

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2022

Bc. Roman Vomela



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

PROUDOVÝ ZDROJ PRO ELEKTRONOVOU OPTIKU

CURRENT SOURCE FOR ELECTRON OPTICS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Roman Vomela

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

BRNO 2022

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Roman Vomela

ID: 203375

Ročník: 2

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Proudový zdroj pro elektronovou optiku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte problematiku řízení cívky magnetické čočky elektronové optiky za účelem návrhu zdroje proudu pro tuto cívku. Řízený proudový zdroj musí být bipolárního charakteru a musí být schopen pracovat ve statickém i dynamickém režimu. Požadovaný pracovní rozsah výstupních veličin je ± 3 A a ± 20 V. Minimální impedance používaných cívek optických čoček je 4 Ω . V dynamickém režimu musí být zdroj schopen nastavovat plný rozsah amplitudy s pracovní frekvencí alespoň 50 Hz. Požadovaná stabilita ve statickém režimu je 100 μ A (s cílem dosažení stability v řádu 10 μ A).

Navržený zdroj musí umožňovat s dostatečnou přesností měření skutečného proudu cívkou pro ověření shody s nastavenými parametry a stability. Dále je požadováno, aby zdroj kontroloval teplotu cívky s pomocí integrovaného teplotního čidla a v případě překročení limitních hodnot došlo k bezpečnému vypnutí.

Navržený zdroj realizujte v podobě funkčního vzorku včetně programového vybavení mikrokontroléru. Otestujte vlastnosti zdroje a proveďte porovnání dosažených parametrů s požadavky a případně s již existujícím systémem řízení. Součástí odevzdané zprávy by měla být kompletní dokumentace návrhu obvodového zapojení zdroje, a to včetně výstupních výkonových členů a řídicí a měřicí části.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] HAWKES, P. W. Magnetic Electron Lenses. Berlin: Springer-Verlag, 1982. ISBN 3-540-10296-5
- [2] HOROWITZ, P., HILL, W. The Art of Electronics. New York: Cambridge University Press, 2015.

Termín zadání: 11.2.2022

Termín odevzdání: 25.5.2022

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

Konzultant: Ing. Jakub Juráň

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem přesného proudového zdroje pro magnetickou čočku. Nejprve je vysvětlena elektronová mikroskopie, protože magnetická čočka neboli cívka, je součástí elektronového mikroskopu. Dále je vysvětlen princip řízení magnetické čočky a její vlastnosti. V další části je rozebrána problematika návrhu bipolárního proudového zdroje a požadavky na stabilitu výstupního proudu. Práce obsahuje popis schématu zapojení navrženého proudového zdroje. Nakonec je proudový zdroj zrealizován a jsou na něm naměřeny základní parametry, zejména stabilita výstupního proudu.

Klíčová slova

Magnetická čočka, napětím řízený proudový zdroj, bipolární proudový zdroj, stabilita proudu.

Abstract

This master thesis focuses on the design of a precision current source for a magnetic lens. First, electron microscopy is explained because the magnetic lens, or coil, is part of the electron microscope. Then the control principle of the magnetic lens and its properties are explained. In the next section, the design of a bipolar current source and the requirements for output current stability are discussed. The thesis includes a description of the circuit diagram of the proposed current source. Finally, the current source is realized and the basic parameters, especially the stability of the output current, are measured.

Keywords

Magnetic lens, voltage controlled current source, bipolar current source, current stability.

Bibliografická citace

VOMELA, Roman. *Proudový zdroj pro elektronovou optiku* [online]. Brno, 2022 [cit. 2022-05-25]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/141555>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Zdeněk Kolka.

Prohlášení autora o původnosti díla

| | |
|-----------------------------------|---|
| Jméno a příjmení studenta: | <i>Roman Vomela</i> |
| VUT ID studenta: | 203375 |
| Typ práce: | <i>Diplomová práce</i> |
| Akademický rok: | 2021/22 |
| Téma závěrečné práce: | <i>Proudový zdroj pro elektronovou optiku</i> |

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: 25. května 2022

podpis autora

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat Ing. Jakubovi Juráňovi za pomoc při řešení odborných a technických problémů a za další cenné rady. Dále děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Dr. Ing. Zdeňku Kolkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 25. května 2022

podpis autora

Obsah

| | |
|--|-----------|
| SEZNAM OBRÁZKŮ | 9 |
| SEZNAM TABULEK..... | 11 |
| ÚVOD | 12 |
| 1. ELEKTRONOVÁ OPTIKA..... | 13 |
| 1.1 ÚVOD DO PRINCIPU ELEKTRONOVÉHO MIKROSKOPU | 13 |
| 1.1.1 Světelná optika..... | 13 |
| 1.1.2 Elektronová optika | 14 |
| 1.2 MAGNETICKÁ ČOČKA..... | 15 |
| 1.2.1 Princip elektrostatické čočky | 16 |
| 1.2.2 Princip magnetické čočky..... | 16 |
| 1.2.3 Porovnání magnetických a elektrostatických čoček..... | 17 |
| 1.2.4 Řízení cívky magnetické čočky | 17 |
| 1.2.5 Vlastnosti a požadavky magnetických čoček ve firmě Delong Instruments..... | 19 |
| 2. PROUDOVÝ ZDROJ | 20 |
| 2.1 CO TO JE PROUDOVÝ ZDROJ..... | 20 |
| 2.2 ŘÍZENÝ PROUDOVÝ ZDROJ..... | 21 |
| 2.2.1 Základní koncepce řízeného proudového zdroje | 22 |
| 3. NÁVRH PROUDOVÉHO ZDROJE | 26 |
| 3.1 POŽADAVKY NA PROUDOVÝ ZDROJ | 26 |
| 3.2 BLOKOVÉ SCHÉMA | 26 |
| 3.3 NÁVRH PROUDOVÉHO ZDROJE..... | 28 |
| 3.3.1 Určení stěžejních komponent | 30 |
| 3.3.2 Možné zdroje nejistot | 34 |
| 3.4 SIMULACE | 36 |
| 3.4.1 Kompenzace nestability..... | 38 |
| 3.4.2 Další simulace..... | 41 |
| 4. REALIZACE PROUDOVÉHO ZDROJE | 46 |
| 4.1 KOMPLETNÍ OBVODOVÉ ZAPOJENÍ..... | 46 |
| 4.1.1 Blokové schéma..... | 46 |
| 4.1.2 Schéma zapojení digitálně-analogového převodníku..... | 47 |
| 4.1.3 Schéma zapojení analogově-digitálního převodníku | 50 |
| 4.1.4 Schéma zapojení koncového stupně proudového zdroje (blok VCCS) | 51 |
| 4.1.5 Schéma zapojení napájení 5 V | 53 |
| 4.1.6 Schéma zapojení napájení ± 10 V..... | 54 |
| 4.1.7 Schéma zapojení napájení ± 26 V..... | 55 |
| 4.1.8 Schéma zapojení napájení 24 V | 56 |
| 4.1.9 Schéma zapojení teplotních čidel | 57 |
| 4.2 NÁVRH DESKY PLOŠNÉHO SPOJE | 57 |
| 4.3 MECHANICKÁ KONSTRUKCE PROUDOVÉHO ZDROJE | 59 |
| 4.3.1 Výpočet chladičů..... | 59 |
| 4.3.2 Popis konstrukce | 61 |

| | |
|-------------------------------------|-----------|
| 5. SOFTWAREVÉ VYBAVENÍ..... | 63 |
| 5.1 POUŽITÝ OBSLUŽNÝ SOFTWARE | 64 |
| 6. MĚŘENÍ A ZHODNOCENÍ..... | 66 |
| 6.1 MĚŘENÍ DYNAMICKÝCH JEVŮ | 66 |
| 6.2 MĚŘENÍ STABILITY PROUDU | 71 |
| 6.3 ZHODNOCENÍ..... | 76 |
| ZÁVĚR | 78 |
| LITERATURA..... | 79 |
| SEZNAM PŘÍLOH..... | 85 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Magnetické indukční čáry (čárkované křivky) vytvořené krátkou cívkou, zde zobrazena v průřezu, spolu s trajektorií elektronu z axiálního bodu O a ekvivalentního obrazového bodu I (optická osa – tečkovaně). Převzato z [1] | 16 |
| 2.1 | Model ideálního proudového zdroje a jeho výstupní charakteristika | 20 |
| 2.2 | Model reálného proudového zdroje a jeho výstupní charakteristika | 20 |
| 2.3 | Jednoduchý zdroj proudu s jedním tranzistorem | 21 |
| 2.4 | Jednoduchý řízený zdroj proudu s operačním zesilovačem. Na základě [8] | 22 |
| 2.5 | Jednoduchý řízený zdroj proudu s operačním zesilovačem a zátěží připojenou na zem. Na základě [8] | 23 |
| 2.6 | Jednoduchý řízený zdroj proudu s operačním zesilovačem, rozdílovým zesilovačem a zátěží připojenou na zem. Na základě [9] | 23 |
| 2.7 | Howlandův proudový zdroj. Na základě [8] | 24 |
| 2.8 | Howlandův proudový zdroj zapojený jako bipolární. Na základě [8] | 24 |
| 3.1 | Vývojový kit NUCLEO-G474RE (mikrokontrolér STM32G474). převzato z [12] | 27 |
| 3.2 | Blokové schéma koncepce proudového zdroje | 27 |
| 3.3 | Principiální schéma zapojení proudového zdroje – verze 1 | 28 |
| 3.4 | Principiální schéma zapojení proudového zdroje – verze 2 | 29 |
| 3.5 | Principiální modifikované schéma zapojení proudového zdroje použito pro tuto práci | 33 |
| 3.6 | Schéma zapojení proudového zdroje pro simulaci zpětné vazby. Zeleně naznačena budoucí kompenzace. | 37 |
| 3.7 | Simulace zpětné vazby. Přenos proudu zátěží I_L ku vstupnímu napětí U_1 | 38 |
| 3.8 | Simulace zpětné vazby. Přenos napětí v bodě y ku napětí v bodě x | 38 |
| 3.9 | Přenos otevřené smyčky OZ – červeně, převrácená hodnota přenosu zpětné vazby – modře a kompenzace zpětné vazby – zeleně | 39 |
| 3.10 | Přenos proudu zátěží I_L ku vstupnímu napětí U_1 . Zátěž 15 mH a 6 Ω . Filtr zátěže 10 μF a 47 Ω | 40 |
| 3.11 | Simulace přenosu otevřené smyčky zpětné vazby. Zátěž 15 mH a 6 Ω . Filtr zátěže 10 μF a 47 Ω | 40 |
| 3.12 | Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω). | 41 |
| 3.13 | Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω). | 42 |
| 3.14 | Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω). | 42 |
| 3.15 | Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω). | 43 |
| 3.16 | Naznačení realizace napájení výkonové (kladné) větve (cca 26 V a 3 A). Na vstupu filtr typu dolní propust (L1, C1), lineární regulátor posílený o tranzistor PNP. | 43 |
| 3.17 | Schéma zapojení proudového zdroje pro simulaci vlivu zvlnění z napájení. | 44 |
| 3.18 | Simulace vlivu zvlnění z napájení. Přenos proudu zátěží (I_{LZ}) ku zdroji zvlnění U_2 (1 V). Zátěž 15 mH a 6 Ω . Kompenzace zátěže 10 μF a 47 Ω | 44 |
| 3.19 | Simulace vlivu zvlnění z napájení. Přenos proudu zátěží (I_{LZ}) ku zdroji zvlnění U_2 (1 V). Zátěž 3 mH a 4 Ω . Kompenzace zátěže 10 μF a 47 Ω | 45 |
| 4.1 | Blokové schéma realizovaného zapojení proudového zdroje | 47 |
| 4.2 | Schéma zapojení digitálně analogového převodníku. | 48 |
| 4.3 | Schéma zapojení pozitivní a negativní reference pro digitálně-analogový převodník. | 49 |
| 4.4 | Schéma zapojení analogově-digitálního převodníku | 50 |

| | | |
|------|---|----|
| 4.5 | Schéma zapojení koncového stupně proudového zdroje (blok VCCS). Kondenzátor C45, C42 a rezistor R15 jsou neosazeny..... | 51 |
| 4.6 | Testovací bod použitý v zapojení na obrázku 4.5. Převzato z [33] | 53 |
| 4.7 | Schéma zapojení napájení 5 V | 53 |
| 4.8 | Schéma zapojení napájení ± 10 V | 54 |
| 4.9 | Schéma zapojení napájení ± 26 V | 55 |
| 4.10 | Schéma zapojení napájení 24 V | 57 |
| 4.11 | Schéma zapojení teplotních čidel | 57 |
| 4.12 | Ukázka výpočtu šířky spoje na DPS podle proudové zatížitelnosti a dovoleného oteplení [46]. | 58 |
| 4.13 | Fotografie výsledné konstrukce proudového zdroje..... | 59 |
| 4.14 | Fotografie použitého ventilátoru MF80252V2-1000U-A99, převzato z [49]..... | 62 |
| 5.1 | Ukázka konfigurace mikrokontroléru v prostředí STM32CubeIDE. | 63 |
| 5.2 | Ukázka softwaru Termite pro UART komunikaci [51]..... | 64 |
| 6.1 | Vlastní šum osciloskopu bez digitální filtrace..... | 66 |
| 6.2 | Vlastní šum osciloskopu s maximální možnou vlastní digitální filtrací. | 66 |
| 6.3 | Sinusový průběh na výstupu DA převodníku, bez RC filtru na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV | 67 |
| 6.4 | Detail sinusového průběhu na výstupu DA převodníku, bez RC filtru na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV..... | 67 |
| 6.5 | Sinusový průběh na výstupu DA převodníku, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV | 68 |
| 6.6 | Detail sinusového průběhu na výstupu DA převodníku, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV..... | 68 |
| 6.7 | Sinusový průběh na výstupu DA převodníku, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 47,7 mV | 68 |
| 6.8 | Sinusový průběh na zátěži, bez RC filtru na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda výstupu DA převodníku 286 mV | 69 |
| 6.9 | Sinusový průběh na zátěži, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda výstupu DA převodníku 286 mV | 69 |
| 6.10 | Měření přechodového děje, skokové změny z 19 mV na 190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). Bez RC filtru na výstupu převodníku. | 70 |
| 6.11 | Měření přechodového děje, skokové změny z 19 mV na 190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). S RC filtrem na výstupu převodníku. | 70 |
| 6.12 | Měření přechodového děje, skokové změny z -19 mV na -190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). Bez RC filtru na výstupu převodníku. | 71 |
| 6.13 | Měření přechodového děje, skokové změny z -19 mV na -190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). S RC filtrem na výstupu převodníku. | 71 |
| 6.14 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 10..... | 72 |
| 6.15 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 1..... | 73 |
| 6.16 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,2..... | 73 |
| 6.17 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,02..... | 74 |
| 6.18 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 10..... | 74 |
| 6.19 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 1..... | 75 |
| 6.20 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,2..... | 75 |
| 6.21 | Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,02..... | 76 |

SEZNAM TABULEK

| | | |
|-----|---|----|
| 1.1 | Parametry cívky pro výpočet parametrů proudového zdroje..... | 19 |
| 3.1 | Výběr DAC [16], [17], [18], [19], [20]. | 31 |
| 3.2 | Nejistoty, které mají vliv na stabilitu výstupního proudu [17][22][14]..... | 35 |
| 6.1 | Parametry vzorkování měření u multimetru 34461A [52] | 72 |
| 6.2 | Porovnání nestabilit výstupního proudu za 30 minut měření | 77 |

ÚVOD

Téma této práce vychází z projektu firmy Delong Instruments a.s., která se zabývá vývojem a výrobou v oblasti elektronové mikroskopie. Záměrem této práce byla inovace proudového zdroje používaného pro řízení magnetických čoček, které jsou součástí optiky elektronového svazku. Součástí magnetické čočky je cívka, kterou je třeba budit velmi stabilním proudem tak, aby výsledný svazek byl při dopadu na zkoumaný vzorek materiálu velmi přesně zaostřen. Přesností a stabilitou proudového zdroje potažmo systémem elektronové optiky jako celku je pak ovlivněna rozlišovací schopnost výsledného zařízení. Proto jsou na zdroj proudu kladeny velké požadavky na tyto parametry.

Současný koncept používaných proudových zdrojů vychází ze zastaralé koncepce a součástková základna neodpovídá možnostem moderní výroby. Cílem tohoto návrhu je navrhnout nový proudový zdroj, který bude spolehlivý, přesný, a velmi stabilní. V rámci přípravy na práci byla též prověřena možnost využití komerčně dostupných produktů, avšak hotové řešení proudového zdroje s požadovanými parametry nebylo nalezeno.

V této práci je navržen koncept vlastního proudového zdroje, který bude dostatečně vhodný pro tak přesné přístroje, jakými elektronové mikroskopy jsou.

1. ELEKTRONOVÁ OPTIKA

K zjištění požadavků na proudový zdroj je dobré znát, pro jaký účel je zdroj navrhován. V první kapitole je tedy nastíněna problematika mikroskopie, jejíž součástí je elektronový mikroskop, jehož součástí je magnetická čočka, což je cívka, pro kterou je navrhován tento proudový zdroj.

1.1 Úvod do principu elektronového mikroskopu

1.1.1 Světelná optika

Naše představy o fyzickém světě jsou do značné míry určeny tím, co pozorujeme. Nejjednodušší pozorování okolního světa je pomocí lidského oka. Lidské oko je citlivé na záření ve viditelné oblasti spektra elektromagnetického záření, tedy vlnových délek v rozmezí 300 až 700 nm. Právě vlnová délka záření hraje roli v tom, jakého nejmenšího prostorového rozlišení (nejmenší vzdálenost dvou objektů neboli nejmenší velikost objektu, který lze pozorovat) jsme schopni dosáhnout. Difrakční limit pozorovaného obrazce je dán Rayleighovým kritériem:

$$\Delta x \approx 0,6\lambda / \sin \alpha, \quad (1.1)$$

kde λ je vlnová délka dopadajícího záření a α je úhel, pod kterým je objekt pozorován. [1]

Pro případ střední vlnové délky viditelného světla $\lambda = 500 \text{ nm}$ a uvážení fyzických parametrů dospělého oka (včetně minimální pozorovací vzdálenosti předmětu 25 cm) vychází prostorové rozlišení na 75 μm . [1]

Pokud použijeme optický mikroskop, který obsahuje alespoň dvě čočky (objektiv a okulár), jsme schopni dosáhnout prostorového rozlišení 0,3 μm . [1]

Dosažení lepšího rozlišení je možno použitím ultrafialového záření, tedy vlnové délky v rozmezí 100 – 300 nm. Zde již je nutné využít pro detekci obrazu technické prostředky, jelikož lidské oko není schopné detekovat tyto vlnové délky. [1]

Pomyslným předělem mezi světlenou a elektronovou optikou je mikroskop, který používá rentgenové záření. Tyto mikroskopy dosahují prostorového rozlišení typicky 30 nm. Výhodou rentgenového mikroskopu oproti elektronovému, je to, že umožňuje zkoumat „mokrý“ vzorky, jelikož pro svou funkci, na rozdíl od elektronového mikroskopu, nevyžaduje vakuum. [1]

1.1.2 Elektronová optika

Po objevu vlnového charakteru částic hmoty, mezi něž patří i elektrony, navrhl Luis de Broglie vyjádření jejich vlnové délky vztahem:

$$\lambda = \frac{h}{p} = \frac{h}{m \cdot v}, \quad (1.2)$$

kde $h = 6,626 \times 10^{-34} \text{ Js}$ je Planckova konstanta, $p [\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^{-1}]$, $m [\text{kg}]$ a $v [\text{m} \cdot \text{s}^{-1}]$ představují hybnost, hmotnost a rychlost elektronu. [1]

Pro elektron vyzářený do vakua z rozžhaveného vlákna a urychleného skrz potenciálový rozdíl 50 V jeho vlnová délka odpovídá 0,17 nm. Pokud je potenciál zvýšen na 50 kV, vlnová délka se zmenší na 5 pm. Elektrony s takto vysokou energií mohou proniknout několik mikrometrů do materiálu. [1]

Jelikož v praxi je svazek elektronového zobrazovacího systému složen z proudu elektronů, a nikoliv z jednotlivých částic, může skutečné rozlišení mikroskopu ovlivnit také interakce jednotlivých částic mezi sebou. S výhodou lze pro zaostření svazku ale také pro vychylování místa jeho dopadu využít toho, že kromě jejich vlnového charakteru se elektrony chovají jako záporně nabitě částice, a proto je možné je vychýlit elektrickým nebo magnetickým polem. [1]

Těchto principů využívá elektronový mikroskop. V TEM režimu (TEM – Transmission Electron Microscope, transmisní neboli prozařovací mikroskopie) pronikají elektrony tenkým vzorkem a poté jsou zobrazovány vhodnými čočkami, podobně jako u optického mikroskopu. V současné době jsou v režimu TEM elektrony vychylovány pomocí vysokého napětí (řádově desítky až stovky kV), a to kvůli přesnosti a dynamice tohoto způsobu. Zaměřovány pak jsou obvykle pomocí magnetických čoček, které produkují konstantní magnetické pole. Touto metodou lze dosáhnout prostorového rozlišení až 0,2 nm. [1]

TEM má omezení, že umožňuje zkoumat pouze tenké vzorky. Pokud není vzorek dost tenký, tak jsou elektrony ve vzorku silně rozptýleny nebo dokonce pohlceny. Tento problém řeší skenovací (rastrovací) elektronový mikroskop (SEM – Scanning Electron Microscope). SEM pracuje na principu emise sekundárních elektronů. Přicházející (primární) elektrony dodají energii elektronům vázaným v atomových obalech vzorku, a ty se pak mohou uvolnit jako sekundární elektrony. Tyto elektrony jsou emitovány s různými energiemi, což znesnadňuje jejich zaostření do obrazu pomocí elektronových čoček. Existuje však alternativní způsob vytváření obrazu, který využívá skenovacího principu: primární elektrony jsou soustředěny do elektronové sondy o malém průměru, která je posouvána napříč vzorkem, přičemž se využívá skutečnosti, že ke změně směru pohybu paprsku lze využít elektrostatické nebo magnetické pole aplikované kolmo na svazek elektronů. Současným skenováním ve dvou na sebe kolmých směrech lze pokrýt čtvercovou nebo obdélníkovou plochu vzorku (tzv. rastr) a vytvořit obraz této plochy sběrem sekundárních elektronů z každého bodu na vzorku. Současné SEM dosahují prostorového rozlišení mezi 1 nm a 10 nm. [1]

Toto jsou dva základní druhy elektronových mikroskopů. Existuje také kombinace obou předchozích, tedy Skenovací transmisní elektronový mikroskop.

1.2 Magnetická čočka

Elektronové čočky se často využívají k zajištění fokusace elektronového svazku tedy k tomu, aby se elektrony emitované ze zdroje soustředily do malého obrazového bodu. Pro zaostření elektronového svazku nemůžeme spoléhat na lom na rozhraní materiálů, jako je tomu u fotonové optiky (typicky rozhraní sklo-vzduch). Elektrony jsou totiž brzy po vstupu do pevné látky silně rozptýleny a postupně absorbovány. Místo toho využíváme skutečnosti, že elektron má elektrický náboj, a proto je vychýlitelný pomocí elektrického pole. Případně můžeme využít skutečnosti, že elektrony ve svazku se pohybují, svazek je tedy ekvivalentní elektrickému proudu ve vodiči, a může být vychýlen při průchodu magnetickým polem. [1]

Tradičním způsobem aplikace elektrického pole je použití statické čočky orientované souběžně s osou svazku, kde její osová symetrie způsobí zaostření elektronového svazku (viz následující kapitoly). Existuje alternativní způsob aplikování elektrického či magnetického pole na svazek, a to použití pole kolmého k ose svazku. To způsobí celkové vychýlení elektronů směrem, kterým je pole aplikováno (s uvážením polaritu pole). V praxi se používá více kruhově uspořádaných elektrod (elektrické vychylování), v případě magnetického pole pak více cívek. Typickým systémem využívaným ve vychylovací elektronové optice je využití elektrického pole oktupólů, tedy osmice elektrod s vlastním řízením. Tímto způsobem lze elektronový svazek, jak tvarovat, tak dynamicky vychylovat. Vychylování může sloužit k rastrování (u skenovacího mikroskopu) nebo ke korekci optických vad čoček. Ačkoliv je tato metoda rychlá (rychlost změny elektrického pole je závislá na kapacitě systému, kterou lze efektivně vhodnou technickou realizací minimalizovat), její aplikace vyžaduje velmi jemnou a přesnou konstrukci. Elektrické pole v systému více elektrod totiž rychle splývá a ztrácí se tak efekt působící na svazek. Pouze při přiblížení elektrod ke svazku na co nejmenší vzdálenost (maximálně jednotky milimetrů) je pole dostatečně schopné svazek efektivně tvarovat či vychylovat bez vzniku dalších aberací (optických vad) svazku (s uvážením, že intenzita dynamického elektrického pole lze technicky realizovat pouze do jisté míry). Pro formování svazku pak je vhodné využít větší intenzity pole což umožňuje homogenní působení na elektrony ve větším svazku (typicky u projekční optiky). Kombinace rychlého dynamického vychylování a statické fokusace svazku u objektivové části optiky by byla značně náročná. Proto se v praxi používá kombinace rychlého vychylování a statické fokusace.

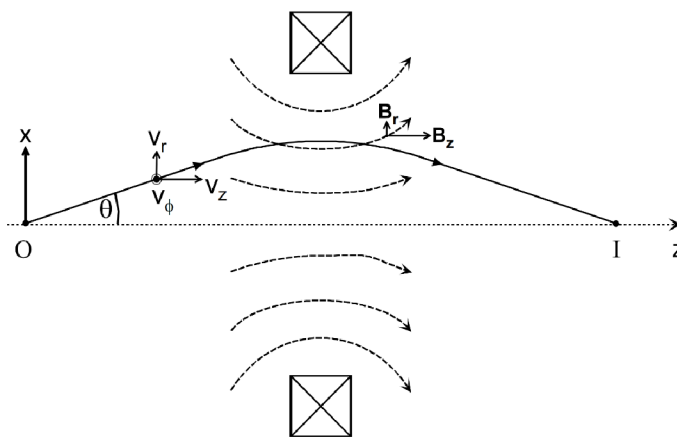
Elektronový svazek lze zaměřovat elektrostatickou a magnetickou čočkou. Níže jsou popsány principy, porovnány, vlastnosti obou druhů čoček a je popsáno řízení cívek magnetických čoček.

1.2.1 Princip elektrostatické čočky

Jednoduchá elektrostatická čočka se skládá z dvojice souběžně umístěných kruhových vodivých elektrod připojených ve středu (v optické ose). Jedna z nich je připojena na záporný potenciál, druhá pak na nulový potenciál. V místě otvoru vyhřezávají siločáry pole mezi elektrodami do tohoto prostoru a vytváří tak prostor s narůstající intenzitou pole od středu otvoru směrem k jeho okrajům. Elektrostatické čočky jsou tzv. unipotenciální, tedy elektron, který vstupuje a opouští pole čočky má stejný potenciál. Elektron, který prochází skrz čočku v optické ose (kolmo na rovinu elektrického pole) je ovlivňován stejně ze všech stran, a proto prochází nezměněn. Pokud elektron neprochází přímo optickou osou, je záporným potenciálem čočky vrácen zpět do této osy. K centrování svazku potřebujeme kruhovou nebo axiální symetrii, která zajistí, že působící síla závisí pouze na radiální vzdálenosti elektronu od osy a je nezávislá na své azimutální pozici okolo osy. [1]

1.2.2 Princip magnetické čočky

K zaměření elektronového svazku se také používá elektromagnetická čočka, která produkuje magnetické pole v cívce vytvořené stejnosměrným proudem. K dosažení zaostření je zapotřebí stavu, kdy svazek prochází polem, které je vůči němu axiálně symetrické (svazek tvoří osu pole). Pokud elektron prochází přímo, rovnoběžně s optickou osou, magnetické pole na něj působí ze všech stran rovnoměrně, a tedy výsledná působící síla je nulová. Pokud elektron neprochází rovnoběžně s optickou osou, ale pod určitým úhlem, je vychýlen magnetickým polem cívky zpět do optické osy, jak je znázorněno na obrázku 1.1. Vhodnou kombinací více magnetických čoček lze pak dosáhnout vytvoření nesbíhavého svazku podobně jako u fotonové optiky. [1]



Obrázek 1.1 Magnetické indukční čáry (čárkované křivky) vytvořené krátkou cívkou, zde zobrazena v průřezu, spolu s trajektorií elektronu z axiálního bodu O a ekvivalentního obrazového bodu I (optická osa – tečkovaně). Převzato z [1]

1.2.3 Porovnání magnetických a elektrostatických čoček

Protože elektrostatická síla působící na elektron je paralelní (v případě elektronu, antiparalelní) k poli, a protože díky osově symetrii polí nemá žádnou tangentskou složku, nezpůsobují elektrostatické čočky žádnou rotaci obrazu. Mezi jejich přednosti patří také nízká konstrukční hmotnost a spotřeba energie. Díky tomu nacházejí využití zejména v zařízeních pracujících ve vesmíru, jako jsou planetární sondy. Další výhodou elektrostatických čoček je, že mohou kombinovat funkce s dalšími částmi elektronové optiky. To je výsledkem toho, že zdroj napětí připojený k čočce může být rovněž použit k urychlení elektronů. Například lze zdroj napětí pro čočku použít i pro urychlování elektronů svazku. Nevadí ani, že je toto urychlovací napětí proměnné (či kolísavé). Pokud se urychlovací napětí a tím současně napětí na čočce zvýší, elektrony se pohybují rychleji. Protože však k zaostření rychlejších elektronů je zapotřebí vyššího napětí na čočce, oba efekty se ruší (do stability prvního řádu). [1]

Na druhou stranu skutečnost, že na elektrostatickou čočku musí být přivedeno napětí srovnatelné s urychlovacím napětím, znamená, že pro urychlovací napětí v řádech desítek kV a větších se stávají problémy s izolací a bezpečností závažnými. Protože vyšší urychlovací napětí v principu umožňuje dosáhnout lepších rozlišení obrazu, dává se pro elektronovou mikroskopii obecně přednost magnetickým čočkám. Magnetické čočky také poskytují o něco nižší aberaci při stejné ohniskové vzdálenosti, což dále zlepšuje rozlišení obrazu. Aberace objektivu se snižují také tím, že ohnisková vzdálenost objektivu je malá, což znamená magnetický imerzní objektiv se vzorkem přítomným v poli objektivu. Taková koncepce je problematická u elektrostatického objektivu, kde by zavedení vodivého vzorku mohlo výrazně změnit rozložení elektrického pole (nehledě na technické komplikace takového řešení). [1]

1.2.4 Řízení cívky magnetické čočky

Jak bylo zmíněno výše, magnetická čočka slouží k zaměření elektronového svazku, kterým zkoumáme vzorek. Je to kruhová cívka skrz jejíž axiální (optickou) osu proudí elektronový svazek a je ovlivňován pomocí jejího magnetického pole. Následující rovnice popisují elektromagnetické zákony, které vedou k tomu, jak proud protékající cívkou ovlivňuje magnetické pole, které ovlivňuje sílu, jenž působí na procházející elektron.

