souladu se simulací do frekvence přibližně 1 kHz, pro vyšší frekvence nastává nárůst nebo pokles modulové charakteristiky. Velký rozdíl měřených a simulovaných charakteristik byl patrně rovněž způsoben nedokonalostí modelu OZ PA94 použitého pro simulaci.

Obrázek 5.4 ukazuje, že úroveň vstupního signálu nemá na frekvenční charakteristiku podstatný vliv.

5.3 Výstupní impedance

Protože fáze výstupního proudu by byla jen obtížně měřitelná, byla skutečná hodnota výstupního proudu nahrazena jeho skutečnou amplitudou a fází napětí na snímacím výstupu. Měření bylo provedeno při vstupním napětí 1 V o frekvencích 1 kHz a 10 kHz a zátěžích $R_L = 10, 100, 250, 400 \text{ k}\Omega$, případně 4 M Ω , v paralelní kombinaci s kondenzátorem $C_L = 1 \text{ pF}$. Hodnoty pro sousední zátěže byly dosazeny do (1.2) a následně zprůměrovány. Výsledky měření shrnuje tabulka 5.1.

$Y_{tr} \left[\frac{\mu\text{A}}{\text{V}} \right]$	$ Z_i \text{ [M}\Omega\text{]}$		$\arg(Z_i) [^\circ]$	
	f=1 kHz	f=10 kHz	f=1 kHz	f=10 kHz
1000	1,2	0,7	-9,8	6,7
100	8,7	9	95	-179
10	17	27	163	98

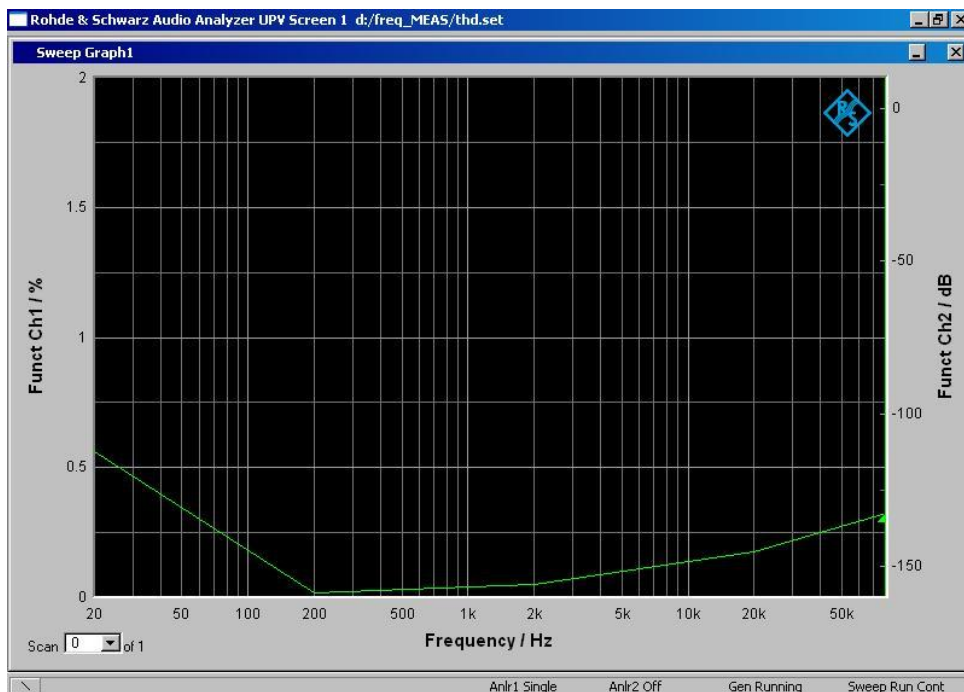
Tabulka 5.1: Výstupní impedance pro jednotlivé transkonduktance

Zatímco pro $Y_{tr} = 100$ a $10 \mu\text{A/V}$ bylo požadované výstupní impedance 5 M Ω dosaženo, pro $Y_{tr} = 1 \text{ mA/V}$ nikoliv.

