



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE PROUDU PRO INDUKTIVNÍ ZÁTĚŽ

THE DESIGN OF CURRENT POWER AMPLIFIER FOR INDUCTIVE LOAD

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Filip Nimrichter

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Zdeněk Roubal, Ph.D.

BRNO 2023

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Filip Nimrichter

ID: 211536

Ročník: 3

Akademický rok: 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Návrh výkonového zesilovače proudu pro induktivní zátěž

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s zdroji proudu a vyberte z nich takový, co bude spolehlivě pracovat pro čistě induktivní zátěž s kmitočtem do 10 kHz. Stabilitu zapojení ověřte v programu třídy Spice. Uvažte, že proudový zdroj bude budit nelineární magnetické jádro pro měření hysterezních smyček, proto by měl dodat minimálně 4 A.

Pro navržený proudový zdroj navrhnete desku plošných spojů a realizujte jej. Proměřte jeho vlastnosti do různých typů zátěže a ověřte, že nedochází k jeho kmitání, zákmitům na průběhu výstupního proudu a dalším nežádoucím jevům.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] DOSTÁL, Jiří. Operační zesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2005.
- [2] ALEXANDR, Krejčířík. Zdroje proudu. Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [3] SELF, Douglas. Audio Power Amplifier Design Handbook. 5th edition. Routledge, 2009.

Termín zadání: 6.2.2023

Termín odevzdání: 29.5.2023

Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Roubal, Ph.D.

doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá Howlandovým zdrojem proudu, který by měl pracovat s čistě induktivní zátěží do frekvence 10 kHz. Tento zdroj proudu bude budit cívku s nelineárním magnetickým jádrem, takže by měl dodat minimálně 4 A. Práce se soustředí na stabilizaci, praktický návrh a měření reálných vlastností Howlandova zdroje proudu. Stabilita byla ověřena v programu PSpice a Micro-Cap. Praktický návrh byl sestaven v programu EAGLE.

Klíčová slova

Zdroj proudu, Howlandův zdroj proudu, hysterezní smyčka, induktivní zátěž, stabilita, PSpice, Micro-Cap

Abstract

This bachelor thesis deals with Howland current source that should work with purely inductive loads up to 10 kHz. This current source will excite a coil with a nonlinear magnetic core, so it should deliver a current of at least 4 A. The main focus of the thesis is on the stabilization, practical design and measurement of real properties of the Howland current source. This stability has been verified in PSpice and Micro-Cap. The practical design was compiled in the program EAGLE.

Keywords

Current source, Howland current source, hysteresis loop, inductive load, stability, PSpice, Micro-Cap

Bibliografická citace

NIMRICHTER, Filip. Návrh výkonového zesilovače proudu pro induktivní zátěž [online]. Brno, 2023 [cit. 2023-05-28]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/151706>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Zdeněk Roubal.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Filip Nimrichter*

VUT ID studenta: *211536*

Typ práce: *Bakalářská práce*

Akademický rok: *2022/23*

Téma závěrečné práce: *Návrh výkonového zdroje proudu pro induktivní zátěž*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 28. května 2023

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Zdeňku Roubalovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 28. května 2023

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
SEZNAM TABULEK	10
ÚVOD	11
1. TEORIE	12
1.1 HYSTEREZNÍ SMYČKA A JEJÍ MĚŘENÍ	12
1.1.1 Základní fyzikální veličiny magnetického pole.....	12
1.1.2 Hysterezní smyčka.....	13
1.1.3 Měření hysterezní smyčky	14
1.2 PARAMETRY CÍVEK	16
1.2.1 Cívka ve stejnosměrném a střídavém obvodu	18
1.3 ZDROJE PROUDU.....	19
1.3.1 Ideální a reálný zdroj proudu	19
1.3.2 Řízené zdroje proudu	20
1.3.3 Základní zapojení zdroje proudu s operačním zesilovačem.....	20
1.4 HOWLANDŮV ZDROJ PROUDU	22
1.4.1 Stabilita Howlandova zdroje proudu	24
2. NÁVRH	25
2.1 BLOKOVÉ SCHÉMA	25
2.2 ZAPOJENÍ VYLEPŠENÉHO HOWLANDOVA ZDROJE PROUDU SE DVĚMA OPERAČNÍMI ZESILOVAČI..	26
2.3 VÝBĚR SOUČÁSTEK	26
2.3.1 Výběr výkonového OZ.....	27
2.3.2 Výběr OZ napětového sledovače.....	28
2.3.3 Rezistory.....	28
3. SIMULACE	31
3.1 KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY	32
3.2 ČASOVÉ CHARAKTERISTIKY	39
4. PRAKTICKÁ REALIZACE	44
4.1 CELKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ	44
4.2 LINEÁRNÍ REGULÁTOR PRO NAPÁJENÍ RELÉ.....	45
4.3 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE	45
4.4 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ (DPS)	46
4.5 VÝBĚR PŘÍSTROJOVÉ KRABICE	47
5. NAMĚŘENÉ HODNOTY	48
5.1 VÝSTUPNÍ IMPEDANCE	48
5.2 FREKVENČNÍ A FÁZOVÉ CHARAKTERISTIKY	49
5.3 MĚŘENÍ V ČASOVÉ OBLASTI	52
6. ZÁVĚR	57
LITERATURA	59
SEZNAM PŘÍLOH	63

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 Hysterezní smyčka [8].....	13
Obrázek 2 Měření hysterezní smyčky [17][16]	15
Obrázek 3 nelineární indukčnost cívky s feromagnetickým jádrem	16
Obrázek 4 Parametry nelineárního magnetického jádra v programu Mirco-Cap.....	17
Obrázek 5 Ideální zdroj proudu [11].....	19
Obrázek 6 Reálný zdroj proudu [11].....	19
Obrázek 7 Invertující napětím řízený zdroj proudu s OZ [27].....	20
Obrázek 8 Neinvertující napětím řízený zdroj proudu s OZ [11]	21
Obrázek 9 Howlandův zdroj proudu [13]	22
Obrázek 10 Vylepšený Howlandův zdroj proudu [13]	23
Obrázek 11 Vylepšený Howlandův zdroj proudu se dvěma OZ [13]	24
Obrázek 12 Blokové schéma Howlandova zdroje proudu [13]	24
Obrázek 13 Blokové schéma návrhu	25
Obrázek 14 Kompletní schéma Howlandova zdroje proudu s kompenzačními členy	26
Obrázek 15 Vnitřní uspořádání čipu OPA541BM [37]	27
Obrázek 16 Graf teplotní závislosti snímacích rezistorů[30].....	30
Obrázek 17 Kompletní schéma simulované v PSpice.....	32
Obrázek 18 zesílení a fáze výstupního proudu ku vstupnímu napětí nekompensovaného obvodu pro buzení Jha.....	32
Obrázek 19 Fáze uzavřené smyčky, zesílení otevřené smyčky a zesílení zpětnovazebního činitele $1/\beta$ nekompensovaného obvodu pro buzení Jha	33
Obrázek 20 zesílení a fáze výstupního proudu ku vstupnímu napětí kompenzovaného obvodu pro buzení Jha.....	33
Obrázek 21 Fáze uzavřené smyčky, zesílení otevřené smyčky a zesílení zpětnovazebního činitele $1/\beta$ kompenzovaného obvodu pro buzení Jha.....	34
Obrázek 22 zesílení a fáze výstupního proudu ku vstupnímu napětí kompenzovaného obvodu pro buzení malé cívky pro $R_S = 1 \Omega$	35
Obrázek 23 zesílení a fáze výstupního proudu ku vstupnímu napětí kompenzovaného obvodu pro buzení malé cívky pro $R_S = 10 \Omega$	35
Obrázek 24 Výstupní impedance bez uvažování tolerance rezistorů pro různé hodnoty R_S	36
Obrázek 25 Výstupní impedance s uvažováním tolerancí rezistorů při připojení rezistoru $R_S = 1 \Omega$	36
Obrázek 26 Výstupní impedance s uvažováním tolerancí rezistorů při připojení rezistoru $R_S = 10 \Omega$	37
Obrázek 27 Histogram kmitočtové závislosti výstupní impedance při 0,01 % toleranci rezistorů pro $R_S = 1 \Omega$	37
Obrázek 28 Histogram kmitočtové závislosti výstupní impedance při 0,01 % toleranci rezistorů pro $R_S = 10 \Omega$	38
Obrázek 29 Buzení Jha signálem s periodou 20 s.....	39
Obrázek 30 Buzení cívky 1 mH na kmitočtu 1 kHz	39
Obrázek 31 Buzení cívky 1 mH na kmitočtu 10 kHz	40
Obrázek 32 Časová analýza s nelineárním jádrem použitým v diplomové práci Víta Smejkal [26]	41
Obrázek 33 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 1 \Omega$	41
Obrázek 34 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 1 \Omega$	42
Obrázek 35 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 10 \Omega$	42
Obrázek 36 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 10 \Omega$	43
Obrázek 37 Celkové schéma zapojení v programu EAGLE.....	44
Obrázek 38 Napájení relé	45

Obrázek 39 Graf bezpečné provozní oblasti pro OPA541[21]	45
Obrázek 40 Navrhnuté DPS v programu EAGLE	47
Obrázek 41 Naměřená výstupní impedance.....	48
Obrázek 42 Schéma měření výstupní impedance pomocí proudové sondy připojené k osciloskopu a odporové dekády	49
Obrázek 43 Frekvenční a fázová charakteristika při zatížení rezistorem o odporu 47Ω	50
Obrázek 44 Frekvenční a fázová charakteristika v absolutní hodnotě při zatížení rezistorem o odporu 47Ω	50
Obrázek 45 Frekvenční a fázová charakteristika při zatížení lineární cívkou o indukčnosti 38 mH a odporu $23,5 \Omega$	51
Obrázek 46 Frekvenční a fázová charakteristika v absolutní hodnotě při zatížení lineární cívkou o indukčnosti 38 mH a odporu $23,5 \Omega$	51
Obrázek 47 Buzení lineární cívky při $R_S = 10 \Omega$	52
Obrázek 48 Buzení lineární cívky při $R_S = 10 \Omega$	53
Obrázek 49 Buzení lineární cívky při $R_S = 10 \Omega$	53
Obrázek 50 Buzení lineární cívky při $R_S = 10 \Omega$	54
Obrázek 51 Buzení lineární cívky při $R_S = 10 \Omega$	54
Obrázek 52 Buzení nelineární cívky při $R_S = 1 \Omega$	55
Obrázek 53 Buzení nelineární cívky při $R_S = 1 \Omega$	55
Obrázek 54 Buzení nelineární cívky při $R_S = 1 \Omega$	56
Obrázek 55 Buzení nelineární cívky při $R_S = 1 \Omega$	56

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 Popis parametrů nelineárního magnetického jádra v programu Micro-Cap	17
Tabulka 2 Porovnání jednotlivých výkonových OZ	27
Tabulka 3 Porovnání jednotlivých výkonových OZ	28
Tabulka 4 Parametry rezistorů	28
Tabulka 5 Parametry rezistoru R_{S1}	29
Tabulka 6 Parametry rezistoru R_{S2}	29
Tabulka 7 Parametry náhradních rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4	46
Tabulka 8 Použité přístroje při měření	48

ÚVOD

Výkonové zdroje proudu jsou zdroje, které dokáží dodávat jednotky ampér proudu nezávisle na zátěži, která je k nim připojena. Tyto zdroje se v jedné z aplikací používají pro buzení cívek, protože intenzita magnetického pole závisí na proudu procházejícím cívkou.

Aby bylo možné vytvářet potřebné modely hysterezních smyček magnetických materiálů pro programy třídy Spice, nebo pokročilejší simulační programy používající metodu konečných prvků (MKP), je nutné vzorky budit proudem definovaného průběhu. Zvláště je to nutné u často používaného Jiles – Athertonova modelu hysterezní smyčky, kde je nutné speciálně změřit takzvanou antihysterezní smyčku. [1][2][3] To vede k náročným požadavkům na stabilitu a přesnost použitého proudového zdroje. [4]

V praxi je důležité zjistit některé parametry feromagnetických materiálů pro vývoj různých zařízení využívajících magnetické síly. Tyto parametry, jako je například magnetická koercivita a remanence, jsou zjišťovány pomocí kvazistatické hysterezní smyčky, která je buzena proudem procházejícím cívkou s feromagnetickým materiálem. Kmitočet buzení je volen tak nízký, aby se neuplatňovaly vířivé proudy v měřeném vzorku. Jinou možností je volit pracovní kmitočet, na kterém bude materiál použit, a změřit jeho dynamickou hysterezní smyčku.

Cílem práce je navrhnout stabilní zdroj proudu pro induktivní zátěž s nelineárním feromagnetickým jádrem, který se používá především pro uzavřené vzorky tvaru toroidu a který bude stabilně pracovat do frekvence 10 kHz a zároveň bude schopen dodávat minimálně 4 A. V případě buzení magnetického J_{ha} pro otevřené vzorky je indukčnost vinutí téměř lineární vlivem vzduchové mezery a požadovaný kmitočet je nízký do 10 Hz.

V současné době na UTEE používané proudové zdroje využívající obvod TDA2030 nebo modifikované zapojení zesilovače TEXAN[5], [6] při vyšších kmitočtech vykazují nestabilitu při průchodu signálu nulou a jsou použitelné pouze pro velmi nízké kmitočty u měření kvazistatické hysterezní smyčky.

Tato bakalářská práce je rozdělena do pěti částí. První část se zabývá teorií hysterezních smyček a jejich měřením, parametry cívek, zdroji proudu a Howlandovým zdrojem proudu. Druhá část se zabývá teoretickým návrhem a simulacemi v programu PSpice a Micro-Cap, které se týkají měření stability a výstupních hodnot napětí, proudu a výstupní impedance Howlandova zdroje proudu. V třetí části jsou popsány simulace v programu PSpice a Micro-Cap, které se týkají měření stability a výstupních hodnot napětí, proudu a výstupní impedance. Čtvrtá část se zabývá praktickým návrhem DPS. V poslední části jsou popsány naměřené hodnoty funkčního Howlandova zdroje proudu.

1. TEORIE

1.1 Hysterezní smyčka a její měření

1.1.1 Základní fyzikální veličiny magnetického pole

Magnetický tok (Φ) – je skalární fyzikální veličina, která vyjadřuje počet indukčních siločar magnetického pole, které procházejí určitou plochou, kolmou na směr orientace siločar. Hlavní jednotkou je weber [Wb]. [7]

$$\phi = B \cdot S \quad [Wb; T, m^2] \quad (1)$$

Intenzita magnetického pole (H) – je vektorová fyzikální veličina, která vyjadřuje míru silových účinků magnetického pole v závislosti na faktorech, které toto pole vytvářejí, a nezávislé na prostředí, ve kterém je vytvořeno. Fyzikální jednotkou je ampér na metr [$A \cdot m^{-1}$]. [7]

$$H = \frac{I}{2\pi \cdot r} \quad [Am^{-1}; A, m] \quad (2)$$

Magnetická indukce (B) – je vektorová fyzikální veličina, která vyjadřuje míru silových účinků magnetického pole v závislosti na prostředí, ve kterém je vytvořeno. Fyzikální jednotkou je tesla [T]. [7]

$$B = \mu \cdot H \quad [T; Hm^{-1}, Am^{-1}] \quad (3)$$

Permeabilita neboli prostupnost prostředí (μ) – je skalární fyzikální veličina, která vyjadřuje magnetickou vodivost prostředí (tj. prostupnost pro magnetické pole), ve kterém je magnetické pole vytvářeno. Fyzikální jednotkou je henry na metr [Hm^{-1}]. [7]

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad [Hm^{-1}; Hm^{-1}, -] \quad (4)$$

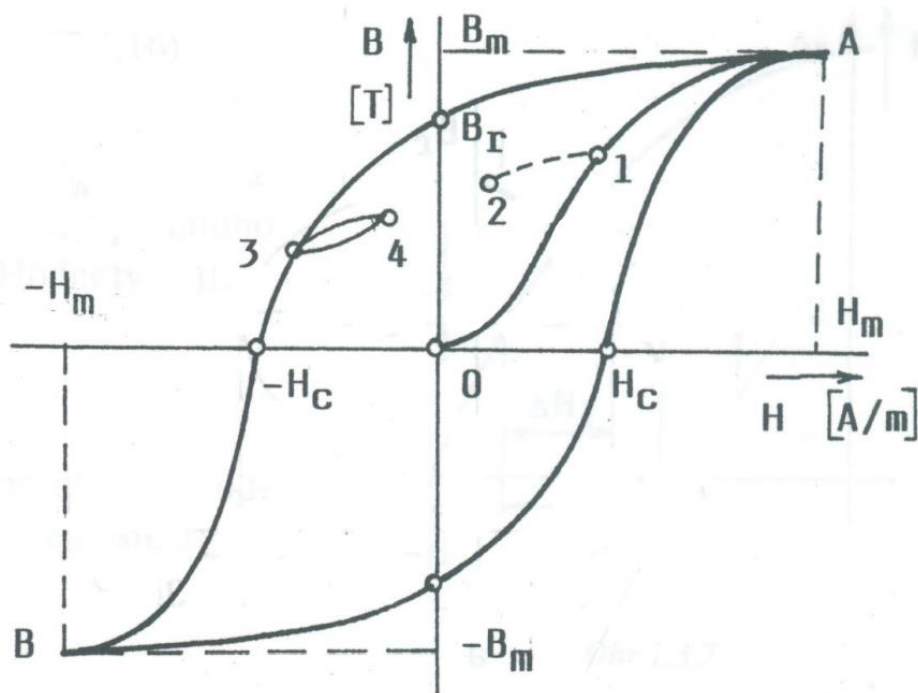
Permeabilita vakua neboli prostupnost vakua (μ_0) - je magnetická indukční konstanta vakua, což je skalární fyzikální veličina, která vyjadřuje magnetickou vodivost vakua (tj. prostupnost pro magnetické pole). Jednotkou je henry na metr [Hm^{-1}] a hodnota je $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} Hm^{-1}$. [7]

Relativní (poměrná) permeabilita (μ_r) – je skalární fyzikální veličina, která popisuje kolikrát je prostředí magneticky vodivější než vakuum. Tato veličina je bezrozměrná.[7]

1.1.2 Hysterezní smyčka

Kvazistatická hysterezní smyčka magnetického materiálu je uzavřená křivka vyjadřující závislost $B = f(H)$ při pomalých změnách H od $+H_m$ do $-H_m$ a zpět. Kde H_m je intenzita magnetického pole, která odpovídá bodu nasycení A. Neuplatňuje se zde ještě výrazně vliv vířivých proudů. [8]

Provedením jednoho cyklu magnetování získáme hysterezní smyčku, kde bod B_r představuje magnetickou remanenci materiálu (schopnost zachování magnetizace po tom, co na feromagnetický materiál přestane působit vnější magnetické pole) a bod H_C představuje magnetickou koercivitu materiálu (intenzita magnetického pole potřebná ke zrušení remanence). Tyto dvě magnetické veličiny jsou důležité při charakterizaci magnetických materiálů a jsou používány pro vývoj různých zařízení, které využívají magnetické síly. Tvar hysterezní smyčky je ovlivněn především chemickým složením a stavem krystalové mřížky materiálu, které souvisí se způsoby technologického zpracování, jako je např. válcování za studena nebo za tepla, žíhání nebo kalení.[8][9]



Obrázek 1 Hysterezní smyčka [8]

1.1.3 Měření hysterezní smyčky

Pro vykreslení hysterezní smyčky je potřeba kontinuálního měření hodnot B a H . K tomu můžeme využít digitální osciloskop nebo měřicí ústřednu s přenosem dat do PC (Obrázek 2). Měřené magnetické jádro má vinutí N_1 a N_2 , která se překrývají po celém obvodu magnetického jádra. Protéká-li vinutím N_1 střídavý proud, pak se na vinutí N_2 bude indukovat napětí, abychom mohli z tohoto napětí přímo určit indukci magnetického pole B , musíme toto napětí integrovat pomocí fluxmetru (integračního zesilovače).[16][17]

Hodnoty na ose x digitálního osciloskopu představují intenzitu magnetického toku H získané měřením napětí na bočnicku R_B , které je přímo úměrné proudu protékajícím vinutí N_1 .

$$H = \frac{N_1 \cdot i_1(t)}{l_{stř}} = \frac{N_1 \cdot u_4(t)}{l_{stř} \cdot R_B} \quad (5)$$

kde N_1 [-] je počet závitů, u_4 [V] napětí na bočnicku, R_B [Ω] hodnota odporu bočnicku a $l_{stř}$ [m] střední délka měřeného jádra.[16]

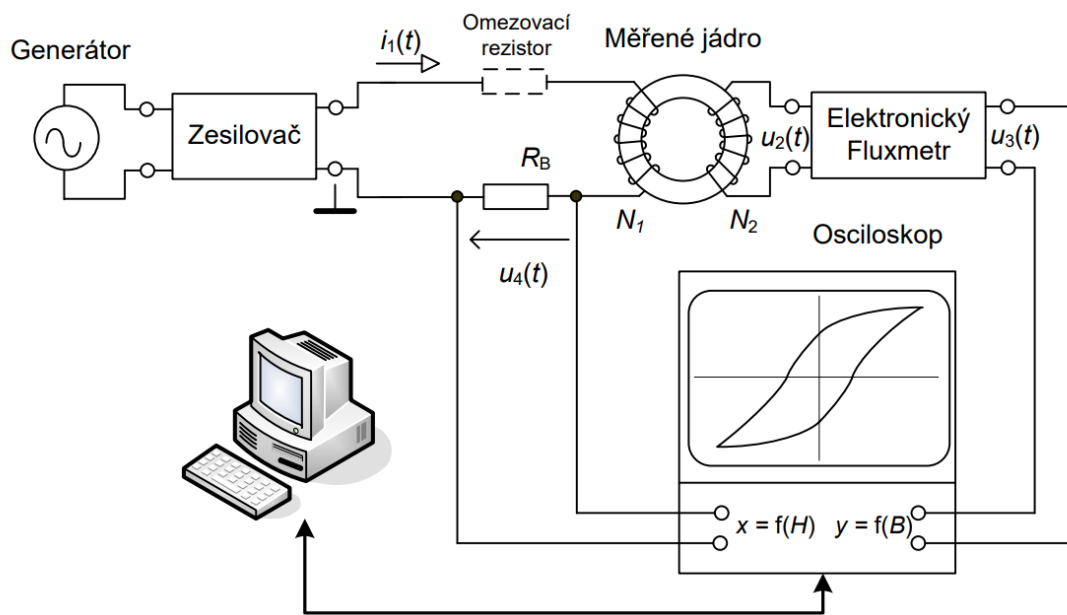
Hodnoty na ose y digitálního osciloskopu představují magnetickou indukci B získané měřením výstupního napětí fluxmetru připojeného na vinutí N_2 .

$$u_2(t) = N_2 \cdot S_Z \cdot \left(-\frac{dB}{dt}\right) \quad (6)$$

$$u_3(t) = \frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_2(t) dt = \frac{N_2 \cdot S_Z}{RC} \cdot B \Rightarrow B = \frac{u_3(t) \cdot RC}{N_2 \cdot S_Z} \quad (7)$$

kde RC [WbV^{-1}] je konstanta fluxmetru (integračního článku), N_2 [-] počet závitů, S_Z [m^2] činný průřez jádra a B [T] magnetická indukce v jádře.[16]

Tato naměřená data pak použijeme k vykreslení magnetické hysterezní smyčky, ze které můžeme vyčíst magnetickou remanenci a magnetickou koercivitu materiálu.