V souladu s teorií elektromagnetismu, síla, která působí na elektron procházející nehomogenním magnetickým polem, je reprezentována následujícím vektorem (známá také pod označením Lorentzova síla):

$$\vec{F} = -e \cdot (\vec{v} \times \vec{B}) [N], \quad (1.3)$$

kde $-e$ [C] je záporný náboj elektronu, \vec{v} [m/s] je vektor rychlosti elektronu a \vec{B} [T] je magnetické pole reprezentováno hodnotou indukce a jeho směrem. [1]

Maxwellova rovnice známá pod označením zobecněný Ampérův zákon vyjadřuje vztah mezi intenzitou magnetického pole a protékajícím proudem:

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \vec{I} + \int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{S}, \quad (1.4)$$

kde cirkulace vektoru intenzity magnetického pole \vec{H} [A/m] po libovolně orientované uzavřené křivce \vec{l} je rovna součtu celkového vodivého proudu \vec{I} [A] a posuvného Maxwellova proudu vyjádřeného $\int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$. [2]

Vynecháním Maxwellova posuvného proudu lze rovnici (1.4) zjednodušit pro stacionární pole do následujícího tvaru:

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \vec{I}, \quad (1.5)$$

což znamená, že celková intenzita magnetického pole na uzavřené křivce je dána velikostí protékajícího proudu. [2]

Přepočet magnetické indukce na intenzitu magnetického pole ve vakuu je dán vztahem:

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0}, \quad (1.6)$$

kde \vec{H} [A/m] je vektor intenzity magnetického pole, \vec{B} [T] je vektor magnetické indukce a μ_0 [H/m] je permeabilita vakua.

Jelikož při nastavování parametrů proudového zdroje je řízena amplituda výstupního proudu, je možno použít zjednodušený vztah pro intenzitu magnetického pole uvnitř kruhové cívky:

$$H = \frac{I \cdot N}{d} \text{ [A/m]}, \quad (1.7)$$

kde I [A] je proud procházející cívku, N [-] je počet závitů cívky a d [m] je průměr cívky.

Poté magnetická indukce v cívce (pro vakuum) je dána:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{d} \text{ [T]}, \quad (1.8)$$

kde μ_0 je permeabilita vakua [H/m], N [-] je počet závitů cívky, I [A] je proud protékající cívku a d [m] je průměr cívky.

Z kombinace rovnic (1.3) a (1.8) při uvážení konstantního urychlovacího napětí, tedy konstantní rychlosti elektronu, je síla působící na elektron procházející magnetickou čočkou dána přímo úměrně velikostí proudu procházejícího cívku vynásobeno konstantou, udávající vlastnosti elektromagnetického pole.

Toto platí jen pro určitou mez intenzity pole, pro kterou lze považovat toto pole dostatečně homogenní, a tudíž zmíněný parametr za konstantní. Zmíněná mez souvisí s konstrukcí magnetických čoček. Hlubší rozbor problematiky návrhu samotné cívky už není předmětem této práce. Vstupní parametry návrhu jsou dány zadáním a na další návrh proudového zdroje to nebude mít vliv.

1.2.5 Vlastnosti a požadavky magnetických čoček ve firmě Delong Instruments

Firma Delong Instruments a.s. ve svých produktech používá různé druhy magnetických čoček. Jelikož cílem této práce je navrhnout univerzální proudový zdroj, který bude schopen napájet různé cívky, budou v této práci uvažovány typické hodnoty indukčnosti a stejnosměrného odporu cívek. Jako typická hodnota indukčnosti pro menší cívky je uvažována 3 mH (1 kHz) a stejnosměrný odpor 2-4 Ω . Typická hodnota indukčnosti pro větší cívky je uvažována 15 mH (1 kHz) a stejnosměrný odpor 4-6 Ω .

Za zmínění stojí důvod uvedení rozsahu hodnoty typického stejnosměrného odporu cívek, a tím je jeho změna vlivem ohřevu protékajícím proudem (ztráty na vinutí). Pro účely návrhu zdroje byly firmou poskytnuty hodnoty indukčnosti cívek. Hodnoty byly změřeny na frekvenci 100 Hz a 1 kHz, přičemž hodnoty se výrazně nelišily. Pro statický režim zdroje je indukčnost nepodstatná (cívka představuje pouze odpor). Naopak v dynamické režimu by bylo vhodné znát hodnotu indukčnosti na mezní frekvenci, která je určena dobou náběžné a sestupné hrany signálu zdroje. Šířka frekvenčního pásma lineárního přenosového článku pro pulsní signály je dána vztahem:

$$f_m \cong \frac{0,35}{\sqrt{t_{eo}^2 - t_{ei}^2}} [Hz], \quad (1.9)$$

kde t_{eo} je doba hrany výstupního pulsu (což bude odpovídat, v následující koncepci zdroje, výstupu operačního zesilovače) a t_{ei} je doba hrany vstupního pulsu (což bude odpovídat, v následující koncepci zdroje, výstupu D/A převodníku) [3].

Ke shrnutí je dobré zmínit, že cívku je potřeba napájet proudovým zdrojem, který je velmi stabilní. Čím stabilnější zdroj, tím stabilnější magnetické pole v cívce a tím přesnější zaostření elektronového svazku. Na proudový zdroj je požadována stabilita v řádu 100 μA s cílem dosažení stability 10 μA . Pro výpočty a simulace jsou typické hodnoty cívek uvedeny v tabulce 1.1.

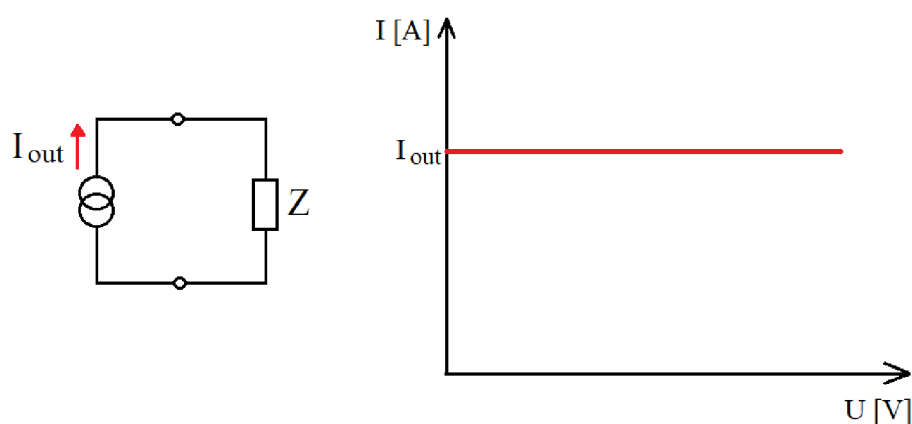
Tabulka 1.1 Parametry cívky pro výpočet parametrů proudového zdroje

| | indukčnost (1 kHz) | stejnosemerný odpor |
|-------------|--------------------|---------------------|
| malá cívka | 3 mH | 4 Ω |
| velká cívka | 15 mH | 6 Ω |

2. PROUDOVÝ ZDROJ

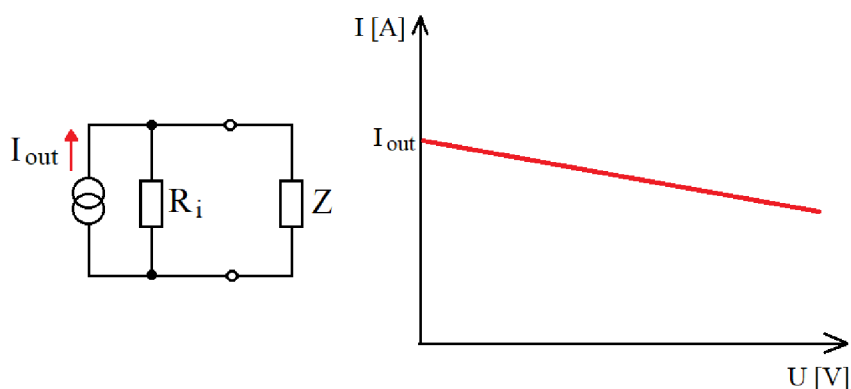
2.1 Co to je proudový zdroj

V elektrotechnice jsou rozlišovány dva základní druhy zdrojů elektrické energie. Jsou to napěťový zdroj a proudový zdroj. Ideální zdroj napětí má na svých výstupních svorkách vždy konstantní napětí bez ohledu na připojenou zátěž. Oproti tomu ideální zdroj proudu dodává do zátěže vždy konstantní proud bez ohledu na velikost zátěže. Z toho plyne jeho volt-ampérová charakteristika, viz obrázek 2.1.



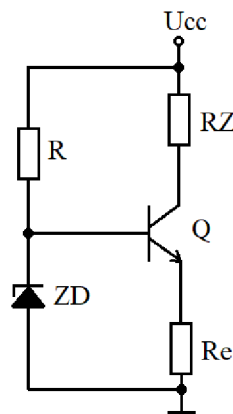
Obrázek 2.1 Model ideálního proudového zdroje a jeho výstupní charakteristika

Ideální proudový zdroj ovšem neexistuje, proto při reálném návrhu je konstruován reálný proudový zdroj. Jeho nedokonalost je vyjádřena především jeho vnitřním odporem (R_i), který představuje rezistor připojený paralelně k ideálnímu zdroji proudu. Jeho volt-ampérová charakteristika tedy není konstanta, ale proud se mění při změně napětí na zátěži (viz obrázek 2.2). Stálost výstupního proudu je také, kromě měnícího se odporu zátěže, ovlivněna jinými fyzikálními veličinami (například teplota, čas a další.). [4] [5]



Obrázek 2.2 Model reálného proudového zdroje a jeho výstupní charakteristika

Jako příklad jednoduchého proudového zdroje může být použito zapojení s jedním tranzistorem a Zenerovou diodou, viz obrázek 2.3. Princip tranzistoru jako zdroje konstantního proudu vychází z jeho výstupních charakteristik, kde je využita oblast konstantního proudu kolektorem. V tomto zapojení je bipolární NPN tranzistor, charakterizovaný jeho zesilovacím činitelem β (zapojení se společným emitorem). Napětí na Zenerově diodě je zesilováno tranzistorem tak, že na odporu R_e je napětí Zenerovy diody zmenšené o úbytek napětí na přechodu báze-emitor tranzistoru. Jelikož Zenerovo napětí je konstantní a úbytek napětí na rezistoru R_e se mění s protékajícím proudem, bude se tranzistor přivírat a otevírat v závislosti na změně velikosti zátěže. Proud kolektorem tranzistoru je téměř totožný s proudem emitorem (menší pouze o proud báze). A protože se tranzistor přivírá a otevírá, tak aby udržoval na R_e stále stejný úbytek napětí (kvůli Zenerovu napětí), udržuje tedy konstantní proud emitorem, tedy i kolektorem, a tedy i zátěží. [6]



Obrázek 2.3 Jednoduchý zdroj proudu s jedním tranzistorem

2.2 Řízený proudový zdroj

Jelikož cílem této práce je navrhnout proudový zdroj, který bude schopný měnit svůj výstupní proud, je v následujících kapitolách vysvětlena koncepce řízeného proudového zdroje.

V analogii s předchozí kapitolou rozlišujeme čtyři základní koncepce řízeného zdroje. Dva napěťové a dva proudové zdroje. Jsou to závislé dvojbrany (výstupní veličina je závislá na vstupní) používané při modelování. Jejich značení vyplývá z anglických názvů: VCVS – Voltage-Controlled Voltage Source (napětím řízený napěťový zdroj), CCVS – Current-Controlled Voltage Source (proudem řízený napěťový zdroj), CCCS – Current-Controlled Current Source (proudem řízený proudový zdroj) a VCCS – Voltage-Controlled Current Source (napětím řízený napěťový zdroj). [7]

Protože v praxi zdroj proudu vzniká přizpůsobením zdroje napětí, je jednodušší konstruovat napětím řízené zdroje. Proto bude dále v této práci rozebrána problematika VCCS a následně její realizace.

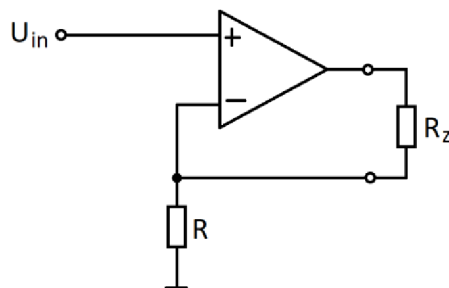
2.2.1 Základní koncepce řízeného proudového zdroje

Před návrhem vlastního proudového zdroje, je dobré zmínit, že pro méně náročné aplikace mohou stačit již hotové integrované obvody. Asi nejjednodušší variantou proudového zdroje jsou lineární regulátory. Tyto obvody jsou zdroji konstantního napětí, vhodným obvodovým zapojením lze dosáhnout, že se budou chovat jako zdroj konstantního proudu. Některé integrované lineární regulátory jsou přímo konstruovány, aby mohly sloužit i jako zdroj konstantního proudu. Takovéto obvody jsou typicky určeny pro regulaci svitu více svítivých diod v sérii apod. Příkladem, je integrovaný obvod pod označením LM317 nebo LT3085. V datovém listu je obvykle zapojení lineárního regulátoru jako zdroje proudu uvedeno.

Protože zmíněné lineární regulátory obvykle neumožňují bipolární provoz, nejsou dimenzované na výkon, který je pro zdroj proudu navrhovaný v této práci potřeba, a hlavně nemají takovou stabilitu, které je třeba dosáhnout. Dále v této práci bude zaměřena pozornost na konstrukci vlastního zapojení. Základním stavebním kamenem napětím řízeného proudového zdroje je operační zesilovač (OZ). V současné elektrotechnické praxi jsou typické dva způsoby zapojení operačního zesilovače jako proudového zdroje.

Prvním případem je OZ, na jehož neinvertující vstup je připojeno řídicí napětí a zátěž je plovoucí (obrázek 2.4). Z principu fungování OZ je zřejmé, že výstupní proud je dán:

$$I_z = \frac{U_{in}}{R}, \quad (2.1)$$

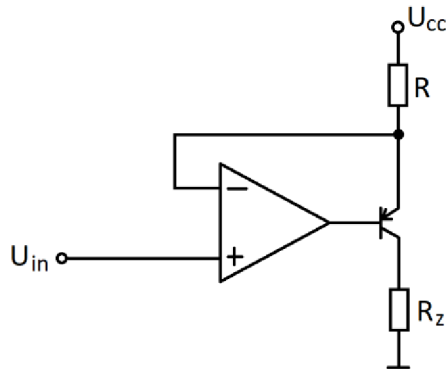


Obrázek 2.4 Jednoduchý řízený zdroj proudu s operačním zesilovačem. Na základě [8]

Zapojení na obrázku 2.4 má nevýhodu, že zátěž je tzv. plovoucí, tedy není připojena jedním koncem na zem (to může být v některých případech problematické). Řešením může být například zapojení na obrázku 2.5, kde platí podobné principy jako v předchozím případě. OZ udržuje ideálně nulový rozdíl mezi svými vstupními svorkami, tedy výstup řídí tak, aby na emitoru tranzistoru bylo vstupní napětí U_{in} , tedy na rezistoru

R je vždy úbytek napětí roven $U_{cc} - U_{in}$. Poté proud zátěží je vždy roven tomuto úbytku napětí podělený hodnotou odporu R (2.2). Tento vztah je mírně nepřesný, a to o proud do báze tranzistoru. Tuto nepřesnost je možno vyřešit použitím unipolárního tranzistoru typu N-MOS. [8]

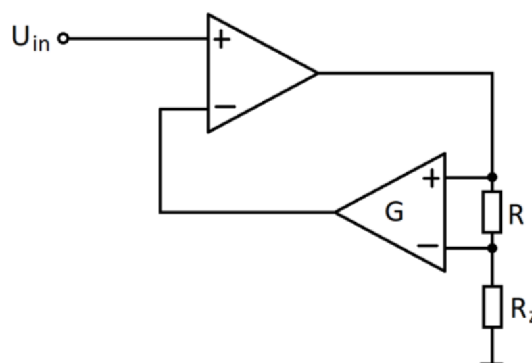
$$I_z = \frac{U_{cc} - U_{in}}{R}, \quad (2.2)$$



Obrázek 2.5 Jednoduchý řízený zdroj proudu s operačním zesilovačem a zátěží připojenou na zem. Na základě [8]

Zapojení ovšem neumožňuje bipolární provoz. Kombinací předchozích dvou zapojení je schéma na obrázku 2.6, které umožňuje jak bipolární provoz, tak zátěž připojenou na zem, je ale nutné použít rozdílový zesilovač pro snímání proudu. Použije-li se rozdílový zesilovač s fixním zesílení G , je proud zátěží dán vztahem:

$$I_z = \frac{U_{in}}{R \times G}, \quad (2.3)$$



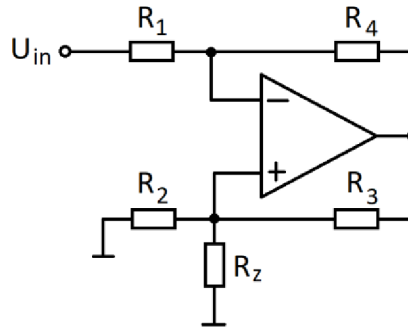
Obrázek 2.6 Jednoduchý řízený zdroj proudu s operačním zesilovačem, rozdílovým zesilovačem a zátěží připojenou na zem. Na základě [9]

Druhým typem zapojení proudového zdroje je tzv. Howlandův proudový zdroj (v některé literatuře uváděný pod označením Howlandova proudová pumpa). Základní

zapojení je uvedeno na obrázku 2.7. Pokud je dodržen poměr rezistorů podle rovnice (2.4), je proud zátěží je dán rovnicí (2.5).

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_1}, \quad (2.4)$$

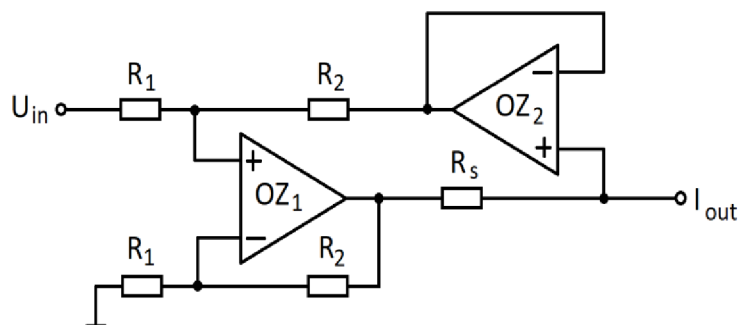
$$I_Z = -\frac{U_{in}}{R_2}, \quad (2.5)$$



Obrázek 2.7 Howlandův proudový zdroj. Na základě [8]

Zapojení na obrázku 2.7 má principiální nevýhodu v tom, že poměry rezistorů musí být přesně sladěné, jinak zdroj proudu bude nepřesný (výstupní proud podle rovnice (2.5) bude zatížen chybou, která vznikne tak, že rovnice (2.4) nebude platit). Howlandův proudový zdroj může být také zapojen jako neinvertující bipolární zdroj proudu, viz obrázek 2.8, kde výstupní proud je roven (2.6). [8] [10]

$$I_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{in}}{R_s}, \quad (2.6)$$



Obrázek 2.8 Howlandův proudový zdroj zapojený jako bipolární. Na základě [8]

Pro všechny uvedené zapojení platí rovnice výstupního proudu jen v ideálním případě. Kromě výrobní tolerance součástek (u rezistorů je to rozptyl jejich hodnoty a u OZ například vstupní napěťový offset) mají nedostatky zdánlivě skryté. Příkladem může

být konečný zisk a konečná hodnota CMRR u operačního zesilovače. CMRR (Common-Mode Rejection Ratio) je poměr rozdílového zesílení ku zesílení společných signálů na vstupu OZ. Hodnota CMRR udává, jak moc je rozdílový zesilovač schopen potlačit signály, které jsou společné oběma vstupům. Problematice nepřesností se budou věnovat některé pasáže následující kapitoly. Howlandův proudový zdroj není vhodný pro návrh velmi přesného proudového zdroje, kvůli problému s přesným nastavením poměru rezistorů. [11]

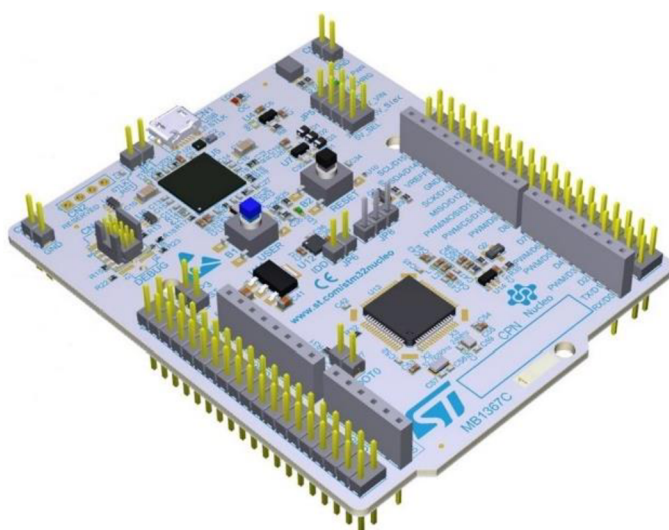
3. NÁVRH PROUDOVÉHO ZDROJE

3.1 Požadavky na proudový zdroj

Před vlastním návrhem proudového zdroje je třeba stanovit vstupní požadavky. Základním požadavkem je bipolární provoz, tedy možnost regulovat výstupní proud v kladné i záporné polaritě. Dalším parametrem je velikost výstupního proudu. Ta by měla být nastavitelná v rozmezí desítek μA až 3 A. S tím souvisí stabilita výstupního proudu, která by neměla být horší, než je nejmenší změna výstupního proudu, tedy v řádu 10 μA . Tato stabilita je definována jako poměr střídavé (AC) a stejnosměrné (DC) složky a také dlouhodobá změna DC složky výstupního proudu. Se stabilitou souvisí i šum. Ten by pochopitelně neměl být větší než požadovaná stabilita. Dále jsou na zdroj kladeny dynamické požadavky. Zdroj by měl být schopen měnit plynule výstupní proud až do frekvence 50 Hz, a to v plném rozsahu amplitudy. Na dynamické parametry v přechodových dějích (zapnutí a vypnutí) nejsou kladeny speciální požadavky. Rozsah napájecího napětí, je uveden v rozmezí $\pm 20\text{ V}$. Avšak pokud při návrhu vznikne reálný důvod pro vyšší napájecí napětí, bude tento požadavek zapracován. Posledním požadavkem jsou parametry zátěže, která má být ke zdroji připojena. Jedná se o různé cívky, které jsou definované indukčností a stejnosměrným odporem, viz tabulka 1.1.

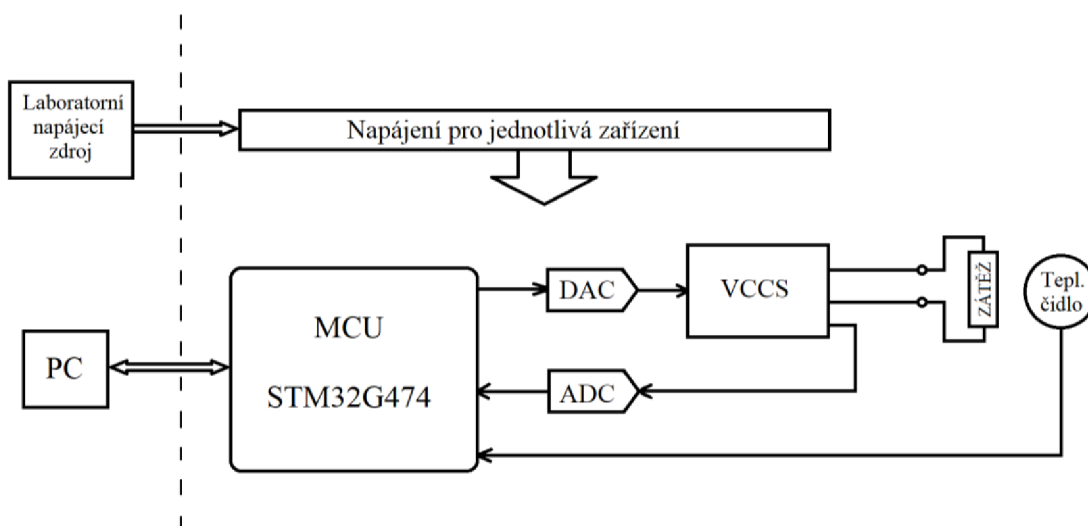
3.2 Blokové schéma

Proudový zdroj by měl být řízený, tedy výstupní proud bude řízen pomocí vhodného mikrokontroléru (MCU). Jako kritérium výběru posloužilo mimo jiné to, s jakými řadami a konkrétními modely mikrokontrolerů se ve firmě Delong Instruments běžně pracuje (usnadnění následné implementace návrhu do celku řídicích systému elektronového mikroskopu). Výslednou volbou pro návrh zdroje je mikrokontrolér od firmy STMicroelectronics pod označením STM32G474.



Obrázek 3.1 Vývojový kit NUCLEO-G474RE (mikrokontrolér STM32G474).
převzato z [12]

Tento mikrokontrolér je dostupný v podobě vývojového kitu (viz obrázek 3.1), který umožňuje snadné připojení k portům mikroprocesoru a zároveň pohodlnou obsluhu z osobního počítače (PC) pomocí USB rozhraní. Tato práce je pojata jako vývojové řešení, tedy mikrokontrolér bude připojen k proudovému zdroji v podobě celého vývojového kitu a bude obsluhován pomocí osobního počítače, a to konkrétně pomocí rozhraní UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter, tedy univerzální asynchronní přijímač-vysílač). V průmyslovém řešení firmy Delong Instruments bude MCU přímo součástí návrhu desky zdroje a bude komunikovat se zbytkem systému pomocí interně používaných rozhraní.

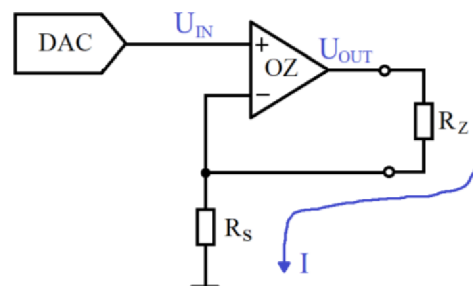


Obrázek 3.2 Blokové schéma koncepce proudového zdroje

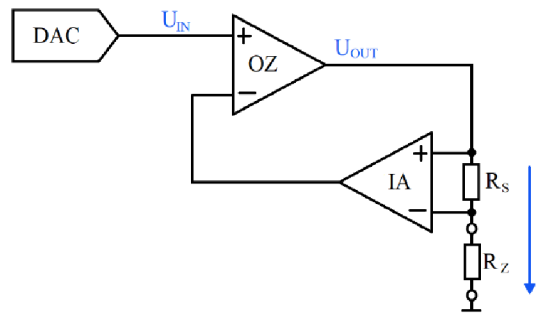
Na obrázku 3.2 je uvedeno blokové schéma navrhovaného proudového zdroje. Nízkonapěťové napájení v zařízeních firmy je získáno komplexní jednotkou zdroje jejímž výstupem jsou mimo jiné výkonové napájecí větve vhodné pro napájení tohoto navrhovaného obvodu. Avšak v této práci postačí napájení z laboratorního zdroje. Součástí desky proudového zdroje budou obvody sloužící pro napájení jednotlivých součástek (každá součástka má jiné požadavky na napájení – typicky parametry napětí, výkonu či zvlnění). Jak již bylo zmíněno, proudový zdroj bude řízen mikrokontrolérem, který bude ovládaný z PC. Avšak samotné nastavení amplitudy výstupního proudu bude uskutečněno pomocí DAC (Digital-Analog Converter), neboli digitálně-analogového převodníku. Ten bude řízen pomocí digitálního rozhraní již zmíněným mikrokontrolérem. V zadání je požadováno přesné měření napájení cívky. Výstup proudového zdroje bude proto snímán pomocí ADC (Analog-Digital Converter), neboli analogově digitálního převodníku, jehož hodnota bude čtena pomocí MCU opět pomocí digitálního rozhraní. Nakonec je ještě požadována kontrola teploty cívky. Součástí zdroje tedy bude teplotní čidlo, umístěno v cívce, jehož hodnota bude zaznamenávána a vyhodnocována pomocí mikrokontroléru.

3.3 Návrh proudového zdroje

Nejdůležitější částí celého proudového zdroje je samotný blok VCCS. Jedná se v podstatě o transkonduktivní zesilovač (převodník napětí na proud), jehož základní koncepce byly popsány v kapitole 2.2.1. Z těchto koncepcí jsou vybrány dvě, z čehož každá má své výhody a nevýhody (obrázek 3.3, obrázek 3.4).



Obrázek 3.3 Principiální schéma zapojení proudového zdroje – verze 1



Obrázek 3.4 Principiální schéma zapojení proudového zdroje – verze 2

Volba DAC a OZ je pro obě schémata téměř totožná, výběru těchto dvou komponent bude věnováno pozornosti v následující podkapitole. Nyní bude zaměřena pozornost na určení snímacího odporu, případně rozdílového zesilovače (v tomto případě přístrojového zesilovače IA – Instrumentation Amplifier).