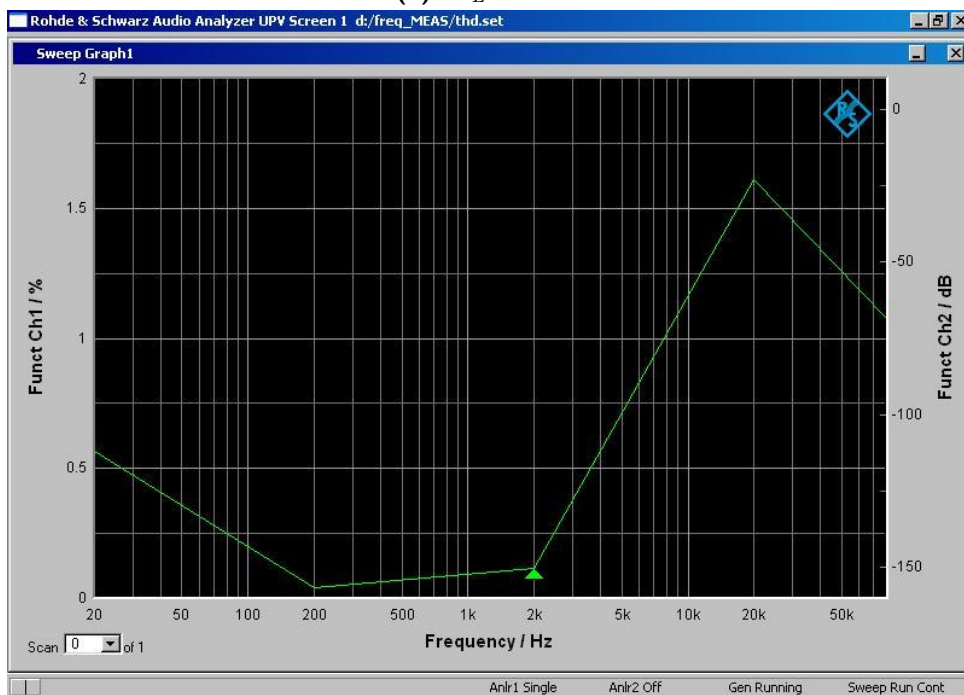
5.4 Harmonické zkreslení a šum

Bylo měřeno harmonické zkreslení a šum na frekvencích 20 Hz, 200 Hz, 2 kHz, 20 kHz a 80 kHz. Použitý audioanalyzátor obsahuje automaticky rozmítaný generátor s nejvyšší frekvencí 80 kHz, který byl připojen na vstup proudového zdroje. Maximální vstupní napětí analyzátorové části je 20 V a tedy nebylo možné přímo měřit výstupní proud. Bylo proto měřeno pouze zkreslení a šum (THD+N) snímacího výstupu při zátěži $R_L = 100 \text{ k}\Omega$, $C_L = 1 \text{ pF}$ a prouděch 1 mA a 3 mA při transkonduktanci $Y_{tr} = 1 \text{ mA/V}$. Za předpokladu linearity použitých rezistorů lze očekávat, že THD+N výstupního proudu nebude vyšší než THD+N snímacího výstupu. Výsledek měření je na obrázku 5.5

Při proudu 1 mA je pro všechny sledované frekvence zkreslení pod požadovanou hodnotou 1 %. Při proudu 3 mA do zátěže 100 k Ω by měla být amplituda výstupního napětí 424 V. V případě dokonalé symetrie by to znamenalo amplitudu 216 V na výstupech obou OZ, což je méně než výrobcem udávaný maximální rozkmit, který je v tomto případě 270 V-24 V=246 V [19]. Na vyšších frekvencích se nicméně už projevuje frekvenční závislost invertujícího zesilovače tvořeného OZ_2 , která vychýlí fázový rozdíl výstupů obou OZ z ideální hodnoty 180°, což zapříčiní saturaci OZ_1 a následně i OZ_2 a tedy i vyšší zkreslení výstupu.