Obrázek 2 Měření hysterezní smyčky [17][16]

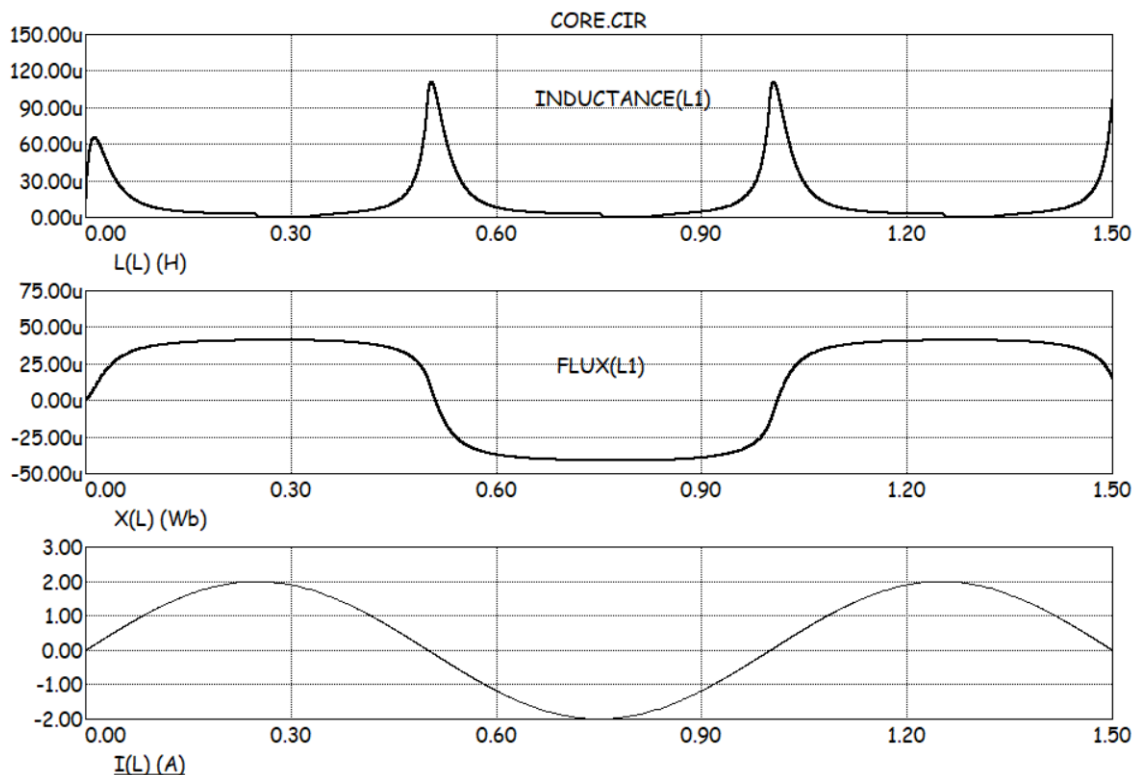
1.2 Parametry cívek

Cívka je zhotovena vinutím jedné nebo více vrstev izolovaného vodiče a její základní vlastností je indukčnost L , která vyjadřuje velikost magnetického toku kolem cívky při proudu 1 A procházejícím cívkou a jednotka je henry [H]

$$L = \frac{N \cdot d\Phi(i)}{di} \quad (8)$$

kde N [-] je počet závitů, Φ [Wb] magnetický tok jednoho závitu cívky a i [A] proud procházející cívkou.

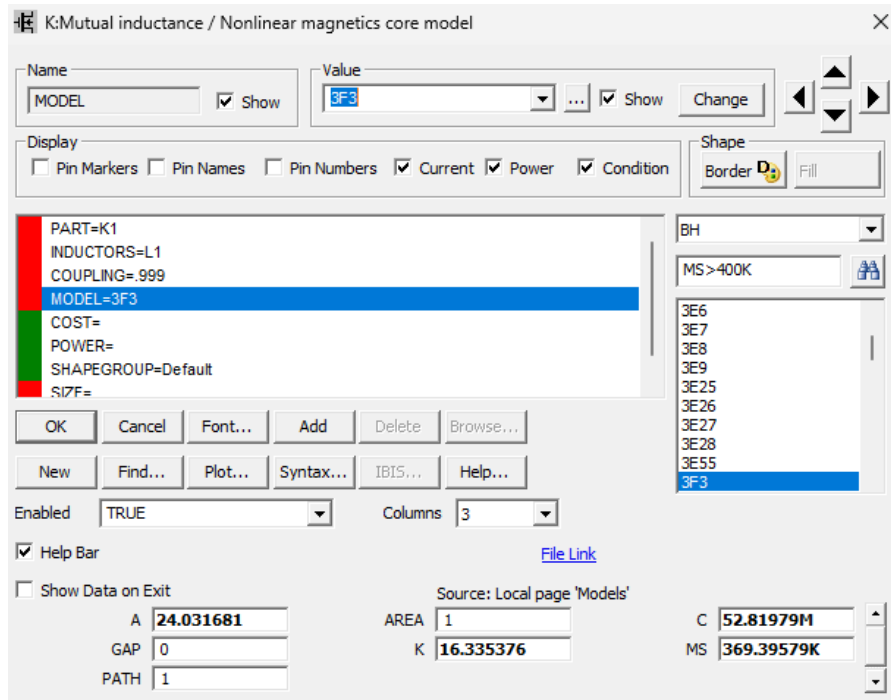
Pro cívku se vzduchovým jádrem je tato indukčnost konstantní, protože je magnetický tok lineárně závislý na proudu protékajícím cívkou. Ovšem pro tuto práci bude podstatná cívka s nelineárním magnetickým jádrem. Zde už závislost magnetického toku cívky na proudu není lineární.[10]



Obrázek 3 nelineární indukčnost cívky s feromagnetickým jádrem

V programu Micro-Cap byla nasimulována cívka s jedním závitům s nelineárním feromagnetickým jádrem 3F3. Z obrázku lze vyčíst, že indukčnost je největší při nulovém proudu a se zvětšováním proudu indukčnost klesá – nastává tzv. přesycení magnetického obvodu.[10] Simulace feromagnetického jádra je založena na Jilesově-Athertonově modelu, který popisuje, jak se chová magnetický materiál na doménové úrovni.[28]

Cívka je s jádrem provázána pomocí parametru „INDUCTORS“ a „COUPLING“.



Obrázek 4 Parametry nelineárního magnetického jádra v programu Mirco-Cap

Tabulka 1 Popis parametrů nelineárního magnetického jádra v programu Micro-Cap

Název	Popis	Jednotka
Area	Plocha jádra v příčném řezu	cm ²
Path	Střední délka magnetické dráhy	Cm
Gap	Efektivní délka vzduchové mezery	Cm
MS	Nasycení magnetické indukce	Am ⁻¹
A	Parametr tvaru hysterezní smyčky	Am ⁻¹
C	Konstanta ohybu doménových stěn	-
K	Konstanta zachování doménových stěn	-

Jelikož se v soustavě SI využívá pro magnetickou indukci jednotka Tesla, musíme proto parametry MS a A převést z Tesla na Am⁻¹. Jednotka 1 T se rovná 795774,7 Am⁻¹.

1.2.1 Cívka ve stejnosměrném a střídavém obvodu

Ve stejnosměrném obvodu se cívka chová pouze jako vodič (neuvažujeme přechodové děje), kolem kterého se vytvoří magnetické pole, a má reálný odpor R_L .

Ve střídavém obvodu se procházejícím proudem cívkou vytváří proměnné magnetické pole, které na cívce indukuje napětí. Toto indukované napětí působí proti změnám, které jej vyvolaly, a následkem toho vzniká reaktance X , která se u cívek nazývá indukčnost X_L . Proud procházející cívkou je tedy ovlivněn nejen reálným odporem cívky, ale i reaktancí, a jejich výsledným vektorovým součinem dostaneme celkovou impedanci cívky $Z_L = \sqrt{R_L^2 + X_L^2}$. Induktivní reaktance je přímo úměrná frekvenci střídavého proudu a indukčnosti cívky $X_L = 2\pi fL$. Cívka také způsobuje posun fáze proudu oproti napětí o 90° . [18]

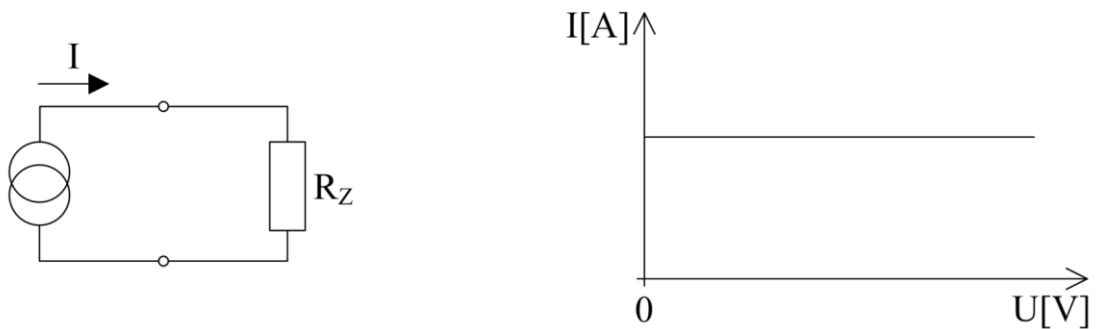
1.3 Zdroje proudu

Jsou-li zmíněny napájecí zdroje, většinou se tím myslí zdroje napětí, které jsou schopny zachovat svoje jmenovité napětí na výstupních svorkách při různých proudových zatíženích. Druhým typem jsou zdroje proudu, které se do zátěže snaží dodat konstantní hodnotu proudu při změně napětí na zátěži.

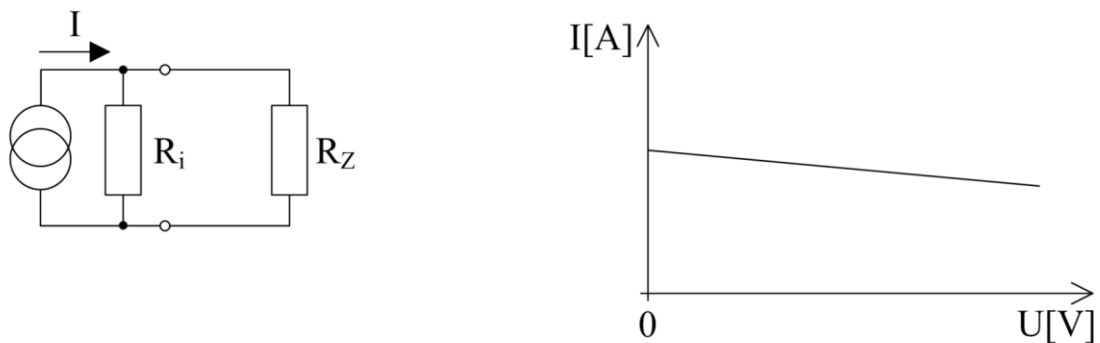
Zdroje proudu jsou uplatňovány v různých případech obvodového zapojení, jako například měřící technika, převodníky A/D a D/A, diferenciální zesilovače atd.[11]

1.3.1 Ideální a reálný zdroj proudu

Ideální zdroj proudu je zdroj, který dokáže do zátěže dodávat konstantní proud a není závislý na odporu zátěže (obrázek 5). Voltamperová charakteristika ideálního zdroje je konstantní. Takový zdroj v reálném světě neexistuje, a proto zakresluje paralelně se zdrojem proudu jeho vnitřní odpor R_i (obrázek 6). Tento odpor by měl nabývat vysoké hodnoty, aby na něm nevznikaly úbytky napětí a veškerý výkon zdroje byl dodáván do zátěže. Voltamperová charakteristika není konstantní, jelikož nejsme schopni dosáhnout nekonečného odporu R_i a s rostoucím napětím na zátěži se mění i proud zátěží.[11]



Obrázek 5 Ideální zdroj proudu [11]



Obrázek 6 Reálný zdroj proudu [11]

1.3.2 Řízené zdroje proudu

V předešlé kapitole byl popsán zdroj konstantního proudu, ovšem pro tuto práci budou podstatné zdroje proudu s možností nastavení výstupního proudu změnou hodnoty některé ze součástek, nejčastěji odporu. Takové zdroje rozdělujeme na:

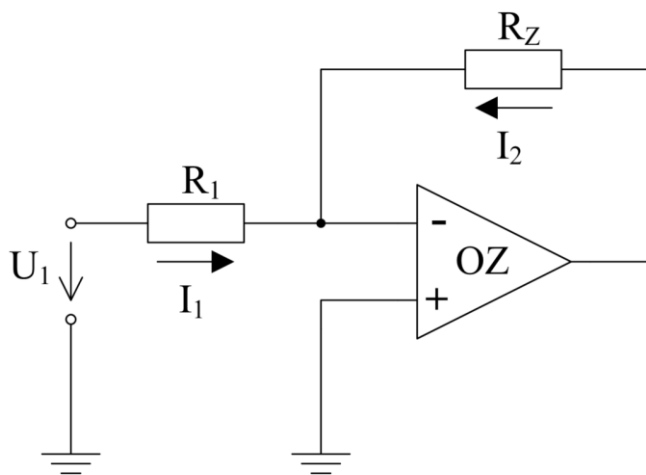
- a) Zdroje proudu řízené proudem – CCCS (Current-Controlled Current Source)
- b) Zdroje proudu řízené napětím – VCCS (Voltage-Controlled Current Source)[11]

1.3.3 Základní zapojení zdroje proudu s operačním zesilovačem

Invertující napětím řízený zdroj proudu s OZ (obrázek 7) má nevýhodu v tom, že vstupní zdroj napětí musí být schopen dodat proud tekoucí zátěží. Pro zjednodušení uvažujme, že je OZ ideální. Vstupní napětí se rovná úbytku napětí na R_1 . Tímto úbytkem je vyvolán výstupní proud OZ, ale opačné polarity nezávislí na odporu R_Z . [27]

$$I_2 = -I_1 = -\frac{U_1}{R_1} [A; U, \Omega] \quad (9)$$

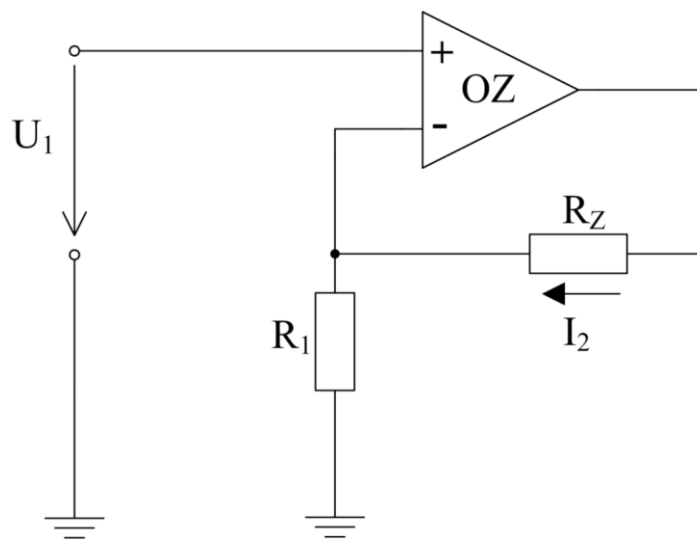
Protože není zátěž uzemněna ani jedním koncem, je tzv. plovoucí, může vzniknout problém při měření napětí na zátěži, zvláště při použití digitálního osciloskopu, který má jednotlivé vstupy navzájem propojené a uzemněné.



Obrázek 7 Invertující napětím řízený zdroj proudu s OZ [27]

Neinvertující napětím řízený zdroj proudu s OZ (obrázek 8). Toto zapojení je výhodnější v tom, že vstupní zdroj napětí nemusí dodávat proud tekoucí zátěží. Pro zjednodušení předpokládejme, že OZ je ideální, potom vstupní napětí U_1 se rovná úbytku napětí na R_1 . Tento úbytek napětí je vyvolán výstupním proudem OZ a je nezávislý na R_Z . Výstupní proud tedy nastavíme velikostí vstupního napětí U_1 . Jedná se tedy o zdroj proudu řízený napětím.[11]

$$I = \frac{U_1}{R_1} \text{ [A; U, } \Omega \text{]} \quad (10)$$



Obrázek 8 Neinvertující napětím řízený zdroj proudu s OZ [11]

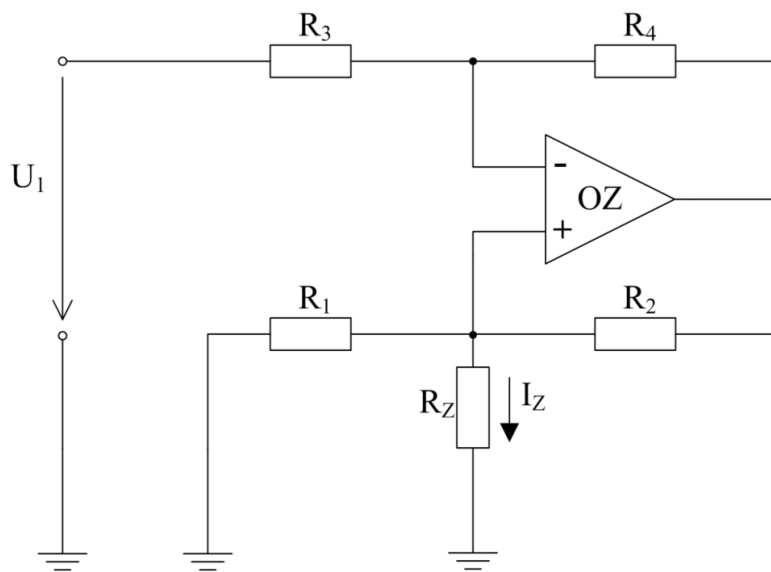
Existují i jiná zapojení zdrojů proudu, ale pro naši práci bude nejdůležitější Howlandův zdroj proudu, který je podrobněji rozebrán v následující kapitole.

1.4 Howlandův zdroj proudu

Howlandův zdroj proudu se používá pro uzemněnou zátěž a jeho zapojení (obrázek 9) má kladnou i zápornou zpětnou vazbu, což může vést k nestabilitě. Podmínkou nekonečné výstupní impedance je:

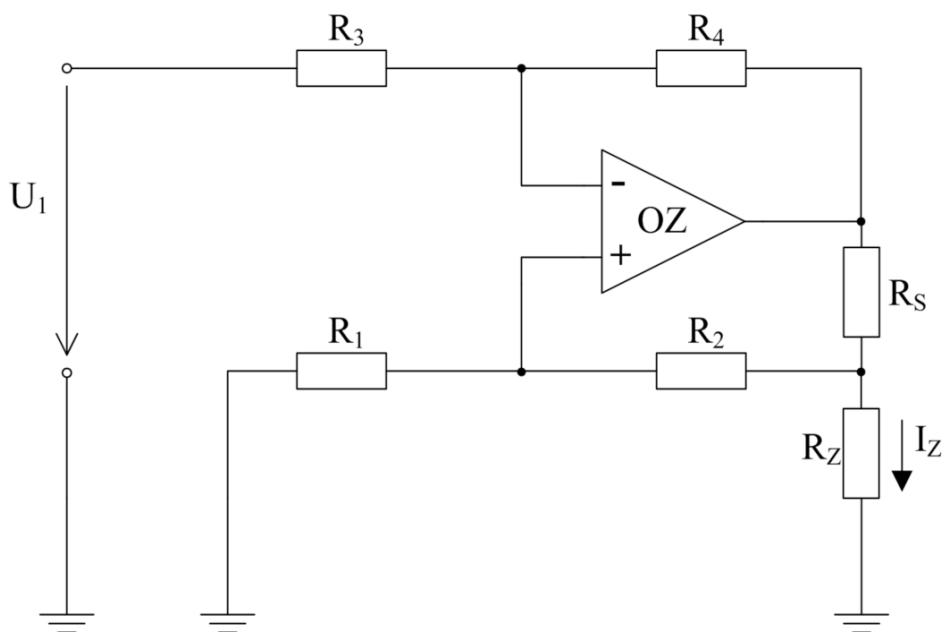
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad [\Omega] \quad (11)$$

Toto zapojení se nedá použít pro větší proudy, jelikož by na rezistoru R_2 vznikal velký úbytek napětí.[13]



Obrázek 9 Howlandův zdroj proudu [13]

Předešlé nevýhody základního zapojení Howlandova zdroje proudu řeší vylepšené zapojení tohoto zdroje (obrázek 10).



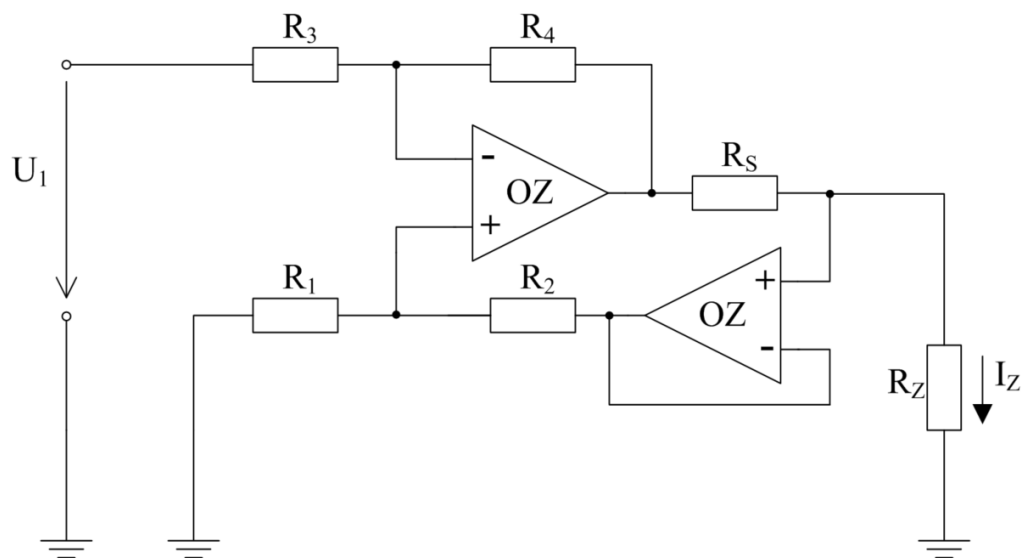
Obrázek 10 Vylepšený Howlandův zdroj proudu [13]

Zapojením zátěže mezi R_2 a R_S dosáhneme toho, že při větších proudech nebude vznikat velký úbytek napětí na R_S , protože jeho hodnota je v řádech ohmů. Podmínka pro nekonečnou výstupní impedanci je:

$$\frac{R_1}{R_2 + R_S} = \frac{R_3}{R_4} \quad [\Omega] \quad (12)$$

Pro zlepšení výstupní impedance můžeme do kladné zpětné vazby přidat napěťový sledovač (obrázek 11). Tím impedančně oddělíme R_S a podmínka se pro nekonečnou impedanci zjednoduší jako v základním zapojení rovnice (11). V tomto zapojení se dvěma OZ můžeme libovolně měnit R_S a tím řídit rozsah výstupního proudu. Výstupní proud se počítá podle rovnice (13).[12][13]

$$I_L = \frac{R_4 \cdot U_1}{R_3 \cdot R_S} \quad [A; \Omega, U] \quad (13)$$

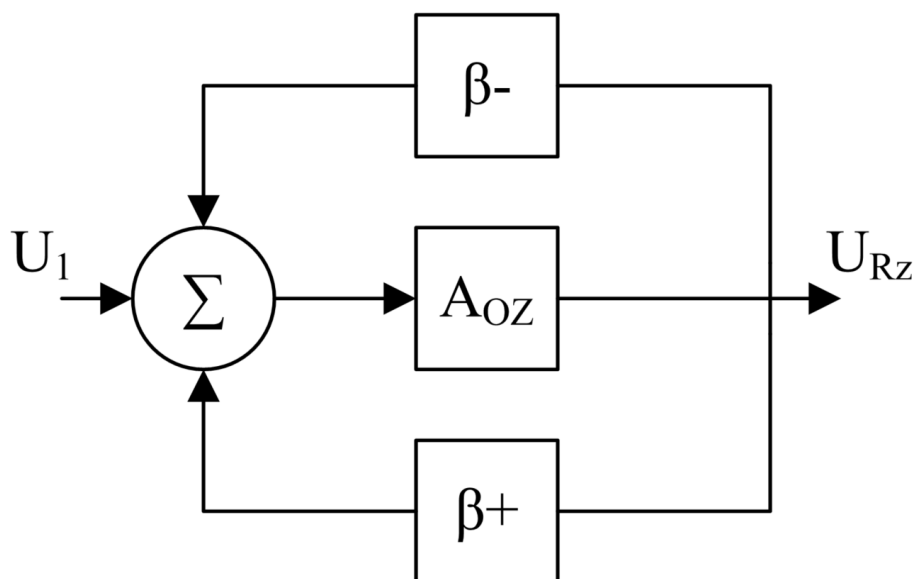


Obrázek 11 Vylepšený Howlandův zdroj proudu se dvěma OZ [13]

1.4.1 Stabilita Howlandova zdroje proudu

Jelikož má Howlandův zdroj proudu kladnou i zápornou zpětnou vazbu, může být náchylný k oscilacím. Hlavní podmínkou pro stabilitu je, aby byl zpětnovazební činitel záporné zpětné vazby větší než zpětnovazební činitel kladné vazby podle vztahu (14). [13]

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{(\beta -) - (\beta +)} \quad [-] \quad (14)$$



Obrázek 12 Blokové schéma Howlandova zdroje proudu [13]

2. NÁVRH

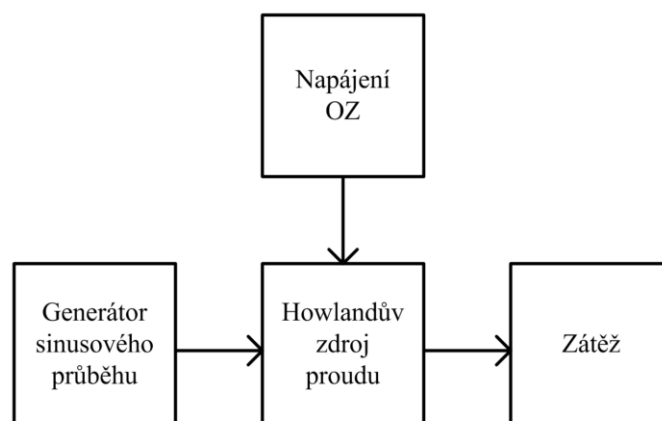
Pro měření hysterezní smyčky cívky s nelineárním jádrem je potřebný zdroj proudu, který bude stabilně dodávat proud, a proto by jeho požadované parametry měly být:

- Proud dodávaný do zátěže minimálně 4 A
- Stabilita pro induktivní zátěž
- Pracovní frekvence do 10 kHz

Z prozkoumaných zdrojů proudu byl vybrán vylepšený Howlandův zdroj proudu se dvěma operačními zesilovači kvůli jeho jednoduchosti a funkčnosti. Při použití výkonového OZ je schopen dodávat potřebný proud při požadovaných frekvencích.