Výhody použití zesilovače ve zpětné vazbě jsou zvýšení odstupu signálu od šumu (SNR) na vstupu operačního zesilovače (na vstupu OZ může být použit rozsah napětí řádově vyšší, než je rozsah výstupního proudu (podle rovnice (2.3) závisí na zesílení G), tedy zvýšení SNR) a možnost použití menšího snímacího odporu, tedy snížení výkonové ztráty a zlepšení jeho stability. Avšak použitím menšího snímacího odporu se zase snižuje SNR na vstupu zpětnovazebního zesilovače. Navíc použití zesilovače ve zpětné vazbě vnáší nejistotu do stability výstupního proudu. Jeden z nejpřesnějších dostupných zesilovačů vhodných pro toto řešení je přístrojový zesilovač LTC1100 od Analog Devices. Vstupní napěťový offset se u tohoto zesilovače pohybuje do $10 \mu\text{V}$, teplotní drift vstupní nesymetrie je udáván do $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ a vstupní napěťový šum je $1,9 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$ v rozmezí 0,1 až 10 Hz. Dále jeho hodnota CMRR je minimálně 90 dB, typicky 110 dB (což je hraniční hodnota pro dynamický rozsah 10μ až 3 A, který je dán rovnicí (3.1)). Zároveň jeho výstupní napětí pracuje až v rozmezí $\pm 6 \text{ V}$ [13]. Pro využití výhody zesilovače je vhodné použít malý snímací odpor (menší než 1Ω) pro snížení výkonové ztráty. Dostatečně přesný rezistor by mohl být $0,25 \Omega$ rezistor pod označením Y14680R25000D9L od firmy Vishay s teplotním koeficientem $0,2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ a výkonem až 10 W [14]. Pro jednoduchý příklad výpočtu podle rovnice (2.3) bude použit zisk zpětnovazebního zesilovače 6x. Poté rozsah vstupních veličin (U_{IN}) vychází (pro $10 \mu\text{A}$ až 3 A) $15 \mu\text{V}$ až 4,5 V, což je dostatečně nad hranicí šumu a zároveň v maximálním rozsahu výstupního napětí dostupných DA převodníků s vysokým rozlišením. Také rozsah výstupního napětí samotného zesilovače je při těchto hodnotách dostatečný. Odstup signálu od šumu na vstupu zpětnovazebního zesilovače je už hraniční (při minimálním proudu $10 \mu\text{A}$ bude úbytek napětí na snímacím rezistoru $2,5 \mu\text{V}$).

$$DR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{I_2}{I_1} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{3}{10 \cdot 10^{-6}} \right) = 109,5 \text{ [dB]}, \quad (3.1)$$

kde I_2 [A] je maximální proud, I_1 [A] je minimální proud.

Možným kompromisem by mohlo být zvolení $0,5 \Omega$ rezistoru ze stejné produktové řady (stejný teplotní koeficient i výkon). Avšak pro realizaci byla zvolena koncepce bez zesílení ve zpětné vazbě (obrázek 3.3). Zde převážila varianta eliminace zdroje nejistoty ve zpětné vazbě, ovšem za cenu potřeby uchladit větší výkon (snímací odpor 1Ω). Hlavním důvodem pro zvolení této koncepce zdroje (oproti všem jiným možnostem) je její jednoduchost, protože navrhovaný zdroj má být co nejpřesnější a nejstabilnější. Snahou návrhu je tak eliminovat počet komponent, jež by na tyto vlastnosti mohli mít nežádoucí efekt, což více obvodových součástek komplikuje. Dalším faktorem ovlivňující tuto práci je dostupnost takto specifických součástek. V následující kapitole je popsán princip a výběr stěžejních komponent realizovaného proudového zdroje.

3.3.1 Určení stěžejních komponent

Nejprve je potřeba ověřit, zda může být zátěž připojena jako plovoucí (ani jeden z vývodů cívky není vztažen k zemnímu, či jinak explicitně definovanému potenciálu). V tomto případě, kdy je zátěží cívka, jejíž magnetický obvod může být od systému elektronového svazku elektricky izolovaný, nemělo by vadit plovoucí připojení. Je nutné brát v potaz další souvislosti této plovoucí varianty s konstrukcí elektronového mikroskopu, nicméně pro účely práce postačí informace, že uvažované zapojení cívky není klíčové pro výsledné parametry a dále toto nebude v této práci rozebíráno.

Princip zapojení na obrázku 3.3 je následující. Řídící napětí z DAC je přivedeno na neinvertující vstup operačního zesilovače. Jelikož se operační zesilovač snaží držet ideálně nulový rozdíl napětí mezi svými vstupními svorkami, bude na výstupu OZ takové napětí, aby ubytek napětí na rezistoru R_S byl roven napětí z DAC. Při uvážení hodnoty odporu R_S 1Ω , poteče proud zátěží Z vždy roven hodnotě vstupního napětí z DAC (viz rovnice (2.1)).

Z principu fungování zapojení na schématu (obrázek 3.3) je patrné, že právě uvedené součástky (DAC, OZ a R_S) jsou klíčové pro přesnost zdroje, jak je uvedeno i v [15].

Výpočet požadavků na zmíněné součástky bude pouze pro ideální součástky, nepřesnostem bude věnována následující kapitola. Výpočet se odvíjí od parametrů zátěže. Zde bude uvažován pouze stejnosměrný odpor cívky, a to jeho největší hodnota, tedy 6Ω (viz tabulka 1.1). Dalšími parametry jsou počet bitů DAC, velikost odporu R_S a výstupní napětí OZ.

Níže jsou popsány matematické úvahy, které vedou k určení potřebných parametrů. Jak již bylo zmíněno dříve, proud zátěží je dán velikostí vstupního napětí U_{IN} a odporem R_S :

$$I = \frac{U_{IN}}{R_S}. \quad (3.2)$$

Z toho požadovaný rozsah výstupního napětí DAC:

$$U_{IN(\min)} = I_{\min} \cdot R_S, \quad (3.3)$$

$$U_{IN(max)} = I_{max} \cdot R_S. \quad (3.4)$$

Minimální změna vstupního napětí ΔU_{IN} je dána dvojnásobkem maximální hodnoty vstupního napětí (protože napětí je třeba měnit v kladné i záporné polaritě) a maximálním rozlišením převodníku:

$$\Delta U_{IN} = \frac{2 \cdot U_{IN(max)}}{2^N}. \quad (3.5)$$

Odtud poté vyjádření potřebného počtu bitů DAC, při uvážení, že minimální změna vstupního napětí je rovna požadované minimální hodnotě vstupního napětí a při uvážení, že minimální a maximální hodnoty proudu jsou známy (viz kapitola 3.1):

$$2^N = \frac{2 \cdot U_{IN(max)}}{\Delta U_{IN}} = \frac{2 \cdot U_{IN(max)}}{U_{IN(min)}} = \frac{2 \cdot I_{max} \cdot R_S}{I_{min} \cdot R_S} = \frac{2 \cdot I_{max}}{I_{min}}, \quad (3.6)$$

$$N = \log_2 \left(\frac{2 \cdot I_{max}}{I_{min}} \right) = \log_2 \left(\frac{2 \cdot 3}{1 \cdot 10^{-5}} \right) = 19,19 \text{ bitů}. \quad (3.7)$$

Počet bitů digitálně-analogového převodníku by měl být tedy minimálně 20 bitů. Uvážíme-li skutečnost, že výstup DAC je často zatížen chybami (například parametr INL, který je vysvětlen níže), a tedy že počet bitů převodníku odpovídající ideálnímu převodu bez chyb je ve skutečnosti ještě nižší, je třeba uvažovat s ještě vyšším počtem bitů neideálního převodníku.

Tabulka 3.1 Výběr DAC [16], [17], [18], [19], [20].

| Název | AD5790 | AD5791 | DAC11001A | DAC1220 | DAC1282 |
|---|----------|----------|-----------|--------------|-----------|
| Rozlišení [bit] | 20 | 20 | 20 | 20 | 24 |
| INL [LSB] | ± 2 | ± 1 | ± 2 | N/A | N/A |
| Výstupní šum [μV_{p-p}] (0,1-10 Hz) | 1,1 | 1,1 | 0,4 | 1·6=6 | 1,3·6=7,8 |
| Výstupní rozsah [V] | ± 14 | ± 14 | ± 15 | 0 až 5 | ± 2,5 |
| Rozsah pozitivní reference [V] | 5 až 14 | 5 až 14 | 3 až 15 | 2,25 až 2,75 | 2,4 až 5 |
| Rozsah negativní reference [V] | -15 až 0 | -15 až 0 | -15 až 0 | N/A | N/A |

V tabulce 3.1 je uvedeno porovnání dostupných převodníků, které mají rozlišení větší nebo rovno 20 bitům. První čtyři parametry jsou uvedeny k porovnání přesnosti jednotlivých převodníků. Parametr INL (Integral Non-Linearity) udává maximální odchylku z ideální přenosové funkce přes celý rozsah a je udávána v jednotkách LSB (Least Significant Bit neboli nejméně významný bit). Nejdůležitějším parametrem z přesnosti je špičková hodnota výstupního šumu. U některých převodníků je uvedena jen efektivní hodnota výstupního šumu, proto je pro porovnání tato hodnota vynásobena 6,

což je přibližný přepočítaný efektívny hodnoty šumu na špičkovou hodnotu (to odpovídá, že 99,76 % času reálná špičková hodnota šumu nepřesáhne vypočtenou hodnotu), podle [21]. Poslední tři parametry v tabulce udávají použitelný rozsah výstupního napětí. Z porovnání vychází nejlépe dva převodníky: AD5791 a DAC11001A. V parametrech přesnosti má první zmíněný lepší INL, avšak druhý zmíněný má lepší hodnotu výstupního šumu. Důležitým parametrem pro budoucí návrh je také volba nejmenšího maximálního výstupního rozsahu, což jsou u DAC11001A 3 V, ale u AD5791 je to až 5 V.

Z rovnice (3.7) je patrné, že hodnota odporu R_S nemá vliv na rozlišení DAC. Velikostí odporu R_S jsou ovlivňovány dva parametry: rozsah vstupního napětí, tedy výstup z DAC (viz rovnice (3.2)), a rozsah výstupního napětí OZ (viz rovnice (3.8)). Odpořem menším než 1Ω by bylo dosaženo malého rozsahu vstupního napětí a malého výstupního napětí z OZ, ale zase by bylo dosaženo hranice šumu s minimální hodnotou vstupního napětí (například výstupní šum DAC se pohybuje pro nízké frekvence v jednotkách μV , viz tabulka 3.1). Odpořem větším než 1Ω odpadá problém se zašuměnými minimálními hodnotami, ale zase zde nastává problém s maximální hodnotou výstupního napětí OZ nebo maximálním výstupním rozsahem DAC. Dalším problémem vyšších hodnot odporu R_S je jeho ztrátový výkon. Je značně obtížné sehnat velmi stabilní odpor o požadované hodnotě, který bude schopen přenést takový výkon (například při hodnotě odporu 2Ω je třeba, aby byl odpor konstrukčně uzpůsoben uchládit výkon $18 W$, přičemž je vhodné volit výkon větší) Proto byl zvolen odpor $R_S 1 \Omega$ (i s ohledem na to, že menší ztrátový výkon znamená menší změnu odporu s teplotou – teplotní drift).

$$U_{OUT} = I \cdot (R_Z + R_S). \quad (3.8)$$

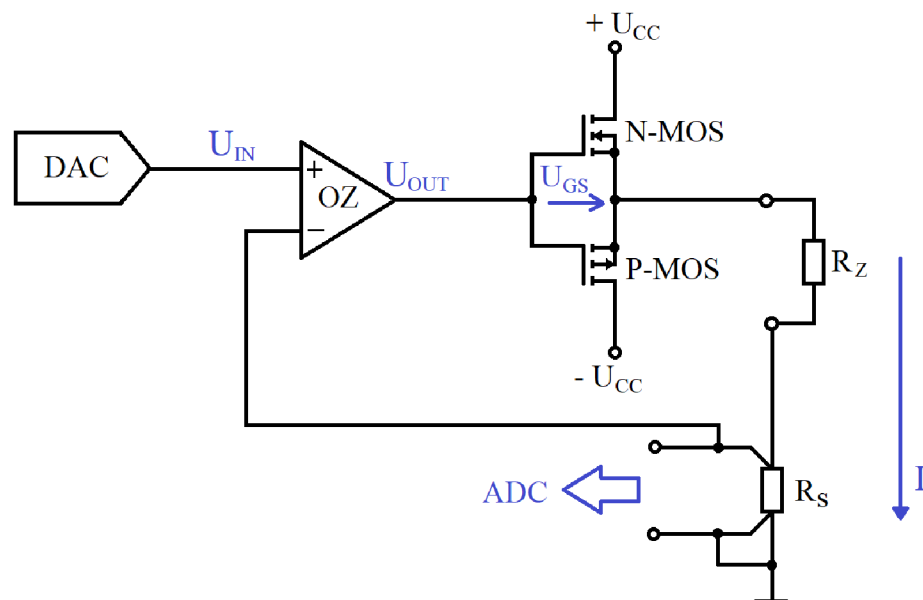
Při výběru snímacího odporu R_S je klíčovým parametrem jeho stabilita, nikoliv přesnost. Skutečná velikost odporu ovlivňuje rozsah napětí OZ a DAC, které nejsou potřeba znát velmi přesně (korelace výstupu vzhledem k nastavené hodnotě převodníku bude dosaženo kalibrací). Naopak stabilita výstupního proudu je klíčový požadavek. Kvůli stabilitě výstupního proudu je třeba vybírat rezistor, který má co nejnižší teplotní koeficient. Zároveň je potřeba aby byl schopen přenést výkon minimálně $9 W$ (při $3 A$). Firma Vishay má ve své nabídce velkou škálu přesných výkonových rezistorů. Zadané parametry by mohl splňovat 1Ω rezistor pod označením Y14681R00000B9L. Jedná se o speciální rezistor pro snímání proudu, tedy má 4 vývody (2 pro protékající proud a 2 pro přesné měření úbytku napětí). Tento rezistor má jmenovitý výkon $10 W$ a teplotní koeficient $0,2 \text{ ppm}/^\circ C$.

Z principu zapojení (3.3) je patrné, že operační zesilovač by měl být schopen dodávat do zátěže maximální proud daný zadáním, tedy $3 A$, a zároveň jeho výstupní napětí by mělo odpovídat rozsahu podle rovnice (3.8). Dalším stěžejním parametrem u OZ v tomto návrhu je vstupní šum. Tento je vždy dostupný v katalogovém listu v podobě grafu spektrální šumové hustoty, kde hodnota odpovídá amplitudě šumového napětí na konkrétním kmitočtu. Kmitočtový rozsah je obvykle udáván od 10 Hz do stovek kHz . Pro toto řešení by bylo vhodné znát maximální hodnotu šumu v rozmezí od stejnosměrné

hodnoty až po mezní kmitočty užitečného signálu. U přesných OZ je obvykle uveden maximální rozptyl šumového napětí od stejnosměrné složky do 10 Hz. Pro celkovou představu o šumových vlastnostech obvodu by bylo vhodné znát maximální hodnoty šumu až do jednotek kHz, čehož je spolehlivě možné dosáhnout integrací udávané šumové charakteristiky do požadovaného kmitočtu. Parametr přesnosti u OZ, vstupní napěťová nesymetrie (input offset voltage), není pro toto řešení podstatný, protože jeho hodnotu lze korigovat pomocí ADC, který bude snímat výstupní proud a hodnotu posílat do MCU. Avšak důležitým parametrem je, jak se tato nepřesnost mění s teplotou. Jelikož teplotní drift nejde snadno korigovat jednoduchou kalibrací, je tedy potřeba vybírat OZ s dostatečně malým teplotním driftem vstupní nesymetrie (input offset voltage drift). Dalším parametrem je hodnota CMRR. Aby výstupní napětí OZ nebylo zatíženo chybou zesílení napětí společné oběma vstupům, je třeba vybírat OZ s dostatečně velkou hodnotou CMRR. Dalším parametrem je hodnota PSRR (Power Supply Rejection Ratio), tedy schopnost OZ potlačit zvlnění napájecího napětí, které by se projevilo na výstupu.

Existuje několik operačních zesilovačů, které jsou dostatečně výkonné (definují výstupní proud větší než 3 A) a mají dostatečně velký rozsah napájecího napětí. Příkladem můžou být OZ od výrobce Apex pod označením PA01, PA73, PA09 a PA119CE nebo od výrobce Texas Instruments pod označením OPA549, OPA548, OPA2544, OPA544 a OPA2541. Avšak všechny tyto operační zesilovače nemají dostatečné parametry z hlediska preciznosti (vstupní šum, CMRR, PSRR atd.).

Proto bylo schéma zapojení VCCS mírně modifikováno, podle obrázku 2.5 s tím, že zůstal zachován koncept plovoucí zátěže.



Obrázek 3.5 Principiální modifikované schéma zapojení proudového zdroje použito pro tuto práci

Na obrázku 3.5 je modifikované schéma s dvojicí výkonových tranzistorů typu MOSFET. Toto řešení umožní použít dostatečně precizní operační zesilovač. Na tento OZ platí výše zmíněné požadavky na preciznost. Není zde ovšem potřeba téměř žádný výstupní proud, avšak je třeba započítat vyšší výstupní napětí, které naroste o napětí Gate-Source tranzistoru. Požadavek na výstupní napětí potom bude dán:

$$U_{OUT} = I \cdot (R_Z + R_S) + U_{GS}. \quad (3.9)$$

Princip schématu je stejný jako předchozím případě, pouze výstupní napětí OZ bude navýšeno o prahové napětí U_{GS} tranzistoru a proud už nepoteče z OZ, ale z tranzistoru. Tranzistory byly zvoleny unipolární typu MOSFET. Bipolární výkonové tranzistory mají obvykle nízký proudový zesilovací činitel, což by nestačilo na řízení tranzistoru operačním zesilovačem. Ten má maximální výstupní proud 30 mA. Řešením by mohlo být použití darlingtonova tranzistoru.

MOSFET s kanálem typu N (N-MOS) je použit pro napájení kladné polarity a MOSFET s kanálem typu P (P-MOS) je použit pro napájení záporné polarity.

Výběr tranzistorů není stěžejní pro preciznost tohoto návrhu, je třeba pouze dbát na jejich dostatečný výkon (napětí Drain-Source, proud Drainu a výkonovou ztrátu). U tranzistoru jsou ještě důležité parametry, které mají vliv na celkovou stabilitu zpětné vazby. Této problematice bude věnována pozornost v kapitole 3.4.

Posledním klíčovým prvkem v tomto zapojení je operační zesilovač. Napětí U_{GS} potřebné k plnému otevření tranzistoru je typicky 2 až 4 V, tedy výstupní napětí OZ by mělo být minimálně (podle rovnice (3.9)) 25 V. Po pečlivém výběru byl nalezen vhodný OZ se všemi vyhovujícími parametry, a to OZ ad Analog Devices pod označením LTC2057HV. Tento operační zesilovač má rozsah napájecího napětí ± 30 V a zároveň jeho vstupní šum je 210 nV_{p-p}. Další jeho předností jsou nízká hodnota teplotního driftu vstupní napěťové nesymetrie (0,025 μ V/°C), dále vysoká hodnota PSRR (minimálně 136 dB, typicky 160 dB) a CMRR (minimálně 131 dB, typicky 150 dB). [22]

3.3.2 Možné zdroje nejistot

Celá problematika přesnosti tohoto zapojení (obrázek 3.5) spočívá v tom, že mikroskop potřebuje velmi stabilní hodnotu výstupního proudu, přičemž absolutní velikost výstupního proudu není nutno znát. Obsluha mikroskopu při používání, vždy nastaví přesně takovou hodnotu, která bude odpovídat potřebnému zaostření elektronového svazku, ale potřebuje, aby tato hodnota byla co nejstabilnější pro bezchybné pozorování vzorku.

Tabulka 3.2 udává všechny teoretické nejistoty, které by mohly mít vliv na stabilitu výstupního proudu. Přepočtená hodnota udává, jak se projeví definovaná chybová veličina přepočtena na napětí na snímacím odporu. Pro snadnější porovnání nejistot bylo zvoleno napětí na snímacím odporu, oproti nejistotě proudu v cívce. Nutno podotknout, že v reálném světě do toho vstupují další nejistoty, jako jsou vnější elektromagnetické pole, rušení ze síťového napájení nebo celková stabilita tohoto zapojení.

Tabulka 3.2 Nejistoty, které mají vliv na stabilitu výstupního proudu [17][22][14]

| Mezní hodnoty pro definovaný teplotní rozsah | | | |
|--|----------------------------|----------------------------|------------------------|
| Součástka | Veličina | Hodnota | Přepočtená hodnota [V] |
| DAC | Chyba INL | $\pm 1,5$ [bit] | $1,72 \cdot 10^{-5}$ |
| | Výstupní šum | 1,1 [μV_{P-P}] | $1,1 \cdot 10^{-6}$ |
| OZ; | Vstupní pracovní proud | 11 [nA] | $1,1 \cdot 10^{-8}$ |
| | Vstupní šum | 220 [nV_{P-P}] | $2,2 \cdot 10^{-7}$ |
| | CMRR | 131 [dB] | $8,46 \cdot 10^{-7}$ |
| | PSRR | 136 [dB] | $3,17 \cdot 10^{-9}$ |
| Mezní hodnoty pro oteplení o 20 °C | | | |
| OZ | Input Offset Voltage Drift | 0,025 [$\mu V/^\circ C$] | $5 \cdot 10^{-7}$ |
| R _s | Teplotní koeficient (TCR) | $\pm 0,2$ [ppm/°C] | $1,2 \cdot 10^{-5}$ |

V tabulce 3.2 jsou všechny veličiny přepočteny na napětí, aby bylo možné snadné porovnání. Pro porovnání byl vybrán převodník AD5791B, operační zesilovač LTC2057HV a snímací odpor Y14681R00000B9L.

Na následujících rovnicích jsou uvedeny výpočty nejistot. Chyba INL u převodníku udává, jaká maximální chyba v bitech může nastat při převodu. Chyba výstupního napětí převodníku bude odpovídat chybovému napětí na snímacím odporu (napětí na vstupu OZ a na snímacím odporu je stejné), podle:

$$U_{err1} = \frac{2 \cdot U_{out}}{2^N} \cdot INL = \frac{2 \cdot 3}{2^{20}} \cdot 3 = 1,72 \cdot 10^{-5} [V], \quad (3.10)$$

kde U_{out} [V] je maximální potřebné výstupní napětí převodníku, N [-] je počet bitů převodníku a INL [bit] je chyba INL převodníku.

Výstupní napěťový šum převodníku je uveden jako maximální špičková hodnota v rozmezí 0,1 Hz až 10 Hz. Chybové napětí na snímacím odporu bude opět rovno výstupnímu napětí DA převodníku.

Vstupní pracovní proud je v katalogovém listě uveden jako Input Bias Current v celém teplotním rozsahu (-40 °C až 125 °C). Bias Current je proud, který teče do vstupů OZ. Proud, který teče zátěží bude oproti proudu snímacím oporem ponížěn o tento pracovní proud. Poté napětí, které snímá OZ na snímacím odporu bude zatíženo chybou o velikosti tohoto proudu, protože se jedná o odpor 1 Ω .

Obdobně jako u převodníku je i u operačního zesilovače definován vstupní napěťový šum. Jelikož se jedná o totožně definovaný šum, je i jím způsobené chybové napětí na snímacím odporu rovno chybovému napětí na vstupu OZ.

Hodnota CMRR udává, jak velké bude potlačení zesílení signálů společných oběma vstupům. Při 3 V napětí na vstupech OZ, pro celý teplotní rozsah (-40 °C až 125 °C), bude chyba napětí na snímacím odporu dána (zesílení je 1x pro vstupní napětí OZ a napětí na snímacím odporu):

$$U_{err2} = \frac{U_{in}}{10^{\frac{CMRR(dB)}{20}}} = \frac{3}{10^{\frac{131}{20}}} = 8,46 \cdot 10^{-7} [V], \quad (3.11)$$

kde U_{in} [V] je maximální napětí na vstupech OZ a $CMRR(dB)$ je katalogové CMRR pro definovaný teplotní rozsah.

Hodnota PSRR udává schopnost OZ potlačit zvlnění z napájení. Konkrétně, jak moc se projeví zvlnění napájení na vstupní nesymetrii OZ. Poté chybové napětí na snímacím odporu způsobené zvlněním napájení bude dáno maximálním zvlněním napájecího zdroje podle následující rovnice:

$$U_{err3} = \frac{U_{n(p-p)}}{10^{\frac{PSRR(dB)}{20}}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{10^{\frac{136}{20}}} = 3,17 \cdot 10^{-9} [V], \quad (3.12)$$

kde $U_{n(p-p)}$ [V] je maximální zvlnění napájecího napětí (podle použitého zdroje) a $PSRR(dB)$ je katalogové PSRR pro teplotní rozsah -40 °C až 125 °C.

Změna vstupní napěťové nesymetrie u operačního zesilovače a teplotního koeficientu (TCR) snímacího rezistoru jsou vynásobeny 20 pro simulaci oteplení o 20 °C. TCR u snímacího rezistoru je definován jako 0,2 ppm/°C v teplotním rozsahu od -55 °C do 125 °C. Chybové napětí na snímacím rezistoru bude dáno:

$$U_{err4} = U_{in(max)} \cdot TCR \cdot \Delta T = 3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 20 = 1,2 \cdot 10^{-5} [V], \quad (3.13)$$

kde $U_{in(max)}$ [V] maximální napětí na vstupu OZ, TCR [ppm/°C] je teplotní koeficient snímacího odporu a ΔT [°C] je uvažovaná změna teploty.

V tabulce 3.2 jsou uvedeny mezní hodnoty, které platí pro daný teplotní rozsah. V praxi se hodnoty blíží typickým hodnotám, nicméně jsou zpravidla lepší.

Z tabulky je patrné, že nejslabším článkem zapojení je digitálně-analogový převodník a snímací odpor. Celkovou teoretickou nejistotu tohoto zapojení (obrázek 3.5) lze určit jakou součet všech zmíněných nejistot:

$$U_{err} = 1,72 \cdot 10^{-5} + 1,1 \cdot 10^{-6} + 1,1 \cdot 10^{-8} + 2,2 \cdot 10^{-7} + 8,46 \cdot 10^{-7} + 3,17 \cdot 10^{-9} + 5 \cdot 10^{-7} + 1,2 \cdot 10^{-5} = 3,19 \cdot 10^{-5} [V]. \quad (3.14)$$

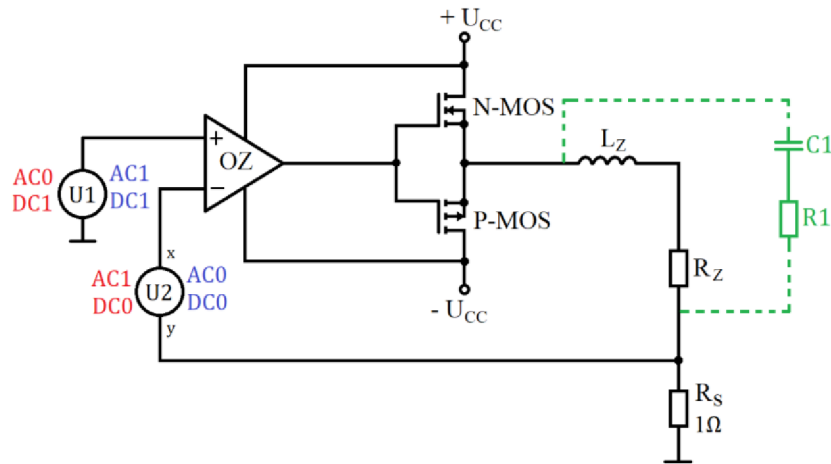
Celková hodnota teoretické nejistoty představuje nejhorší případ, který může nastat.

3.4 Simulace

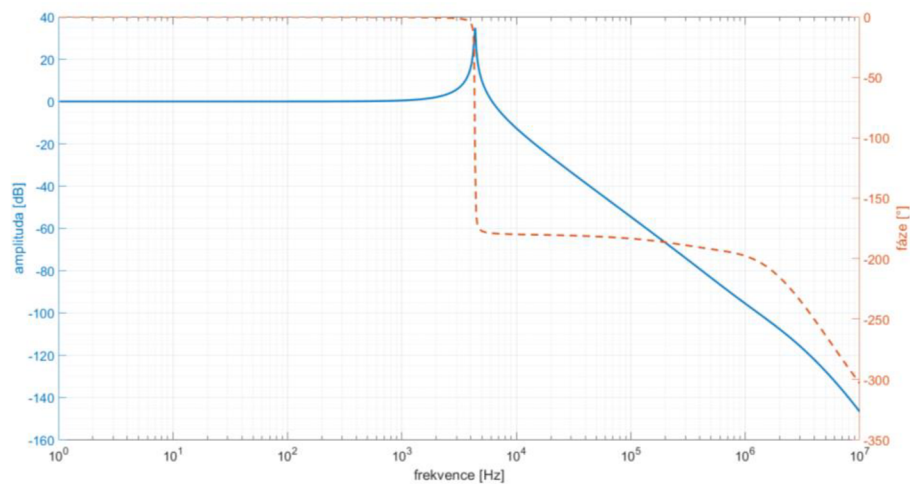
Na navrženém schématu zdroje proudu byla provedena střídavá analýza, simulace přechodového děje a simulace vlivu zvlnění napájení. V simulaci byla provedena v programu LTspice XVII, kde byl použit firemní model operačního zesilovače LTC2057HV, jako zátěž byla použita cívka v sérii s rezistorem, a to v kombinaci 3 mH, 4 Ω a 15 mH, 6 Ω, pro tranzistory jsou použity modely dostupné v LTspice, které splňují výkonové požadavky.

AC analýza byla provedena zejména k ověření stability zpětné vazby Nyquistova kritéria. Stabilita se obvykle posuzuje z přenosové charakteristiky otevřené smyčky zpětné vazby pomocí amplitudové a fázové bezpečnosti. Fázová bezpečnost se určuje o jak velké zpoždění (fázi) lze zpozdít vstupní signál na kmitočtu, kde je přenos roven jednotkovému zesílení [23]. Amplitudová bezpečnost říká, kolikrát se ještě může zvětšit zesílení v otevřené smyčce, než se zpětnovazební systém dostane na mez stability [23].