(a) : $I_L = 1 \text{ mA}$



(b) : $I_L = 3 \text{ mA}$

Obrázek 5.5: Měření harmonického zkreslení a šum (THD+N)

Kapitola 6

Závěr

Byl navrhnut a sestaven prototyp proudového zdroje vybraný jako zapojení podle teoretického rozboru a simulací nejuvhodnější. Zdroj je schopen dodat do zátěže proud až 10 mA při frekvenci 1 kHz s maximálním rozkmitem výstupního napětí více než 400 V. Měření na tomto prototypu ukázala horší frekvenční závislost a nižší výstupní impedanci oproti simulaci. To je dáno jednak nutností použití vyšší kompenzační kapacity, aby bylo zapojení vůbec stabilní, a jednak nedokonalostí modelu použitého pro simulaci. Lze se domnívat, že model použitého operačního zesilovače obsahuje pouze póly, které se projeví v běžných zapojeních, pro něž je obvod určen (tedy zejména obyčejný invertující zesilovač), zatímco v modifikovaném Howlandově zapojení, které obsahuje poměrně netypickou zpětnou vazbu, se mohou projevit i póly další, v modelu neobsažené.

Protože budicí frekvence je předem známá, je možné zařízení zkalibrovat a při měření s frekvenční závislostí počítat. Větší problém představuje poměrně nízká výstupní impedance, jejíž vliv nelze při očekávaném použití eliminovat. Napětí snímacího výstupu, které mělo podle simulace věrně kopírovat proud tekoucí do zátěže, lze nakonec použít pouze jako orientační údaj.

S realizovaným prototypem zařízení budou provedena měření pokusných materiálových vzorků. V případě, že se ukáže, že vlastnosti zařízení pro daný účel nevyhovují, je možné dále rozpracovat jiné varianty, které byly při posuzování teoretických možností zprvu zavrženy. Jedná se zejména o zapojení s proudovými zrcadly. Díky tomu, že toto zapojení neobsahuje (s výjimkou relativně bezproblémového invertujícího zesilovače) zpětnou vazbu, je očekávatelné, že jeho frekvenční charakteristika bude lepší.



Literatura

- [1] HOLDER, David S. *Electrical Impedance Tomography: Methods, History and Applications*. Bristol; Philadelphia: CRC Press, 2004.
- [2] SARRIS, Apostolos. *Best practices of geoinformatic technologies for the mapping of archaeolandscape*. Oxford: Archaeopress Publishing Ltd, 2015.
- [3] BECK, M. S. a R. A. WILLIAMS. *Process Tomography: Principles, Techniques and Applications*, 1 edition. Oxford; Boston: Butterworth-Heinemann, 1995.
- [4] ATHANASOPOULOS, N., D. SIKOUTRIS, N. J. SIAKAVELLAS a V. KOSTOPOULOS. *Electrical resistivity prediction of dry carbon fiber media as a function of thickness and fiber volume fraction combining empirical and analytical formulas*. Composites Part B: Engineering, vol. 81, pp. 26–34, Nov. 2015.
- [5] BAUHOFFER, Wolfgang a Josef Z. KOVAC. *A review and analysis of electrical percolation in carbon nanotube polymer composites*. Composites Science and Technology, vol. 69, no. 10, pp. 1486–1498, Aug. 2009.
- [6] HEDVIG, P. *Dielectric Spectroscopy of Polymers*. New York: John Wiley & Sons Inc, 1977.
- [7] CAGÁN, J. *Hardware implementation of electrical resistance tomography for damage detection of carbon fibre-reinforced polymer composites*. Structural Health Monitoring, p. 1475921716666004, Sep. 2016.
- [8] TIETZE, Ulrich a Christoph SCHENK. *Electronic circuits: design and applications*. Berlin: Springer-Verlag, 1991. ISBN 3-540-50608-X.
- [9] HARRISON, Linden T. *Current sources & voltage references*. New York: Newnes, c2005.
- [10] MSK Products *Amplifiers: General Application Notes* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z http://www.mskennedy.com/products/Amplifiers?order=field_max_pos_supply_v_plus&sort=desc