2.1 Blokové schéma

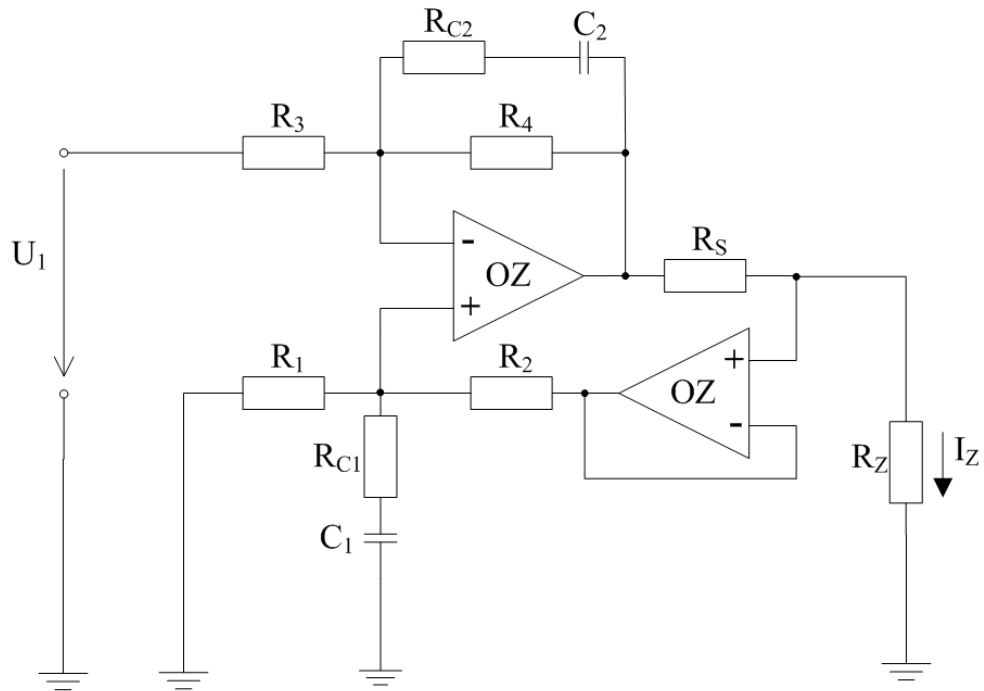
Na obrázku 12 je blokové schéma návrhu se znázorněnými základními částmi. Napájení OZ bude samostatný zdroj. Howlandův zdroj proudu bude buzen externím generátorem sinusového průběhu. Jako napájení bude použit externí stabilizovaný napájecí zdroj schopný dodat napětí 40 V a proud 10 A.



Obrázek 13 Blokové schéma návrhu

2.2 Zapojení vylepšeného Howlandova zdroje proudu se dvěma operačními zesilovači

Zapojení vylepšeného Howlandova zdroje proudu se dvěma OZ bylo doplněno o kompenzační RC členy, kvůli jeho náchylnosti k nestabilitě.[14] Podrobnější informace o těchto RC členech jsou uvedeny v kapitole „Simulace“. Výhodou zapojení je i možnost využití čtyřvodičového snímacího rezistoru R_S .



Obrázek 14 Kompletní schéma Howlandova zdroje proudu s kompenzačními členy

2.3 Výběr součástek

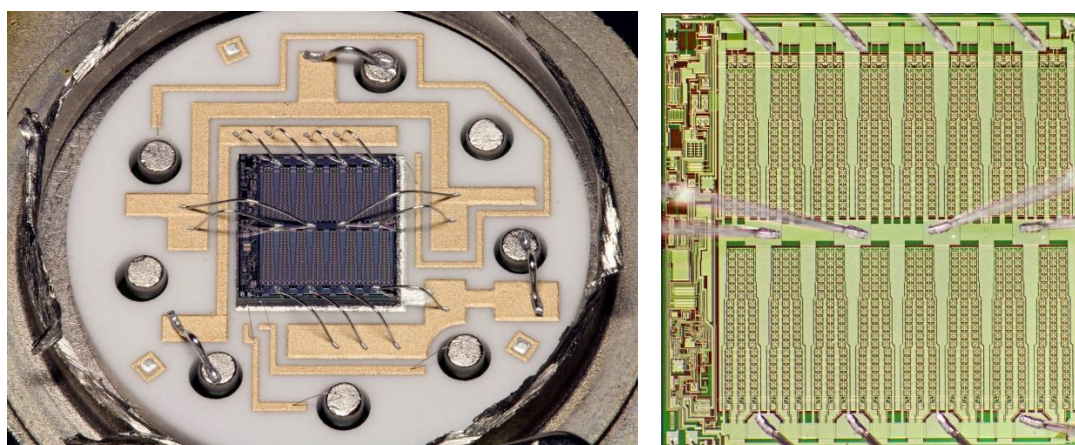
Součástky byly vybrány tak, aby byl obvod dostatečně naddimenzovaný pro stabilní a kvalitní chod v plném proudovém rozsahu. Nejdůležitějšími parametry pro výběr OZ jsou napěťový offset, CMRR (common mode rejection ratio – poměr rozdílového zesílení ku zesílení společných signálů na vstupu OZ), rozsah napájecího pracovního napětí a šířka pásma. Pro napěťový sledovač je hlavním parametrem, aby byl stabilní při jednotkovém zesílení.

2.3.1 Výběr výkonového OZ

Tabulka 2 Porovnání jednotlivých výkonových OZ

	OPA541 [21][37]	OPA549 [21]	OPA544 [22]	PA13A[32]
Napětový offset	max. 1 mV typicky 0,1 mV	max. 5 mV typicky 1 mV	max. 5 mV typicky 1 mV	max. 4 mV typicky 1 mV
Šířka pásma	1,6 MHz	0,9 MHz	1,4 MHz	4 MHz
Rychlost přeběhu	10 V/ μ s	9 V/ μ s	8 V/ μ s	4 V/ μ s
Doba ustálení na 0,1 %	2 μ s	20 μ s	25 μ s	2 μ s
Napájecí napětí	\pm 35 V	\pm 30 V	\pm 35 V	\pm 45 V
CMRR	113 dB	95 dB	106 dB	100 dB
Výstupní proud	10 A	8 A	4 A	15 A

Z nabízených výkonových zesilovačů byl vybrán OPA541, protože disponuje nejlepšími parametry pro naši aplikaci zdroje proudu. Rozhodující je jeho velmi malý napětový offset zajišťující správné proudové buzení zkoušeného vzorku. Z porovnávaných typů má také nejlepší CMRR, dobu ustálení a rychlost přeběhu SR. Z vyráběných variant má nejmenší offset vstupního napětí již neperspektivní varianta OPA541BM v pouzdře TO-3 na beryliové keramice (podrobně popsána na webu Richi's Lab [37]), ale kvůli snadnějšímu upevnění na chladič a dostupnosti u prodejců byla vybrána varianta OPA541AP v plastovém pouzdře, která má také menší udávaný tepelný odpor pouzdra.



Obrázek 15 Vnitřní uspořádání čipu OPA541BM [37]

2.3.2 Výběr OZ napěťového sledovače

Tabulka 3 Porovnání jednotlivých výkonových OZ

	OPA593 [25]	OPA27 [23]	OPA455 [25]	LTC6090[36]
Napěťový offset	max. 100 μ V typicky 20 μ V	max. 100 μ V typicky 25 μ V	Max. 3,4 mV typicky 0,2 mV	max. 1 mV typicky 330 μ V
Šířka pásma	10 MHz	8 MHz	6.5 MHz	12MHz
Rychlost přeběhu	45 V/ μ s	1,9 V/ μ s	32 V/ μ s	21 V/ μ s
Doba ustálení na 0,1 %	2,9 μ s	25 μ s	5,2 μ s	2 μ s
Napájecí napětí	\pm 42,5 V	\pm 22 V	\pm 75 V	\pm 70 V
CMRR	140 dB	122 dB	128 dB	140 dB
Vstupní klidový proud	Max. 10 pA Typicky 1 pA	Max. 80 nA Typicky 15 pA	Max. 100 pA Typicky 30 pA	Max. 120 pA Typicky 0,5 pA

Jako napěťový sledovač byl vybrán OPA593, protože je stabilní při jednotkovém zesílení a má dostatečný rozsah napětí. Zajišťuje nám dostatečně malý napěťový offset při nízkém vstupním klidovém proudu, který neovlivňuje dodávaný proud do zátěže ani při velmi nízkých výstupních proudech. Bohužel není zatím k dostání v prodeji, ale dají se sehnat vzorky obvodu od výrobce Texas instrument.

2.3.3 Rezistory

Hodnoty rezistorů byly zvoleny podle dostupných rezistorových sítí, tj. $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ a $R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$. Rezistory by měly mít co nejmenší toleranci, aby bylo dosaženo co nejvyšší impedance, která vychází z rovnice (11). Proto byly zvoleny precizní rezistory s kovovou folií a tolerancí 0,01 % od firmy Vishay. Tyto rezistory jsou po dvojici v jednom pouzdře, aby jejich teplota byla stejná a tím se stejně měnil jejich odpor.

Tabulka 4 Parametry rezistorů

	R_1 až R_4
Název	Y0006V0001TT9L[29]
Odpor	10 k Ω
Tolerance	0,01 %
Výkon	100 mW
Teplotní koeficient	$\pm 2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

Rezistor R_S bude v obvodu dvakrát, a to z důvodů přepínání rozsahu výstupního proudu a také kvůli vyšší výstupní impedanci a stabilitě na vyšších kmitočtech. Jeho hodnota se bude přepínat pomocí relé. Při buzení I_{ha} bude mít malou hodnotu odporu, jelikož by na něm vznikaly velké úbytky výkonu z rovnice (15). Při buzení malé cívky bude stačit menší proud, který bude mít vyšší frekvenci. Proto byl vybrán rezistor 1Ω a 10Ω od firmy Powertron a Vishay. Rezistory by měli mít kovovou vrstvu, zajišťující minimální šum a vynikající stabilitu [39]. I když se běžně u rezistoru udává jejich lineární teplotní koeficient, jejich teplotní závislost odporu má tvar paraboly s vrcholem v okolí laboratorní teploty $25 \text{ }^\circ\text{C}$, což je velmi výhodné v provozu (obrázek 14). Z charakteristiky vyplývá, že by neměla být překročena hodnota $85 \text{ }^\circ\text{C}$ na chladiči.

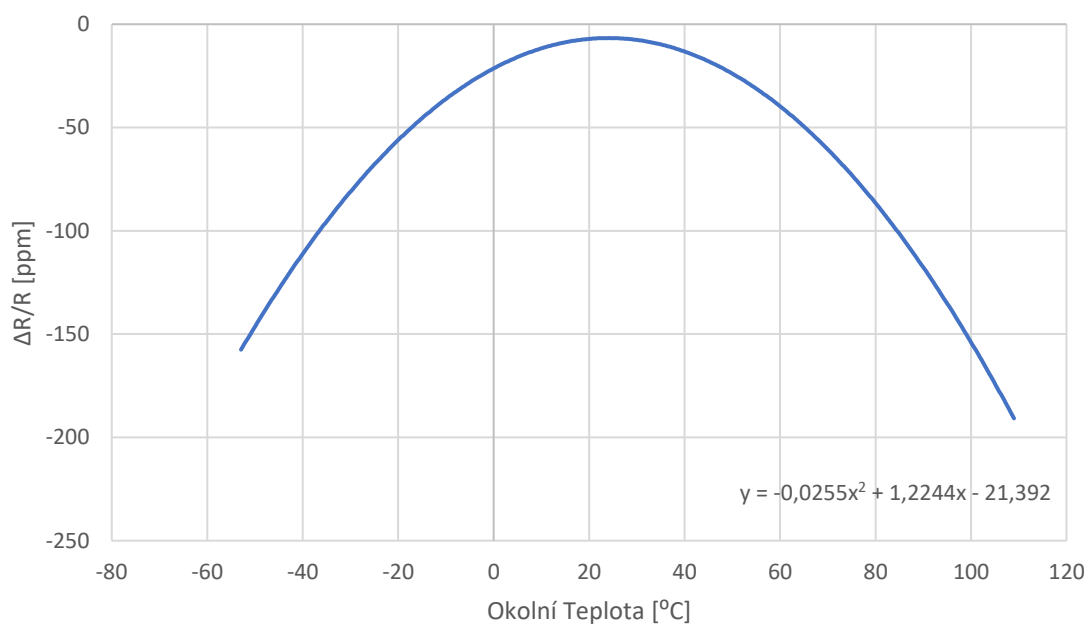
Tabulka 5 Parametry rezistoru R_{S1}

	R_{S1}
Název	USR 4-4020 1R000[30]
Odpor	1Ω
Tolerance	1 %
Výkon	30 W
Teplotní koeficient	$\pm 3 \text{ ppm/K}$

Tabulka 6 Parametry rezistoru R_{S2}

	R_{S10}
Název	Y092610R0000T9L[31]
Odpor	10Ω
Tolerance	0,01 %
Výkon	8 W
Teplotní koeficient	$\pm 5 \text{ ppm/K}$

$$P_{R_S} = I_{R_S}^2 \cdot R_S [W; A, \Omega] \quad (15)$$



Obrázek 16 Graf teplotní závislosti snímacích rezistorů[30]

3. SIMULACE

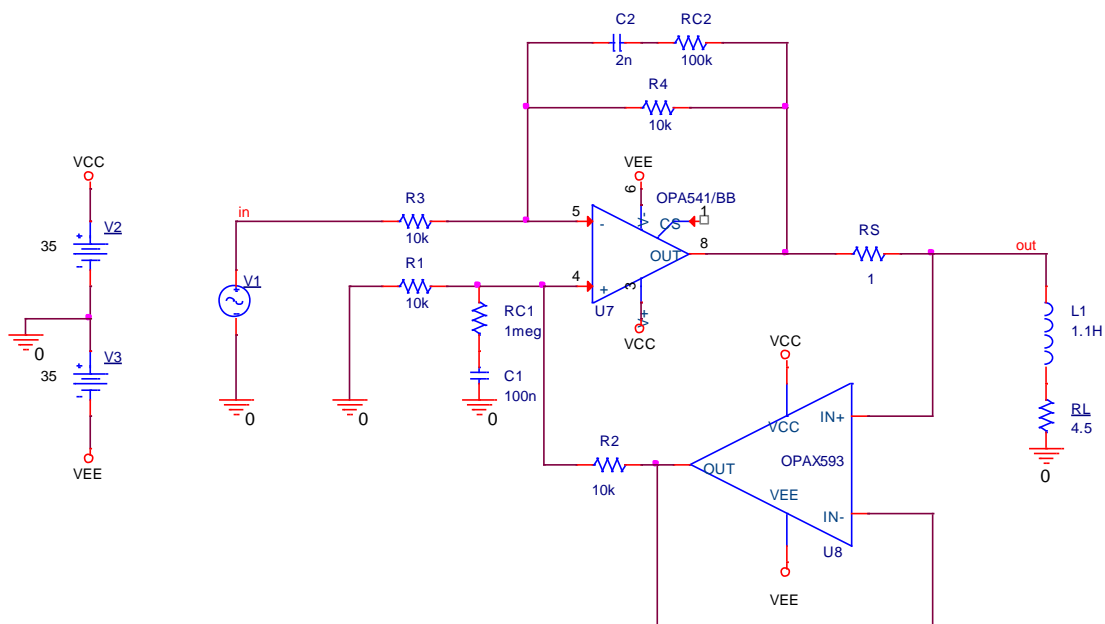
Simulace byly prováděny v programech PSpice a Micro-Cap na navrženém zdroji proudu s induktivní zátěží. Obvod byl analyzován v kmitočtové a časové oblasti.

Hlavním problémem Howlandova zroje proudu je jeho stabilita, proto se tato kapitola bude zabývat návrhem korekčních členů pro stabilní chod zdroje. Stabilita vychází z Bodeho kritéria, které nám říká, že obvod je stabilní, pokud v průsečíku převrácené hodnoty zpětnovazebního členu $1/\beta$ a zesílení otevřené smyčky A_0 je rychlost přiblížení těchto dvou křivek menší než 30 dB/dek. Fázová bezpečnost PM (Phase Margin) se pak odčítá v tomto průsečíku jako fáze uzavřené smyčky zpětné vazby a měla by být větší než 60° . Připojením indukčnosti v sérii s reálným odporem cívky vytvoříme ve zpětné vazbě dolní propust 1. řádu, tedy za 1. pólem bude charakteristika převrácené hodnoty zpětnovazebního členu stoupat 20 dB/dek a protne se s křivkou otevřené smyčky při rychlosti přiblížení 40 dB/dek, což způsobí nestabilitu zesilovače.[19][20]

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{L}{R_L + R_S}} \quad (16)$$

kde L [H] je indukčnost, R_L [Ω] reálný odpor cívky a R_S [Ω] snímací odpor.

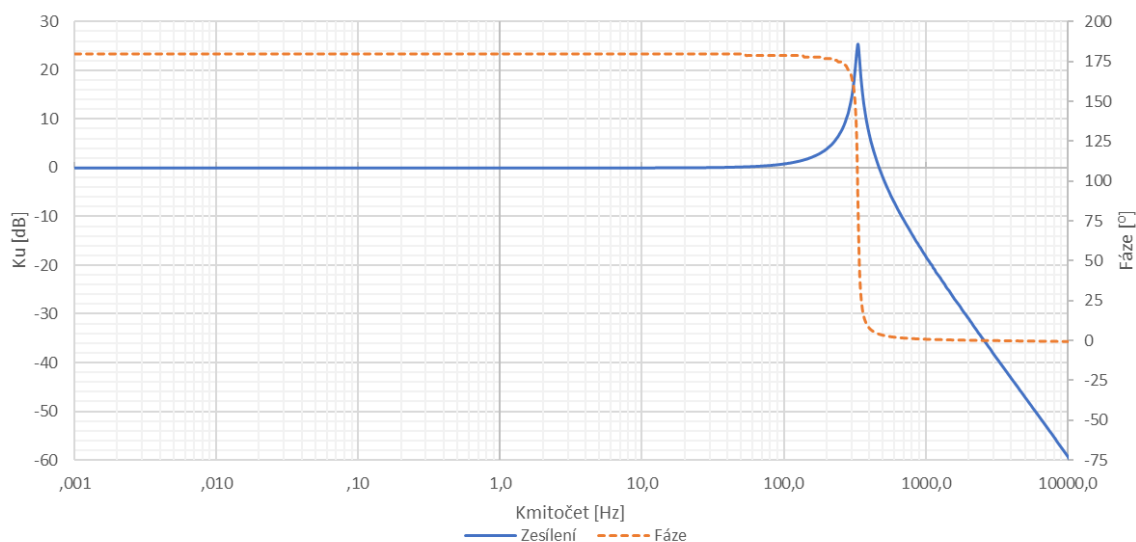
Tuto nestabilitu můžeme kompenzovat přidáním kompenzačního členu s opačnou charakteristikou, tedy horní propust (sériovou kombinací kondenzátoru a rezistoru) přidáme do zpětné vazby OZ. Kompenzace stability byla prováděna pro zesilovač, který pracuje do Jha ($L = 1,1$ H, $R_L = 4,5$ Ω) používaného v laboratoři magnetických měření, a pro malou cívku ($L = 1$ mH).



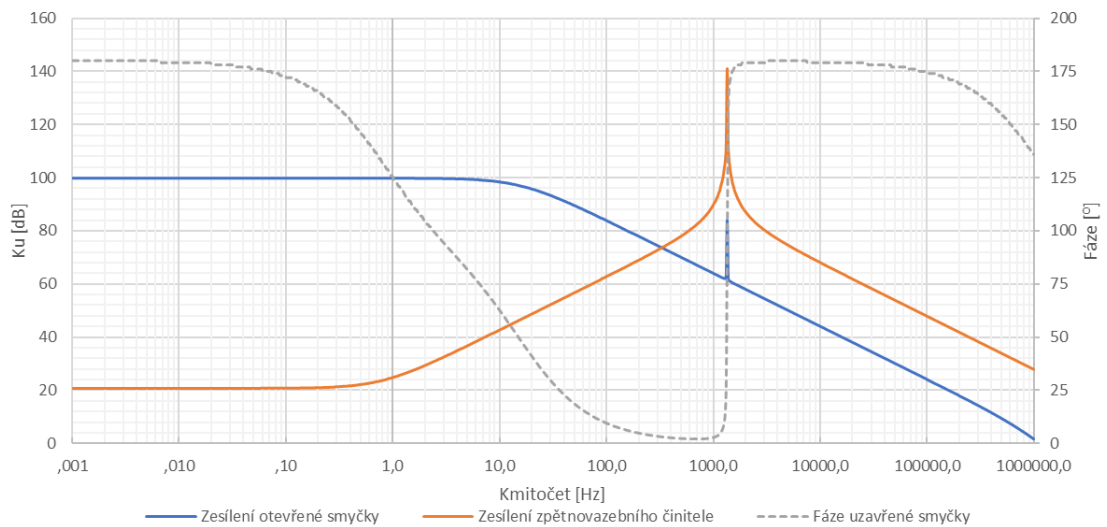
Obrázek 17 Kompletní schéma simulované v PSpice

3.1 Kmitočtové charakteristiky

Kmitočtová analýza byla provedena především k ověření stability, ale také k zjištění šířky pásma Howlandova zdroje proudu. Jako první byla provedena kmitočtová analýza nekompensovaného obvodu pro buzení J_{ha} .



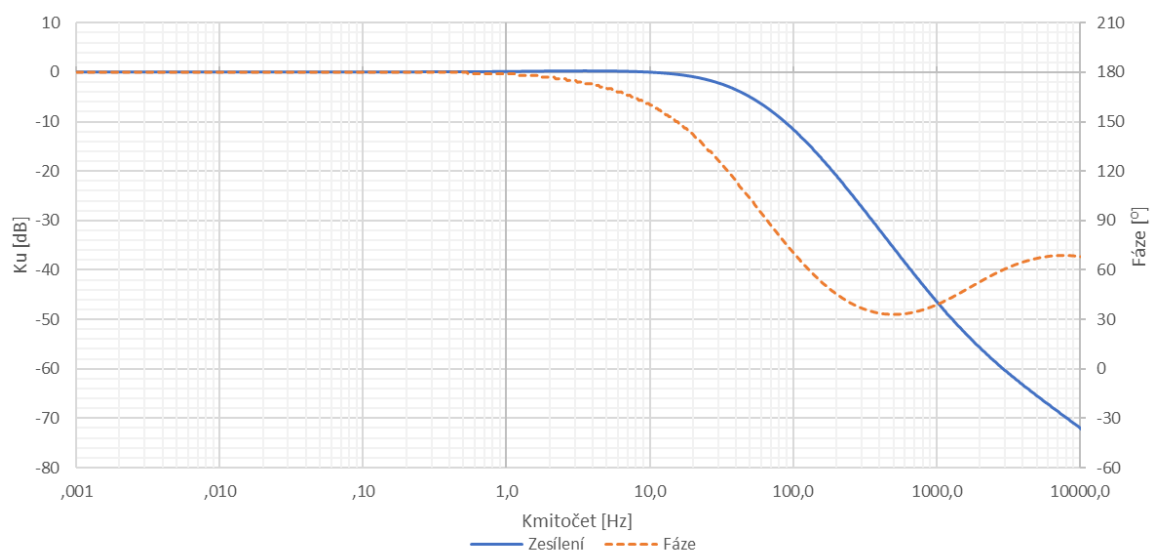
Obrázek 18 Zesílení a fáze výstupního proudu ku vstupnímu napětí nekompensovaného obvodu pro buzení J_{ha}



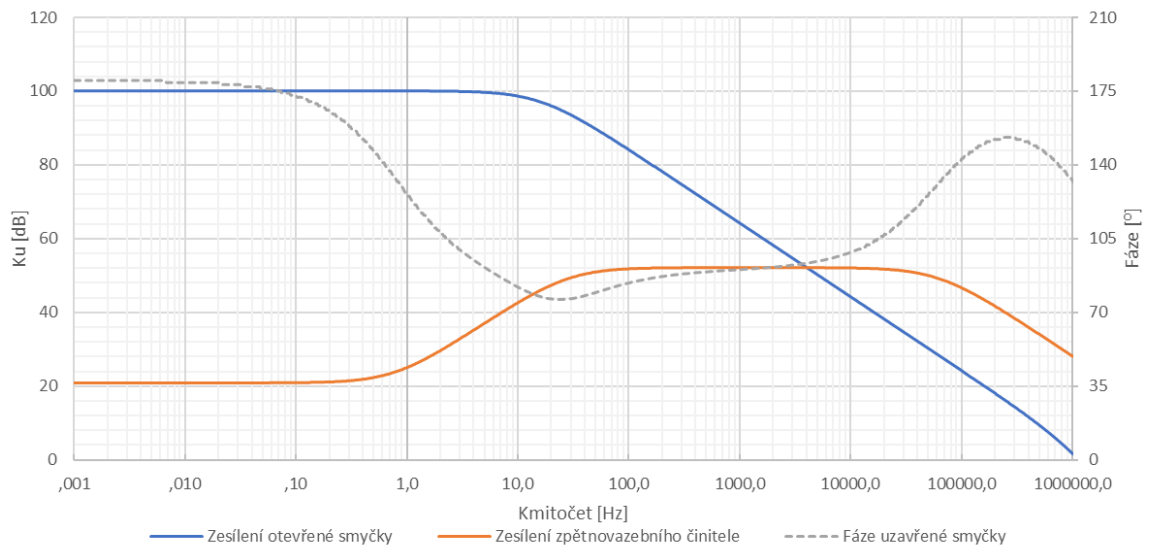
Obrázek 19 Fáze uzavřené smyčky, zesílení otevřené smyčky a zesílení zpětnovazebního činitele $1/\beta$ nekompenzovaného obvodu pro buzení Jha

Z charakteristiky zesílení otevřené smyčky a zesílení zpětnovazebního činitele je zřejmé, že je obvod nestabilní, protože v průsečíku mají rychlost přiblížení zhruba 40 dB/dek a fázová rezerva PM je 4° .