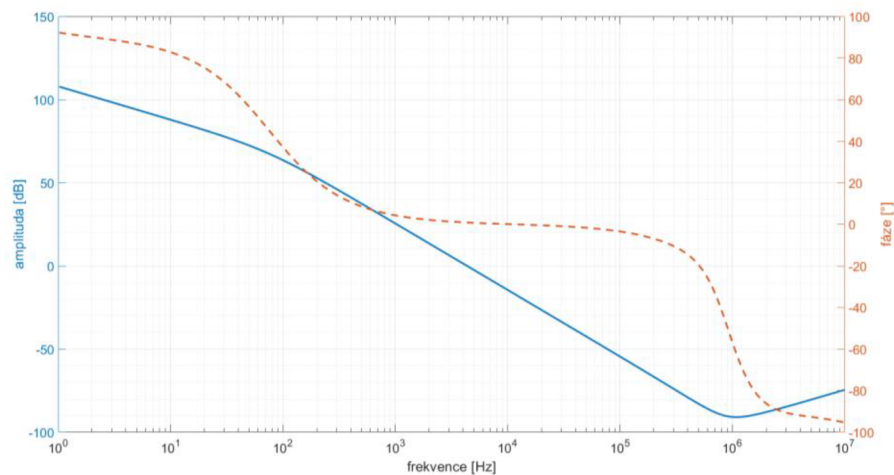
Na zapojení podle obrázku 3.6 byla provedena AC analýza bez kompenzace (kompenzace naznačena zeleně). Nejprve byl simulován přenos proudu zátěží I_L ku vstupnímu napětí U_1 (modré hodnoty v obrázku 3.6), viz obrázek 3.7. Zde lze snadno určit, že obvod je nestabilní, vyskytuje se zde ostrá rezonance. To potvrzuje i druhá simulace, kde byl simulován přenos otevřené smyčky zpětné vazby, tedy napětí v bodě y ku napětí v bodě x (červené hodnoty v obrázku 3.6), viz obrázek 3.8. Tato simulace slouží k ověření fázové bezpečnosti. Zde se fázová bezpečnost určí z toho, jaká fáze zbývá do nuly na frekvenci, kde je přenos jednotkový (0 dB). Obvod s fázovou rezervou větší než 0° je teoreticky stabilní. V praxi se uvádí, že je vhodné dosáhnout fázové bezpečnosti alespoň 45° . Poté je snahou dosáhnout fázové bezpečnosti typicky alespoň 60° [8]. Hodnota fáze při jednotkovém přenosu se zde blíží k nule, což znamená ostrou rezonanci a případnou nestabilitu.



Obrázek 3.6 Schéma zapojení proudového zdroje pro simulaci zpětné vazby. Zeleně naznačena budoucí kompenzace.



Obrázek 3.7 Simulace zpětné vazby. Přenos proudu zátěží I_L ku vstupnímu napětí U_1



Obrázek 3.8 Simulace zpětné vazby. Přenos napětí v bodě y ku napětí v bodě x

3.4.1 Kompenzace nestability

Existuje více způsobů, jak kompenzovat tuto nestabilitu. Problém při návrhu kompenzace je, že není předem přesně známá hodnota zátěže a vliv přívodů (případně layoutu desky plošného spoje – DPS). Dále zde nejsou použity přesné modely tranzistorů, které budou použity ve finální realizaci. U tranzistorů mají vliv parazitní kapacity mezi hradly (stovky pF až jednotky nF) a vodivost kanálu [15].

Pro určení kompenzace nestability byla použita metoda analýzy rychlosti přibližování křivek pomocí Bodeho aproximace. V tomto zapojení se určí vynesením frekvenční závislosti zisku operačního zesilovače v otevřené smyčce a závislosti modulu převrácené hodnoty přenosu zpětné vazby. U operačního zesilovače LTC2057HV není uvedena závislost zisku v otevřené smyčce. Nicméně standardní operační zesilovače mají

kmitočtovou charakteristiku korigovanu, tak aby klesala 20 dB/dek a její lom na 40 dB/dek byl až pod osou 0 dB (u rychlých operačních zesilovačů bývá pokles kmitočtové charakteristiky strmější, kvůli dosažení větší šířky pásma, což není tento případ) [24]. Kmitočtová charakteristika se dá ale určit podle známých hodnot z datasheetu, a to je napěťový zisk v otevřené smyčce (minimálně 130 dB, typicky 150 dB) a tzv. Gain Bandwidth Product, který udává, při jaké frekvenci bude zisk OZ v otevřené smyčce roven 0 dB (1,5 MHz). Frekvenci prvního lomu přenosové charakteristiky lze snadno určit z již zmíněných hodnot podle vztahu:

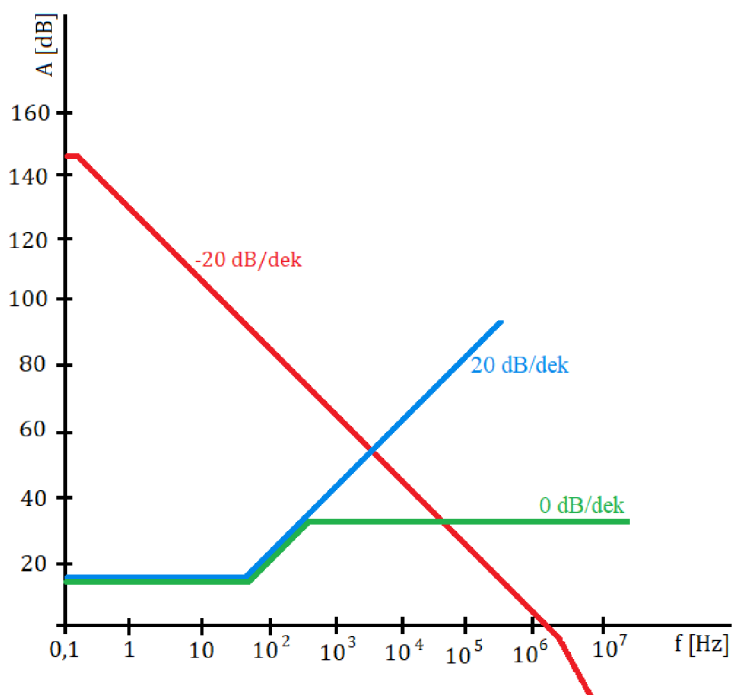
$$f_1 = \frac{GBP}{A_o} = \frac{1,5 \cdot 10^6}{10^{\frac{150}{20}}} = 0,05 \text{ Hz}, \quad (3.15)$$

kde GBP je Gain Bandwidth Product a A_o je napěťový zisk v otevřené smyčce.

Dále závislosti modulu převrácené hodnoty přenosu zpětné vazby lze určit jako přenos dolní propusti tvořené v sérii zapojené indukčnosti a odporu a k zemi připojený 1Ω odpor. Jelikož se jedná o dolní propust 1. řádu, tedy za 1. pólem bude charakteristika klesat 20 dB/dek. Frekvence pólu lze určit podle následujícího vztahu:

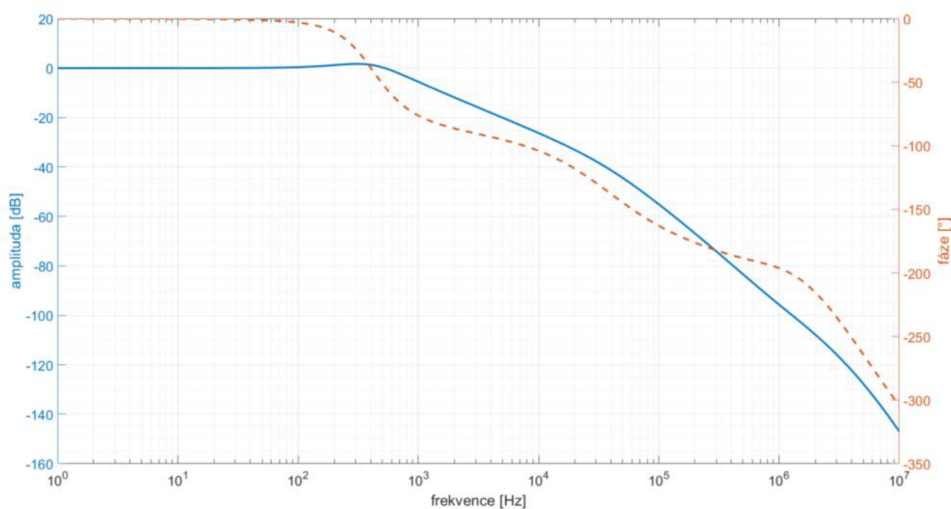
$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{L}{R_L + R_S}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{15 \cdot 10^{-3}}{6+1}} = 74,3 \text{ Hz}, \quad (3.16)$$

kde L je indukčnost, R_L je stejnosměrný odpor cívky zátěže a R_S je snímací odpor. Zde ovšem záleží na zvolené hodnotě indukčnosti a stejnosměrného odporu cívky. Zmíněné vypočtené hodnoty postačí k určení přibližných hodnot budoucí kompenzace (přesných hodnot bude dosaženo parametrickou analýzou).

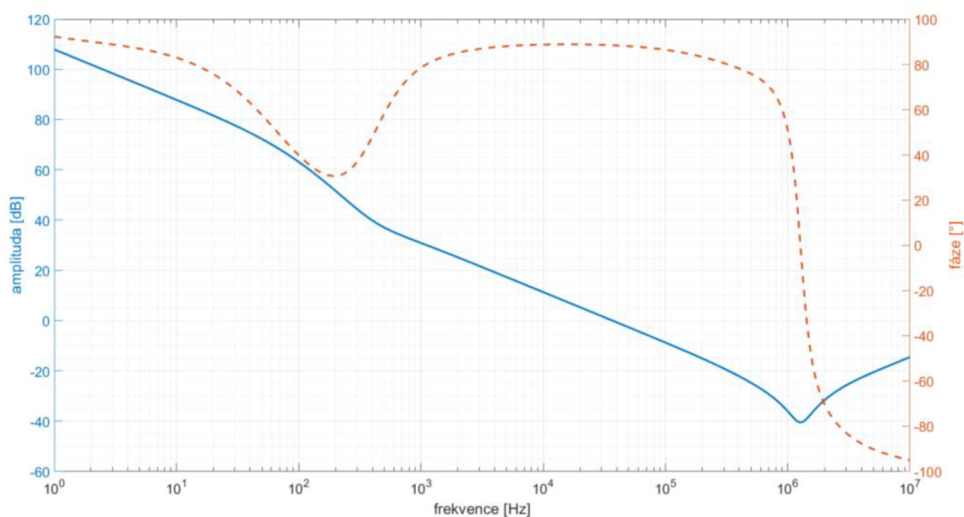


Obrázek 3.9 Přenos otevřené smyčky OZ – červeně, převrácená hodnota přenosu zpětné vazby – modře a kompenzace zpětné vazby – zeleně

Na obrázku 3.9 je naznačena Bodeho aproximace operačního zesilovače a zpětné vazby. Zde je patrné, že rychlost přiblížení červené a zelené křivky je 40 dB/dek, což způsobí malou hodnotu fázové bezpečnosti [24]. Cílem kompenzace je přenos zpětné vazby změnit tak, aby se s přenosem zesilovače protínal s přiblížením 20 dB/dek a menším, jak znázorňuje zelená křivka [24]. Sériová kombinace indukčnosti a odporu tvoří filtr typu dolní propust, snahou je aplikovat na zpětnou vazbu filtr s inverzní charakteristikou, tedy sériovou kombinací kapacity a odporu (horní propust 1. řádu). Pokud bude připojena paralelně k zátěži sériová kombinace odporu a kondenzátoru, lze dosáhnout požadované změny přenosové charakteristiky zpětné vazby (kompenzace je naznačena zeleně na obrázku 3.6).



Obrázek 3.10 Přenos proudu zátěží I_L ku vstupnímu napětí U_1 . Zátěž 15 mH a 6 Ω .
Filtr zátěže 10 μ F a 47 Ω .



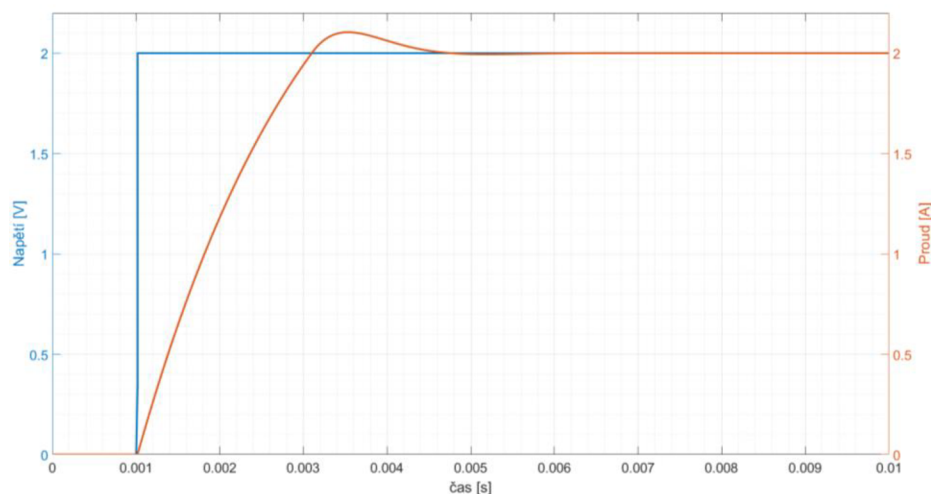
Obrázek 3.11 Simulace přenosu otevřené smyčky zpětné vazby. Zátěž 15 mH a 6 Ω . Filtr zátěže 10 μ F a 47 Ω .

Na obrázku 3.10 je zobrazen přenos proudu zátěží se zmíněnou kompenzací. Hodnota zátěže je 15 mH a 6 Ω a hodnota paralelně připojené kompenzace je 10 μ F a 47 Ω . Těchto hodnot bylo dosaženo parametrickou analýzou, přičemž je třeba brát ohled na to, že není přesně definovaná hodnota zátěže. Na obrázku 3.11 je znázorněna fázová rezerva celé smyčky zpětné vazby určené podle již zmíněné metody. Hodnota této rezervy dosahuje 88°, což by mělo být dostatečné i pro případnou změnu zátěže (pro zátěž 3 mH a 4 Ω vychází se stejnou kompenzací fázová rezerva 85°).

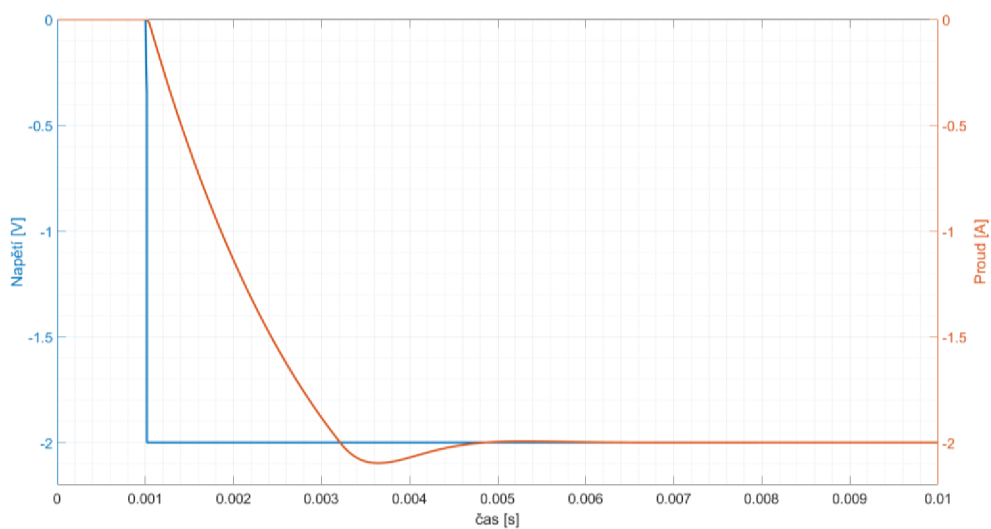
3.4.2 Další simulace

Na zapojení s kompenzací (obrázek 3.6) byly provedeny další simulace. Pro detailnější nastudování celého zapojení byla provedena simulace přechodového děje a vlivu zvlnění z napájení.

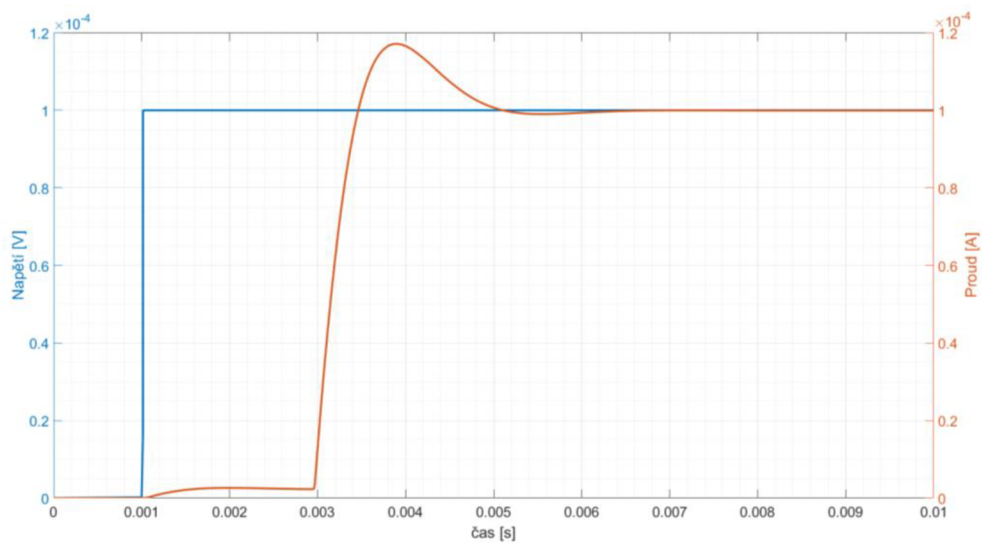
Výsledky simulace přechodového děje, tedy skokové změny vstupního napětí, jsou uvedeny na následujících obrázcích (obrázek 3.12, obrázek 3.13, obrázek 3.14 a obrázek 3.15). Simulace byly provedeny pro různé hodnoty zátěže a různé amplitudy napětí na neinvertujícím vstupu OZ. Náběžná hrana vstupního pulzu byla zvolena 60 ns, což by mělo odpovídat rychlosti přeběhu při plné amplitudě zvoleného digitálně analogového převodníku (převodníky AD5791 a DAC11001A mají rychlost přeběhu výstupního signálu 50 V/ μ s). Tato rychlost je uvažována jako nejrychlejší změna signálu, jelikož nejsou požadovány rychlé změny signálu, bude na vstupu uvažován RC člen pro oříznutí ostrých hran vstupního signálu a zároveň digitální zpomalení náběžné hrany. Hodnota kompenzace zátěže byla 10 μ F a 47 Ω . Simulace proudu zátěží ukazuje vždy drobný překmit, což by nemělo vadit. Také při amplitudách stovek μ V a menších se vyskytuje drobné zpoždění výstupního signálu, jak je možno vidět na obrázku 3.14 a obrázku 3.15.



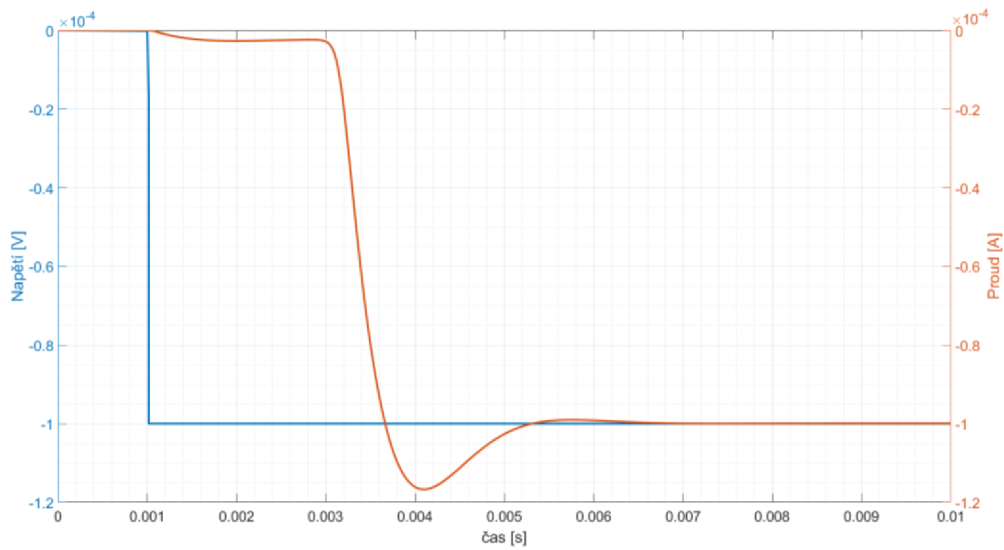
Obrázek 3.12 Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω).



Obrázek 3.13 Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω).

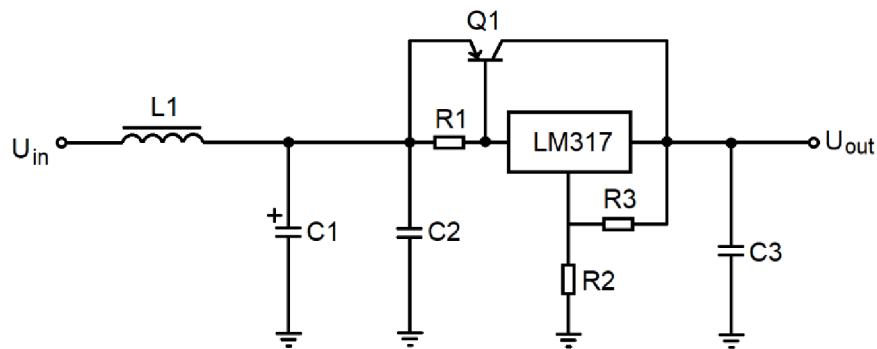


Obrázek 3.14 Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω).



Obrázek 3.15 Simulace přechodového děje (skoková změna vstupního napětí). Modře vstupní napětí (doba náběhu 60 ns). Oranžově proud zátěží – cívkou (15 mH, 6 Ω).

Simulace vlivu zvlnění z napájení byla proveden proto, že hlavní výkonová větev, tedy tranzistory N-MOS, P-MOS, zátěž a snímací odpor R_S je náchylná na nestability (je třeba, aby napájení této větve bylo stabilní tak, aby proud zátěží byl stabilní v řádu 10 μA). V celém zapojení budou integrované obvody, které mají do jisté míry schopnost potlačit zvlnění z napájení (parametr PSRR). Ovšem již zmíněná výkonová větev nemá na vstupu vhodný integrovaný obvod, proto bude věnována pozornost vlivu zvlnění z napájení.



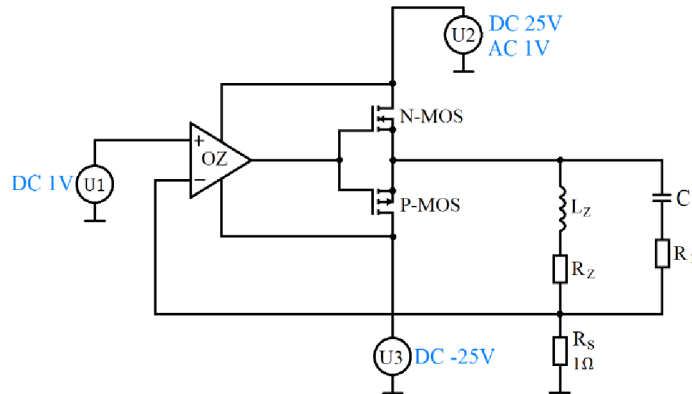
Obrázek 3.16 Naznačení realizace napájení výkonové (kladné) větve (cca 26 V a 3 A). Na vstupu filtr typu dolní propust (L1, C1), lineární regulátor posílený o tranzistor PNP.

Napájení kladné a záporné výkonové větve bude realizováno, jak je znázorněno na obrázku 3.16. Na vstupu je filtr dolní propust (L1, C1), následuje lineární regulátor LM317 (LM337) posílený o PNP (NPN) tranzistor. Zmíněný lineární regulátor má do

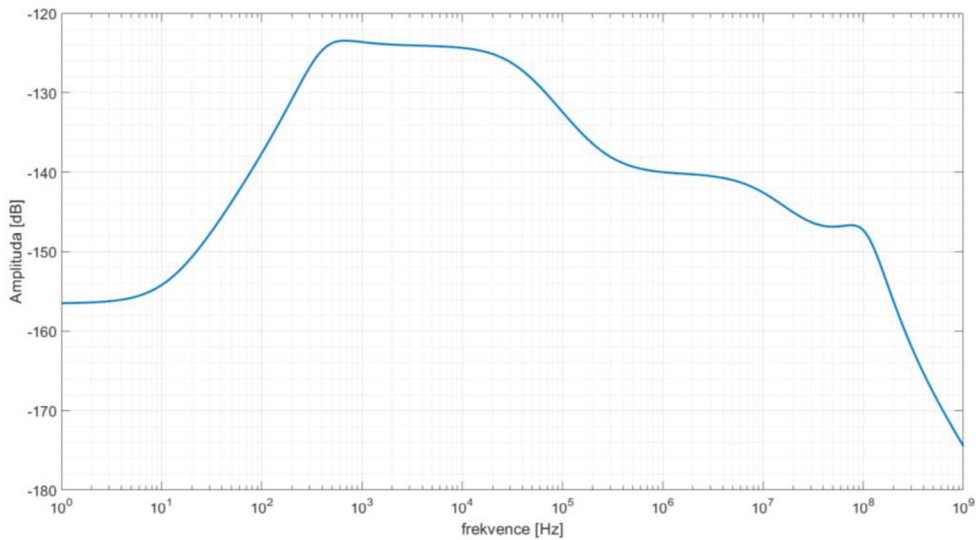
jisté míry potlačení zvlnění na vstupu (na 120 Hz je udávané potlačení 64 dB), což by nemuselo být dostatečné, navíc tento integrovaný obvod je už dost zastaralý. [39][40]

Neexistuje dostupný kladný a záporný lineární regulátor, jehož výstupní proud by byl 3 A. Existují lineární regulátory, které umožňují spojit paralelně své výstupy pro zvýšení proudu nebo přesné regulátory, u nichž výrobce udává doporučené zapojení s tranzistorem na výstupu. Tyto zmíněné možnosti by byly značně komplikované, proto byla zvolena jednoduchá varianta s regulátorem LM317 (LM337), s tím, že kladná i záporná napájecí větev bude totožná.

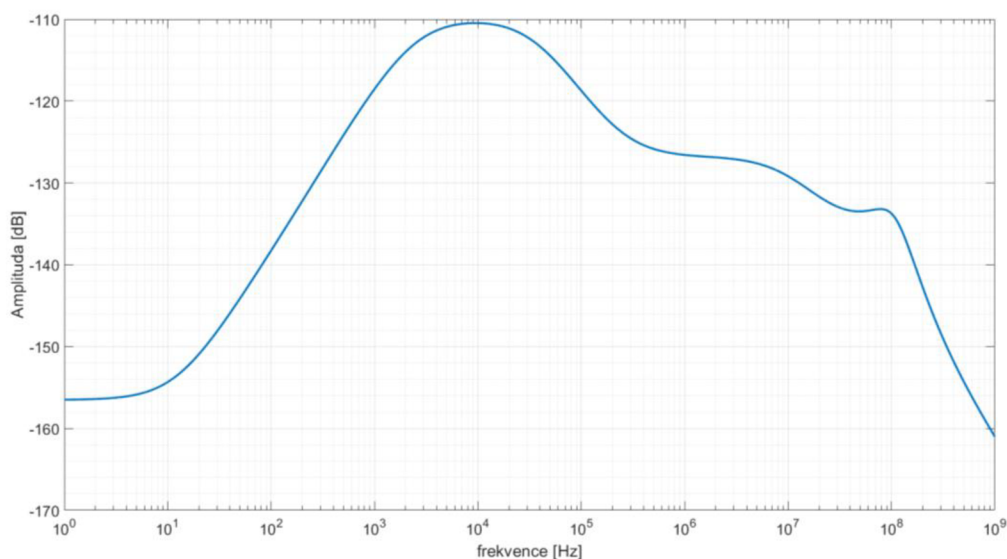
Návrhu všech bloků celého zdroje včetně toho napájení bude věnováno v následující kapitole. Zde je uvedena pouze simulace vlivu zvlnění z napájení.



Obrázek 3.17 Schéma zapojení proudového zdroje pro simulaci vlivu zvlnění z napájení.



Obrázek 3.18 Simulace vlivu zvlnění z napájení. Přenos proudu zátěži (I_{LZ}) ku zdroji zvlnění U_2 (1 V). Zátěž 15 mH a 6 Ω . Kompenzace zátěže 10 μ F a 47 Ω .



Obrázek 3.19 Simulace vlivu zvlnění z napájení. Přenos proudu zátěží (I_{LZ}) ku zdroji zvlnění U2 (1 V). Zátěž 3 mH a 4 Ω . Kompenzace zátěže 10 μ F a 47 Ω .

Pro simulaci vlivu zvlnění z napájení je vstup operačního zesilovače buzen stejnosměrným napětím 1 V a do kladné napájecí větve je připojen zdroj střídavého signálu s efektivní hodnotou 1 V (obrázek 3.17). Poté je možno na přenosu proudu zátěží sledovat vliv toho zdroje. Na obrázku 3.18 a na obrázku 3.19 je uveden výsledek simulace pro různou zátěž. Z obrázků je patrné, že střídavá složka se nejvíce projeví mezi stovkami Hz až desítkami kHz a to nejvíce -110 dB, což s již zmíněnou filtrací v napájení by mělo být dostatečné pro odfiltrování jakékoliv nestability v řádu 10^{-5} .

4. REALIZACE PROUDOVÉHO ZDROJE

4.1 Kompletní obvodové zapojení

V této kapitole je uveden podrobný popis zapojení proudového zdroje a volba všech součástek a komponent. Nejprve je popsáno celkové zapojení v podobě blokového schématu. Následně jsou detailně popsány jednotlivé bloky. Kompletní dokumentace k obvodovému zapojení je uvedena v příloze A.1.