- [11] Texas Instruments *Products for Power Op Amps* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z <http://www.ti.com/lscds/ti/amplifiers/op-amps/power-op-amps-products.page>
- [12] STMicroelectronics *Operational Amplifiers (Op Amps)* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z http://www.st.com/content/st_com/en/products/amplifiers-and-comparators/operational-amplifiers-op-amps.html?querycriteria=productId=SC61
- [13] Linear Technology *Operational Amplifiers (Op Amps)* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z [http://www.linear.com/parametric/Operational_Amplifiers_\(Op_Amps\)#!cols_1006,1030,1021,1023,1367,1012,1004,1005!s_1004,1!gtd_](http://www.linear.com/parametric/Operational_Amplifiers_(Op_Amps)#!cols_1006,1030,1021,1023,1367,1012,1004,1005!s_1004,1!gtd_)
- [14] Analog Devices *High Voltage Amplifiers $\geq 12V$* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z <http://www.analog.com/en/products/amplifiers/operational-amplifiers/high-voltage-amplifiers-greaterthanequalto-12v.html>
- [15] Texas Instruments *AMC1100 Fully-Differential Isolation Amplifier* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1100.pdf>
- [16] Analog Devices *120kHz Bandwidth, Low Distortion, Isolation Amplifier AD215* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD215.pdf>
- [17] Analog Devices *Very High Common-Mode Voltage Precision Difference Amplifier AD8479* [online][Cit. 2. 2. 2017] Dostupné z <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8479.PDF>
- [18] Analog Devices *High Common-Mode Voltage Difference Amplifier AD629* [online][Cit. 8. 3. 2017] Dostupné z <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD629.pdf>
- [19] APEX Microtechnology *High Voltage Power Operational Amplifiers PA94* [online][Cit. 17. 2. 2017] Dostupné z <https://www.apexanalog.com/resources/products/pa94u.pdf>
- [20] Linear Technology *LT3032 Series Dual 150mA Positive/Negative Low Noise Low Dropout Linear Regulator*[online][Cit. 8. 3. 2017] Dostupné z <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3032fe.pdf>
- [21] LEARNING ELECTRONICS *High-Voltage Regulator With Short Circuit Protection* [online][Cit. 8. 3. 2017] Dostupné z <http://www.learningelectronics.net/circuits/high-voltage-regulator-with-short.html>

- [22] Analog Devices *3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, Low Power Instrumentation Amplifier AD8421* [online][Cit. 10. 3. 2017] Dostupné z <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8421.pdf>
- [23] Analog Devices *High Voltage, Low Noise, Low Distortion, Unity-Gain Stable, High Speed Op Amp ADA4898-1/ADA4898-2* [online][Cit. 10. 3. 2017] Dostupné z http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4898-1_4898-2.pdf
- [24] Vishay Precision Group *When Small Isn't Better in Precision Resistor Applications* [online][Cit. 15. 3. 2017] Dostupné z http://www.vishaypg.com/docs/63520/FACTS_122.pdf
- [25] APEX Microtechnology *High Voltage Selector Matrix* [online][Cit. 27. 3. 2017] Dostupné z https://www.apexanalog.com/products/matrix_high-voltage.html
- [26] Texas Instruments *High Common-Mode Voltage Difference Amplifier INA149* [online][Cit. 27. 3. 2017] Dostupné z <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina149.pdf>
- [27] Analog Devices *Dual, 16 MHz, Rail-to-Rail FET Input Amplifier AD823* [online][Cit. 5. 5. 2017] Dostupné z <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD823.pdf>
- [28] Rod Elliott *Voltage & Current Regulators And How To Use Them* [online][Cit. 8. 5. 2017] Dostupné z <http://sound.whsites.net/articles/vi-regulators.html>
- [29] Radio Amateur Society of Norwich *Build A High Performance Voltage Regulator From Discrete Components* [online][Cit. 8. 5. 2017] Dostupné z <http://www.rason.org/Projects/discreg/discreg.htm>
- [30] Keithley *Model 2000 Multimeter User's Manual Rev. H / August 2003* [online][Cit. 13. 5. 2017] Dostupné z research.physics.illinois.edu/bezryadin/labprotocol/Keithley2000Manual.pdf
- [31] Agilent Technologies *Agilent 34410A/11A 6 1/2 Digit Multimeter (includes the L4411A 1U DMM) User's Guide* [online][Cit. 13. 5. 2017] Dostupné z http://www.sophphx.caltech.edu/Lab_Equipment/34410%20User%20Guide.pdf
- [32] FLUKE *Model 187 & 189 True RMS Multimeter Users Manual* [online][Cit. 13. 5. 2017] Dostupné z assets.fluke.com/manuals/187_189_umeng0200.pdf
- [33] Agilent Technologies *Agilent 33120A 15 MHz Function / Arbitrary Waveform Generator User's Guide* [online][Cit. 16. 5. 2017] Dostupné z https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/A11/6C0633120A_USERSGUIDE_ENGLISH.pdf?&cc=CZ&lc=eng