Pomocí Ohmova zákona a Kirchhoffových zákonů byly dopočítány hodnoty R_{C1} a C_1 kompenzačního členu připojeného v kladné zpětné vazbě paralelně k R_1 . Ovšem tyto hodnoty R a C razantně zmenšovaly šířku pásma, a proto byly hodnoty doladěny experimentálně. Nejlepší výsledky měly hodnoty $R_{C1} = 1 \text{ M}\Omega$ a $C_1 = 100 \text{ nF}$.



Obrázek 20 Zesílení a fáze výstupního proudu i_u k vstupnímu napětí kompenzovaného obvodu pro buzení Jha

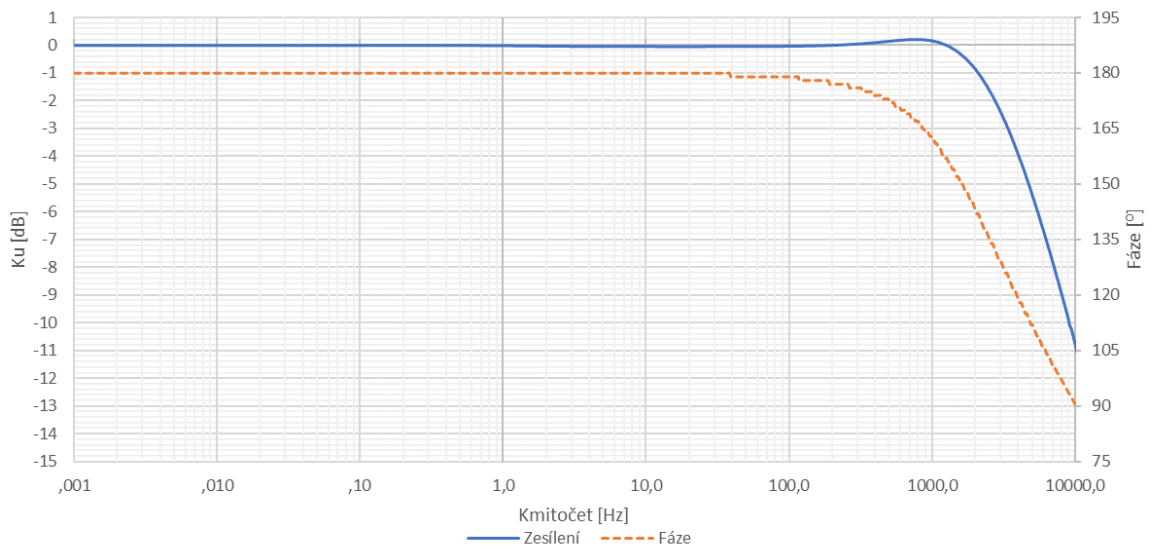


Obrázek 21 Fáze uzavřené smyčky, zesílení otevřené smyčky a zesílení zpětnovazebního činitele $1/\beta$ kompenzovaného obvodu pro buzení Jha

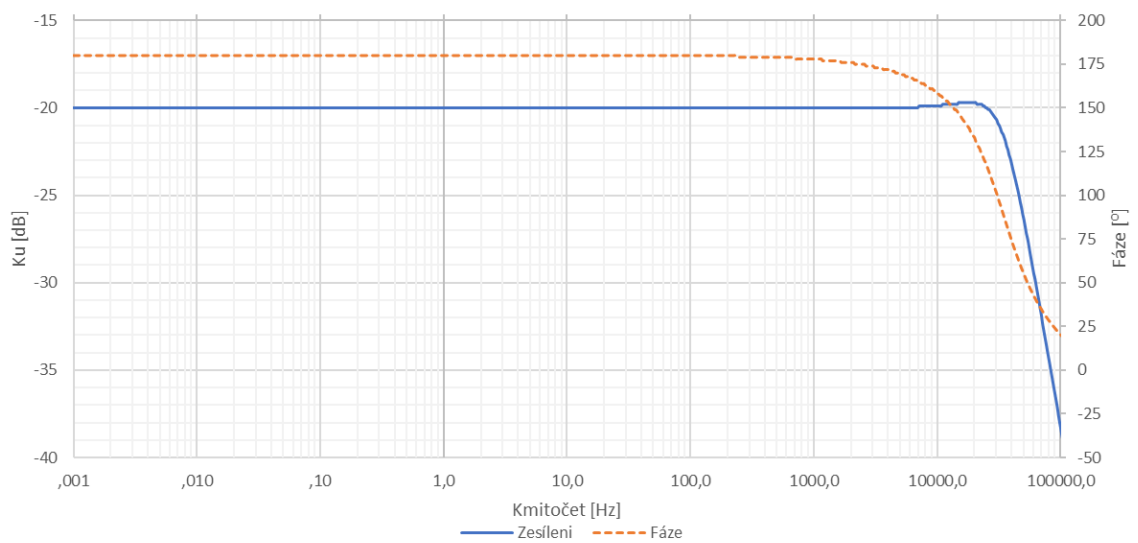
Po kompenzaci je obvod stabilní s fázovou rezervou 94° , tato rezerva by měla dostačovat i při buzení nelineárního Jha. Z výstupní charakteristiky je patrné, že by měl obvod pracovat do 10 Hz, což není u tak velké indukčnosti možné, protože by obvod musel dodávat vyšší desítky voltů.

Kompenzace pro malou cívku probíhala stejně jen s tím rozdílem, že se první pól posunul na větší frekvenci. Kompenzační člen R_{C1} a C_1 byl nastaven na buzení Jha, proto byl zaveden nový RC člen v záporné zpětné vazbě paralelně s rezistorem R_4 . Hodnoty byly také zjištěny experimentálně, protože dopočítané hodnoty byly pro kompenzaci irelevantní. Konečné hodnoty kompenzačních součástí jsou $R_{C1} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{C2} = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$ a $C_2 = 2 \text{ nF}$ při použití rezistoru $R_{S1} = 1 \Omega$.

Při použití snímacího rezistoru $R_{S2} = 10 \Omega$ můžeme ještě poupravit RC člen v záporné zpětné vazbě a tím zvýšit výstupní impedanci. Přepínání hodnot RC členu v záporné zpětné vazbě bude vyřešeno pomocí relé, současně s přepínáním hodnoty rezistoru R_S (viz. schéma zapojení). Hodnoty jsou: $R_{C3} = 100 \text{ k}\Omega$ a $C_3 = 500 \text{ pF}$.

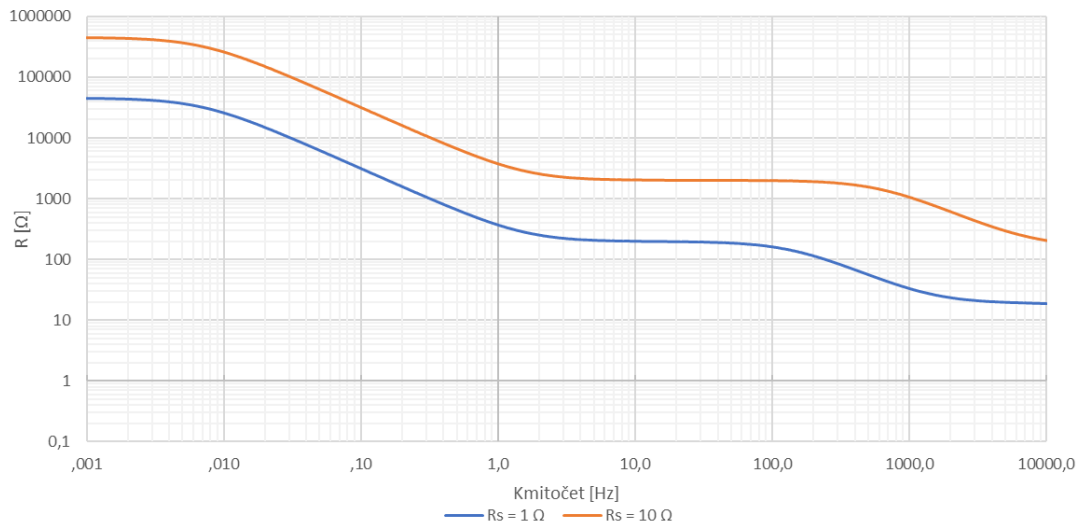


Obrázek 22 Zesílení a fáze výstupního proudu ku vstupnímu napětí kompenzovaného obvodu pro buzení malé cívky pro $R_S = 1 \Omega$

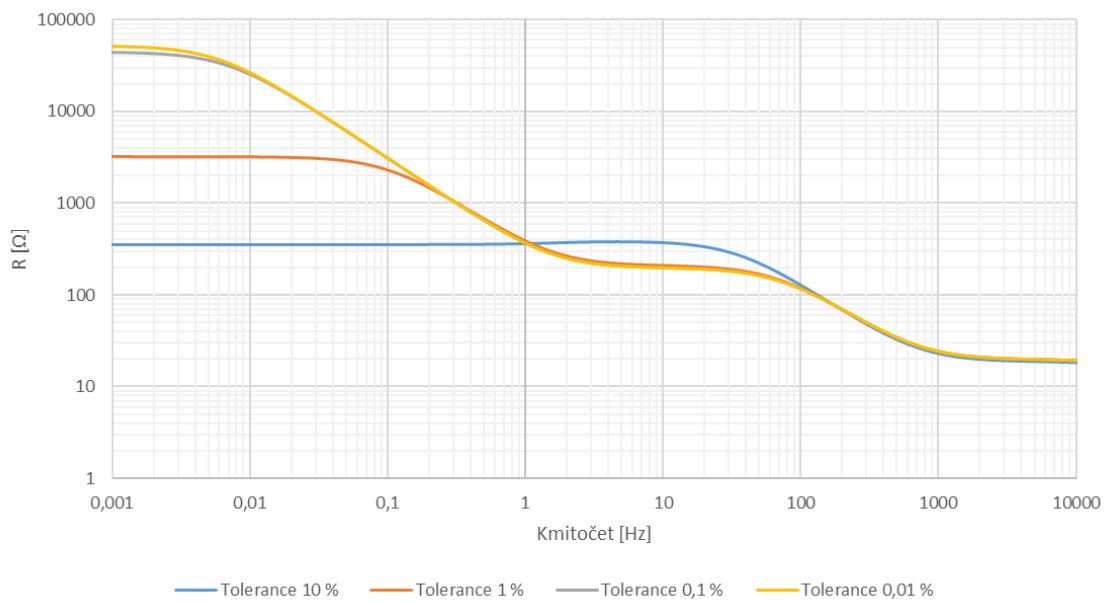


Obrázek 23 Zesílení a fáze výstupního proudu ku vstupnímu napětí kompenzovaného obvodu pro buzení malé cívky pro $R_S = 10 \Omega$

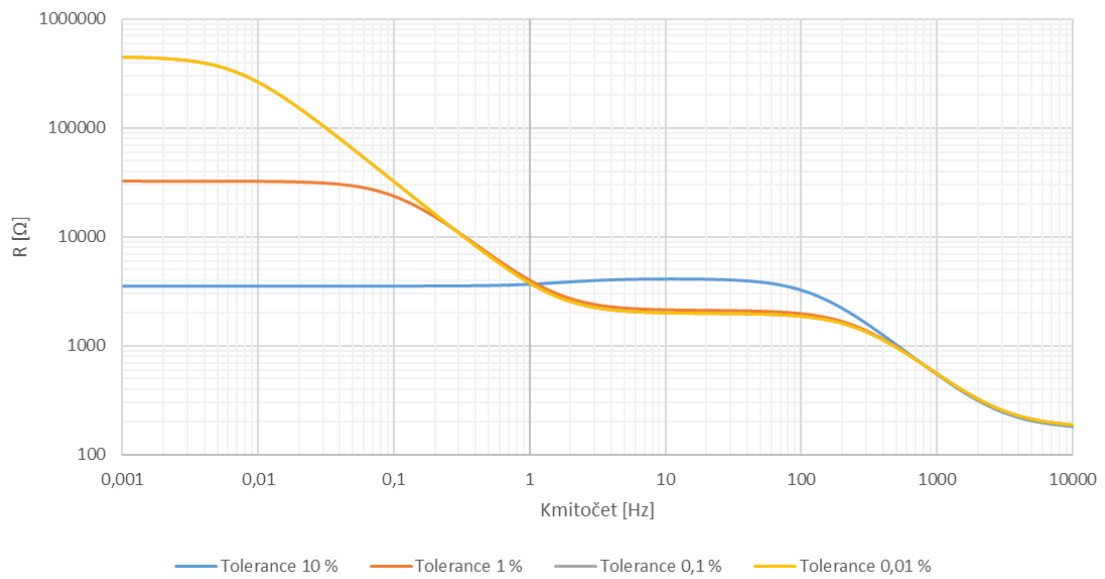
Pro malou cívku by měl obvod stabilně pracovat do kmitočtu 10 kHz s fázovou rezervou 61°. Obvod je stabilizovaný pro různé hodnoty indukčních zátěží.



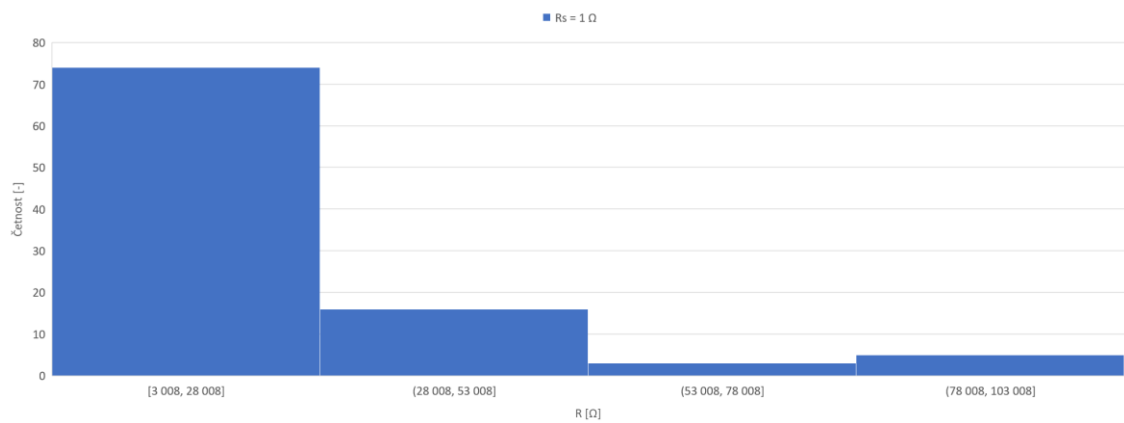
Obrázek 24 Výstupní impedance bez uvažování tolerance rezistorů pro různé hodnoty R_s



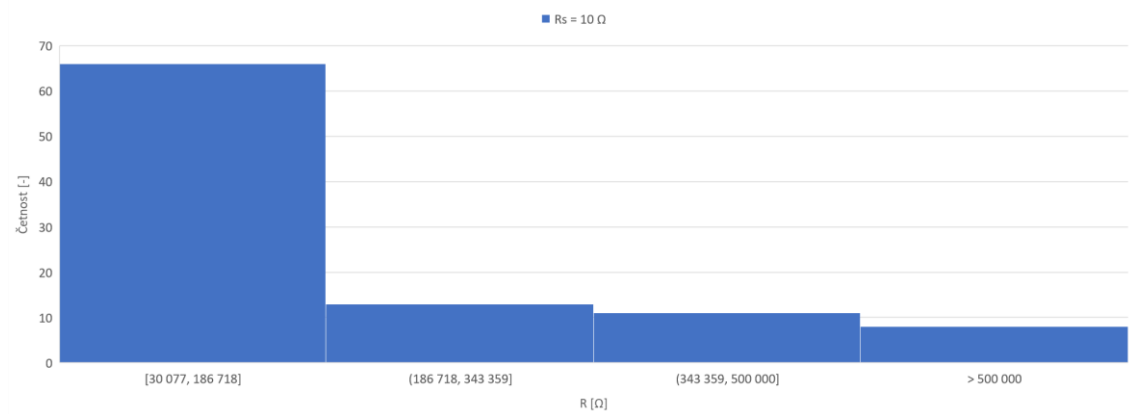
Obrázek 25 Výstupní impedance s uvažováním tolerance rezistorů při připojení rezistoru $R_s = 1 \Omega$



Obrázek 26 Výstupní impedance s uvažováním tolerancí rezistorů při připojení rezistoru $R_S = 10 \Omega$



Obrázek 27 Histogram kmitočtové závislosti výstupní impedance při 0,01 % toleranci rezistorů pro $R_S = 1 \Omega$

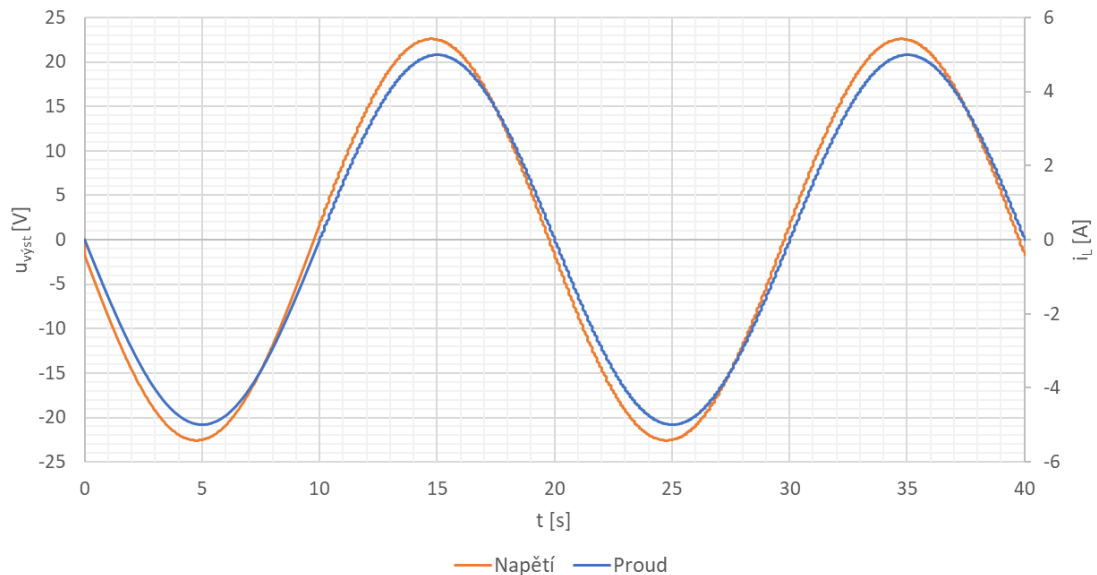


Obrázek 28 Histogram kmitočtové závislosti výstupní impedance při 0,01 % toleranci rezistorů pro $R_S = 10 \Omega$

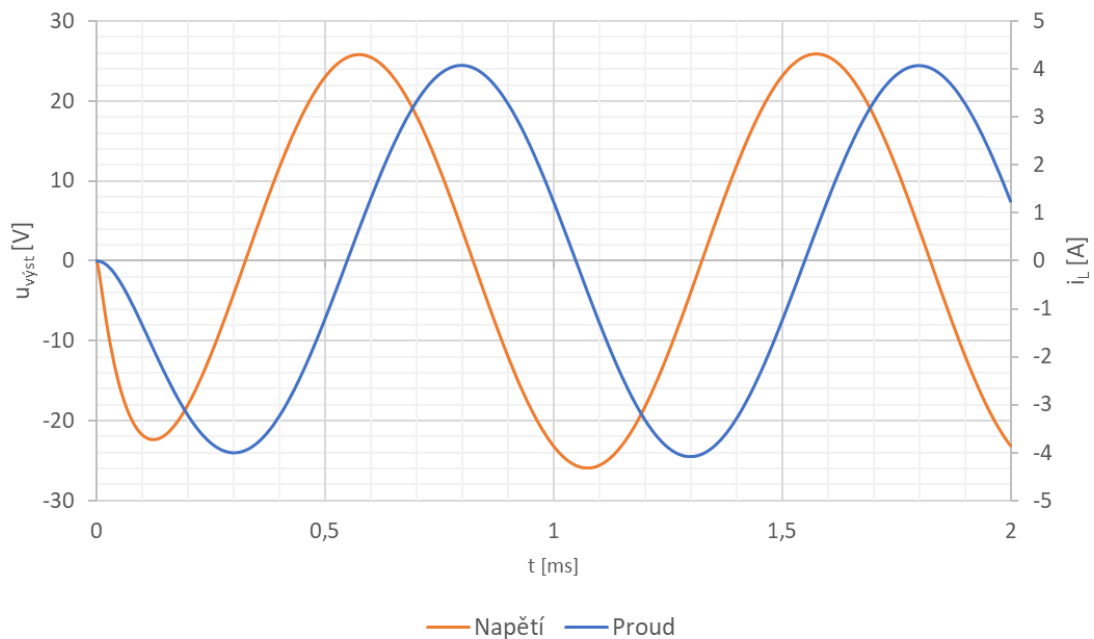
Ze simulace Monte Carlo v programu PSpice je patrné, že při toleranci 0,01 % použitých rezistorů (rovnoměrné rozdělení) může výstupní impedance klesnout až na jednu desetinu své hodnoty oproti hodnotě bez uvažování tolerancí.

3.2 Časové charakteristiky

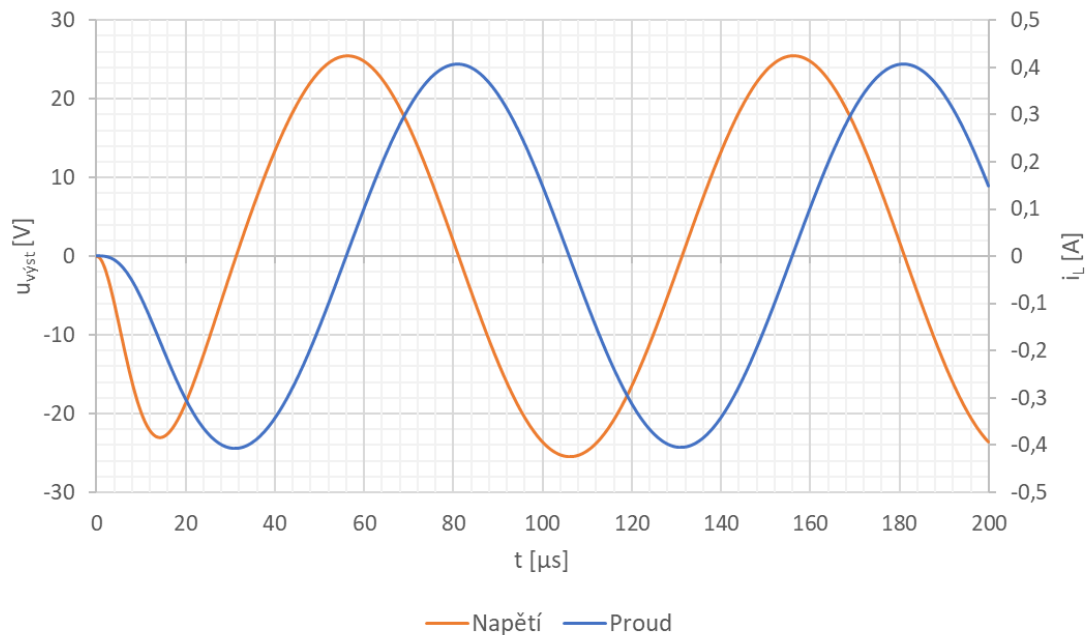
V této kapitole byl ověřen stabilní chod zdroje proudu v časové oblasti v programech PSpice a Micro-Cap. Jako první bylo buzeno Jho ($L = 1,1 \text{ H}$, $R_L = 4,5 \text{ } \Omega$) signálem s opakovací periodou 20 s, dále pak malá cívka ($L = 1 \text{ mH}$) na frekvencích 1 kHz a 10 kHz buzení.