4.1.1 Blokové schéma

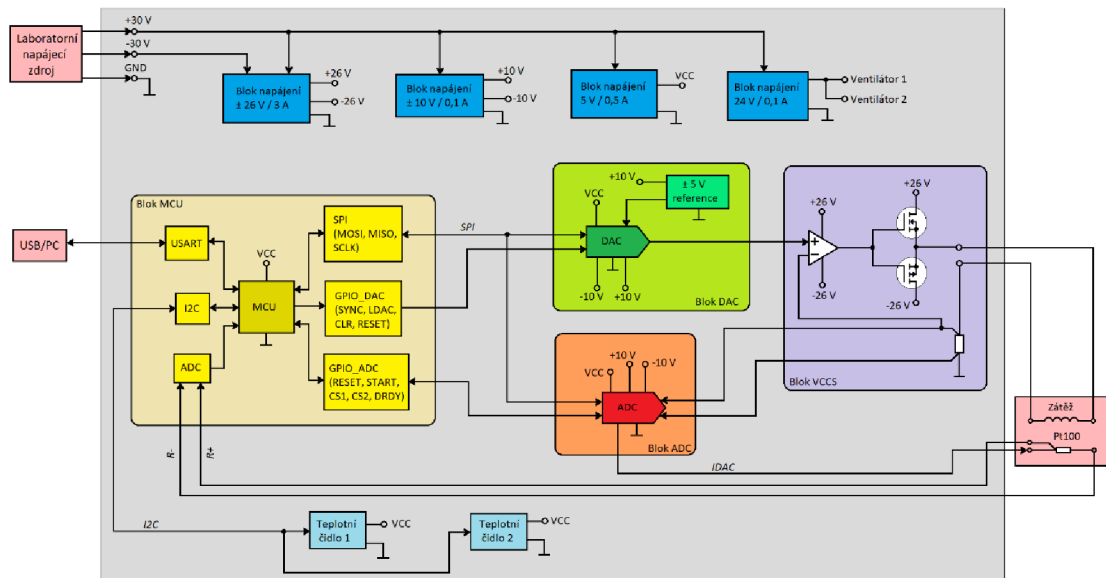
Na obrázku 4.1 je znázorněno blokové schéma realizovaného proudového zdroje. Na výstupu je samotný blok proudového zdroje (blok VCCS), který bude dodávat konstantní proud do zátěže, reprezentované cívkou. Pro tento blok bude určeno napájení ± 26 V. Velikost výstupního proudu bude řízena pomocí digitálně-analogového převodníku (blok DAC). Zároveň výstupní proud bude snímán rozdílově pomocí analogově-digitálního převodníku (blok ADC). Oba převodníky budou komunikovat s řídicím mikrokontrolérem (blok MCU) pomocí rozhraní SPI (Seriál Peripheral Interface), kde jsou použity signály MOSI (Master Out Slave In – komunikace od řídicího zařízení k řízenému), MISO (Master In Slave Out – komunikace od řízeného zařízení k řídicímu) a SCLK (hodinový signál). Dále budou oba převodníky řízeny pomocí standardních digitálních vstupů a výstupů procesoru (GPIO_DAC, GPIO_ADC), které slouží k nastavení vnitřních registrů převodníků. Mikrokontrolér (blok MCU) bude připojen dvěma konektory v podobě vývojového kitu, viz obrázek 3.1. Napájení mikrokontroléru bude přivedeno na pin 6 konektoru CN7. Tento pin slouží k připojení externího 5 V napájení. Volba tohoto napájení se provádí na desce mikrokontroléru propojovacím můstkem JP5 zkratovaného do polohy E5V.

Pro snímání teploty cívky bude sloužit čidlo Pt100 umístěné uvnitř cívky. Pt100 je platinové čidlo, které má při 0 °C odpor 100 Ω a závislost odporu na teplotě je známá. Poté při napájení tohoto čidla konstantním proudem, lze na něm snímat úbytek napětí a následně z přepočtu určit jeho teplotu. Jako zdroj proudu proto toto čidlo bude sloužit výstup IDAC z analogově-digitálního převodníku (jedná se o zdroj konstantního proudu o definovaných hodnotách 50 μ A až 3 mA). Zapojení Pt100 je třívodičové. Ke snímání napětí na čidle bude sloužit interní 12-bitový analogově-digitální převodník mikrokontroléru.

Konstrukce bude obsahovat dva chladiče, jeden pro 4 výkonové tranzistory a druhý pro 1-ohmový snímací odpor. Na každém chladiči bude umístěno digitální teplotní čidlo, které komunikuje pomocí rozhraní I2C (Inter-Integrated Circuit).

Všechny zmíněné bloky budou řízeny pomocí mikrokontroléru STM32G474RE. Ten bude dále komunikovat s osobním počítačem pomocí rozhraní USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver and Transmitter).

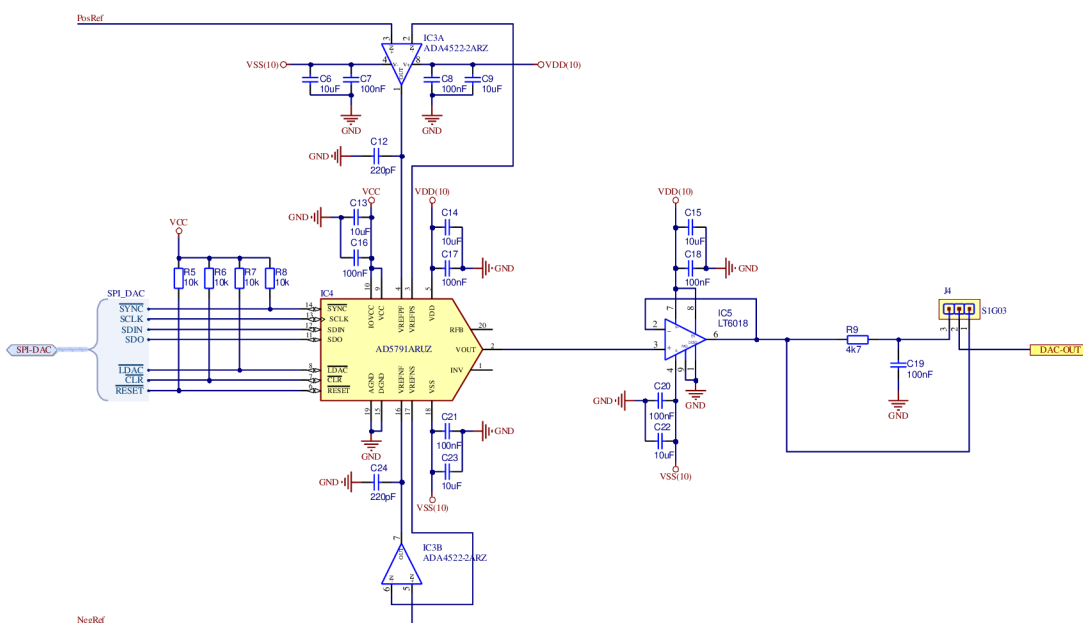
Napájení pro celý proudový zdroj bude získáno z laboratorního zdroje. Následují 4 napájecí bloky s různými parametry. Blok napájení $\pm 26 \text{ V}/3 \text{ A}$ bude určen k výkonovému napájení bloku VCCS. Blok napájení $\pm 10 \text{ V}/0,1 \text{ A}$ bude určen k napájení obou převodníků. Blok napájení $5 \text{ V}/0,5 \text{ A}$ bude určen k digitálnímu napájení obou převodníků, obou teplotních čidel a mikrokontroléru. Blok napájení $24 \text{ V}/0,1 \text{ A}$ bude napájet pouze 2 ventilátory umístěné na chladičích.



Obrázek 4.1 Blokové schéma realizovaného zapojení proudového zdroje.

4.1.2 Schéma zapojení digitálně-analogového převodníku

Pro realizaci byl zvolen DA převodník od firmy Analog Devices pod označením AD5791 [17]. Při realizaci této práce byl dostupný pouze typ AD5791A, který se liší od druhého typu AD5791B pouze v parametru INL a to konkrétně horší o jeden bit v nejhorším případě.



Obrázek 4.2 Schéma zapojení digitálně analogového převodníku.

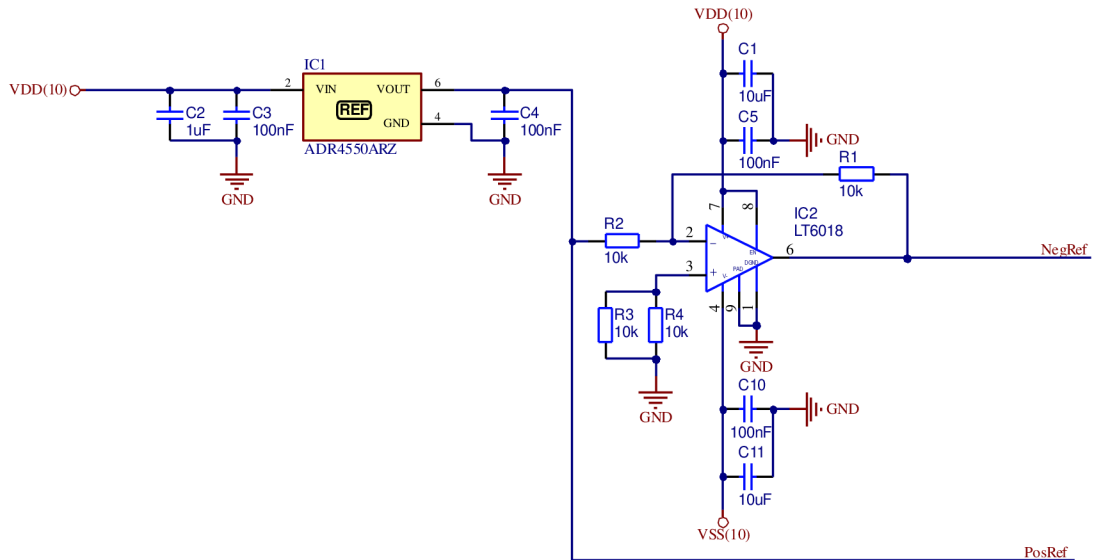
Zapojení na obrázku 4.2 respektuje doporučené zapojení výrobce. Jelikož bude převodník napájen z nízkošumových lineárních regulátorů, postačí doporučené blokové keramické kondenzátory 100 nF a 10 μ F na vstupech napájení (C13, C16, C14, C17, C21 a C23). Vstup IOVCC slouží jako referenční úroveň pro digitální signály. Zde tato úroveň byla zvolena totožná s napájecím napětím, tedy 5 V. V celém zapojení není rozlišena digitální a analogová zem, proto bude digitální (DGND) a analogový (AGND) zemní potenciál převodníku připojen na společný zemní potenciál (GND).

Na výstupu převodníku bude podle doporučeného zapojení umístěn operační zesilovač zapojený jako sledovač napětí. Pro tento případ byl použit nízkošumový, precizní operační zesilovač LT6018 [25]. Dále na výstupu tohoto operačního zesilovače (IC5) bude umístěn RC filtr pro filtrování rychlých dějů (ostrých hran) výstupního signálu. Hodnota RC filtru byla simulací stanovena na 4,7 k Ω a 100 nF. Při těchto hodnotách filtru vychází doba zpoždění přibližně na 2 ms (obnovení napětí na 99 % po skokové změně). Toto zpoždění je řádově delší než výstupní doba přeběhu převodníku, respektive operačního zesilovače LT6018 (20 V/ μ s) nebo zpoždění při změně výstupního napětí převodníku (1 μ s). Na výstupu bloku převodníku bude umístěn 3-pinový konektor, jehož zkratováním dvou sousedních pinů dojde k volbě použití RC členu.

Na vstup převodníku bude přivedeno 7 digitálních signálů z mikrokontroléru. Signály SCLK, SDIN a SDO budou signály použity pro SPI komunikaci. Vstupy SYNC, LDAC, CLR a RESET slouží k dodatečnému ovládání převodníku. Tyto 4 signály jsou aktivní v nízké úrovni, proto budou jejich signály připojeny tzv. pull-up rezistoru na vysokou úroveň signálu, tedy na 5 V. Hodnota pull-up rezistorů je zvolena podle doporučení výrobce, a to 10 k Ω . Signál SCLK slouží k připojení hodinového signálu SPI

komunikace. Signál SDIN slouží jako MOSI v SPI komunikaci. Signál SDO slouží jako MISO v SPI komunikaci. Signál SYNC slouží k aktivaci vstupního registru převodníku. Signál LDAC slouží k nastavení výstupního registru převodníku. Aktivní signál CLR umožní převodníku vynulovat výstup nebo použít hodnotu definovanou v CLR registru. Signál RESET vrátí převodník do stavu po zapnutí napájení. [17]

Integrovaný obvod IC3 je zapojen podle doporučeného zapojení výrobce a slouží pro přivedení pozitivního a negativního referenčního napětí. Pro tento účel byl vybrán dvojitý nízkošumový operační zesilovač ADA4522-2 [26].



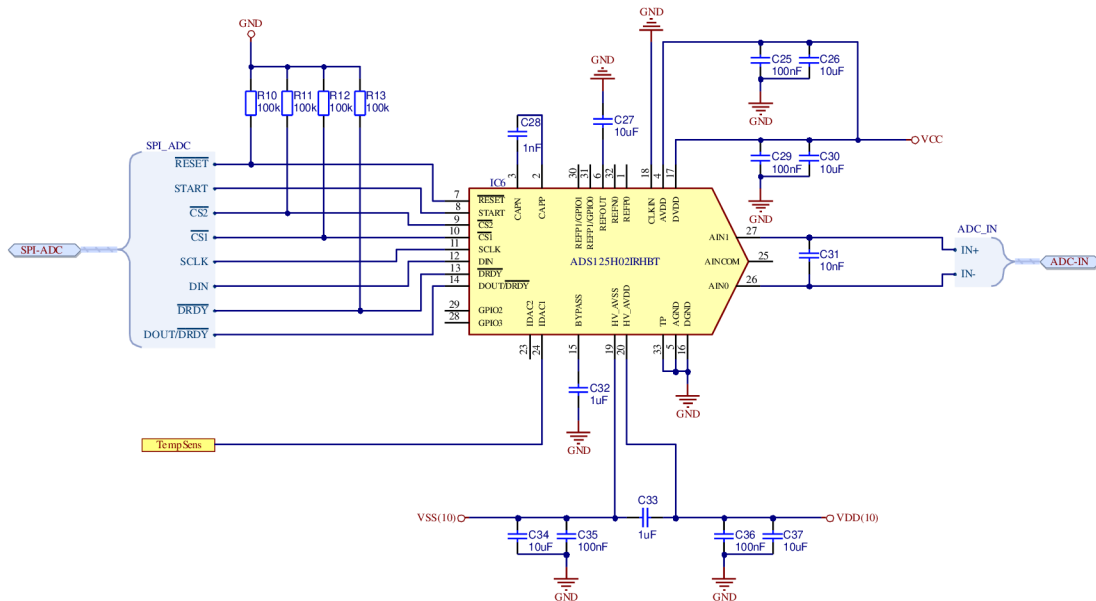
Obrázek 4.3 Schéma zapojení pozitivní a negativní reference pro digitálně-analogový převodník.

Na obrázku 4.3 je uvedeno zapojení napěťové reference pro DA převodník. Jako zdroj referenčního signálu byla zvolena reference ADR4550. Jedná se jednu z nejpřesnějších nízkošumovou referencí. Špičkový výstupní šum je definovaný $2,8 \mu\text{V}_{\text{p-p}}$ [27]. Byla zvolena varianta s 5 V napětím, protože rozsah kladné reference DA převodníku je definován od 5 V.

Kondenzátory C2, C3 a C4 jsou zvoleny podle doporučeného zapojení výrobce. Negativní referenční napětí je získáno z invertujícího zesilovače. Jako invertující zesilovač je zvolen již zmíněný OZ LT6018. K napájení jsou připojeny blokovací keramické kondenzátory o doporučené hodnotě 100 nF a 10 μF . Zesílení je zvoleno -1 pomocí přesných rezistorů R1 a R2 (přesnost 0,1 % a TCR 5 ppm/ $^{\circ}\text{C}$). Rezistory R3 a R4 slouží ke kompenzaci vstupní proudové nesymetrie, kde pro ideální kompenzaci této nesymetrie by měla být výsledná hodnota těchto paralelně spojených odporů totožná s paralelní kombinací odporu R1 a R2. Rezistory R3 a R4 jsou zvoleny totožné jako R1 a R2.

4.1.3 Schéma zapojení analogově-digitálního převodníku

Pro měření skutečného proudu cívkou byl zvolen analogově-digitální převodník od firmy Texas Instruments pod označením ADS125H02. Jedná se o přesný a nízkošumový 24-bitový AD převodník, jehož rozsah vstupního napětí je definován v rozmezí $\pm 15,5$ V. Dále disponuje dvěma plně rozdílovými vstupy, tedy na oba vstupy může být připojeno napětí v definovaném rozsahu obou polarit [28]. Této skutečnosti bude využito k přesnému měření úbytku napětí na měřicím rezistoru, a to přímo na jeho měřicích svorkách (nikoliv vůči zemnímu potenciálu)



Obrázek 4.4 Schéma zapojení analogově-digitálního převodníku.

Na obrázku 4.4 je zobrazeno schéma zapojení zvoleného analogově-digitálního převodníku. Toto zapojení respektuje doporučené zapojení výrobce. Jako v případě DA převodníku, není zde rozlišen analogový a digitální zemní potenciál, proto budou piny AGND, DGND a tepelná plocha (Thermal Pad – TP) připojeny na společný zemní potenciál GND.

Převodník disponuje trojitým analogovým napájením a jedním digitálním napájením. Na analogové vysokonapěťové napájení (HV_AVSS a HV_AVDD) bude připojeno ± 10 V. Nízkonapěťové analogové napájení (AVDD) bude přivedeno na stejný potenciál jako digitální napájení (DVDD), a to 5 V, podle doporučení výrobce. Blokovací kondenzátory k napájení jsou také doporučených hodnot.

Analogové vstupy převodníku budou využity jako rozdílové. Mezi nimi je doporučený kondenzátor o hodnotě 10 nF. Digitální vstupy a výstupy budou využity pro komunikaci s mikrokontrolérem. Jedná o piny SCLK (hodinový signál), DIN (signál MOSI) a DOUT/DRDY (signál MISO), které jsou zapojeny na SPI komunikaci s mikrokontrolérem. Dále budou zapojeny piny RESET, START, CS1, CS2 a DRDY, jejichž signály budou sloužit pro dodatečné ovládání převodníku. Signál RESET, CS1,

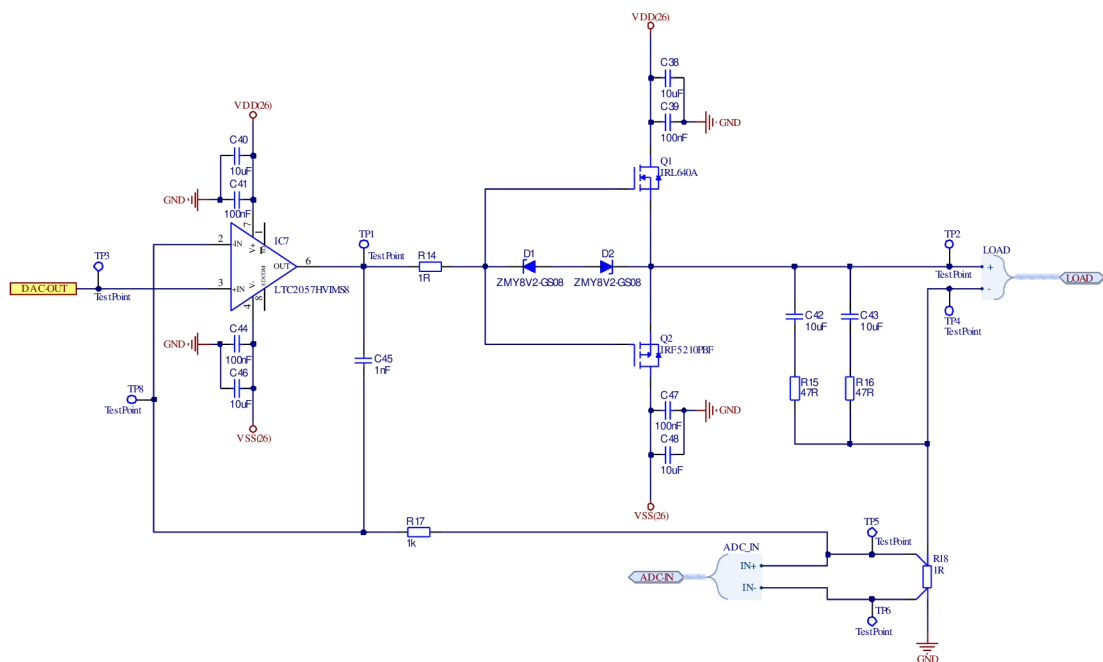
CS2 a DRDY jsou aktivní v nízké úrovni, proto budou jejich signály připojeny na pull-up rezistory na vysokou úroveň signálu, tedy na 5 V. Hodnota pull-up rezistorů je zvolena podle doporučení výrobce, a to 100 k Ω . Signál CS1 je určen pro výběr registru samotného převodníku. Signál CS2 je určen pro výběr registru vstupního předzesilovače. Signál START slouží pro zahájení převodu. Signál DRDY slouží jako indikátor převedených dat připravených k přenosu. Signál RESET vrátí převodník do stavu po zapnutí napájení. [28]

Piny CAPN, CAPP, REFOUT a BYPASS jsou různé výstupní signály. V tomto zapojení nejsou využity, proto jsou k nim připojeny doporučené kondenzátory C28, C27 a C32. [28]

Signál z pinu IDAC1 je zdroj konstantního proudu a bude využit pro napájení teplotního čidla Pt100 umístěné v cívce.

4.1.4 Schéma zapojení koncového stupně proudového zdroje (blok VCCS)

Princip bloku samotného zdroje proudu a výběr stěžejních komponent (IC7, R18) je popsán v kapitole 3.3. Zde bude věnováno popisu výsledného obvodového zapojení zobrazeného na obrázku 4.5.



Obrázek 4.5 Schéma zapojení koncového stupně proudového zdroje (blok VCCS). Kondenzátor C45, C42 a rezistor R15 jsou neosazeny.

K přivedenému napájení ± 26 V (VDD(26) a VSS(26)) budou zapojeny blokové kondenzátory 100 nF a 10 μ F (C38, C39, C40, C41, C44, C45, C46, C47). Tyto dvě hodnoty jsou typické doporučené pro blokování zvlnění z napájení. Vychází z toho, že paralelně spojené kondenzátory 100 nF v pouzdře 0603 a 10 μ F v pouzdře 0805 mají nízkou hodnotu impedance od stovek kHz do desítek MHz, což je vhodné pro odfiltrování zvlnění a šumu [29].

Výstupní výkonové tranzistory byly zvoleny unipolární typu MOSFET (Q1 a Q2). Tranzistory byly vybírány, aby dostatečně splňovaly výkonové parametry (proud Drainem a napětí Drain-Source). Dále byl požadavek na dostatečně velký chlazený výkon. Dalším požadavkem bylo nízké prahové napětí $U_{GS(th)}$. Nakonec dostupnost dvojice tranzistorů s podobnými parametry, ale opačnou polaritou (N-MOS a P-MOS). Pro napájení kladného proudu bude použit tranzistor s kanálem typu N s označením IRL640A. Maximální napětí mezi Drainem a Sourcem je 200 V, proud Drainem v kontinuálním režimu je až 18 A a úroveň otevření hradla Gate je definována od 1 V do 2 V [30]. Tento tranzistor je dostupný v pouzdře TO-220, což umožní snadnou montáž na chladič. Pro napájení záporného proudu bude použit tranzistor s kanálem typu P s označením IRF5210PbF. Tento tranzistor byl vybrán co nejpodobnější prvním tranzistoru, avšak s opačnou polaritou. Tranzistor IRF5210PbF je dostupný také v pouzdře TO-220 a jeho parametry jsou: napětí mezi Drainem a Sourcem je -100 V, proud Drainem v kontinuálním režimu je až 40 A a úroveň otevření hradla Gate je definována od -2 V do -4 V [31].

Mezi hradla Gate a Source obou tranzistorů budou umístěny 2 zenerovy diody (D1 a D2) zapojené antisériově pod označením ZMY8V2-GS08. Tyto diody mají sloužit k ochraně hradla Gate tranzistorů. Napětí U_{GS} u obou tranzistorů je definováno v rozmezí ± 20 V. Jelikož na výstupu operačního zesilovače IC7 může být až ± 26 V (napájecí napětí například při odpojené zátěži, je třeba chránit hradlo Gate tranzistorů, aby nedošlo k překročení jejich maximální napětí. K tomu poslouží zenerovy diody o jmenovitém napětí 8,2 V, což je přibližně dvojnásobná hodnota, než může být napětí U_{GS} při běžném stavu tohoto zapojení (při maximálním proudu tranzistorem 3 A bude jeho napětí U_{GS} jen o trochu vyšší než prahové napětí (u obou tranzistorů maximálně 4 V [30], [31])). Pouzdro diod je tzv. MELF s výkonem 1 W [32]. Tento výkon byl zvolen proto, že při stavu, kdy by napětí U_{GS} překročilo zenerovo napětí, došlo by ke zkratování tranzistorů přes diody, a poté by diodou tekla proud z operačního zesilovače, jehož maximální hodnota je až 30 mA [22].

Jak již bylo zmíněno v kapitole 3.4.1, paralelně k zátěži je připojena kompenzace v podobě kondenzátoru C43 a R16. Kondenzátor byl zvolen fóliový (polyesterový), kvůli svým přednostem v oblasti stability kapacity se změnou napětí a teploty. Paralelně k této kompenzaci je připojena ještě jedna sériová kombinace kondenzátoru (C42) a odporu (R15), která bude neosazena. Pájecí plochy budou sloužit pro případnou další kompenzaci. Ve zpětné vazbě je znázorněna případná další kompenzace v podobě R17 a C45, s tím, že C45 bude neosazen a samotný R17 nemá vliv na stabilitu zpětné vazby.

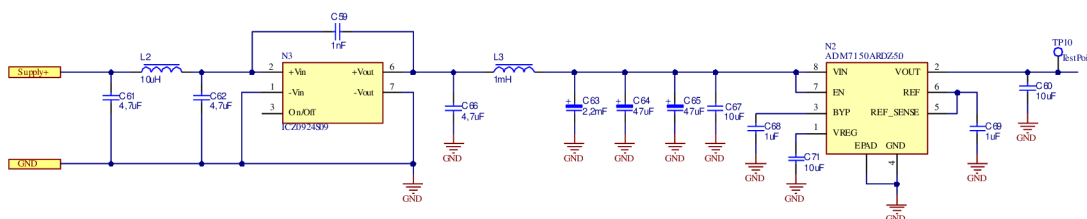
V zapojení jsou umístěny testovací body (TP), pro měření signálu v různých částech obvodu. Testovací bod, který slouží pro snadné přichycení hrotu měřicího přístroje, je znázorněn na obrázku 4.6, průměr oka je 1,78 mm [33].



Obrázek 4.6 Testovací bod použitý v zapojení na obrázku 4.5. Převzato z [33]

4.1.5 Schéma zapojení napájení 5 V

Napájení 5 V (VCC) bude sloužit pro digitální napájení obou převodníků a mikrokontroléru. Napětí pro toto napájení bude přivedeno z kladné napájecí větve. Na obrázku 4.7 je uvedeno zapojení 5 V napájecího bloku.



Obrázek 4.7 Schéma zapojení napájení 5 V

Zapojení na obrázku 4.7 obsahuje dva integrované obvody. První obvod (N3) je DC-DC měnič (převodník stejnosměrného napětí na stejnosměrné), který sníží vstupní napětí 30 V na napětí 9 V s vysokou účinností (88 %) [34]. Druhý integrovaný obvod je lineární regulátor (N2) s definovaným výstupním napětím 5 V.

DC-DC konvertor s označením ICZ0924S09 je malý kompaktní měnič napětí s výkonem 9 W a izolovaným vstupem a výstupem. Podle doporučeného zapojení je na vstup připojena tlumivka 10 µH (L2) a dva filtrační kondenzátory 4,7 µF (C61 a C62). Jelikož je záporný vstup a výstup spojený na stejný potenciál GND, je kondenzátor 1 nF/3 kV připojen pouze mezi kladnou vstupní a výstupní svorku. [34]

Na výstupu měniče je zvolena filtrace v podobě kondenzátoru 4,7 µF (C66), dále tlumivka 1 mH (L3) a trojice elektrolytických kondenzátorů (C63, C64 a C65) o celkové kapacitě cca 2300 µF. Bylo zvoleno více kondenzátorů paralelně kvůli menšímu ESR (equivalent series resistance – ekvivalentní sériový odpor). L3 a kondenzátory C63, C64 a C65 tvoří dohromady filtr typu dolní propust s lomovým kmitočtem daným následujícím vztahem:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,3 \cdot 10^{-3}}} = 104,9 \text{ Hz}, \quad (4.1)$$

kde L [H] je indukčnost cívky a C [F] je kapacita kondenzátoru.

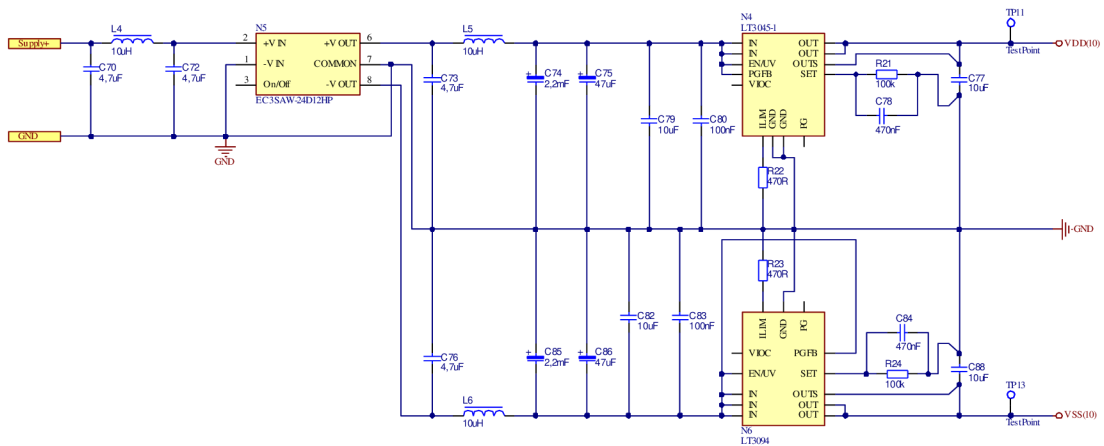
Pro 5 V napájení byl zvolen lineární regulátor ADM7150ADRZ-5.0. Tento lineární regulátor má pevně definované výstupní napětí 5 V a maximální výstupní proud 800 mA,

což by mělo s dostatečnou rezervou stačit na napájení všech obvodů s VCC napájením. Mezi jeho přednosti patří velmi nízký šum. Vstup EN je určen pro signál, který aktivuje zařízení. Tento signál bude připojen na vstupní napětí, tedy regulátor bude stále aktivní. Filtrační kondenzátory C67, C68, C71, C69 a C60 jsou zvoleny podle doporučení výrobce. [35]

Pro kontrolu správné úrovně výstupního napětí je na výstupu umístěn testovací bod.