Obrázek 29 Buzení Jha signálem s periodou 20 s



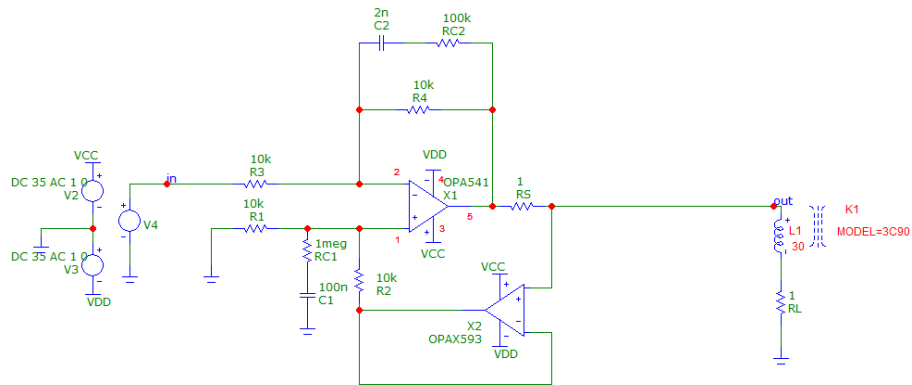
Obrázek 30 Buzení cívky 1 mH na kmitočtu 1 kHz



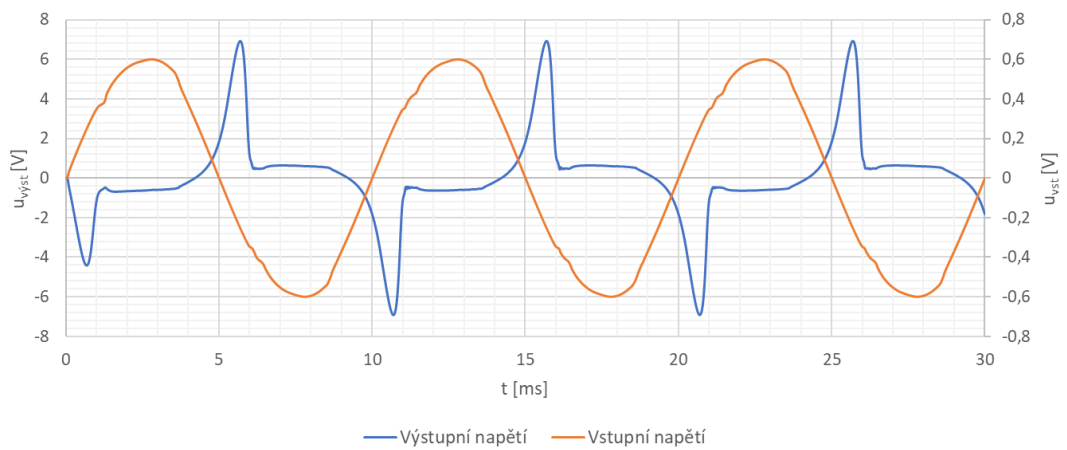
Obrázek 31 Buzení cívky 1 mH na kmitočtu 10 kHz

Z nasimulovaných časových charakteristik je patrné, že zdroj je schopen dodávat proud větší než 4 A do Jha při opakovací periodě 20 s na nízkých kmitočtech při měření statické hysterezní smyčky. Obdobně je zdroj schopen dodávat 4 A pro malou cívku s indukčností 1 mH i na vyšším kmitočtu 1 kHz. Výstupní proud je pak omezen pracovním napětím operačních zesilovačů poníženým o úbytek napětí na R_s . Z obrázků je také patrné, že při malých frekvencích se neuplatňuje fázový posun mezi napětím a proudem a až u větších kmitočtů se přibližuje k 90° .

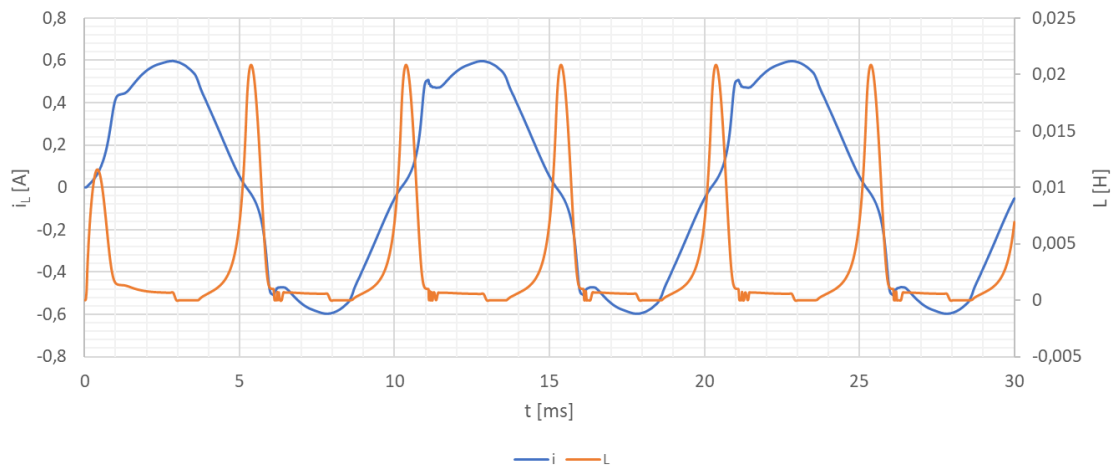
Následně byl použit model nelineární indukčnosti s feritovým jádrem 3C90 měřeným Vitem Smejkaem v jeho diplomové práci [28]. Ukázalo se, že pro vyšší kmitočty je výhodnější použít vyšší hodnotu rezistoru R_s z hlediska stability. Pro buzení vyšším proudem pro Jho stačí snímací rezistor 1 ohm.



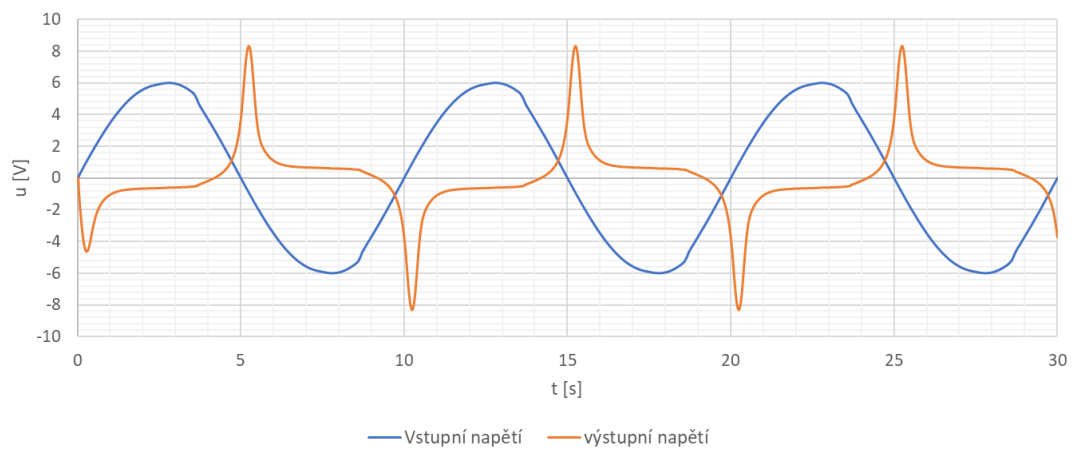
Obrázek 32 Časová analýza s nelineárním jádrem použitým v diplomové práci Víta Smejkal [26]



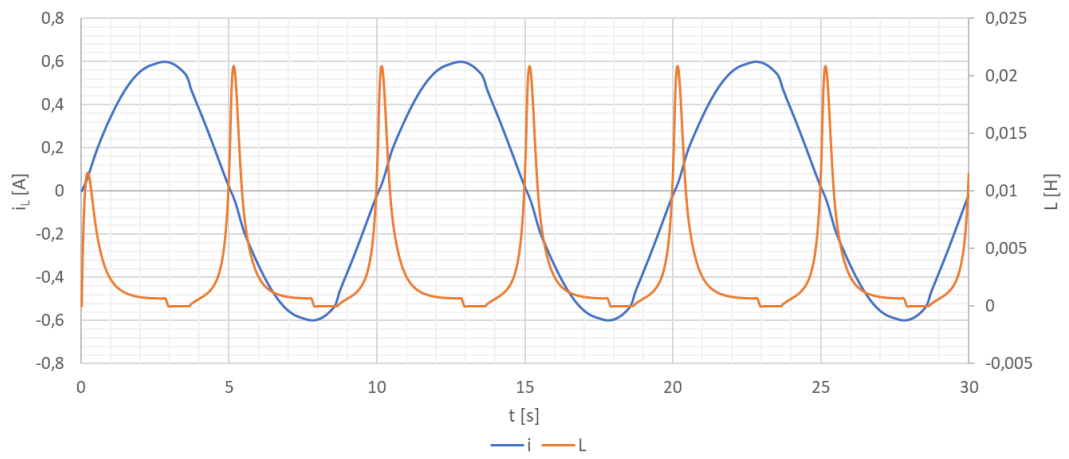
Obrázek 33 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 1 \Omega$



Obrázek 34 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 1 \Omega$



Obrázek 35 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 10 \Omega$

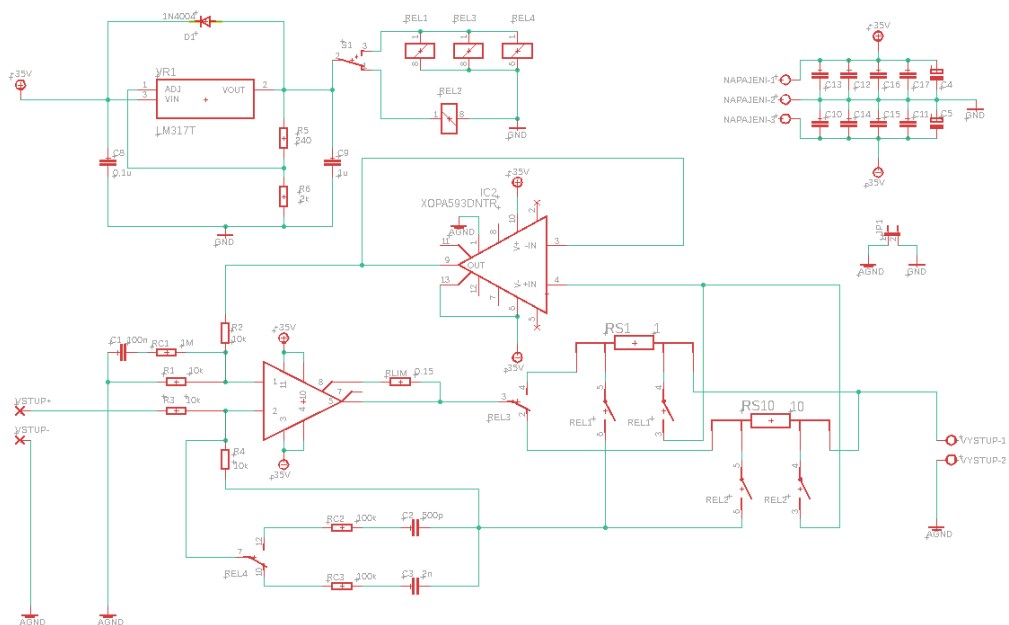


Obrázek 36 Buzení jádra nelineární cívky na kmitočtu 100 Hz a snímacím rezistoru $R_S = 10 \Omega$

4. PRAKTICKÁ REALIZACE

Tato kapitola se bude zabývat návrhem schématu a návrhem desky plošných spojů v programu EAGLE. Také zde budou uvedeny všechny důležité informace potřebné k realizaci desky plošných spojů.

4.1 Celkové schéma zapojení

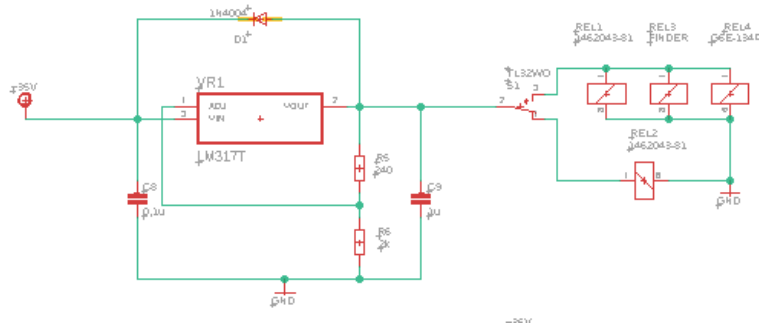


Obrázek 37 Celkové schéma zapojení v programu EAGLE

Toto celkové schéma obsahuje i dodatečné obvody pro napájení přepínacích relé, které přepínají snímací rezistory a kompenzační články, jak bylo popsáno v předešlé kapitole. Také obsahuje blokové kondenzátory pro správné fungování napájecí části obvodu. První dva blokové rezistory jsou elektrolytické C_4 a C_5 , tyto kondenzátory jsou hned u napájecích svorek, dále jsou použity SMD kondenzátory, které blokují nežádoucí vyšší harmonické složky ze zdroje a jsou umístěny u operačních zesilovačů. Z předchozí kapitoly bylo toto zapojení doplněno o rezistor, který limituje výstupní proud na 5 A a je zapojený mezi výstupem OZ a svorkou pro limitaci výstupního proudu. Výpočet odporu rezistoru pro limitaci výstupního proudu[21]:

$$R_{LIM} = \frac{0,813}{|I_{LIM}|} - 0,02 = \frac{0,813}{|5|} - 0,02 \doteq 0,14 \Omega \quad [\Omega, -, A, -] \quad (16)$$

4.2 Lineární regulátor pro napájení relé

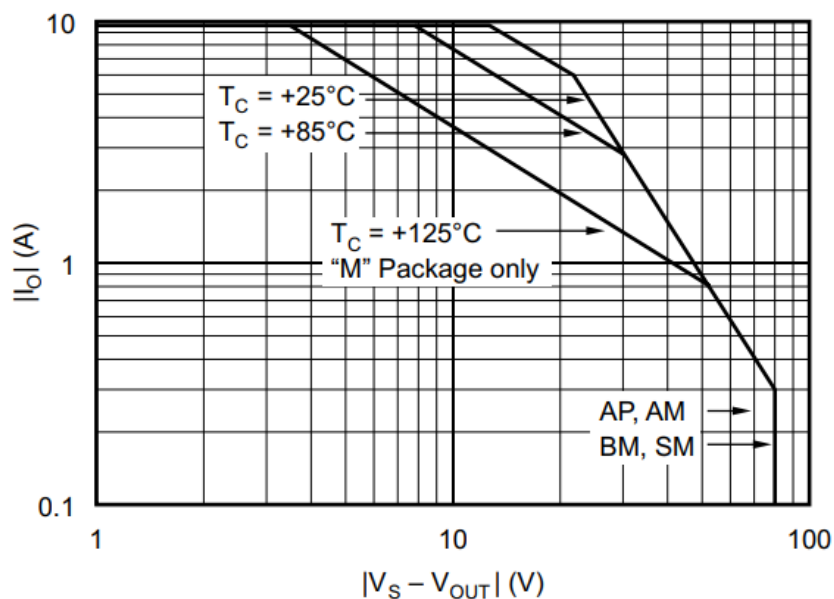


Obrázek 38 Napájení relé

Tento obvod zajišťuje napájení relé, které obstarávají přepínání snímacích rezistorů a kompenzačních článků. Hlavní část obvodu je LM317, což je třístupový regulátor kladného napětí[33]. Napěťovým děličem tvořeným odpory R_5 a R_6 je nastaveno výstupní napětí na 12 V. Toto napětí je potřebné pro správné fungování relé. Kondenzátory C_8 a C_9 jsou do obvodu zapojeny pro zlepšení odezvy na skokovou změnu zátěže a dioda D_1 chrání obvod před zpětným proudem[33]. Dále bude obvod napájet chladicí ventilátor, který bude umístěný na chladiči.

4.3 Výpočet tepelného odporu chladiče

Chladič bude umístěný na zadní straně desky plošných spojů a jeho koeficient tepelného odporu byl počítán při maximálním ztrátovém výkonu na OPA541 podle technické dokumentace, aby bylo chlazení naddimenzované. Maximální ztrátový výkon na OPA541 je 125 W a maximální provozní teplota 85 °C, která vychází při použití OPA541AP v pouzdře TO-220-11. [21]



Obrázek 39 Graf bezpečné provozní oblasti pro OPA541[21]

$$R_{\theta} = \frac{T_{max} - T_{okolí}}{P_{ztr}} = \frac{85 - 40}{125} = 0,36 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (17)$$

kde R_{θ} [K/°C] je koeficient tepelného odporu, T_{max} [°C] maximální teplota OZ, $T_{okolí}$ [°C] teplota v okolí OZ a P_{ztr} [W] ztrátový výkon na OZ.

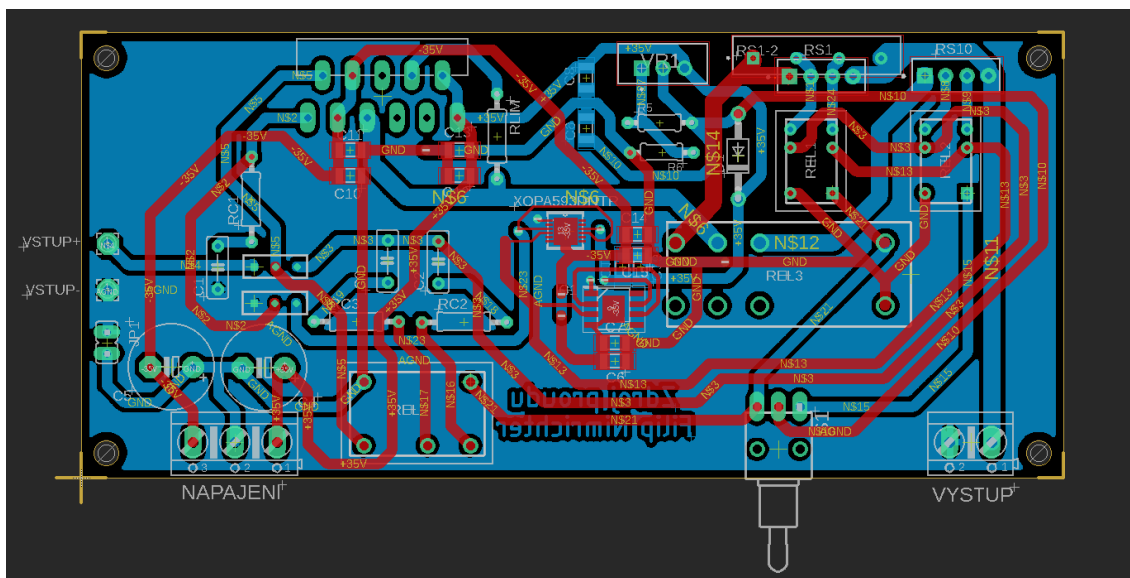
Potřebný chladič bude vytvořen z chladiče o velmi malém koeficientu tepelného odporu doplněného o ventilátor, který bude napojený na modul tepelného regulátoru. Byl vybrán jednoduchý DC regulátor ventilátoru, který je napájený 12 V, má maximální výstupní proud 400 mA a výstupní napětí reguluje od 5,5 V do 11,4V.[38]

4.4 Návrh desky plošných spojů (DPS)

Při návrhu DPS bylo dbáno na všechna pravidla a doporučení tak, aby byl obvod co nestabilnější. Kvůli momentální nedostupnosti OPA593 byly do návrhu DPS ještě zařazeny měděné cesty pro zapojení náhradního LTC6090 (jeho vlastnosti byly popsány v předešlé kapitole). Z finančních důvodů budou místo rezistorových sítí R_1 , R_2 a R_3 , R_4 použity obyčejné rezistory o stejné hodnotě, ale s tolerancí pouze 0,1 % (tabulka 8). Tyto rezistory byly proměřeny a jejich hodnoty doladěny sériově připojeným rezistorem tak, aby poměry rezistorů v kladné a záporné zpětné vazbě měly stejný poměr podle rovnice (11). V budoucnu, při dostupnosti lepších součástek a při lepších finančních možnostech, může být obvod přepájen a osazen kvalitnějšími součástkami, tím mohou být zlepšeny jeho vlastnosti.

Tabulka 7 Parametry náhradních rezistorů R_1 , R_2 , R_3 , R_4

	R_1, R_2, R_3, R_4
Název	HITANO RM 10k 0,6W 0,1% [35]
Odpor	10 kΩ
Tolerance	0,1 %
Výkon	0,6 W
Teplotní koeficient	± 50 ppm/K



Obrázek 40 Navrhnuté DPS v programu EAGLE

Na DPS byl vylit polygon signálové země pro eliminaci nežádoucích jevů ze spodní strany. Na vrchní straně DPS byly ponechány cesty stejnosměrného zemnění bez vylití polygonu, protože stejnosměrné napájení relé a ventilátoru nemá vliv na signálovou část. Dále pro eliminaci nežádoucích jevů byla signálová a napájecí zem rozdělena a svedena do jednoho bodu blízko napájecím svorkám. Výška měděných cest byla zvolena 70 μm kvůli menšímu odporu cest a s tím spojenému zahřívání DPS. Při návrhu měděných cest pro LTC6090 bylo nedopatřením zapomenuto na propojení výstupu OZ a R_2 . Tento problém byl vyřešen malým měděným drátkem.

4.5 Výběr přístrojové krabice

Krabice byla zvolena hliníková ALMES 004 1B o rozměrech (435 x 132 x 262 mm). Výhodou větší velikosti krabice je možnost nainstalovat dostatečně velký chladič s ventilátory, na který lze umístit dva moduly zesilovače a případně je provozovat v můstkovém zapojení. Z finančních důvodů bude znovu využita krabice, která byla použita při výrobě jiného zesilovače a která již nebyla používána.[40] DPS bude přes OZ a snímací rezistory přivrtáno k chladiči, který bude nasunut na zadní stranu krabice. Přední stranu stačí provrtat a popsat pro potřebné vstupní svorky, výstupní svorky a přepínač.

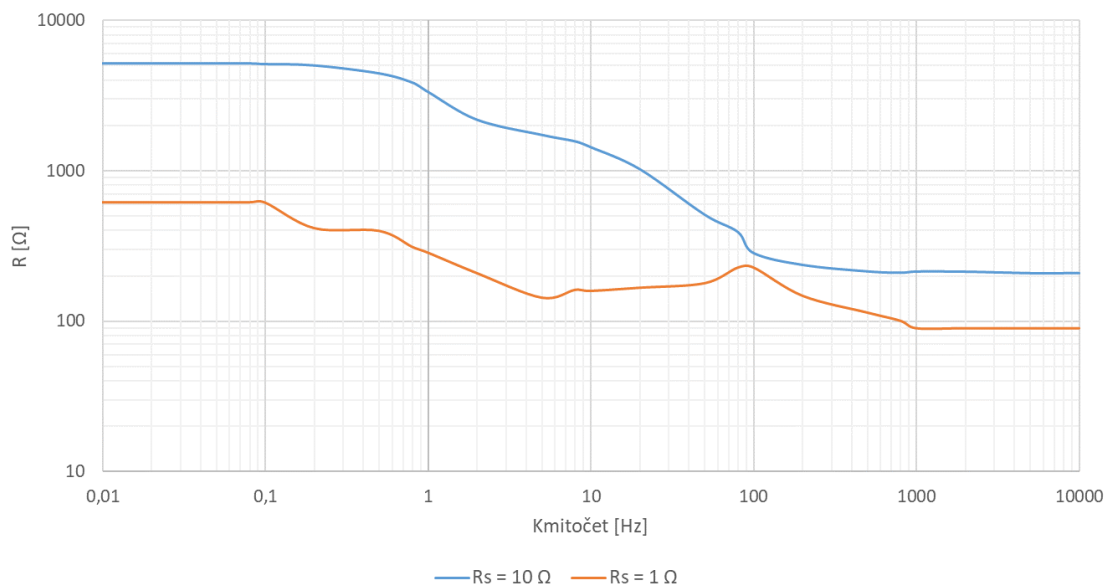
5. NAMĚŘENÉ HODNOTY

V této kapitole budou uvedeny reálné vlastnosti a naměřené charakteristiky zhotoveného Howlandova zdroje proudu.