4.1.6 Schéma zapojení napájení ± 10 V

Napájení ± 10 V (VDD(10) a VSS(10)) bude sloužit pro analogové kladné a záporné napájení obou převodníků. Napětí pro toto napájení bude přivedeno z kladné napájecí větve. Na obrázku 4.8 je uvedeno zapojení ± 10 V napájecího bloku.



Obrázek 4.8 Schéma zapojení napájení ± 10 V

Zapojení na obrázku 4.8 obsahuje tři integrované obvody. První obvod (N5) je DC-DC měnič, který změní vstupní napětí 30 V na napětí ± 12 V s vysokou účinností (83,5 %) [36]. Další dva integrované obvody (N4 a N6) jsou komplementární lineární regulátory (obvody s totožnými parametry, ale odlišné polaritě).

Pro toto zapojení byl zvolen DC-DC konvertor EC3SAW-24D12HP, který ze vstupní napětí mění na ± 12 V na výstupu. Maximální výstupní proud je 125 mA v každé větvi. Tento proud bude dostatečný pro analogové napájení obou převodníků. Tlumivka L4 a kondenzátory C70, C72, C73 a C74 respektují doporučené zapojení výrobce, avšak v hodnotách se mírně liší. Hodnoty byli zvoleny stejné, jako v případě bloku napájení 5 V (obrázek 4.7) pro jednodušší implementaci.

Podobně jako v případě bloku napájení 5 V je na výstupu měniče zvolena filtrace kombinací tlumivky a kondenzátoru. Tlumivka byla v tomto případě zvolena menší, a to 10 μ H, protože zde potečou řádově menší proudy (cca 50 mA oproti 500 mA v 5 V napájení). Lomový kmitočet filtru složeného z tlumivky L5 a kondenzátorů C74, C75 vychází podle rovnice (4.1) na 1,06 kHz.

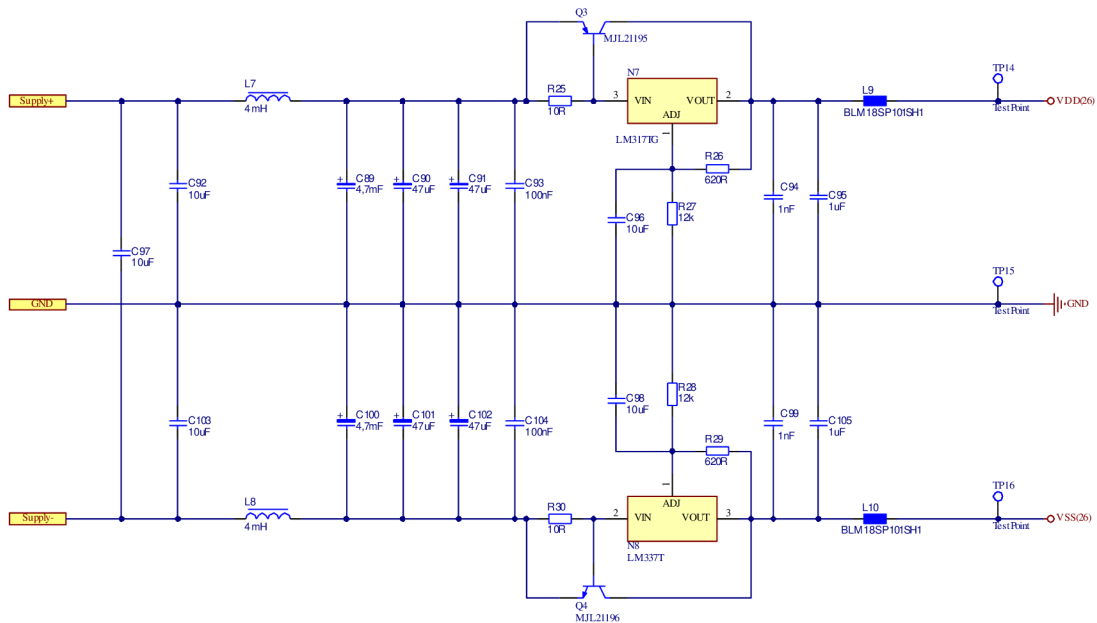
Pro napájení +10 V byl zvolen ultra-nízkošumový lineární regulátor s velmi vysokým PSRR LT3045 (N4). Vstupní filtrační kondenzátory C79 a C80 je kombinace výrobcem doporučené hodnoty 4,7 μ F. Rezistor R22 slouží pro nastavení limitace výstupního proudu. Hodnota 470 Ω odpovídá přibližně 320 mA. Rezistor R22 je určen pro nastavení výstupního napětí, kde hodnota 100 k Ω odpovídá napětí 10 V. Kondenzátor C78 a C77 jsou zvoleny a zapojeny podle doporučení výrobce. [37]

Pro napájení -10 V byl zvolen ultra-nízkošumový lineární regulátor s velmi vysokým PSRR LT3094 (N6) [38]. Zapojení a volba komponent je totožná s lineárním regulátorem LT3045 (N4).

Na výstup obou lineárních regulátorů budou umístěny testovací body pro kontrolu správné úrovně výstupního napětí.

4.1.7 Schéma zapojení napájení ± 26 V

Problematika výkonového napájení ± 26 V byla již nastíněna v kapitole 3.4.2. Na obrázku 4.9 je uvedeno kompletní schéma zapojení bloku napájení ± 26 V.



Obrázek 4.9 Schéma zapojení napájení ± 26 V

Na vstupu napájení celého zdroje je umístěna trojitá tlumivka umístěná na společném jádře L1 s indukčností 3 mH (viz. příloha A.1), na kterou navazují 3 filtrační kondenzátory C92, C97 a C103. Následuje v obou polaritách L-C filtr složený v kladné polaritě z tlumivky 4 mH (L7) a trojicí kondenzátorů 4,7 mF (C89), 47 μ (C90) a 47 μ (C91) (obdobně v záporné polaritě tlumivka L8, kondenzátory C100, C101 a C102). Bylo zvoleno opět více kondenzátorů paralelně kvůli menšímu ESR. Výsledných hodnot prvků filtru bylo dosaženo simulací celkového zapojení. Lomový kmitočet L-C filtru odpovídá podle rovnice (4.1) 36 Hz.

Zapojení lineárního regulátoru LM317 (N7) [39] a LM337 (N8) [40] respektuje doporučené zapojení výrobce pro zlepšení potlačení zvlnění na vstupu. Jedná se o kondenzátory C93 (C104), C96 (C98), C94 (C99) a C95 (C105). Rezistory R27 (R28) a R26 (R29) jsou určeny pro nastavení výstupního napětí na hodnotu 26 V (-26 V) podle rovnice:

$$U_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + (50 \cdot 10^{-6} \cdot R_2) = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{12000}{620}\right) + (50 \cdot 10^{-6} \cdot 12000) = 26,04 \text{ V}, \quad (4.2)$$

kde R_1 je odpor odpovídající R26 (R29) a R_2 je odpor odpovídající R27 (R28) [39], [40].

Tranzistory Q3 a Q4 budou sloužit, jako proudové posílení lineárních regulátorů. Tranzistory byly zvoleny bipolární NPN MJL21196 a PNP MJL21195. Jedná se o komplementární dvojici tranzistorů s maximálním napětím kolektor-emitor 250 V, kontinuálním proudem kolektoru až 16 A a chlazeným výkonem až 200 W [41]. Princip je následující (pro Q3 a N7). Rezistorem R25 bude nastavena velikost proudu, který poteče regulátorem a tranzistorem. Proud rezistorem je dán:

$$I_R = \frac{U_{BE}}{R} = \frac{0,9}{10} = 90 \text{ mA}, \quad (4.3)$$

kde U_{BE} je napětí báze-emitor tranzistoru při proudu kolektorem 3 A [41].

Poté do emitoru tranzistoru poteče proud ponížený o proud rezistorem, tedy 2910 mA. Tento proud se rozdělí na proud bázi a kolektorem v poměru daným proudovým zesilovacím činitelem h_{FE} . Proud bázi lze spočítat podle následující rovnice:

$$I_B = \frac{I_E}{h_{FE}+1} = \frac{2910}{60+1} = 47,7 \text{ mA}, \quad (4.4)$$

kde I_E je proud emitorem a h_{FE} je proudový zesilovací činitel při proudu kolektorem 3 A [41].

Jelikož se jedná o tranzistor PNP, proud bázi poteče směrem ven z báze, tedy do lineárního regulátoru. Poté proud lineárním regulátorem bude součet bázového proudu a proudu rezistorem, tedy 137,7 mA. Proud kolektorem tranzistoru bude zbytek do požadovaných 3 A, tedy 2862 mA. Obdobný princip latí i v záporné větvi.

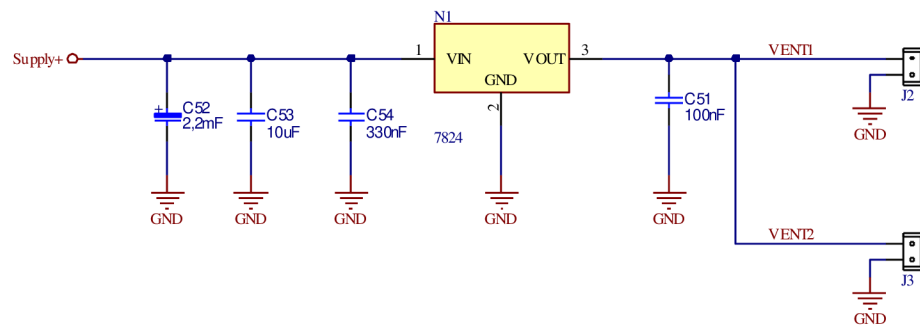
Na výstupu obou regulátorů bude umístěn feritový korálek (L9 a L10) BLM18SP101SH1 pro dodatečné filtrování vysokofrekvenčního rušení. Zmíněný feritový korálek má vysokou impedanci v řádech stovek MHz [29].

Na výstupu budou opět umístěny testovací body pro kontrolu správné úrovně výstupního napětí.

4.1.8 Schéma zapojení napájení 24 V

Napájení 24 V bude sloužit pouze pro dva ventilátory umístěné na chladičích. Jmenovité napětí ventilátorů je 24 V a jmenovitý proud je 50 mA. Zde postačí jednoduchý lineární regulátor s pevně definovaným výstupním napětím 24 V. Pro tento účel byl zvolen regulátor LM7842. Kondenzátory C52, C53, C54, C51 slouží jako základní filtrace zvlnění napájení. Hodnota C54 a C51 je doporučena výrobcem [42]. Hodnota C52 a C53

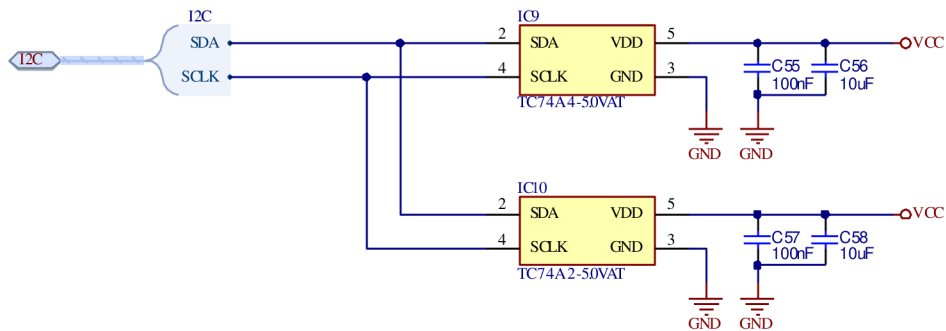
slouží jako vstupní filtrace zvlněného napájení ze zdroje. Na obrázku 4.10 je zobrazeno schéma zapojení napájení 24 V.



Obrázek 4.10 Schéma zapojení napájení 24 V

4.1.9 Schéma zapojení teplotních čidel

Na obrázku 4.11 je zobrazeno zapojení teplotních čidel, které budou umístěny na chladičích pro kontrolu teploty chladičů. Teplotní čidla byla zvolena digitální pro snadnou komunikaci s mikrokontrolérem. Čidla komunikují pomocí rozhraní I2C. Čidla byla zvolena TC74 s variantou 5 V napájení a s pouzdrem TO-220 pro snadné uchycení na chladič. Přesnost čidla je v rozmezí 0 °C až 125 °C pouze ± 3 °C [43]. To ovšem pro hrubou kontrolu teploty chladiče postačí. Na vstupu napájení, jako v obdobných případech, budou použity dva blokovací kondenzátory 10 μ F a 100 nF.



Obrázek 4.11 Schéma zapojení teplotních čidel

4.2 Návrh desky plošného spoje

Deska plošného spoje (DPS) byla navržena v programu Altium Designer [44]. Kompletní dokumentace k desce plošného spoje je uvedena v příloze A.2. Byla navržena jedna deska plošného spoje o rozměrech 200 mm x 120 mm, která obsahuje kompletní obvodové zapojení. Jelikož je tato práce vývojové řešení, nehrají rozměry DPS zásadní roli. Byla zvolena 4-vrstvá deska plošného spoje s konstrukčním omezením odpovídajícím standardním (bezpříplatkovým) požadavkům výrobce desek plošných spojů. Toto

konstrukční omezení odpovídá v krajním případě konstrukční třídě IIV. Výrobce desky plošného spoje byla zvolena společnost Gatema PCB a.s. [45].

Pro výrobu DPS byl zvolen tzv. POOL servis, což je služba, která umožní levnější výrobu, za cenu předem daných parametrů DPS. U 4-vrstvé desky byly tyto parametry: nosný materiál IS400 (1,63 mm), základní tloušťka vnitřní vrstvy 35 μm , základní tloušťka vnější vrstvy 12 μm (avšak při výrobním procesu dojde k nakovení vnější vrstvy minimálně o 20 μm), nepájivá maska zelená, povrchová úprava měděných ploch nezakrytých nepájivou maskou bezolovnatá HAL (Hot Air Solder Levelling). [45]

DPS je zvolena 4-vrstvá, s tím, že vrchní (TOP), spodní (BOTTOM) a vnitřní spodní (PWR) vrstvy jsou signálové s vylitým polygonem na zemním potenciálu. Horní vnitřní vrstva (GND) je zvolena jako souvislá vrstva mědi připojená na potenciál GND.

Při návrhu DPS byl brán zřetel na velikost chladičů. Výpočet velikosti chladiče je uveden v následující kapitole. Dále byl brán zřetel na umístění prvků na chladičích (Q1, Q2, Q3, Q4, R18, IC9 a IC10). Dále byl brán zřetel na šířku spojů podle proudové zatížitelnosti. Na obrázku 4.12 je ukázka výpočtu šířky spoje.

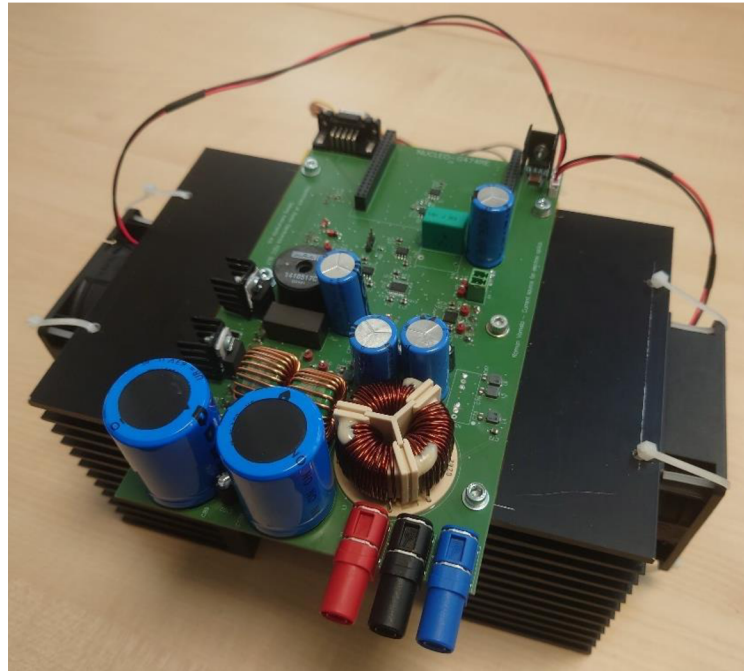
| Inputs: | | |
|-------------------------------------|---------|---------------|
| Current | 3 | Amps |
| Thickness | 35 | μm |
| Optional Inputs: | | |
| Temperature Rise | 10 | Deg C |
| Ambient Temperature | 25 | Deg C |
| Trace Length | 10 | mm |
| Results for Internal Layers: | | |
| Required Trace Width | 3.56 | mm |
| Resistance | 0.00142 | Ohms |
| Voltage Drop | 0.00426 | Volts |
| Power Loss | 0.0128 | Watts |
| Results for External Layers in Air: | | |
| Required Trace Width | 1.37 | mm |
| Resistance | 0.00369 | Ohms |
| Voltage Drop | 0.0111 | Volts |
| Power Loss | 0.0332 | Watts |

Obrázek 4.12 Ukázka výpočtu šířky spoje na DPS podle proudové zatížitelnosti a dovoleného oteplení [46].

Součástky jsou na desce plošného spoje rozmístěny, aby přibližně respektovaly blokové rozmístění. AD převodník je umístěn co nejbližně snímacímu rezistoru R18. Blok DA převodníku, jeho reference a operační zesilovač IC7 jsou umístěny na vrchní straně TOP, aby nebyly ovlivňovány teplem z chladičů umístěných zespoda. Blokovací kondenzátory a jiné součástky spjaté přímo s integrovaným obvodem jsou umístěny, co nejtěsněji k danému integrovanému obvodu, zpravidla respektující doporučení výrobce.

4.3 Mechanická konstrukce proudového zdroje

Z důvodu dobré tepelné stability je třeba chladit snímací odpor R18 poměrně velkým chladičem. Dále je třeba uchladiť výkon 4 výkonových tranzistorů. Z tohoto důvodu byla zvolena konstrukce se dvěma velkými chladiči, na kterých bude posazena deska plošného spoje. Na obrázku 4.13 je znázorněna výsledná konstrukce proudového zdroje.



Obrázek 4.13 Fotografie výsledné konstrukce proudového zdroje.

4.3.1 Výpočet chladičů

Výběr chladiče se provádí na základě jeho tepelného odporu R_{th} [K/W]. Tvar a rozměry chladiče jsou poté definovány jeho tepelným odporem. Jaký tepelný odpor chladič musí mít, je dáno tím, jaký výkon musí uchladiť na definované oteplení.

Tepelný odpor chladiče byl vypočten podle doporučení výrobce chladičů Fisher elektronik [47].

Tepelný odpor chladiče, na kterém bude umístěn pouze snímací odpor R18 je dán následujícím vztahem:

$$R_{th1} = \frac{t_i - t_u}{P} - (R_{thG} + R_{thM}) = \frac{105 - 45}{9} - (6 + 0,1) = 0,57 \text{ K/W}, \quad (4.5)$$

kde P [W] je maximální ztrátový výkon součástky. Zde se jedná o odpor 1Ω proud 3 A , tedy výkon 9 W . t_i je maximální teplota čipu (doporučeno odečíst $20 \text{ }^\circ\text{C}$ z bezpečnostních důvodů). TCR je definovaný v rozsahu do $125 \text{ }^\circ\text{C}$, tedy maximální teplota čipu bude uvažována tato hodnota. t_u je teplota okolí, tedy $25 \text{ }^\circ\text{C}$. K této teplotě je nutno přičíst alespoň $20 \text{ }^\circ\text{C}$ kvůli vlastnímu vyzařování chladiče. R_{thG} [K/W] je vnitřní tepelný odpor čipu dostupný v katalogovém listě výrobce. R_{thM} [K/W] je tepelný odpor montážní

plochy. V této konstrukci bude pod rezistor aplikována tepelně vodivá pasta bez izolátoru, pro tu výrobce udává tepelný odpor 0,1 K/W v horším případě. [14][47]

Tepelný odpor chladiče, na kterém by byl umístěn tranzistor Q1 je dán následujícím vztahem:

$$R_{th2} = \frac{t_i - t_u}{P} - (R_{thG} + R_{thM}) = \frac{130 - 45}{24} - (1,14 + 0,4) = 2,0 \text{ K/W}, \quad (4.6)$$

kde P [W] je maximální ztrátový výkon součástky. Při maximálním proudu 3 A bude úbytek napětí na tranzistoru 5 V ($26 - (6 + 1) \cdot 3$), tedy výkon 15 W. Avšak největšího ztrátového výkonu dosáhne při proudu 1,86 A, konkrétně 24 W (této hodnoty bylo dosaženo simulací podle obrázku 3.6, kdy vstup OZ byl buzen napětím od 0,5 V do 3 V, jako zátěž byl použit pouze odpor 6 Ω a byl zaznamenán úbytek napětí na tranzistoru a proud tranzistorem). t_i je maximální teplota čipu (doporučeno odečíst 20 °C z bezpečnostních důvodů). Maximální provozní teplota přechodu je definována do 150 °C. t_u je teplota okolí, tedy 25 °C. K této teplotě je nutno přičíst alespoň 20 °C kvůli vlastnímu vyzařování chladiče. R_{thG} [K/W] je vnitřní tepelný odpor přechodu dostupný v katalogovém listě výrobce pod označením Junction-to-Case. R_{thM} [K/W] je tepelný odpor montážní plochy. V této konstrukci bude pod tranzistor aplikována tepelně vodivá pasta se silikonovým izolátorem. Tepelný odpor silikonové podložky udává výrobce na 0,4 K/W. [30][47]

Tepelný odpor chladiče, na kterém by byl umístěn tranzistor Q2 je dán následujícím vztahem:

$$R_{th3} = \frac{t_i - t_u}{P} - (R_{thG} + R_{thM}) = \frac{155 - 45}{24} - (0,75 + 0,4) = 3,4 \text{ K/W}, \quad (4.7)$$

kde P [W] je maximální ztrátový výkon součástky. Při maximálním proudu -3 A bude úbytek napětí na tranzistoru -5 V ($-26 - (6 + 1) \cdot 3$), tedy výkon 15 W. Avšak největšího ztrátového výkonu dosáhne při proudu -1,86 A, konkrétně 24 W (této hodnoty bylo dosaženo simulací podle obrázku 3.6, kdy vstup OZ byl buzen napětím od -0,5 V do -3 V, jako zátěž byl použit pouze odpor 6 Ω a byl zaznamenán úbytek napětí na tranzistoru a proud tranzistorem). t_i je maximální teplota čipu (doporučeno odečíst 20 °C z bezpečnostních důvodů). Maximální provozní teplota přechodu je definována do 175 °C. t_u je teplota okolí, tedy 25 °C. K této teplotě je nutno přičíst alespoň 20 °C kvůli vlastnímu vyzařování chladiče. R_{thG} [K/W] je vnitřní tepelný odpor přechodu dostupný v katalogovém listě výrobce pod označením Junction-to-Case. R_{thM} [K/W] je tepelný odpor montážní plochy. V této konstrukci bude pod tranzistor aplikována tepelně vodivá pasta se silikonovým izolátorem. Tepelný odpor silikonové podložky udává výrobce na 0,4 K/W. [31][47]

Tepelný odpor chladiče, na kterém by byl umístěn tranzistor Q3 nebo Q4 (jsou totožné) je dán následujícím vztahem:

$$R_{th4} = \frac{t_i - t_u}{P} - (R_{thG} + R_{thM}) = \frac{130 - 45}{12} - (0,7 + 0,4) = 6,0 \text{ K/W}, \quad (4.8)$$

kde P [W] je maximální ztrátový výkon součástky. Zde se jedná o proud 3 A a úbytek napětí na tranzistoru 4 V, tedy výkon 12 W. t_i je maximální teplota čipu (doporučeno odečíst 20 °C z bezpečnostních důvodů). Maximální provozní teplota přechodu je definována do 150 °C. t_u je teplota okolí, tedy 25 °C. K této teplotě je nutno přičíst alespoň 20 °C kvůli vlastnímu vyzařování chladiče. R_{thG} [K/W] je vnitřní tepelný odpor přechodu dostupný v katalogovém listě výrobce pod označením Junction-to-Case. R_{thM} [K/W] je tepelný odpor montážní plochy. V této konstrukci bude pod tranzistor aplikována tepelně vodivá pasta se silikonovým izolátorem. Tepelný odpor silikonové podložky udává výrobce na 0,4 K/W. [31][47]

Chladič pro snímací odpor by měl splňovat tepelný odpor alespoň 0,6 K/W. Tepelný odpor chladiče pro tranzistory lze určit z toho, že vždy budou používány jen 2 tranzistory (Q1 a Q3 nebo Q2 a Q4), s tím že se vezme horší varianta, tedy Q1 a Q3. Poté se vezme průměr tepelných odporů pro tyto dva tranzistory a podělí se dvěma. Z této úvahy vychází tepelný odpor chladiče pro tranzistory 2 K/W.

Chladič pro rezistor byl vybrán SK 121 150 SA od Fisher elektronik. Jeho tepelný odpor je přibližně 0,55 K/W a rozměry jsou 150x112x67,5 mm [48]. Kvůli snadnější implementaci byl pro tranzistory vybrán totožný chladič, i když není potřeba zdaleka tak velký (tak malý tepelný odpor).

4.3.2 Popis konstrukce

Osazená deska plošného spoje obsahuje 8 konektorů. Konektory X1, X2 a X3 jsou 4 mm banánkové zástrčky pro připojení napájení z laboratorního zdroje. Konektor J1 je 9-pinový D-SUB samice s 90° připojením do DPS. Tento konektor bude sloužit pro připojení čidla Pt100 umístěného v cívce. Tento konektor byl zvolen z důvodu kompatibility s měřením teplot cívek používaných ve firmě Delong Instruments. Konektory J2 a J3 budou sloužit pro připojení obou ventilátorů. Konektory pro připojení desky mikrokontroléru nejsou na desce označeny, ale nacházejí se v prostoru označeném jako NUCELO-G474RE (IC8). Jedná se standardní dutinkové konektory s roztečí 2,54 mm, zde s rozmístěním 2x19.

Na oba chladiče SK 121 150 SA bude umístěn ventilátor o rozměrech 80x80x25 mm. Použitý ventilátor je zobrazen na obrázku 4.14.



Obrázek 4.14 Fotografie použitého ventilátoru MF80252V2-1000U-A99, převzato z [49].

Na stabilizátory N1, N7 a N8 budou pro jistotu umístěny malé chladiče (i když jimi nepoteče takový proud, aby byl chladič nutný) určené na pouzdra TO-220.

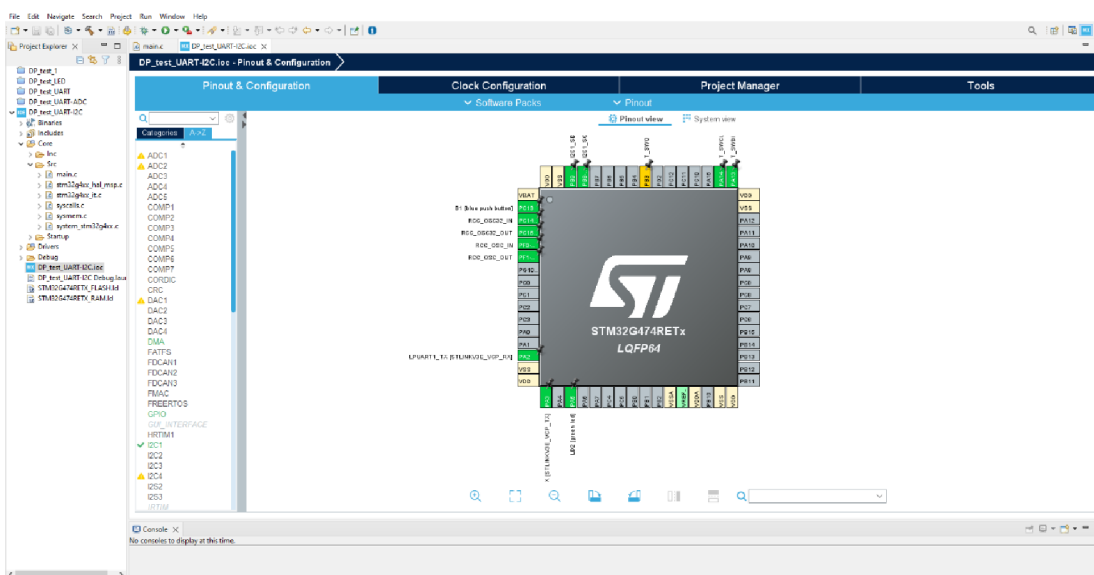
Osazení všech součástek bylo provedeno ručně.

5. SOFTWAREVÉ VYBAVENÍ

V této kapitole jsou uvedeny informace o softwarovém vybavení proudového zdroje. Zdrojové kódy použité pro oživení a měření jsou uvedeny v elektronické příloze (Příloha D - zdrojové kódy).

Software k tomuto zdroji bude napsán na mikrokontrolér STM32G474RE od firmy STMicroelectronics. Základem je 32-bitový mikroprocesor postavený na jádře ARM Cortex-M4. [50]

Programování mikrokontrolerů od firmy STMicroelectronics je možno provádět ve volně dostupném prostředí, také od firmy STMicroelectronics, pod názvem STM32CubeIDE. Nejprve se provede nastavení periferií mikrokontroléru v okně STM32CubeMX (obrázek 5.1)



Obrázek 5.1 Ukázka konfigurace mikrokontroléru v prostředí STM32CubeIDE.