Tabulka 8 Použité přístroje při měření

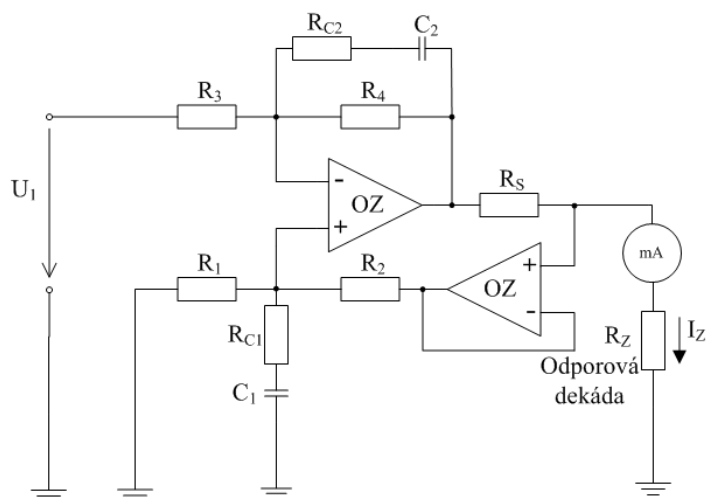
Popis	Výrobce	Typ
Zdroj symetrického napětí	ROHDE&SCHWARZ	HMP4040
Stolní multimetr	KEYSIGHT	34465A
Generátor sinusového průběhu	SIGLENT	SDG 2042 X
Osciloskop	Agilent	DSO-X 3014A
Proudová sonda	KEYSIGHT	N7026A
Napěťová sonda	KEYSIGHT	-
Odporová dekáda	METRA	XL 6

5.1 Výstupní impedance



Obrázek 41 Naměřená výstupní impedance

Naměřená výstupní impedance je několikanásobně menší než simulovaná, a to i přes to, že jsme se snažili dodržet co nejpřesnější hodnoty rezistorů R_1 až R_4 . Charakteristika výstupní impedance byla měřena pomocí osciloskopu, proudové sondy a odporové dekády.



Obrázek 42 Schéma měření výstupní impedance pomocí proudové sondy připojené k osciloskopu a odporové dekády

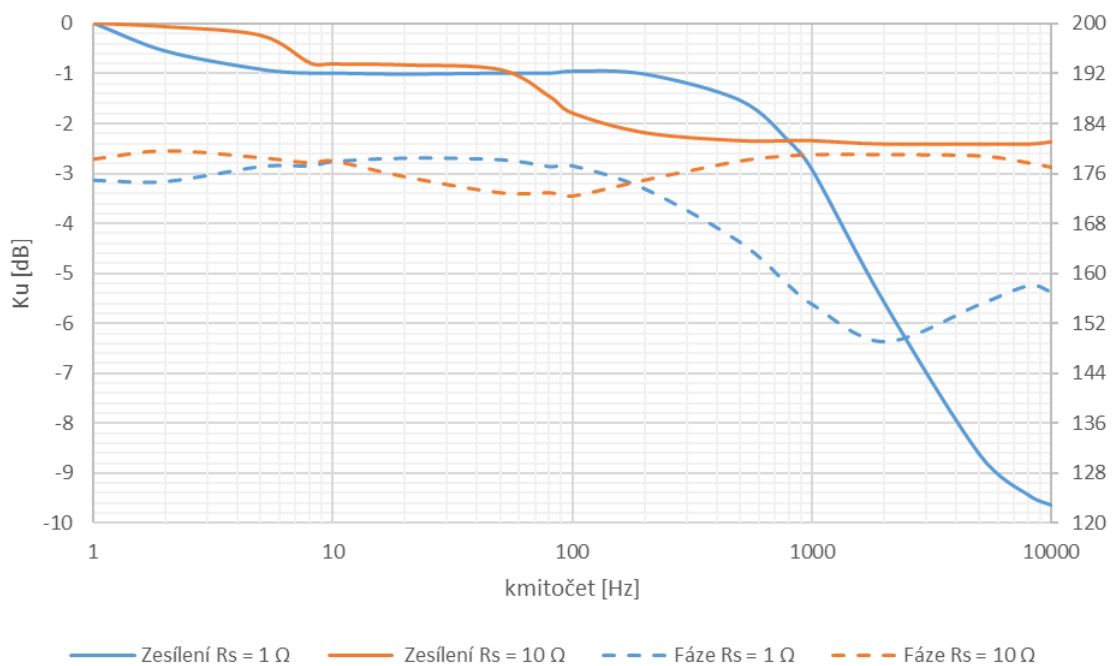
Výstupní impedance byla počítána tak, že byl nastaven výstupní proud při zapojení nakrátko na 50 mA, pak byla na odporové dekádě nastavena jmenovitá hodnota odporu a ze změny výstupního proudu byl dopočítán výstupní odpor. Podle rovnice:

$$R_{vyt} = \frac{R * I_1}{I_1 - I_2} [\Omega, A] \quad (17)$$

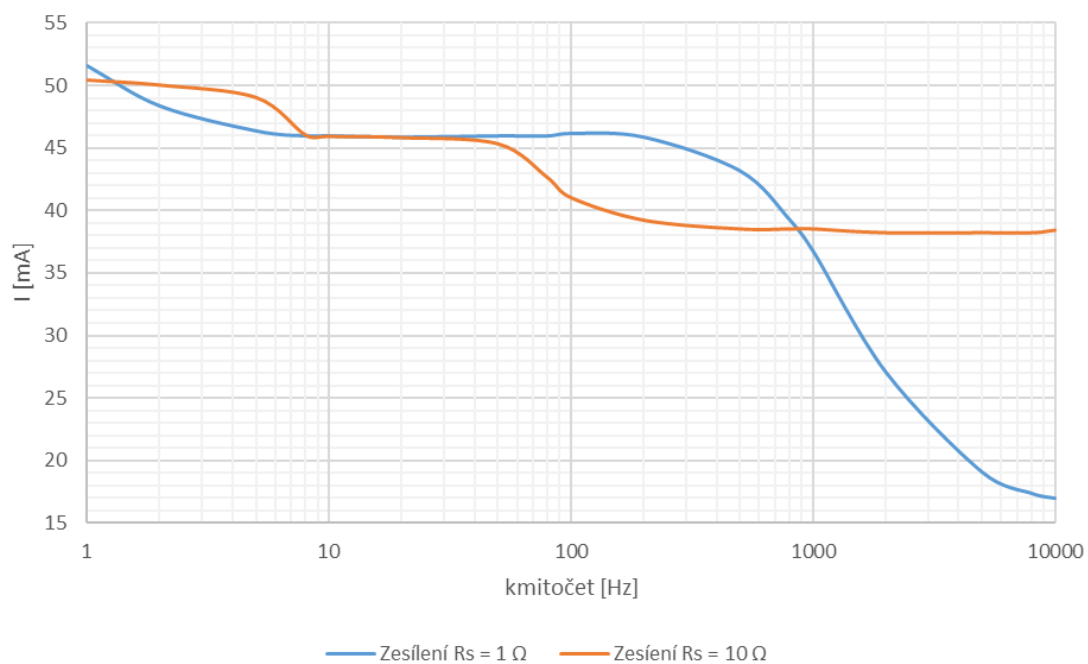
kde R [Ω] je odpor dekády, I_1 [A] je výstupní proud na krátko a I_2 [A] je výstupní proud při nastaveném jmenovitém odporu odporové dekády.

5.2 Frekvenční a fázové charakteristiky

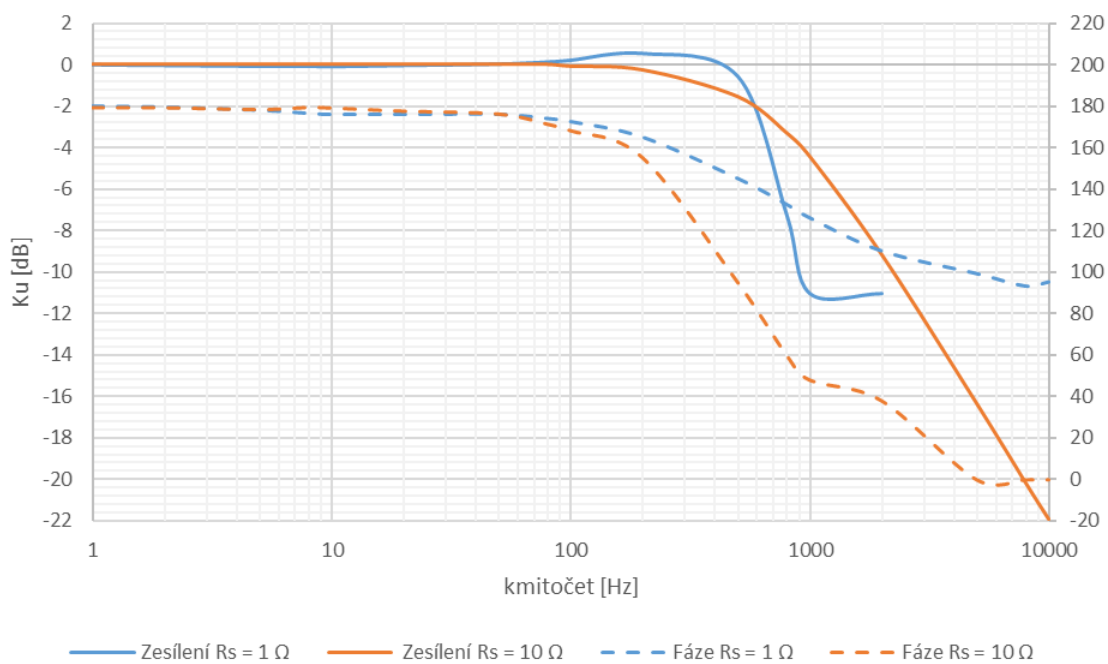
Frekvenční charakteristika při čistě rezistivní zátěži a použití $R_S = 1 \Omega$ klesla na úroveň -3 dB na 1 kHz, kdežto při použití $R_S = 10 \Omega$ neklesla pod úroveň -3 dB ani na 10 kHz. Fázová charakteristika se pohybuje okolo 180° , protože se jedná o invertující zapojení. Při připojení indukční zátěže pracuje zdroj zhruba do 650 Hz pro obě varianty R_S . (Viz obrázky 43-46.)



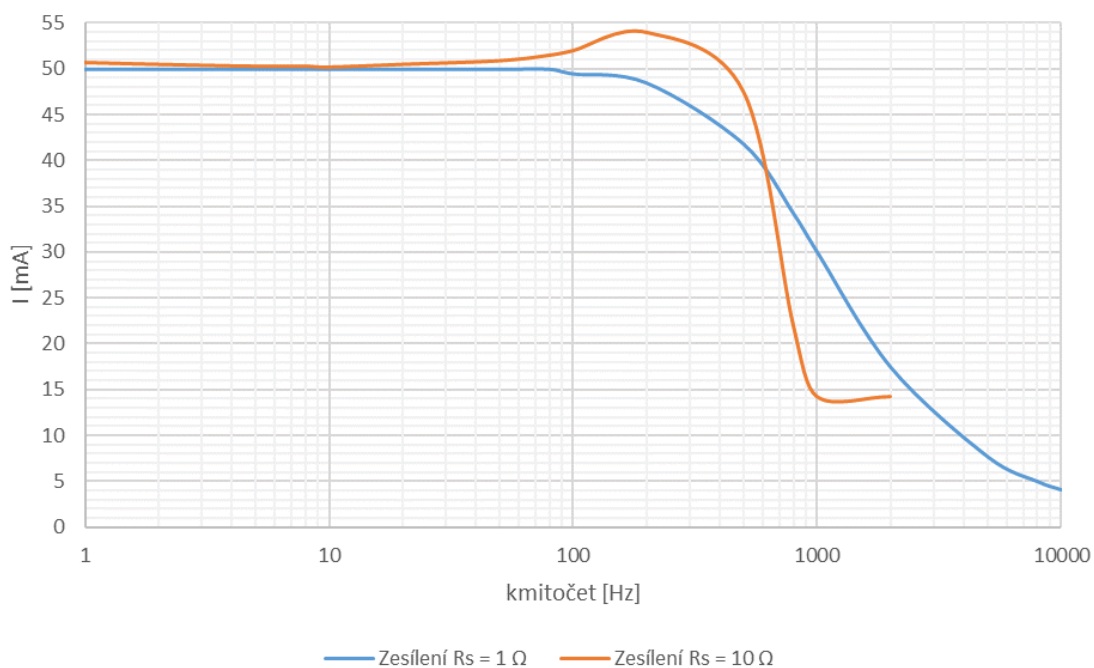
Obrázek 43 Frekvenční a fázová charakteristika při zatížení rezistorem o odporu 47Ω



Obrázek 44 Frekvenční a fázová charakteristika v absolutní hodnotě při zatížení rezistorem o odporu 47Ω



Obrázek 45 Frekvenční a fázová charakteristika při zatížení lineární cívkou o indukčnosti 38 mH a odporu 23,5 Ω

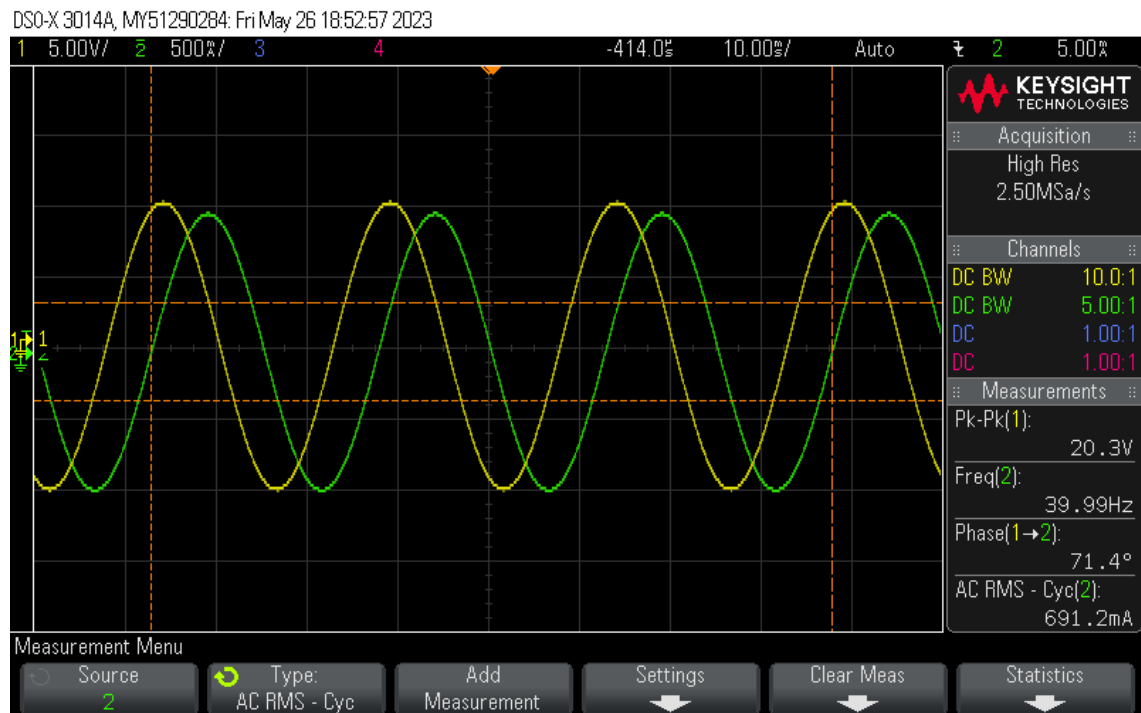


Obrázek 46 Frekvenční a fázová charakteristika v absolutní hodnotě při zatížení lineární cívkou o indukčnosti 38 mH a odporu 23,5 Ω

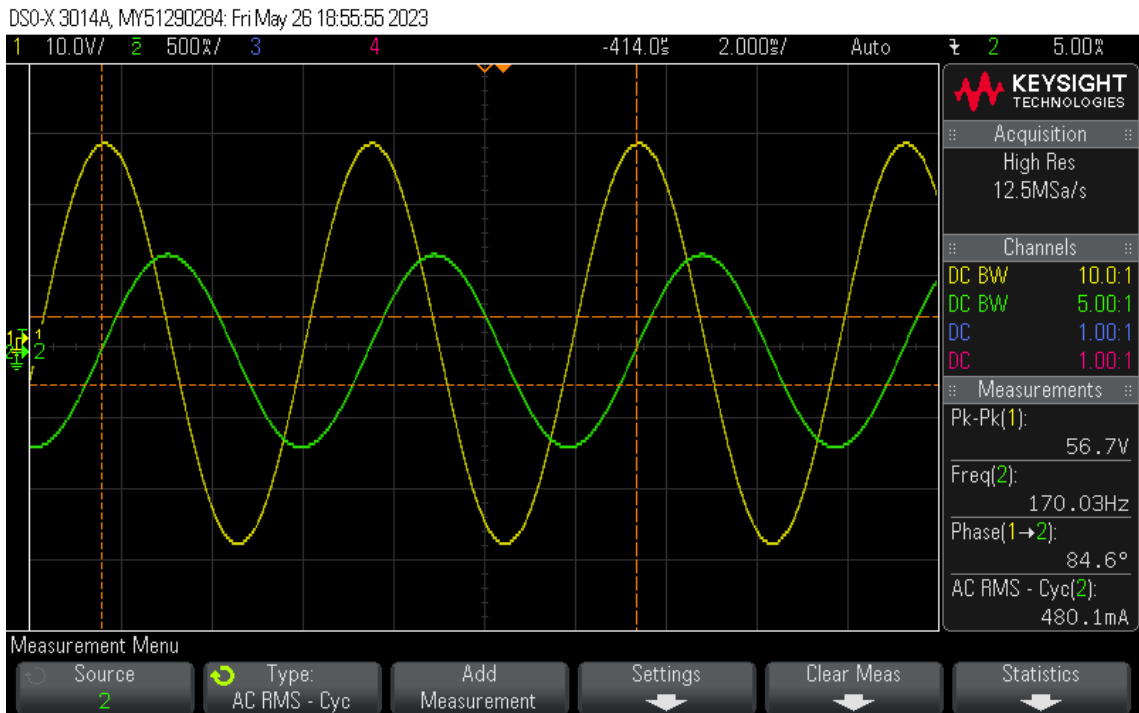
5.3 Měření v časové oblasti

Zdroj je stabilní a pro lineární cívku má skoro čistě sinusový průběh. Převod vstupního napětí na výstupní proud je skoro v poměru 1:10 při $R_s = 10 \Omega$. Na obrázku 43 budíme zdroj napětím 7 V a výstupní proud je 691,2 mA. Útlum výstupního proudu odpovídá křivce, která byla změřena v předešlé podkapitole. (Viz obrázky 47-51.)

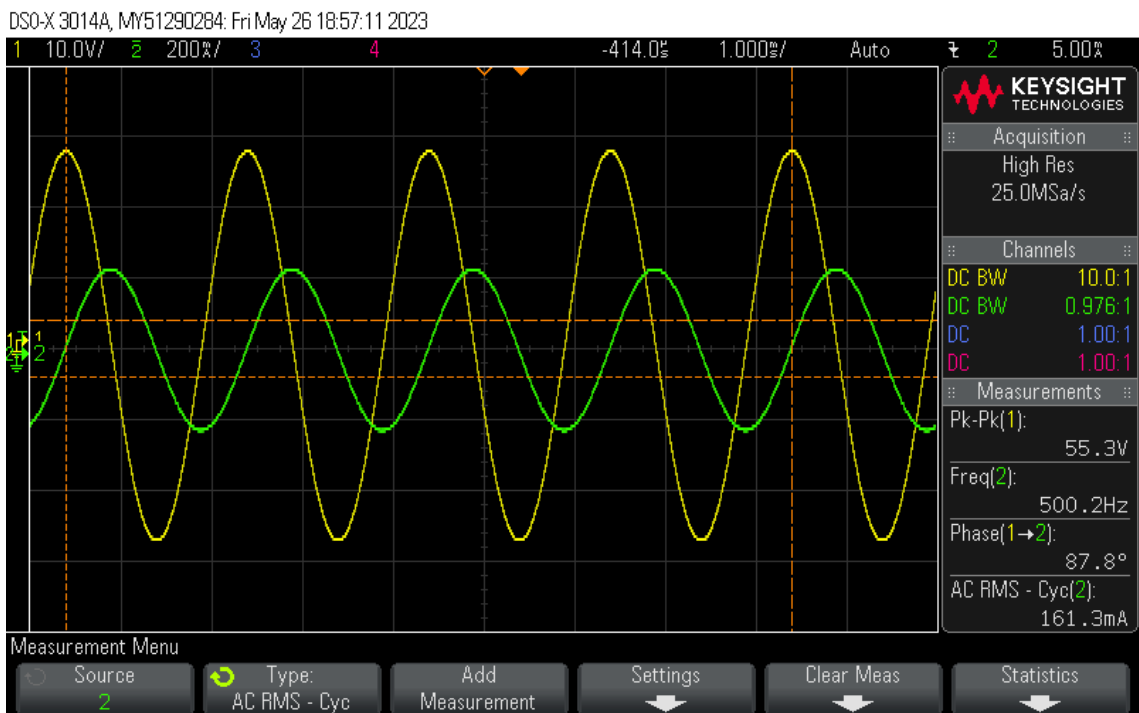
Při buzení nelineární cívky je výstupní proud nezkreslený do frekvence 1 Hz, od této frekvence se stále více uplatňují přechodové děje při průchodu nulou. Nad frekvencí 10 Hz je napětí podobné simulovanému průběhu v programu Micro-Cap, kdy napěťové špičky ovlivňují i proud cívku. Tyto přechodové děje se dají eliminovat zvýšením hodnoty R_s . Bohužel, než byla změřena nelineární cívka pro $R_s = 10 \Omega$, byl tento odpor při práci zničen výkonovým přetížením a pak vykazoval hodnotu 45 k Ω . (Viz obrázky 52-55.)