Po konfiguraci následuje vygenerování kódu v jazyce c. Takto vygenerovaný kód již v sobě obsahuje základní inicializaci periférií navolených STM32CubeMX. Při generování kódu je možnost použít HAL knihovny (jedná se o předdefinované knihovny součástí STM32CubeIDE). Použitím těchto knihoven je usnadněna obsluha zejména periférií v kódu. V následujícím odstavci je uveden příklad použití HAL knihovny pro ovládání úrovně standardního GPIO pinu mikrokontroléru (v tomto případě neblokující blikání LED na pinu LD2 s periodou 1 s).


```

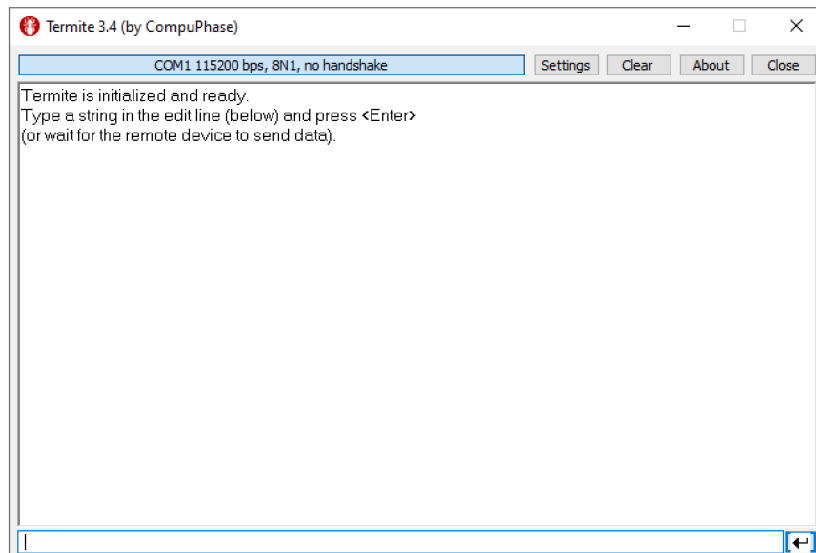
static uint32_t delay = 0;

if (HAL_GetTick() > delay + 500)
{
    HAL_GPIO_WritePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    if (HAL_GetTick() > delay + 1000)
    {
        HAL_GPIO_WritePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin, GPIO_PIN_SET);
        delay = HAL_GetTick();
    }
}
}

```

Mikrokontrolér bude komunikovat s počítačem pomocí rozhraní USART (USB připojení). K tomu by byl použit volně dostupný terminál pro sériovou komunikaci, konkrétně software Termite (obrázek 5.2).



Obrázek 5.2 Ukázka softwaru Termite pro UART komunikaci [51]

Komunikace USART bude rozšířena o DMA (Direct Memory Access – přímý přístup k paměti). DMA umožňuje přístup různým perifériím procesoru do hlavní systémové paměti, aniž by data zpracovávalo samotné výpočetní jádro procesoru, což umožní rychlejší komunikaci s perifériemi.

5.1 Použitý obslužný software

Při ožiování desky proudového zdroje došlo k závadě, jejíž důsledkem byla nefunkčnost zmiňovaného mikrokontroléru. Jelikož nebyl dostupný náhradní mikrokontrolér, bylo oživení desky zdroje provedeno pomocí jiného mikrokontroléru, konkrétně Arduino MEGA 2560.

Byly vytvořeny 3 skripty pro ověření základní funkčnosti zdroje. Jedná se o řízení DA převodníku AD5791ARUZ a čtení hodnoty z teplotních čidel TC74A4-5.0VAT a TC74A2-5.0VAT.

Zdrojový kód *CurrentSource_2.ino* slouží k nastavení stálé hodnoty výstupního registru DA převodníku pro měření dlouhodobé stability výstupního proudu. Dále tento program čte teplotu z obou teplotních čidel umístěných na chladičích. Hodnotu výstupního napětí převodníku a obou teplot vypisuje na Sériový monitor, který je součástí obslužného softwaru Arduino.

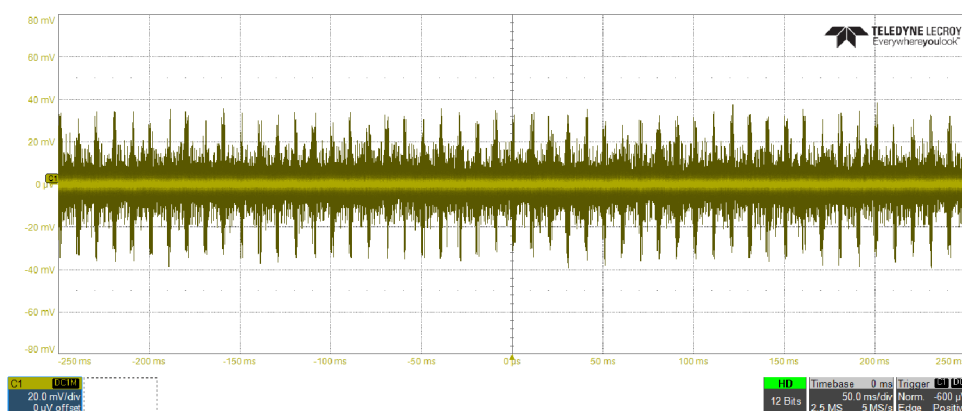
Zdrojový kód *CurrentSource_1.ino* slouží k nastavení sinusového průběhu o frekvenci 50 Hz na výstupu DA převodníku.

Zdrojový kód *CurrentSource_3.ino* slouží k nastavení výstupního napětí v podobě obdélníkových pulsů pro sledování chování zdroje při skokové změně vstupního napětí.

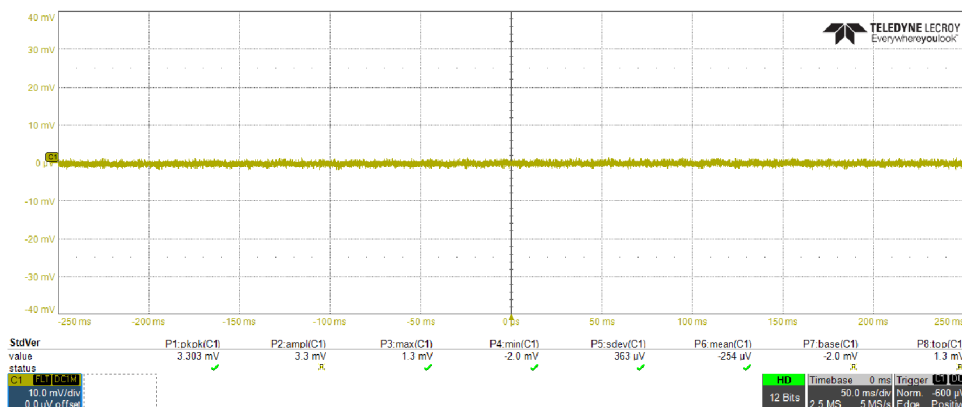
6. MĚŘENÍ A ZHODNOCENÍ

6.1 Měření dynamických jevů

Měření dynamických jevů zahrnuje měření na osciloskopu, konkrétně měření sinusového průběhu a přechodových jevů. K měření byl použit osciloskop HDO614A-MS. Předností tohoto osciloskopu je rychlost, avšak vertikální rozlišení je pouze 12 bitů. Na obrázku 6.1 je zobrazen vlastní šum osciloskopu. Špičkový rozkmit amplitudy šumu je až 80 mV. Na obrázku 6.2 je zobrazen vlastní šum osciloskopu s maximální možnou vlastní digitální filtrací. Špičkový rozkmit amplitudy šumu je přibližně 3 mV. Zátěž v tomto měření byla cívka s indukčností 15 mH a stejnosměrným odporem 3 Ω .



Obrázek 6.1 Vlastní šum osciloskopu bez digitální filtrace.

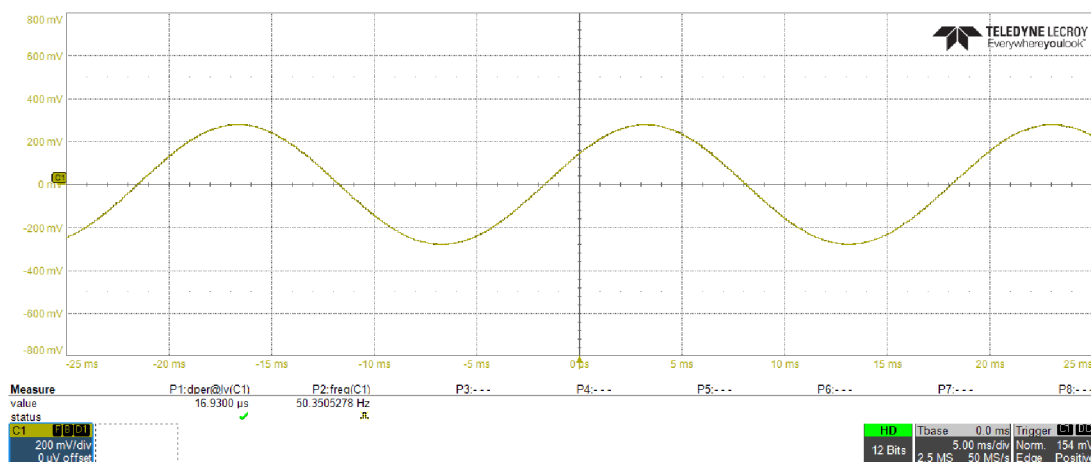


Obrázek 6.2 Vlastní šum osciloskopu s maximální možnou vlastní digitální filtrací.

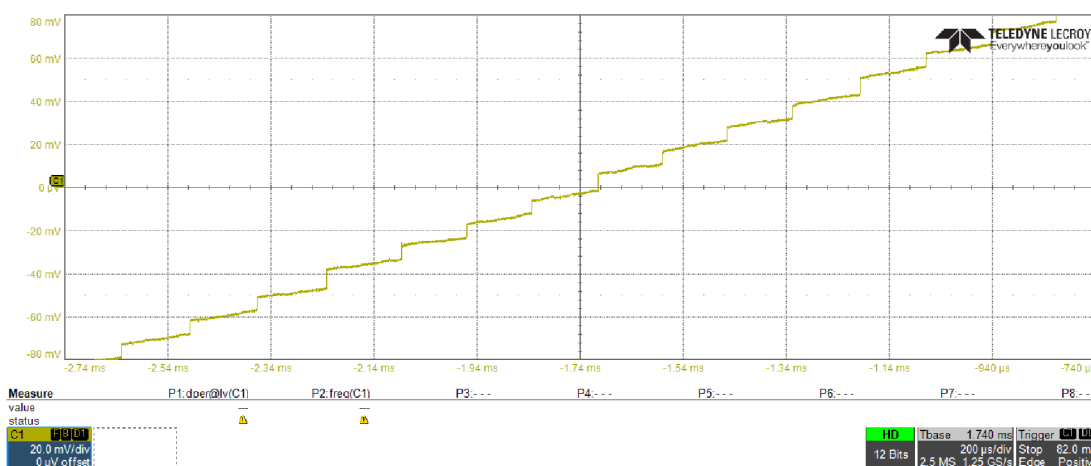
Bylo provedeno měření sinusového průběhu na výstupu DA převodníku a na zátěži. Na obrázku 6.3 je zobrazen průběh sinusového napětí s frekvencí 50 Hz na výstupu DA převodníku bez RC filtru s amplitudou 286 mV. Na obrázku 6.4 je zobrazen detail předchozího průběhu, kde lze pozorovat schodovitý trav průběhu, což je způsobeno konečným počtem vzorků v jedné periodě. Vzorkovací perioda je přibližně 100 μ s

(zpoždění při změně výstupního napětí převodníku je 1 μ s). Na obrázku 6.5 totožný průběh, ale se zapojeným RC filtrem na výstupu DA převodníku. Na obrázku 6.6 je zobrazen detail tohoto průběhu, kde lze pozorovat, že použitím RC filtru došlo k vyhlazení hran způsobených nízkou vzorkovací frekvencí. Na obrázku 6.7 je zobrazen průběh sinusového napětí s frekvencí 50 Hz na výstupu DA převodníku s RC filtrem s amplitudou 47,7 mV. Zde, lze pozorovat, že sinusový průběh je zdánlivě čistý, ale je na něm superponován šum osciloskopu (odpovídá vlastnímu šumu osciloskopu). V tomto případě již nezafungovala vlastní digitální filtrace osciloskopu.

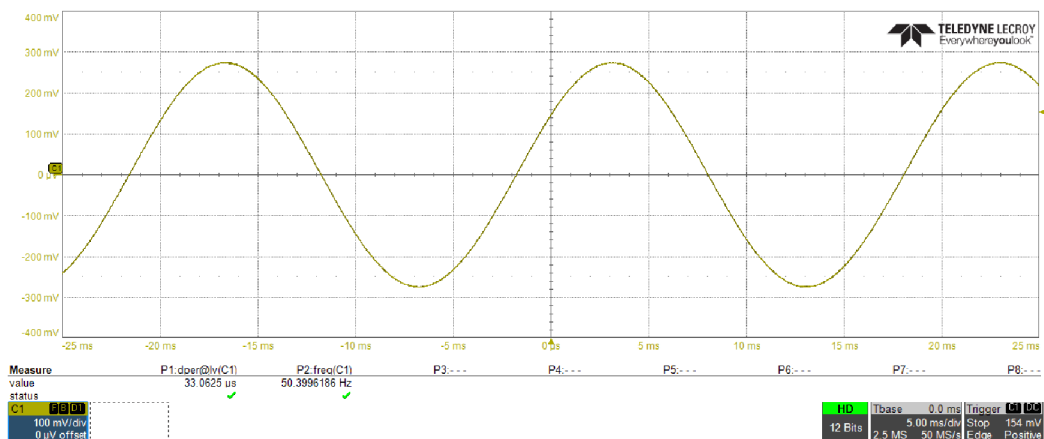
Na obrázku 6.8 a 6.9 je zobrazen sinusový průběh na zátěži (nastavení DA převodníku je s frekvencí 50 Hz a amplitudou 286 mV) bez RC filtru a s RC filtrem.



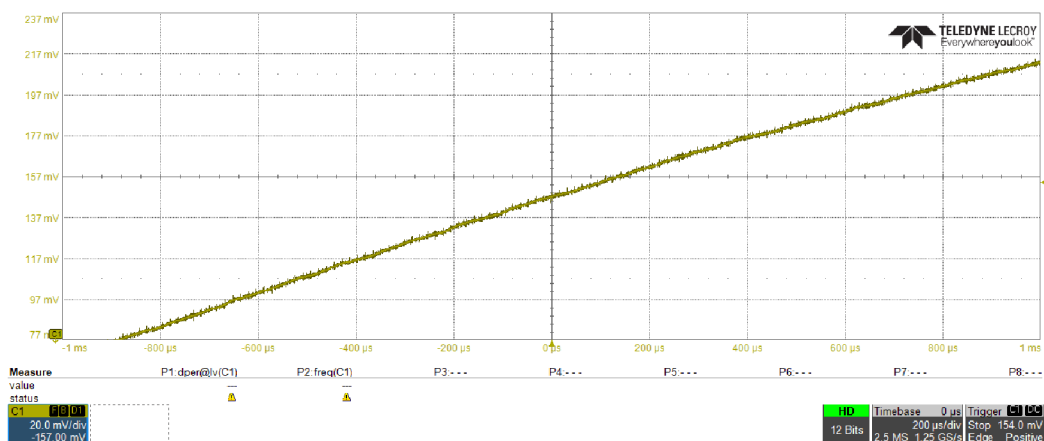
Obrázek 6.3 Sinusový průběh na výstupu DA převodníku, bez RC filtru na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV



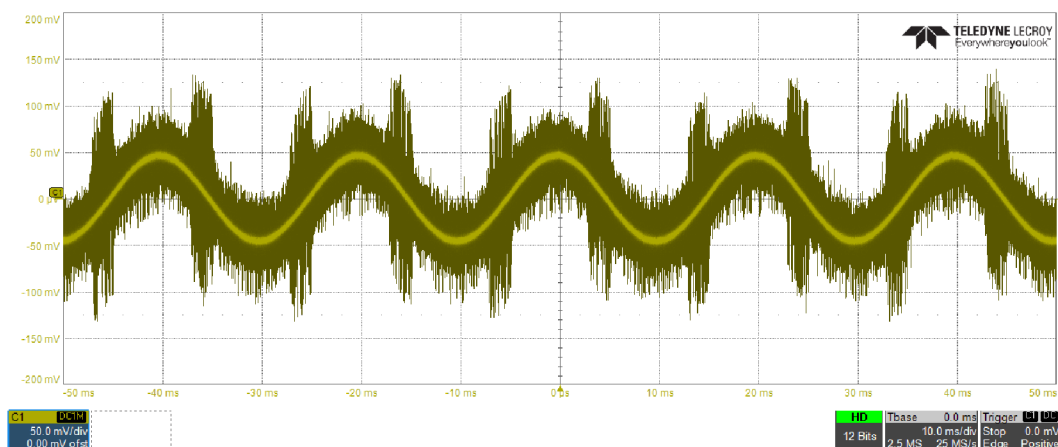
Obrázek 6.4 Detail sinusového průběhu na výstupu DA převodníku, bez RC filtru na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV



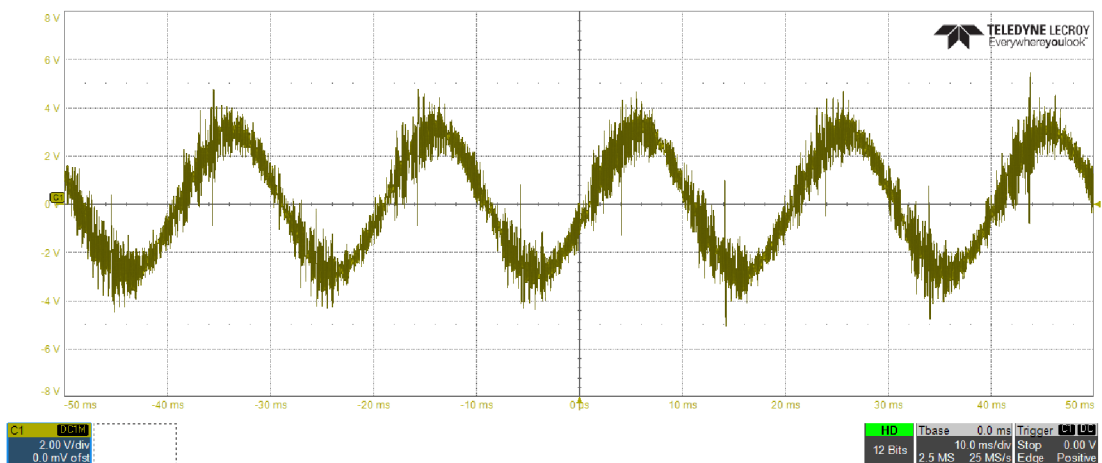
Obrázek 6.5 Sinusový průběh na výstupu DA převodníku, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV



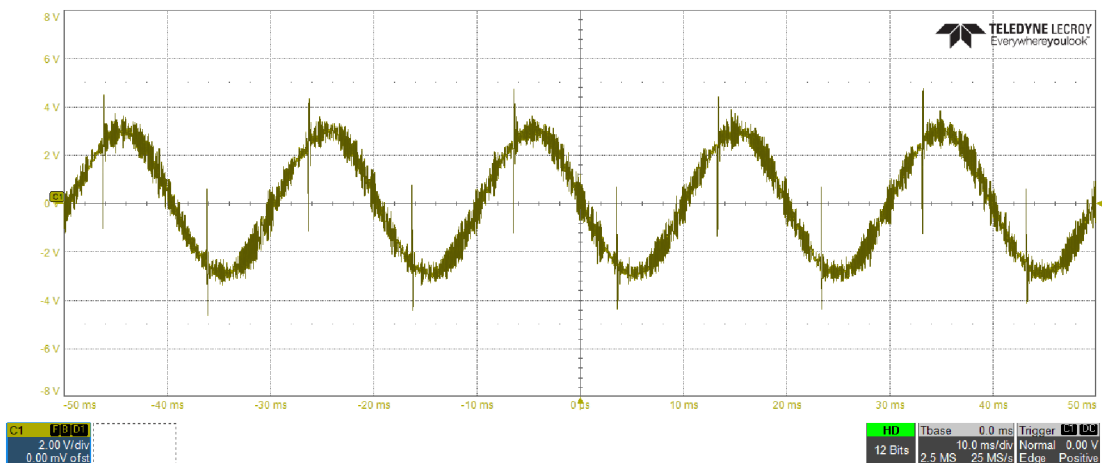
Obrázek 6.6 Detail sinusového průběhu na výstupu DA převodníku, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 286 mV



Obrázek 6.7 Sinusový průběh na výstupu DA převodníku, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda 47,7 mV

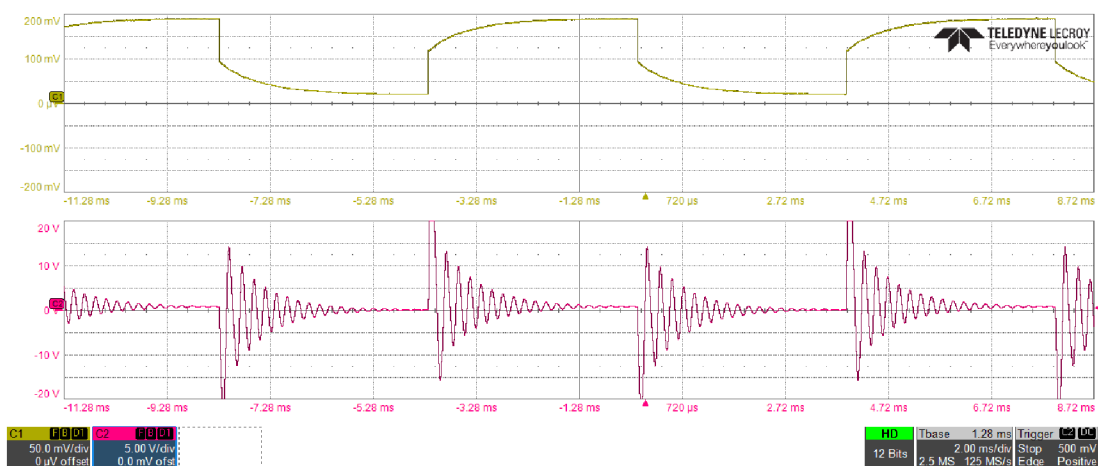


Obrázek 6.8 Sinusový průběh na zátěži, bez RC filtru na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda výstupu DA převodníku 286 mV

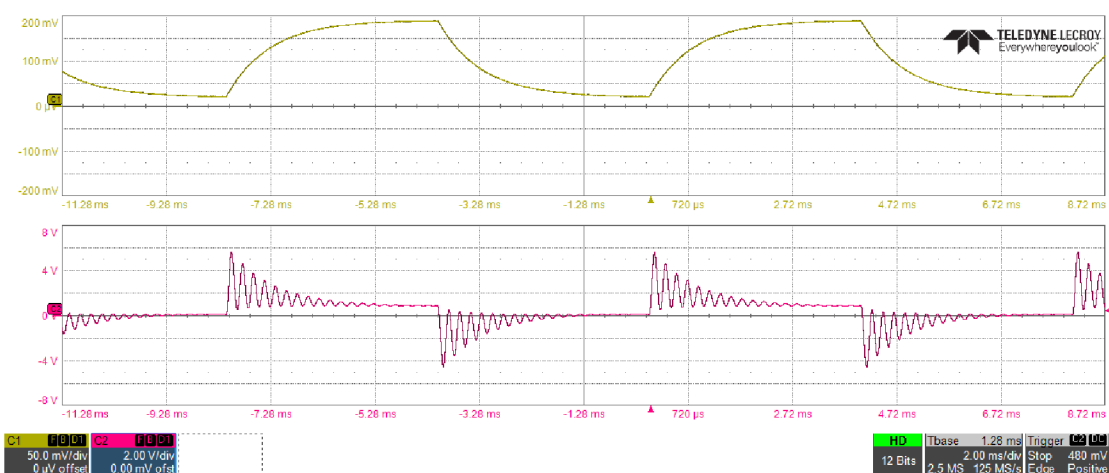


Obrázek 6.9 Sinusový průběh na zátěži, s RC filtrem na výstupu převodníku, frekvence 50 Hz, amplituda výstupu DA převodníku 286 mV

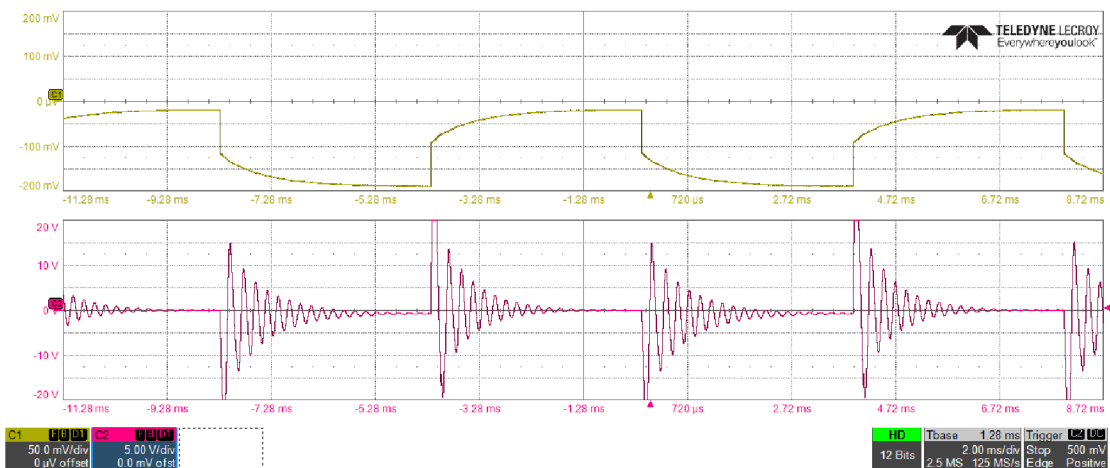
Dále bylo provedeno měření přechodového jevu neboli skokové změny výstupního napětí DA převodníku. Na obrázcích 6.10, 6.11, 6.12 a 6.13 jsou tyto jevy zaznamenány. Průběhy zobrazují pouze napětí na zátěži, nikoli proud, který je v cívce odlišný.



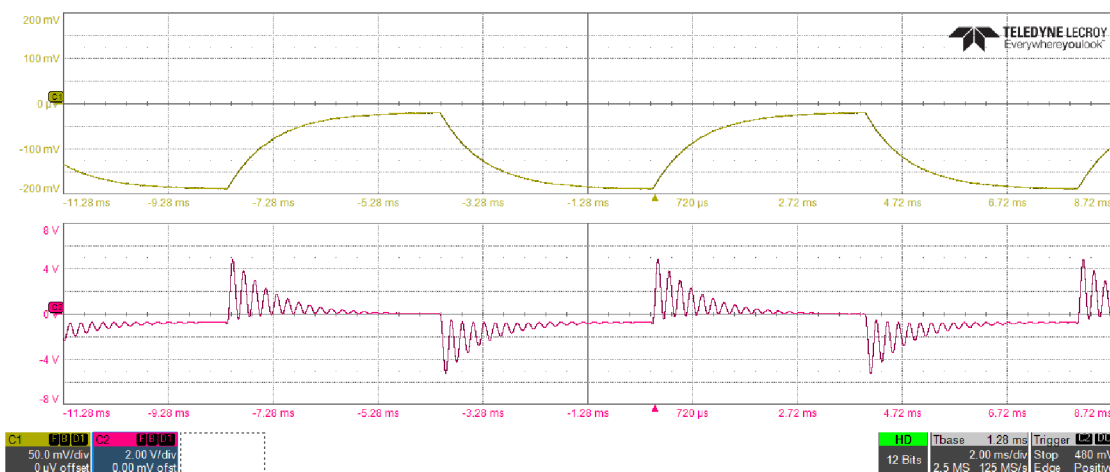
Obrázek 6.10 Měření přechodového děje, skokové změny z 19 mV na 190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). Bez RC filtru na výstupu převodníku.



Obrázek 6.11 Měření přechodového děje, skokové změny z 19 mV na 190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). S RC filtrem na výstupu převodníku.



Obrázek 6.12 Měření přechodového děje, skokové změny z -19 mV na -190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). Bez RC filtru na výstupu převodníku.



Obrázek 6.13 Měření přechodového děje, skokové změny z -19 mV na -190 mV na DA převodníku (kanál CH1). Průběh na zátěži (kanál CH2). S RC filtrem na výstupu převodníku.