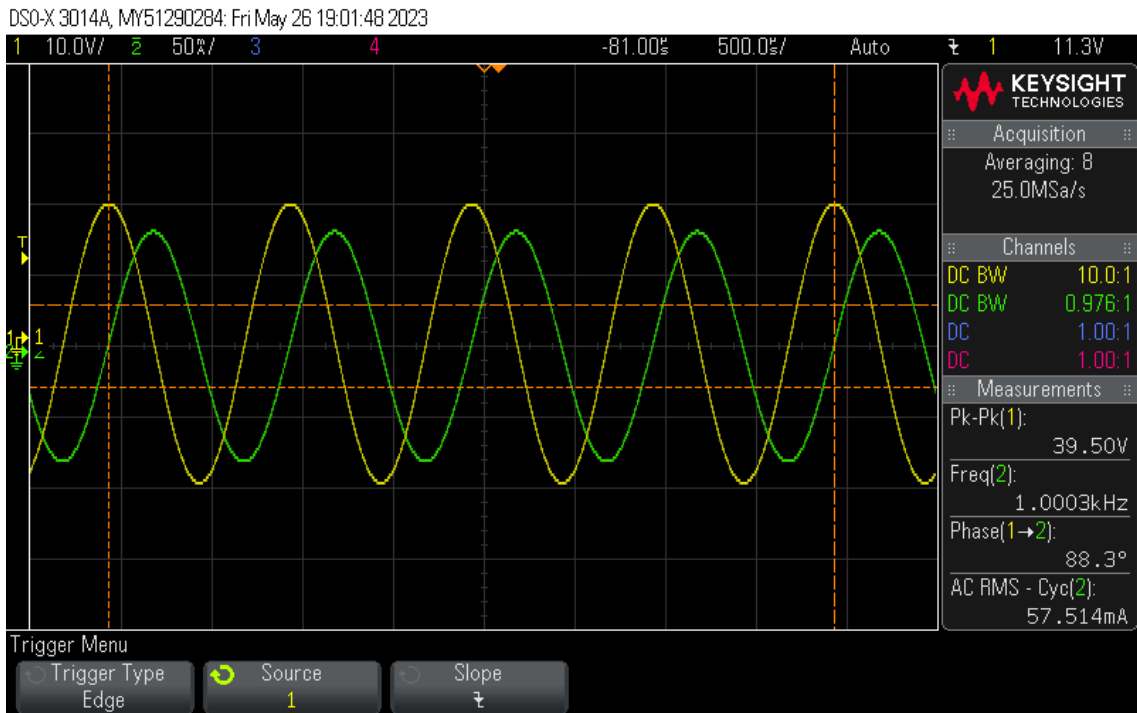
Obrázek 47 Buzení lineární cívky při $R_s = 10 \Omega$



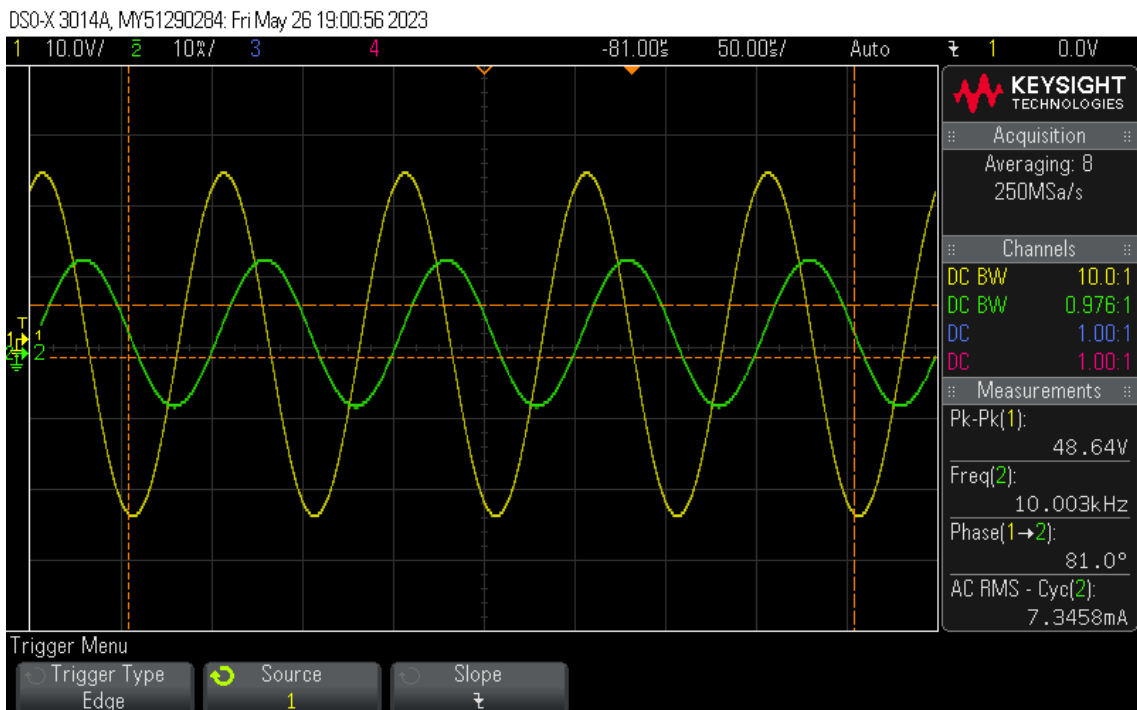
Obrázek 48 Buzení lineární cívky při $R_s = 10 \Omega$



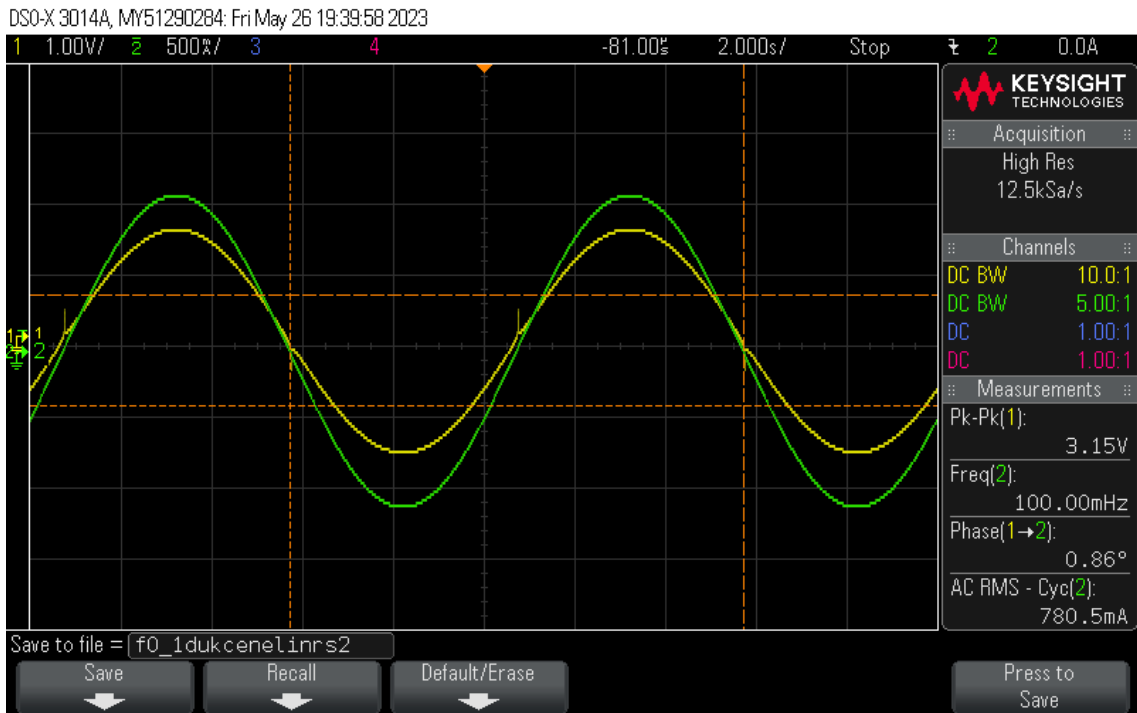
Obrázek 49 Buzení lineární cívky při $R_s = 10 \Omega$



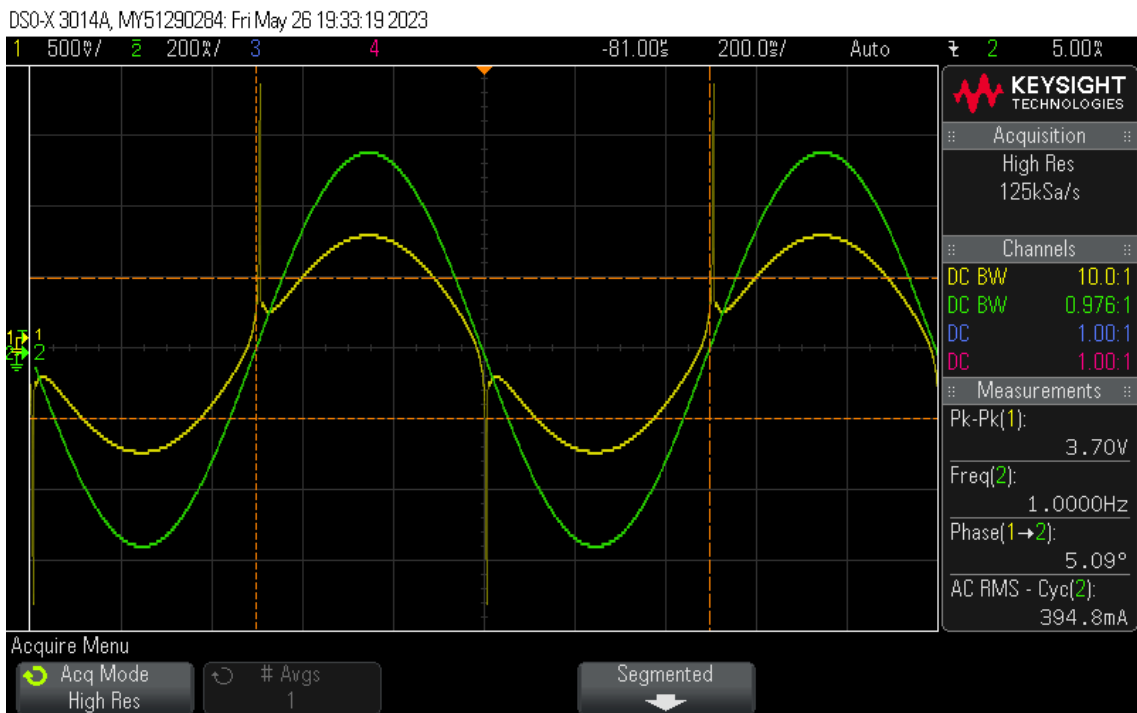
Obrázek 50 Buzení lineární cívky při $R_s = 10 \Omega$



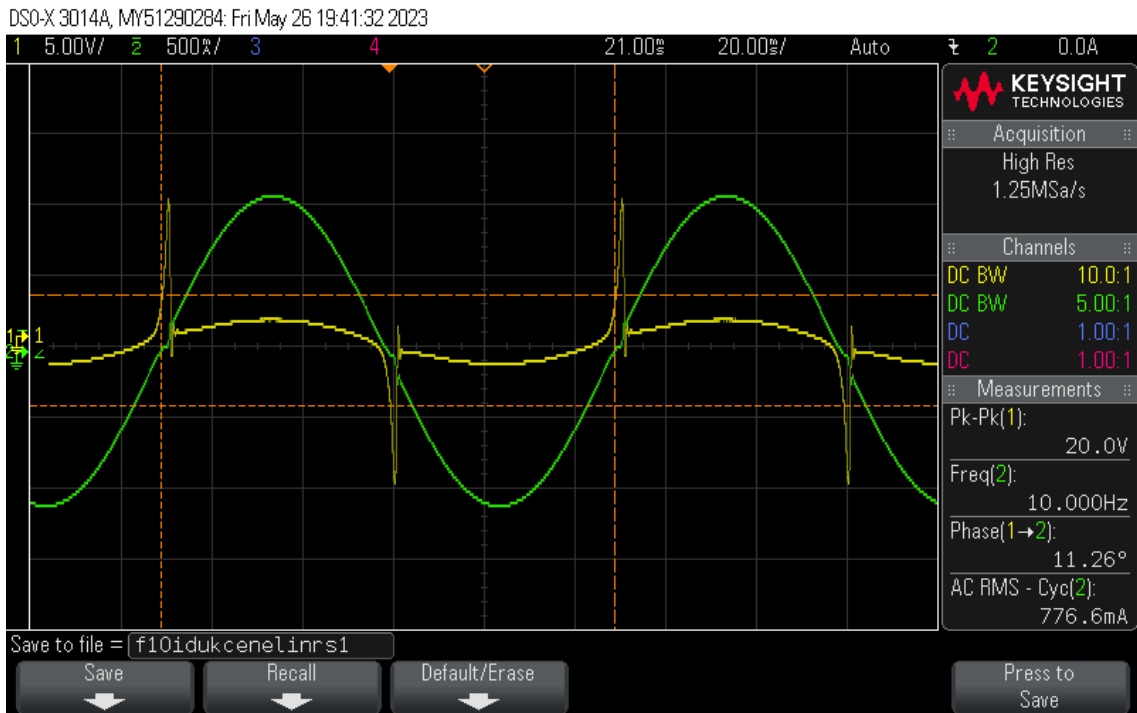
Obrázek 51 Buzení lineární cívky při $R_s = 10 \Omega$



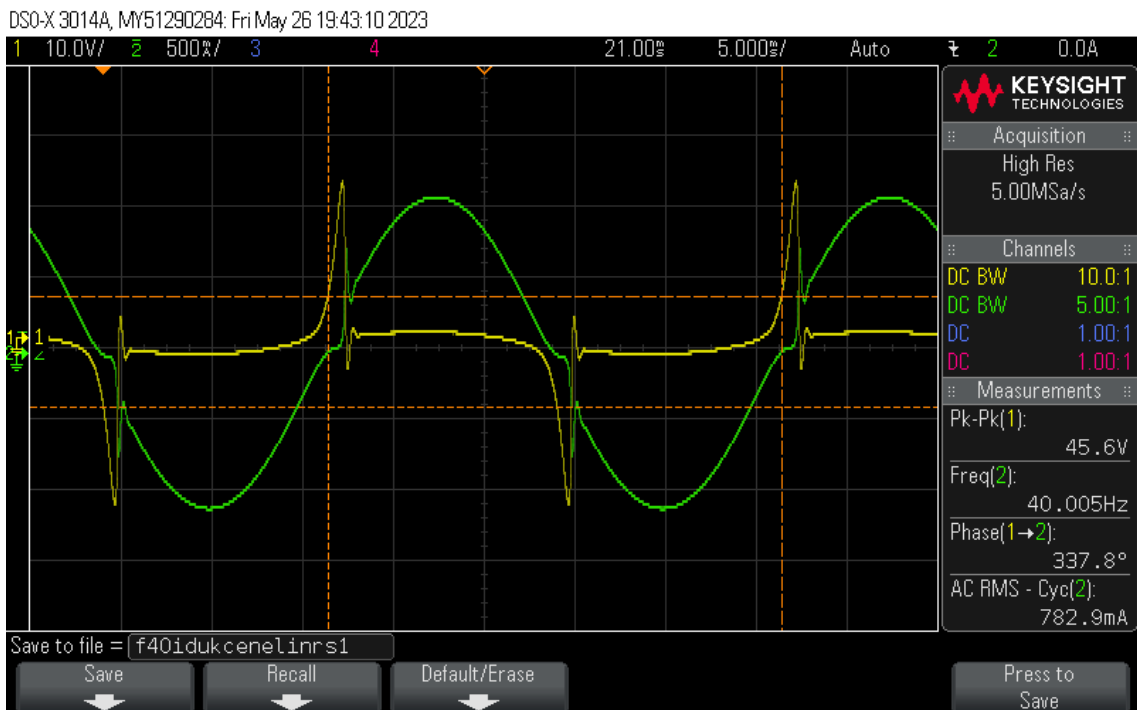
Obrázek 52 Buzení nelineární cívky při $R_s = 1 \Omega$



Obrázek 53 Buzení nelineární cívky při $R_s = 1 \Omega$



Obrázek 54 Buzení nelineární cívky při $R_s = 1 \Omega$



Obrázek 55 Buzení nelineární cívky při $R_s = 1 \Omega$

6. ZÁVĚR

V této bakalářské práci byl navrhnout zdroj proudu, který vychází z vylepšeného Howlandova zdroje proudu se dvěma operačními zesilovači. Hlavní výkonový operační zesilovač byl použit OPA541 a jako napěťový sledovač byl použit LTC6090, které měly pro tento návrh nejlepší parametry a zároveň byly dostupné. Tento Howlandův zdroj proudu má ovšem nevýhodu v náchylnosti na nestabilitu, a proto musely být k obvodu zařazeny kompenzační RC členy, které byly dopočítány a pomocí simulací doladěny.

Při buzení J_{ha} bylo dosaženo dobré stability s fázovou rezervou 94° , což pokryje i změny indukčnosti vlivem nelinearity měřeného jádra. Buzení malé cívky bylo stabilizováno na pokraji doporučené fázové rezervy, a to 60° . Při zvyšování indukčnosti cívky roste i fázová rezerva k 90° .

Zdroj je schopen dodávat až $5,5\text{ A}$ do J_{ha} při opakovací periodě 20 s . Pro větší proud je limitován pracovním napětím operačního zesilovače OPA541. Malou cívku zvládne budit do frekvence 10 kHz . Reálná aplikace byla omezena ztrátovým výkonem na rezistoru R_{S1} , který by neměl přesáhnout 30 W . Uvažovaný výstupní proud je pak omezen na 5 A pomocí rezistoru R_{LIM} .

V programu Micro-Cap byl simulován zdroj s nelineární zátěží, kde pro vyšší kmitočty je zdroj mírně nestabilní. Tuto nestabilitu lze eliminovat pomocí zvýšení hodnoty odporu R_S , tím se také zvětší výstupní impedance. Proto je nutné přepínat rozsahy R_S pomocí relé.

Ze simulace Monte Carlo vyplývá, že s uvažováním tolerancí rezistorů může klesnout výstupní impedance až na desetinu hodnoty oproti ideálnímu stavu bez uvažování výrobní tolerance, a protože nebyly k dispozici precizní rezistory bylo nutné doladit jeden z odporů ve zpětné vazbě pomocí pomocného rezistoru, aby co nejpřesněji platila rovnice (11). Výstupní impedance byla nakonec několikanásobně menší než impedance očekávaná.

Obvod pracuje pro různé druhy zátěží stabilně a nerozkmitává se. Pro lineární cívku o indukčnosti 38 mH pracuje do frekvence zhruba 650 Hz pro oba typy snímacího rezistoru. Předpoklad byl, že pro 10 ohm ový snímací rezistor bude pracovní frekvence daleko vyšší. Pro nelineární cívku pracuje obvod stabilně do desítek Hz pro snímací odpor $1\ \Omega$, ovšem od 1 Hz je vidět silný přechodový děj při průchodu nulou. Nelineární cívka pro snímací odpor $10\ \Omega$ nebyla změřena z důvodu jeho výkonového přetížení, ale očekávalo se, že by se přechodový děj uplatňoval méně a zdroj by mohl pracovat pro vyšší kmitočty.

Rozdíly mezi simulovanými a naměřenými údaji jsou veliké, hlavně u výstupní impedance a přenosové charakteristiky. Zřejmě se jedná o nepřesnosti makromodelu OZ a idealizaci součástek v programu PSpice. Problémy při průchodu nulou jsou způsobeny příliš malým klidovým proudem OPA541, které by případně šlo vyřešit rezistorem mezi výstup OPA541 a záporné napájení.

V průběhu práce nebyly proměřeny všechny vlastnosti obvodu, jako např. maximální výstupní proud nebo měření hysterezní smyčky, protože byl výkonovým přetížením zničen R_{S10} a nakonec obvod přestal odebírat proud ze záporné větve napájecího napětí. Bohužel už nezbýval čas na hledání příčiny problémů a jeho nápravu, nejspíše se jedná o problém na OPA541. Tento problém vedl i k tomu, že už nebyla konstruována krabice. Získané zkušenosti ukazují na nutnost doplnění pomocného OZ před samotný výkonový zesilovač, který bude omezovat amplitudu vstupního signálu a který může sloužit i ke kompenzaci nuly zesilovače. Ta byla při měření kompenzována offsetem nastaveným na generátoru. Také by mohly být doplněny rychlé diody na výstup OPA541 pro jeho ochranu před napěťovými špičkami u induktivní zátěže.

I přes různá omezení a vzniklý problém se zničením odporu R_{S10} bylo měřením zjištěno, že Howlandův zdroj proudu je stabilní a je možné ho po výše uvedených úpravách použít pro měření hysterezních smyček.

LITERATURA

- [1] ROUBAL, Zdeněk a Vít SMEJKAL. Determination of Parameters in the Jiles - Atherton Model for Measured Hysteresis Loops. In: *Proceeding Measurement 2013*. Smolenice: SAV, 2013, s. 127-131. ISBN 9788096967254.
- [2] NOVÁK, Miroslav. *Přechodový děj při zapnutí transformátoru: Způsoby omezování zapínacího proudu*. Liberec, 2003. Disertační práce.
- [3] SZEWCZYK, Roman. The method of moments in Jiles–Atherton model based magnetostatic modelling of thin layers. *Archives of Electrical Engineering*. 2018, **67**(1), 27–35. ISSN 1427-4221. Dostupné z: doi:10.24425/118989
- [4] ROUBAL, Zdeněk, Petr MARCOŇ a Martin ČÁP. Analysis of magnetic properties measurement in closed samples. In: *PROCEEDINGS 9th International Conference 2012 ELEKTRO*. Žilina, 2012, s. 460-464. ISBN 978-1-4673-1178-6.
- [5] SOBOTKA, Lukáš. *Výkonový stupeň Hystrezigrafu*. Brno, 2005. Bakalářská práce. Vedoucí práce Milan Murina.
- [6] MURINA, Milan. *Elektronické zařízení pro nedestruktivní měření pevnosti v tahu a tvrdosti šedé litiny*. Brno, 1974. Kandidátská disertační práce. Vedoucí práce Miroslav Bauer.
- [7] SINOMAG, s.r.o. [online]. *Magnety a teorie: Co je třeba vědět o magnetech*. ©2022. [cit. 2022-12-07] Dostupné z: <http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/?c=omagnetech-slovník>
- [8] DRAXLER, Karel, Petr KAŠPAR a Pavel RIPKA. *Magnetické prvky a měření*. Vyd. 3. V Praze: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2008. ISBN 978-80-01-03970-0.
- [9] REINBOTH, Hermann a Zdeněk TISCHER. *Vlastnosti a použití magnetických materiálů*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1975.
- [10] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [11] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Zdroje proudu*. Praha: BEN – technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-84-8.
- [12] PANDIEV, Ivailo M. Analysis and design of voltage-controlled current sources for a grounded load. *International Journal of Circuit Theory and Applications* [online]. 2015, 43(6), 756-775 [cit. 2022-12-15]. ISSN 00989886. Dostupné z: doi:10.1002/cta.1971
- [13] GHORBANI, Reza a Manoochehr NAHVI. Analysis of Performance of Howland AC Current Source for Electrical Impedance Spectro-Tomography. *Sensing and*

- Imaging* [online]. 2019, 20(1) [cit. 2022-12-15]. ISSN 1557-2064. Dostupné z: doi:10.1007/s11220-019-0251-1
- [14] GREEN, Tim. *Improved Howland Current Pump Stability* [online]. Červenec 2013 [cit. 2022-12-15]. Dostupné z: https://e2e.ti.com/cfs-file/_key/telligent-evolution-components-attachments/00-14-01-00-00-97-43-18/Howland-Stability_5F00_TG.ppt
- [15] HAASZ, Vladimír a Miloš SEDLÁČEK. *Elektrická měření: přístroje a metody*. Praha: České vysoké učení technické, 1998. ISBN 80-01-01717-6.
- [16] BARTUŠEK, K., GESCHIEDTOVÁ, E., REZ, J., STEINBAUER, M., KUBÁSEK, R., MIKULKA, J. *Měření v elektrotechnice. 2., přeprac. a dopl. vydání*. Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky, Brno, 2010, 212 s. ISBN 978-80-214-4160-6
- [17] ROUBAL, Zdeněk a Petr MARCOŇ. *Měření v elektrotechnice: Magnetická měření*. [online]. Brno: FEKT VUT v Brně. 2020 [cit. 2022-12-18].
- [18] MBEST.CZ. *ELT: T1.2 Cívka* [online]. © 2022 [cit. 2022-12-18]. Dostupné z: <http://www.mbest.cz/wp-content/uploads/2017/03/T1.2-C%C3%8DVKA.pdf>.
- [19] VOMELA, Roman. *Proudový zdroj pro elektronovou optiku*. Brno, 2022. Diplomová práce. VUT v Brně. Vedoucí diplomové práce Zdeněk Kolka.
- [20] KOLKA, Zdeněk. *Počítačové řešení elektronických obvodů*. Brno, 2007. Skriptum VUT.
- [21] Texas instruments. *OPA541* [online]. Leden 2016 [cit. 2022-12-27]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa541.pdf?ts=1672365303386&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [22] Texas instruments. *OPA549* [online]. Říjen 2005 [cit. 2022-12-27]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa549.pdf?ts=1672404332853&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FOPA549%253FkeyMatch%253DOPA549%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN.
- [23] Texas instruments. *OPA544* [online]. Září 2000 [cit. 2022-12-27]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa544.pdf?ts=1672404429585&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FOPA544%253FkeyMatch%253DOPA544%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN.
- [24] Texas instruments. *OPA27* [online]. Srpen 2005 [cit. 2022-12-27]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa27.pdf?ts=1672404758381&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FOPA27%253FkeyMatch%253DOPA27%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN.

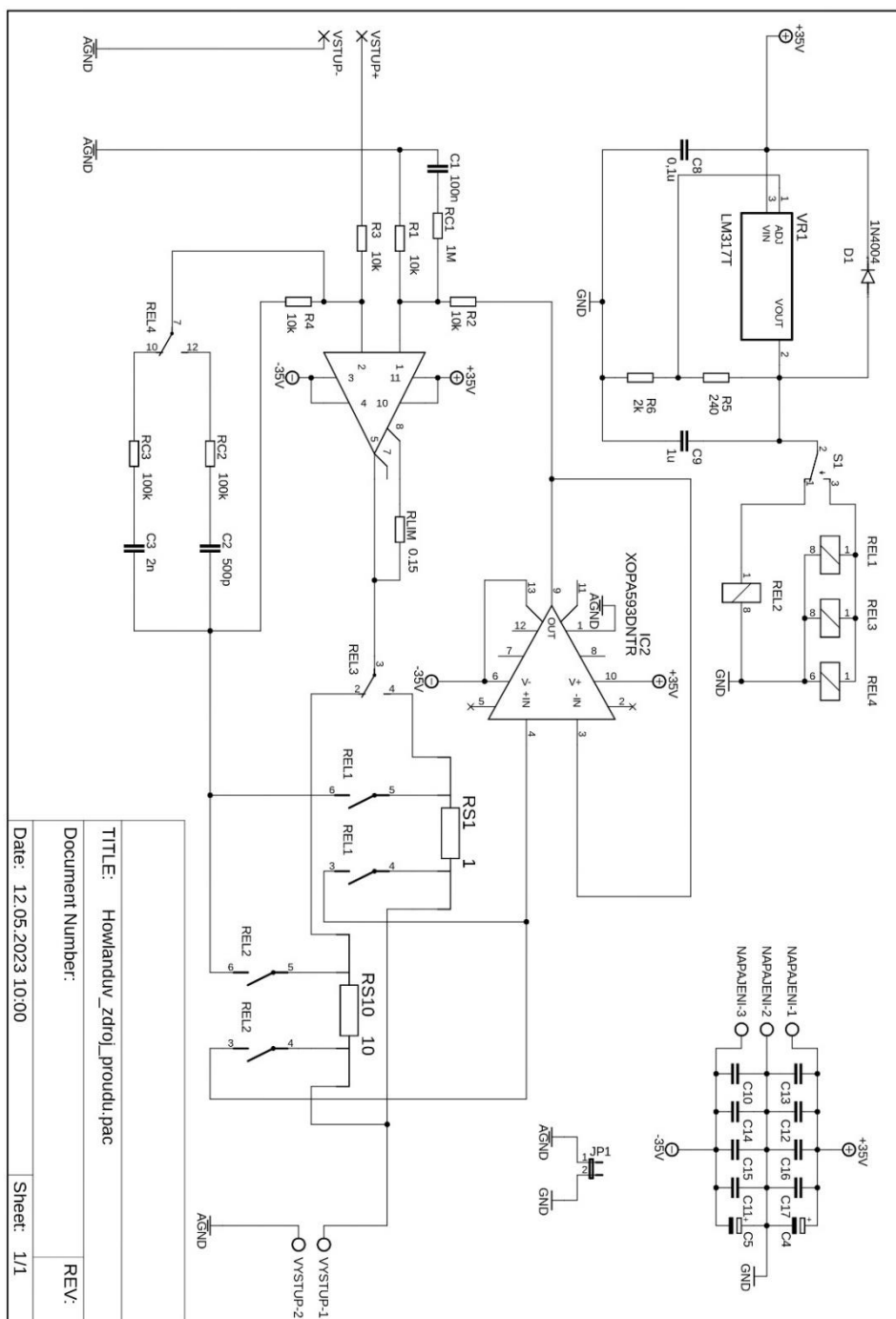
- [25] Texas instruments. *OPA593* [online]. Prosinec 2022 [cit. 2022-12-27]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa593.pdf?ts=1672424735050&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FOPA593
- [26] Texas instruments. *OPA455* [online]. Říjen 2020 [cit. 2022-12-27]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa455.pdf?ts=1672325919635&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [27] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-059-8.
- [28] SMEJKAL, Vít. *Návrh a optimalizace spínaného zdroje řízeného mikrokontrolérem*. Brno, 2013. Diplomová práce. VUT v Brně. Vedoucí diplomové práce Zdeněk Roubal.
- [29] Mouser Electronics. *Y0006V0001TT9L* [online]. ©2023. [cit. 2023-01-01] Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/Vishay-Precision-Group-Foil-Resistors/Y0006V0001TT9L?qs=n4g2KH%252BlcmTB0DKyoNjN1A%3D%3D>
- [30] Farnell. *USR 4-4020* [online]. ©2023 [cit. 2023-01-01] Dostupné z: <https://cz.farnell.com/powertron/usr-4-4020-1r000-d-1/res-1r-1-30w-sip-metal-foil/dp/2565606?ost=rezistor+skrz+desku%2C+1+ohm%2C+usr+4-4020%2C+30+w%2C+%C2%B1+1%25%2C+sip%2C+750+v#anchorTechnicalD OCS>
- [31] Farnell. *Y092610R0000T9I* [online]. ©2023 [cit. 2023-01-01] Dostupné z: <https://cz.farnell.com/vishay-foil-resistors/y092610r0000t9i/res-10r-0-01-8w-to-220-metal-foil/dp/1867932>
- [32] Mouser Electronics. *PA13A* [online]. ©2023 [cit. 2023-04-20] Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/156/pa13u-1853134.pdf>
- [33] Stabilizovaný zdroj s LM317 [online]. Dostupné z : <https://www.belza.cz/pwrsply/317zdroj.htm>
- [34] Farnell. *FPR 4-T221 1R000 S 1% Q* [online]. ©2023 [cit. 2023-05-05] Dostupné z: <https://cz.farnell.com/powertron/fpr-4-t221-1r000-s-1-q/resistor-metal-foil-1ohm-1-5w/dp/2419238>
- [35] GM Electronic. *HITANO RM 10k 0,6W 0,1% 0207 metalizovaný rezistor* [online]. ©2023 [cit. 2023-05-05] Dostupné z: <https://www.gme.cz/v/1489644/hitano-rm-10k-06w-01-0207-metalizovany-rezistor>
- [36] Analog Devices. *LTC6090* [online]. 2012 [cit. 2023-05-05]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6090fe.pdf>
- [37] Richi's Lab. Burr-Brown OPA541BM [online]. [cit. 2023-05-05]. Dostupné z: <https://www.richis-lab.de/Opamp02.htm>
- [38] GM Electronic. *Modul regulátoru DC ventilátoru* [online]. ©2023 [cit. 2023-05-05] Dostupné z: <https://www.gme.cz/v/1508518/modul-regulatoru-dc-ventilatoru>

- [39] HONEK, Marek. *Ampérmetr s velkým rozlišením*. Brno, 2019. Bakalářská práce. VUT v Brně. Vedoucí bakalářské práce Miloslav Steinbauer.
- [40] SOBOTKA, Libor. *Návrh výkonového zesilovače proudu pro induktivní zátěž*. Brno, 2014. Bakalářské práce. Vedoucí bakalářské práce: Zdeněk Roubal.

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - SCHÉMA ZAPOJENÍ.....	64
PŘÍLOHA B - DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ	67
PŘÍLOHA C - DOKUMENTACE VÝROBY A MĚŘENÍ.....	69

Příloha A - Schéma zapojení



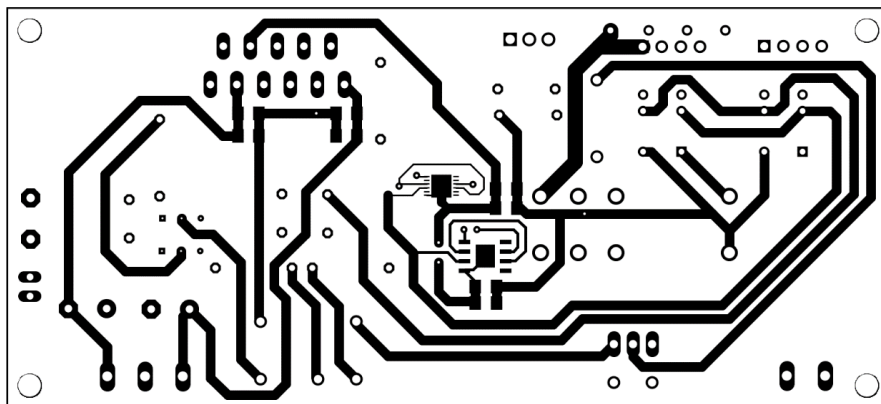
TITLE: Howlanduv_zdroj_proudu.pac	REV:
Document Number:	
Date: 12.05.2023 10:00	Sheet: 1/1

Seznam součástek:

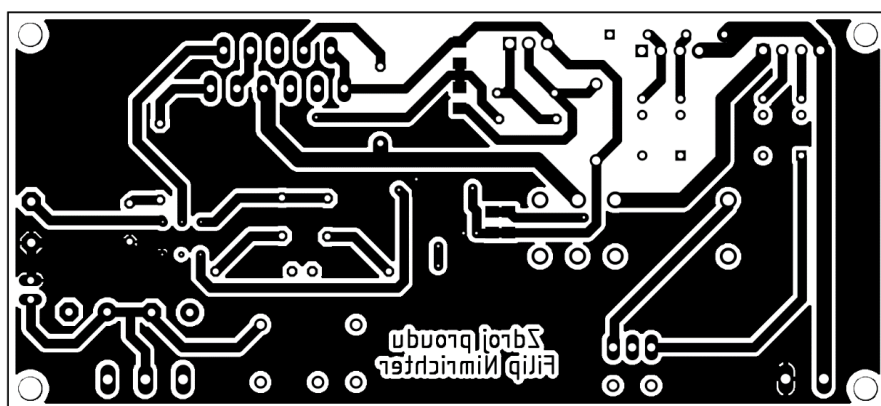
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
R1	10k Ω		Foliový – náhradní metalizovaný
R2	10k Ω		Foliový – náhradní metalizovaný
R3	10k Ω		Foliový – náhradní metalizovaný
R4	10k Ω		Foliový – náhradní metalizovaný
RC1	1M Ω	0207	metalizovaný
RC2	100k Ω	0207	metalizovaný
RC3	100k Ω	0207	metalizovaný
R5	220 Ω	0207	metalizovaný
R6	1,8k Ω	0207	metalizovaný
RS1	1 Ω /30 W	Čtyřvodičové	Foliový
RS1-2	1 Ω /15 W	TO-220-4	Foliový – Náhradní rezistor – nevyužitý
RS10	10 Ω /8 W	TO-220-4	Foliový
RLIM	0,15 Ω /3 W	0414	Metalizovaný
C1	100nF	Radiální Box - 2 Pin	Svitkový
C2	500pF	Radiální Box - 2 Pin	Svitkový 330pF 150pF
C3	2nF	Radiální Box - 2 Pin	Svitkový
C4	470 μ F/50V	E5-10,5	Elektrolytický
C5	470 μ F/50V	E5-10,5	Elektrolytický
C6	10 μ F	C1206	Keramický
C7	100nF	C1206	Keramický
C8	100nF	C1206	Keramický
C9	1 μ F	C1206	Keramický
C10	10 μ F	C1206	Keramický
C11	100nF	C1206	Keramický
C12	10 μ F	C1206	Keramický
C13	100nF	C1206	Keramický
C14	100nF	C1206	Keramický
C15	10 μ F	C1206	Keramický
C16	10 μ F	C1206	Keramický
C17	100nF	C1206	Keramický
D1	1N4007	DO41-10	1A/1000V
S1			
REL1	1462043-8		Signálové 2x DPST-NO

Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
REL2	1462043-8		Signálové 2x DPST-NO
REL3	40.61.7.012.0000		Výkonové SPDT
REL4	G6E-134P-US		Signálové SPDT
VR1	LM317AT	TO-220-3	DC – DC regulátor
IC1	LTC6090	NSOIC (8)	Náhradní OZ
IC2	OPA593	DNT (WSON, 12)	
IC3	OPA541	TO-220 (11)	

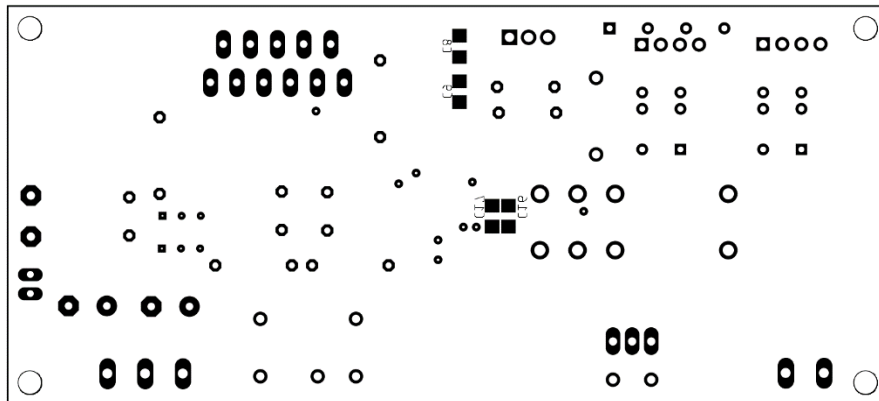
Příloha B - Deska plošných spojů



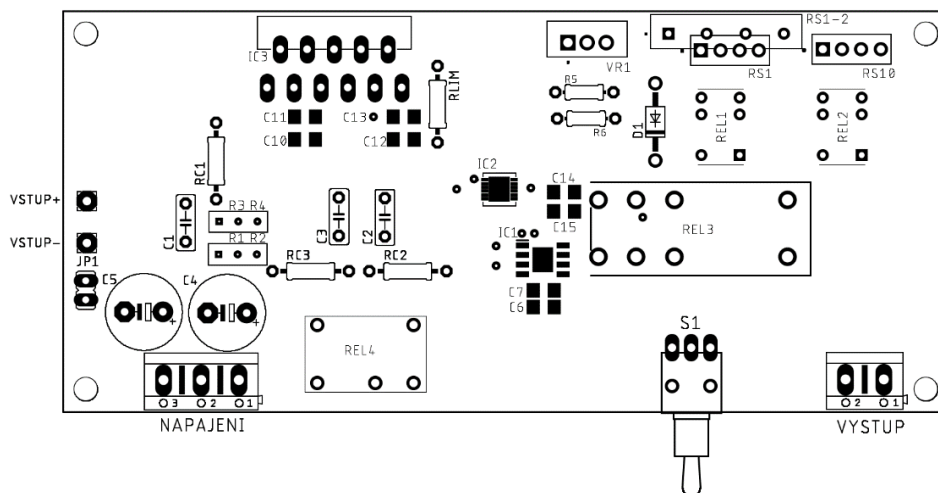
DPS strana TOP (53 x 117 mm) měřítko 1:1 - vodivé cesty



DPS strana BOTTOM (53 x 117 mm) měřítko 1:1 - vodivé cesty

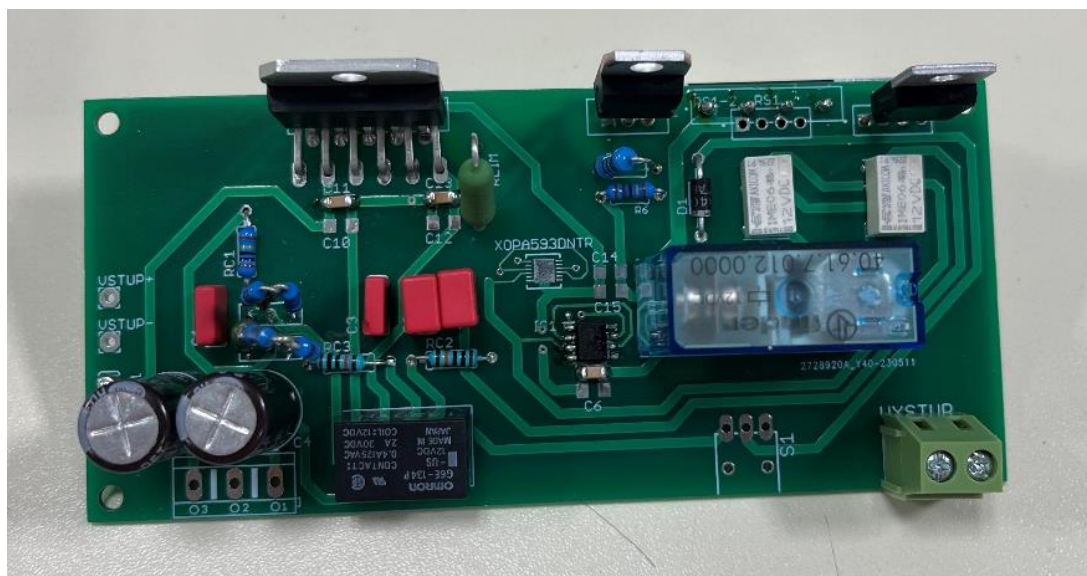


DPS strana BOTTOM (53 x 117 mm) měřítko 1:1 – součástky

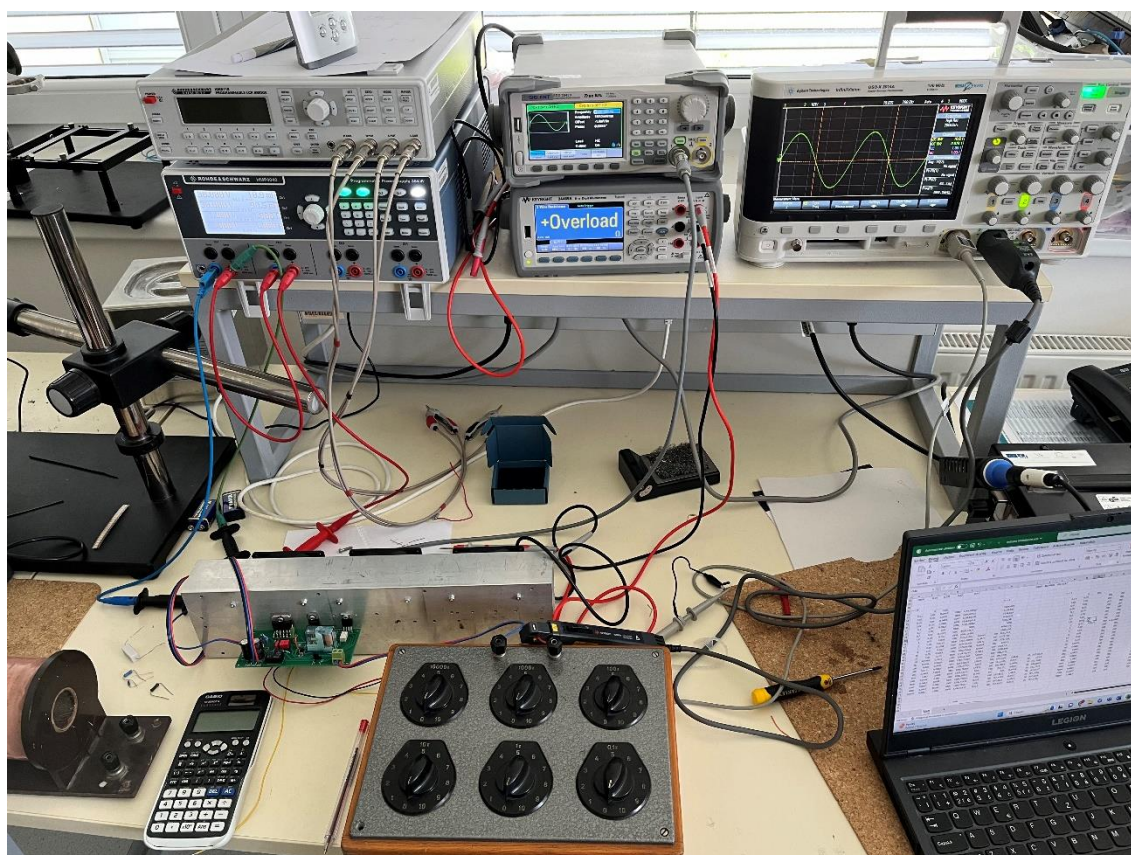


DPS strana TOP (53 x 117 mm) měřítko 1:1 - součástky

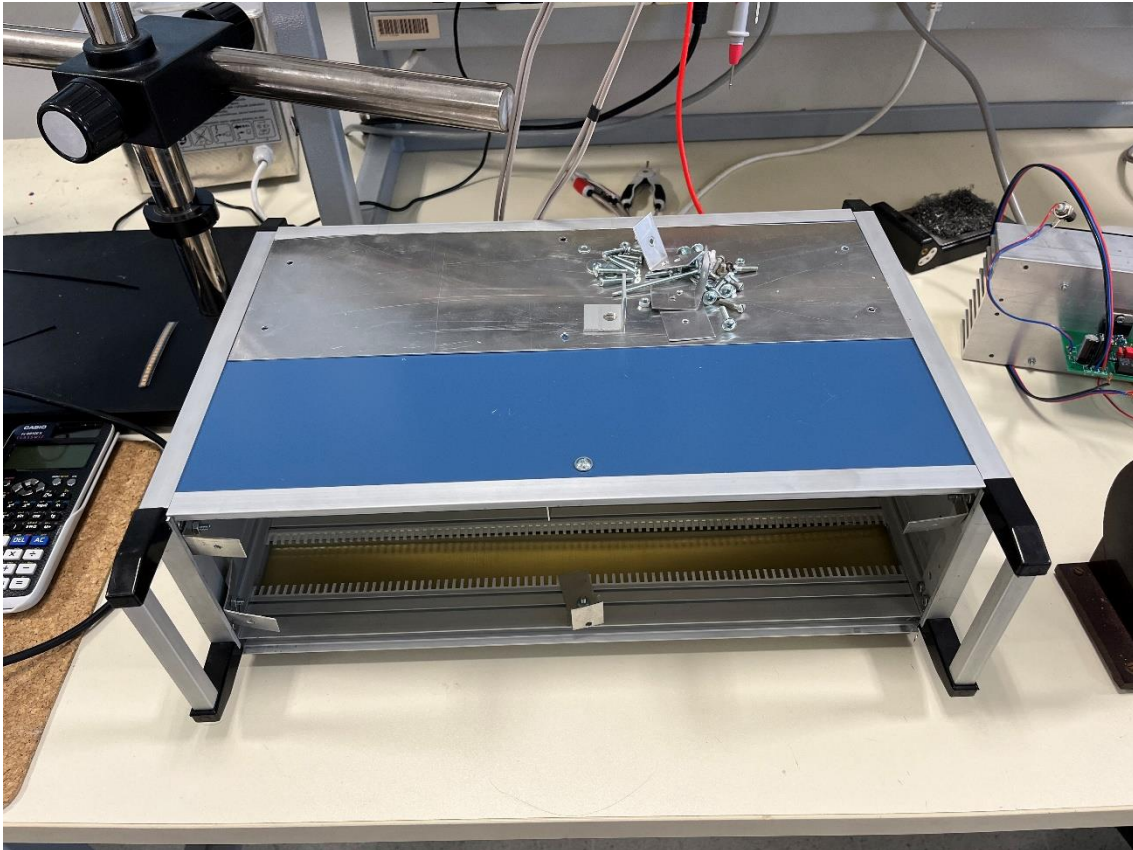
Příloha C - Dokumentace výroby a měření



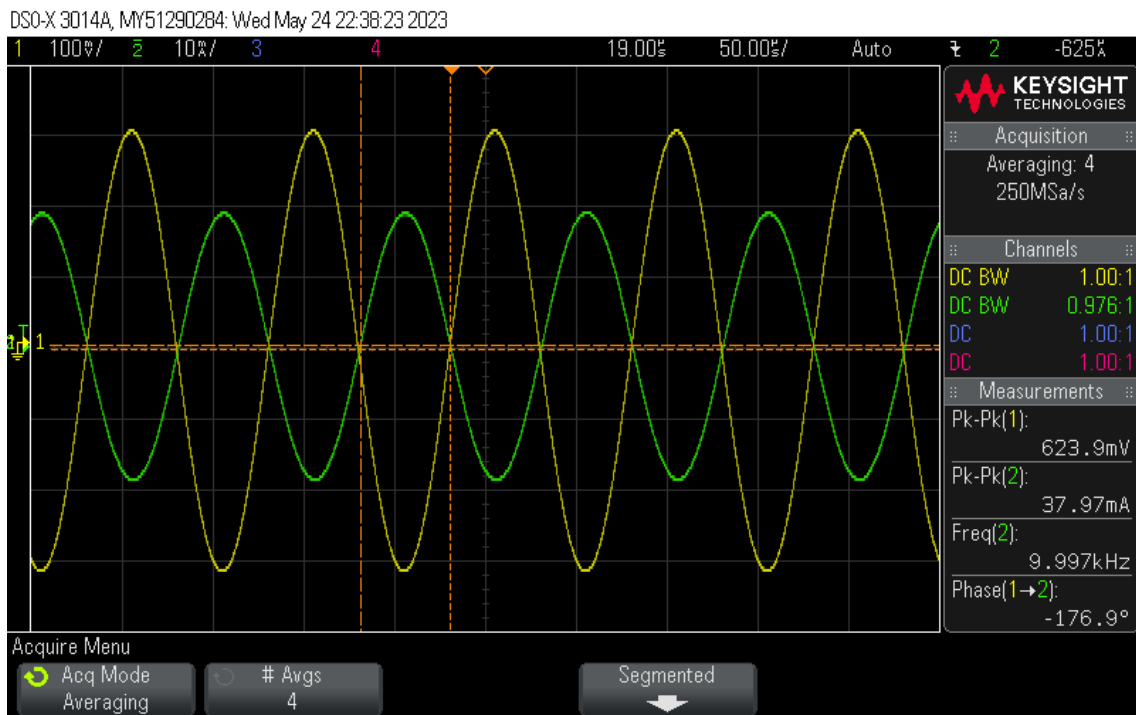
Osazená DPS



Měření výstupního proudu pomocí odporové dekády



Hliníková krabice ALMES 004 1B



Vstupní napětí a výstupní proud při zátěži o odporu 47Ω