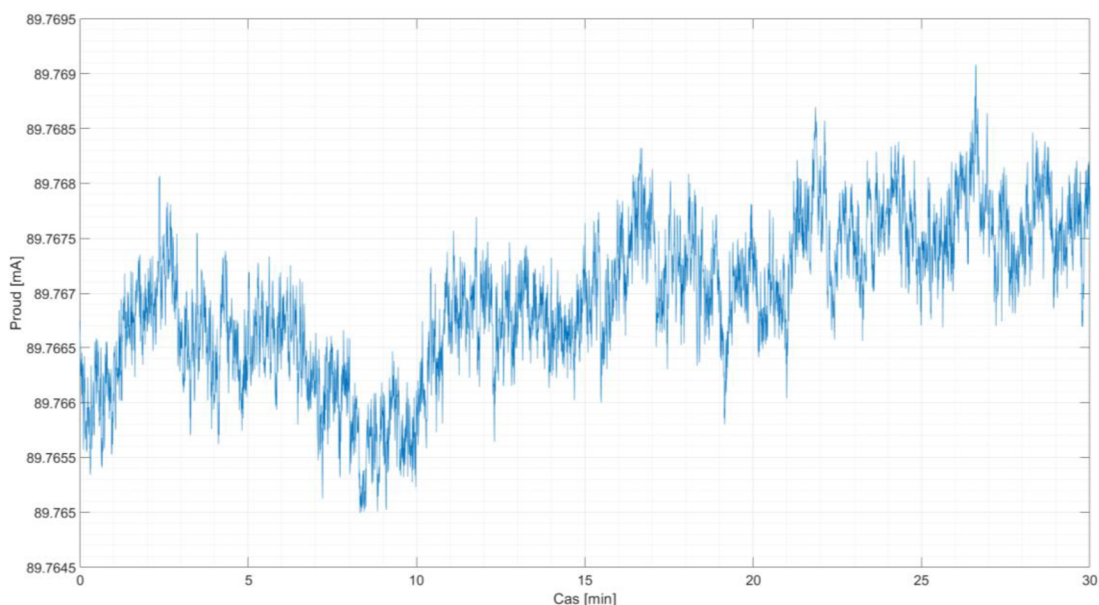
6.2 Měření stability proudu

Měření stability výstupního proudu bylo provedeno multimetrem Keysight 34461A. Jedná se o 6 a 1/2 místný multimetr s možností volby frekvence zaznamenání hodnoty. Frekvence zaznamenání hodnoty, přesnost čtení hodnoty a chyba hodnoty jsou uvedeny v tabulce 6.1. Multimetr byl zapojen jako ampérmetr. Měřicí rozsah byl zvolen 100 mA (měřený proud 90 mA a -90 mA). Na tomto rozsahu je definovaná chyba měření 0,01 % z hodnoty a 0,004 % z rozsahu. [52]

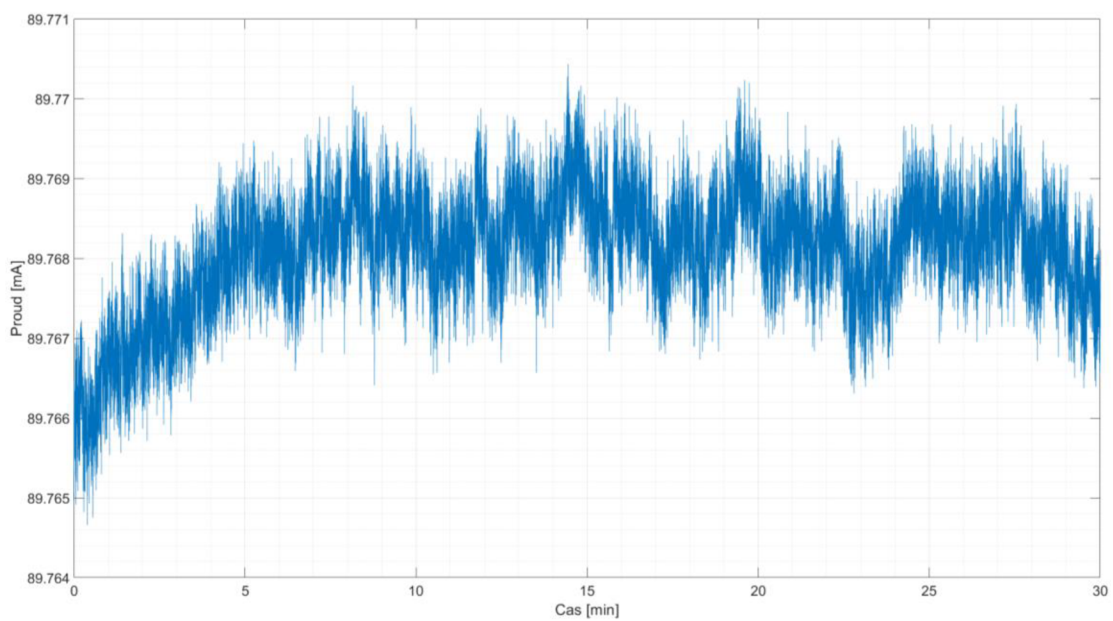
Tabulka 6.1 Parametry vzorkování měření u multimetru 34461A [52]

| Integrační čas | Počet zaznamenání za 1 s | Počet platných číslic na displeji | Přídavná chyba z měřicího rozsahu |
|----------------|--------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| 100 PLC | 0,5 | 6½ | 0 % |
| 10 PLC | 5 | 6½ | 0 % |
| 1 PLC | 50 | 5½ | 0,001 % |
| 0,2 PLC | 300 | 5½ | 0,001 % |
| 0,02 PLC | 1000 | 4½ | 0,01 % |

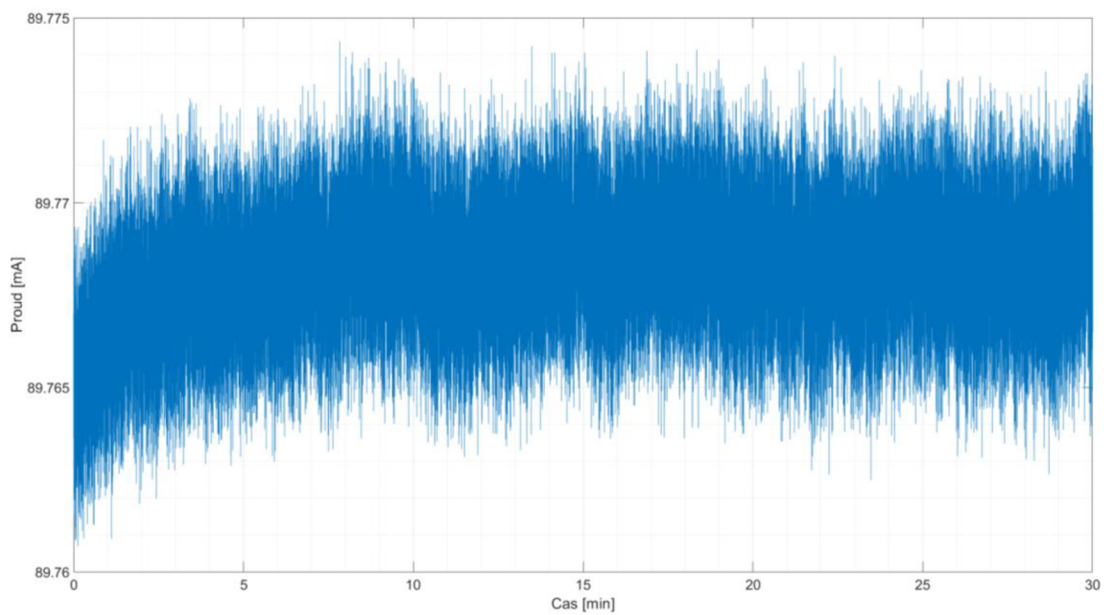
Při měření byla zaznamenána teplota okolí, vnitřní a vnější teplota cívky, teplota chladiče s výkonovými tranzistory a teplota chladiče se snímacím odporem. Jelikož byl měřen pouze proud 90 mA (-90 mA) žádná ze zmíněných teplot se neměnila v důsledku procházejícího proudu, pouze respektovaly teplotu okolí. Teplota okolí se při jednotlivých měřeních výrazně neměnila (maximálně o 1 °C). Na obou hodnotách proudu byla provedeny měření pro integrační časy zaznamenání hodnoty 10 PLC, 1 PLC, 0,2 PLC a 0,02 PLC po dobu 30 minut. Na následujících obrázcích (obrázek 6.14, obrázek 6.15, obrázek 6.16, obrázek 6.17, obrázek 6.19, obrázek 6.20 a obrázek 6.21) jsou uvedeny graficky zaznamenané průběhy proudu zátěží. Při tomto měření byla zátěž cívka 15 mH se stejnosměrným odporem 3 Ω.



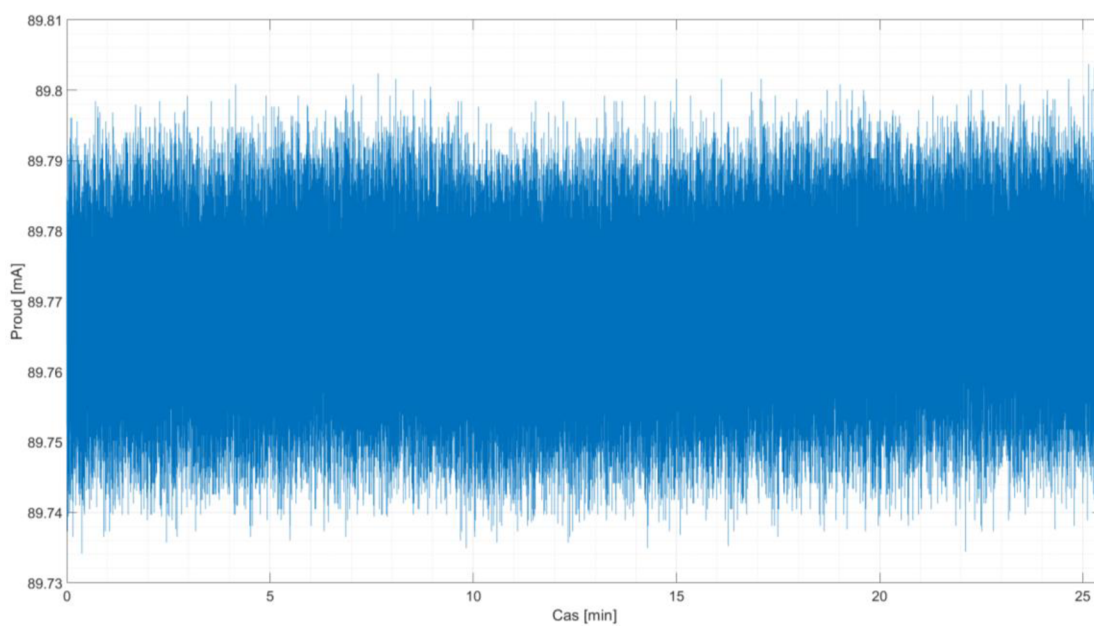
Obrázek 6.14 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 10.



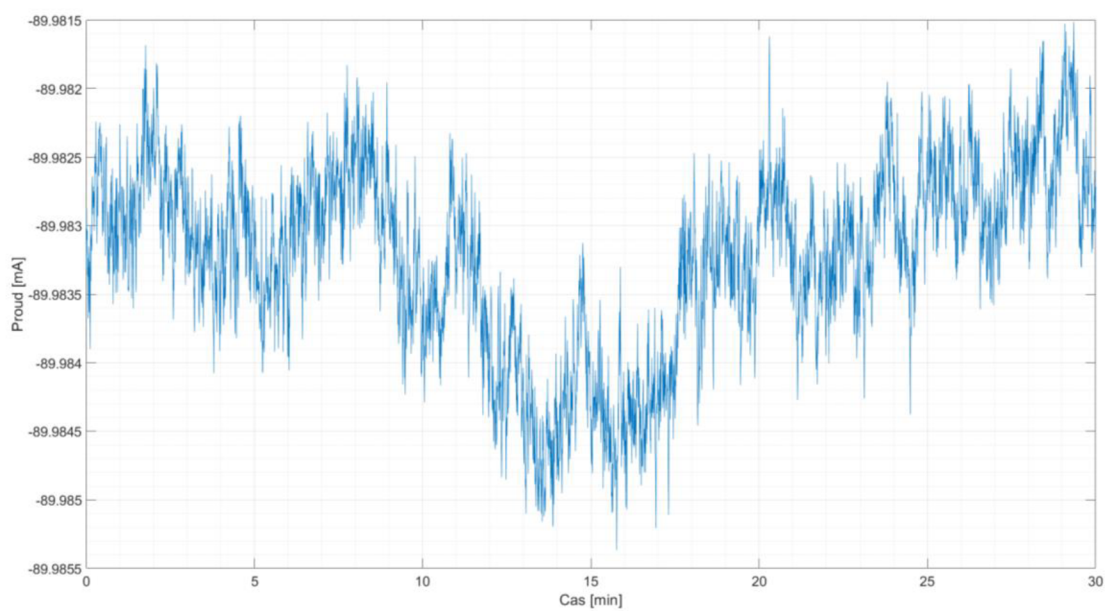
Obrázek 6.15 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 1.



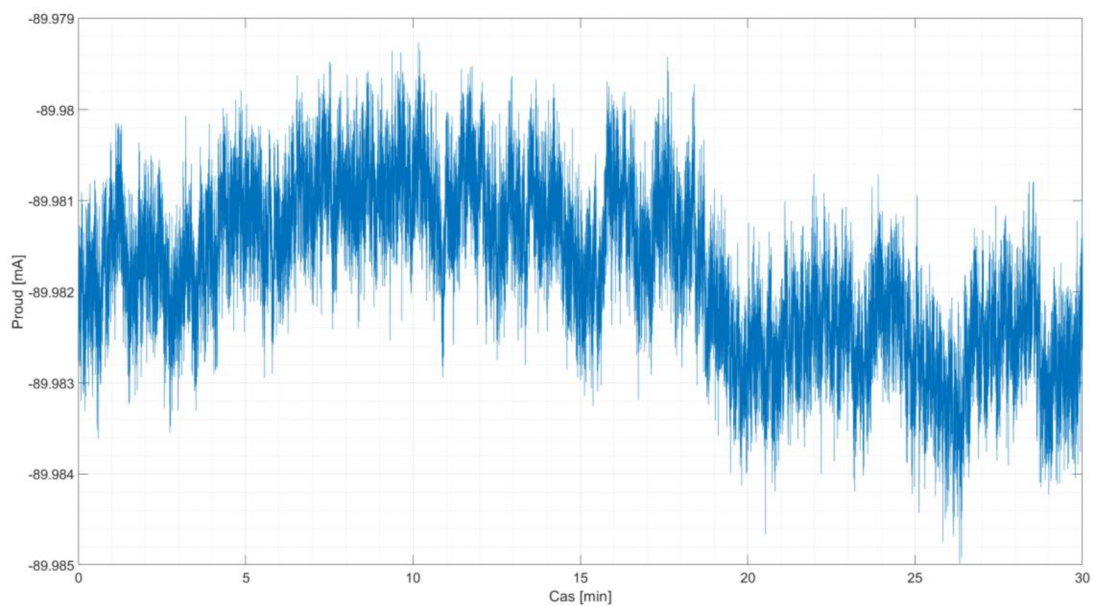
Obrázek 6.16 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,2.



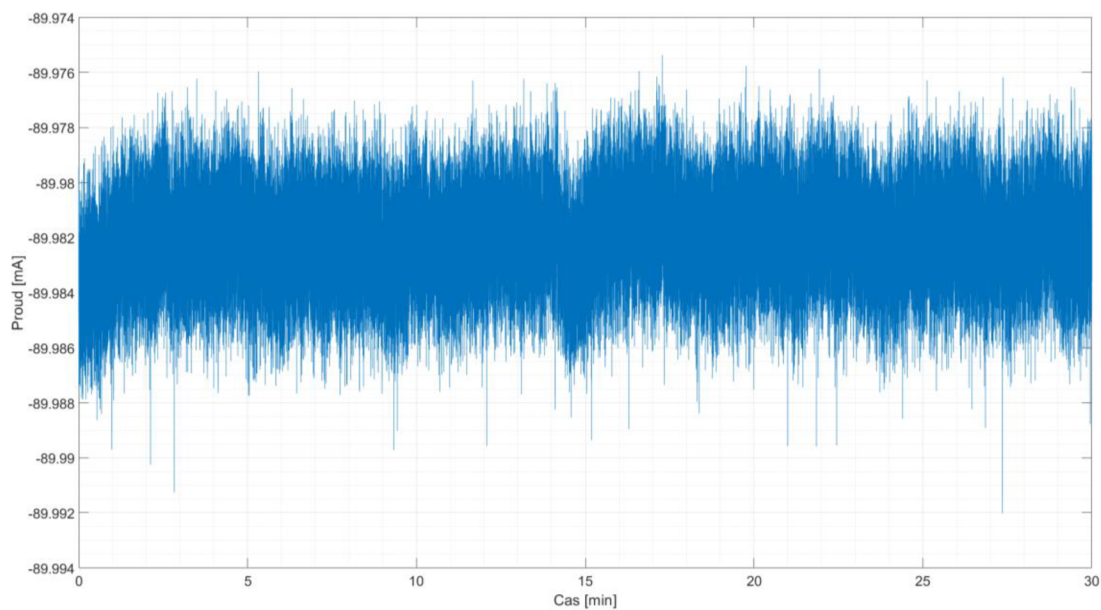
Obrázek 6.17 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,02.



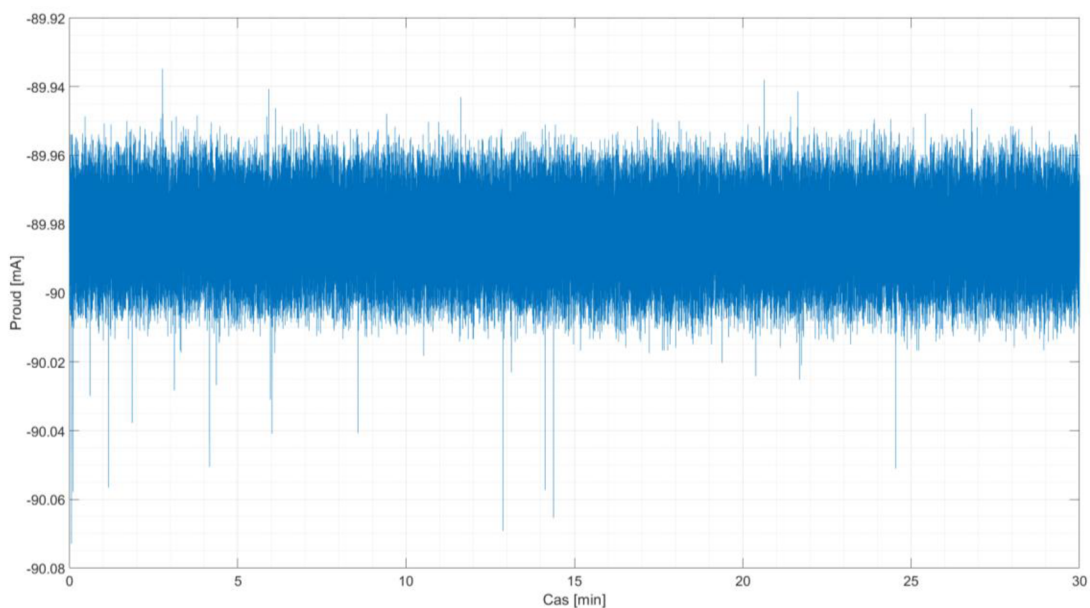
Obrázek 6.18 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 10.



Obrázek 6.19 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 1.



Obrázek 6.20 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,2.



Obrázek 6.21 Průběh proudu cívkou 15 mH. Napětí DA převodníku 90 mV. PLC 0,02.

6.3 Zhodnocení

Jelikož při oživování a měření došlo k různým závadám, byla výsledná data naměřena bez aktivovaného napájení ± 10 V. Toto napájení bylo přivedeno z laboratorního zdroje. Dále byla měřena teplota uvnitř a vně cívky a teplota okolí pomocí externího měřicího zařízení firmy.

Z naměřených hodnot výstupu DA převodníku je patrné, že tímto převodníkem lze budít proudový zdroj sinusovým průběhem s frekvencí 50 Hz s dostatečnou čistotou signálu. Proud cívkou při sinusovém průběhu nebyl změřen, ale lze předpokládat, že by dosahoval minimálně stabilit stejných nebo lepších jako na výstupu převodníku.

Přechodové jevy nejsou stěžejním požadavkem tohoto zdroje. Rozkmit napětí na cívce při skokové změně 170 mV je značný, což ale odpovídá teoretickým předpokladům. Lze předpokládat, že rozkmit proudu cívkou bude v tomto případě více utlumen.

Nejdůležitějším parametrem tohoto zdroje je stabilita výstupního proudu při nastavené konstantní amplitudě. Je požadována stabilita v řádu 100 μ A ideálně však v řádu 10 μ A. Při měření takto malého proudu nastává problém s rozlišením měřicího přístroje při měření proudu v plné amplitudě. Proto byl nejprve zvolen rozsah, při kterém je možno s dostatečnou přesností změřit desítky μ A. Další problém nastává s volbou doby integrace měření. Jak je uvedeno v tabulce 6.1, bez přídavné chyby a s dostatečnou přesností měří zvolený ampérmetr s frekvencí 5 Hz. Při tomto měření dosahuje výstupní proud krátkodobé nestability 1,5 μ A (1 minuta), při měření za 30 minut je maximální rozkmit výstupního proudu 4 μ A (viz obrázek 6.14). Podobných hodnot dosahuje i

v záporné polaritě. Při vyšších počtech integrací za sekundu se snižuje rozlišení měření a zvyšuje se přídatná chyba. Tabulka 6.2 porovnává naměřené stability v rozmezí 1 minuty a 30 minut pro různé PLC.

Tabulka 6.2 Porovnání nestabilit výstupního proudu za 30 minut měření

| Frekvence integrace při měření [Hz] | Průměrná nestabilita za 1 min [μA] | Maximální nestabilita za 30 min [μA] |
|--|--|--|
| +90 mA | | |
| 5 | 1,5 | 4 |
| 50 | 3 | 6 |
| 300 | 11 | 14 |
| 1000 | 80 | 80 |
| -90 mA | | |
| 5 | 2 | 4 |
| 50 | 3,5 | 6 |
| 300 | 12 | 15 |
| 1000 | 80 | 120 |

ZÁVĚR

Zadáním této práce bylo seznámit se s řízením magnetických čoček a následně pro ně navrhnout vhodný řízený proudový zdroj.

V první kapitole je nejprve nastíněna problematika elektronové mikroskopie, následně princip a řízení magnetické čočky. V druhé kapitole jsou teoreticky popsány proudové zdroje. Kapitola tři poté rozebírá konkrétní návrh proudového zdroje, a to především z pohledu ucelených bloků. V kapitole čtyři je popsáno kompletní obvodové zapojení včetně návrhu desky plošného spoje a výsledné konstrukce proudového zdroje. Pátá kapitola zmiňuje softwarové vybavení. V kapitole šest jsou uvedeny a zhodnoceny výsledky naměřených dat.

Při finální implementaci bylo zjištěno nekorektní zapájení AD převodníku v důsledku ručního pájení. Data z AD převodníku tedy nejsou k dispozici. Dále proudový zdroj obsahuje několik návrhových nedostatků, které by rozhodně produkční verze neměla obsahovat. Zejména řešení ochrany sledu různých napájecích napětí a ochrany proti přepětí. V důsledku těchto nedostatků a neopatrným zacházením při měření došlo k destrukci některých komponent na jejichž opravu již v rámci této práce nebyl prostor. Proto měření neobsahuje více dat, zejména pak měření stability při vyšších proudech.

Přeš všechny nedostatky se podařilo navrhnout a realizovat bipolární proudový zdroj, jehož stabilita výstupního proudu je do 100 μA . Nutno podotknout, že zadání bylo vytvořeno pro návrh a zhotovení proudového zdroje odpovídající produkčnímu řešení, kromě komunikace s elektronikou mikroskopu. Vývoj takového zdroje v průmyslové praxi trvá obvykle déle než 1 rok.

Vývoj na tomto proudovém zdroji bude pokračovat ve firmě Delong Instruments. Ukázalo se, že zvolená koncepce proudového zdroje s těmito požadavky je pro toto zadání vhodná. Pro další vývoj bych doporučil řádné otestování různých DA převodníků napěťových referencí, zejména pak převodníku AD5791B a DAC11001A. Dále bych poručil ověřit stabilitu smyčky zpětné vazby, zejména volbu kompenzace a její vliv na velikost fázové bezpečnosti a s tím související tlumení zákmitů se skokovou změnou signálu. Dále bych doporučil proměřit proudový zdroj na maximální výkon, zde sledovat teplotu snímacího odporu a následně zvážit použití koncepce proudového zdroje se zesilovačem ve zpětné vazbě.

LITERATURA

- [1] EGERTON, Ray F. *Physical principles of electron microscopy: an introduction to TEM, SEM, and AEM*. New York: Springer, 2005. ISBN 03-872-5800-0.
- [2] *Maxwellovy rovnice* [online]. [cit. 2021-12-11]. Dostupné z: https://physics.mff.cuni.cz/kfpp/skripta/kurz_fyziky_pro_DS/display.php/elmag/5_1
- [3] KOLOUCH, Jaromír a Viera BIOLKOVÁ. *Impulzová a číslicová technika* [online]. Brno: Vysoké učení technické, 2009 [cit. 2021-11-07].
- [4] BRIC, William. *Voltage Source and Current Source* [online]. 7. 2018 [cit. 2021-11-26]. Dostupné z: <https://circuitglobe.com/voltage-source-and-current-source.html>
- [5] JANÍK, P. *Proudové zdroje a aktivní zátěž v bipolární technologii-bakalářská práce*. Brno, 2008. 43 s. Vedoucí diplomové práce RNDr. Michal Horák, CSc. FEKT VUT v Brně
- [6] HORKEL, Milan. *Proudové zrcadlo* [online]. In: 12. 2005 [cit. 2021-11-26]. Dostupné z: <http://home.mlab.cz/Articles/Texts%20Krouzek/Proudov%C3%A9%20zrcadlo/DOC/Proudov%C3%A9%20zrcadlo.cs.pdf>
- [7] BRANČÍK, L.; DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*. REL0715. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007, 193 s. (cs)
- [8] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. *The art of electronics*. Third edition. New York: Cambridge University Press, 2015. ISBN 978-0-521-80926-9.
- [9] DOBKIN, Bob, WILLIAMS, Jim, ed. *Analog Circuit Design: A Tutorial Guide to Applications and Solutions*. Elsevier, 2011. ISBN 978-0-12-385185-7.
- [10] LTspice Performance Analysis of a Precision Current Pump. *Allaboutcircuits.com* [online]. 2020 [cit. 2021-12-11]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/ltspice-performance-analysis-of-a-precision-current-pump/>
- [11] *What is Common-Mode Rejection Ratio in Op-amps?* [online]. 11. 2021n. l. [cit. 2021-12-01]. Dostupné z: <https://www.circuitbread.com/ee-faq/what-is-common-mode-rejection-ratio-in-op-amps>

- [12] *STM32G4 Nucleo-64 boards (MB1367): User manual* [online]. In: . [cit. 2021-12-30]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00556337-stm32g4-nucleo64-boards-mb1367-stmicroelectronics.pdf
- [13] *LTC1100: Precision, Zero-Drift Instrumentation Amplifier* [online]. In: . [cit. 2022-04-16]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1100fc.pdf>
- [14] VISHAY. *VCS331Z, VCS332Z, VFP4Z, CSNG: Vishay Foil Resistors* [online]. In: . s. 8 [cit. 2022-05-19]. Dostupné z: <http://www.vishaypg.com/docs/63240/VCS-VFP-CSNG.pdf>
- [15] *A 10-A High-Precision DC Current Source With Stability Better Than 0.1 ppm/h* [online]. In: . 11 December 2014, s. 7 [cit. 2022-04-16]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6982211>
- [16] *AD5790: System Ready, 20-Bit, ± 2 LSB INL, Voltage Output DAC* [online]. In: . [cit. 2021-12-30]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad5790.pdf>
- [17] *AD5791: 1 ppm, 20-Bit, ± 1 LSB INL, Voltage Output DAC* [online]. In: . [cit. 2021-12-30]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad5791.pdf>
- [18] *DAC11001A: DACx1001 20-Bit, 18-Bit, and 16-Bit, Low-Noise, Ultra-Low Harmonic Distortion, FastSettling, High-Voltage Output, Digital-to-Analog Converters (DACs)* [online]. In: . [cit. 2021-12-30]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac11001a.pdf?ts=1640866639539&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [19] *DAC1220: 20-Bit, Low-Power Digital-to-Analog Converter* [online]. In: . [cit. 2021-12-30]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac1220.pdf?ts=1640863881219&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FDAC1220
- [20] *DAC1282: DAC1282 Low Distortion Digital-to-Analog Converter for Seismic* [online]. In: . [cit. 2021-12-30]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac1282.pdf?ts=1640850042630&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

- [21] *MT-048 TUTORIAL: Op Amp Noise Relationships: 1/f Noise, RMS Noise, and Equivalent Noise Bandwidth* [online]. In: , Analog Devices. 2009, s. 6 [cit. 2021-12-25]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-048.pdf>
- [22] *LTC2057/LTC2057HV: High Voltage, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier* [online]. In: . [cit. 2021-12-30]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2057f.pdf>
- [23] ONDERKA, Patrik. *Návrh regulátorů pro předepsanou fázovou bezpečnost* [online]. Praha, 2006 [cit. 2022-04-16]. Dostupné z: https://wiki.control.fel.cvut.cz/mediawiki/images/9/92/Bp_2006_onderka_patrik.pdf. Bakalářská práce. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra řídicí techniky.
- [24] VRBA, Kamil, HERMAN, Ivo, KUBÁNEK, David. *Konstrukce elektronických zařízení*. Brno, 2013 [cit. 2022-04-16]. Elektronická skripta. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně.
- [25] ANALOG DEVICES. *LT6018: 33V, Ultralow Noise, Precision Op Amp* [online]. In: . 2016, s. 22 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6018fa.pdf>
- [26] ANALOG DEVICES. *ADA4522-1/ADA4522-2/ADA4522-4: 55 V, EMI Enhanced, Zero Drift, Ultralow Noise, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers* [online]. In: . s. 33 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4522-1_4522-2_4522-4.pdf
- [27] ANALOG DEVICES. *Ultralow Noise, High Accuracy Voltage References: ADR4520/ADR4525/ADR4530/ADR4533/ADR4540/ADR4550* [online]. In: . s. 40 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adr4520_4525_4530_4533_4540_4550.pdf
- [28] TEXAS INSTRUMENTS. *ADS125H02: ADS125H02 ±20-V Input, 2-Channel, 40-kSPS, 24-Bit, Delta-Sigma ADC With PGA and Voltage Reference* [online]. In: . 2018, s. 89 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads125h02.pdf?ts=1652813723725>

- [29] *Simsurfing* [online]. [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://ds.murata.co.jp/simsurfing/mlcc.html?lcid=en-us&jis=false&md5=5f242d800992593fcc24f15a095886ca>
- [30] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *IRL640A: N-Channel Logic Level A-FET* [online]. In: . 2013, s. 9 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.mouser.com/datasheet/2/149/IRL640A-87605.pdf>
- [31] INFINEON. *IRF5210PbF* [online]. In: . s. 10 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/irf5210pbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015355e3576b198b>
- [32] VISHAY SEMICONDUCTORS. *ZMY3V9 to ZMY100: Zener Diodes* [online]. In: . 2019, s. 6 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/427/zmy3v9-1767998.pdf>
- [33] *(THM) THRU HOLE MOUNT TEST POINTS - COLOR KEYED* [online]. In: . [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.keyelco.com/userAssets/file/M65p56.pdf>
- [34] XP POWER. *ICZ Series DC-DC Converter* [online]. In: . s. 5 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/942/SF_ICZ09-1508856.pdf
- [35] ANALOG DEVICES. *ADM7150: 800 mA Ultralow Noise, High PSRR, RF Linear Regulator* [online]. In: . s. 24 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/ADM7150.pdf>
- [36] CINCON. *EC3SAWH SERIES: 3 WATT 4:1 INPUT ISOLATED DC-DC CONVERTER* [online]. In: . s. 9 [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/75/Datasheet_EC3SAWH_series-2889051.pdf
- [37] ANALOG DEVICES. *LT3045: 20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Linear Regulator* [online]. In: . [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/Lt3045.pdf>
- [38] ANALOG DEVICES. *LT3094: -20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Negative Linear Regulator* [online]. In: . [cit. 2022-05-18]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/LT3094.pdf>

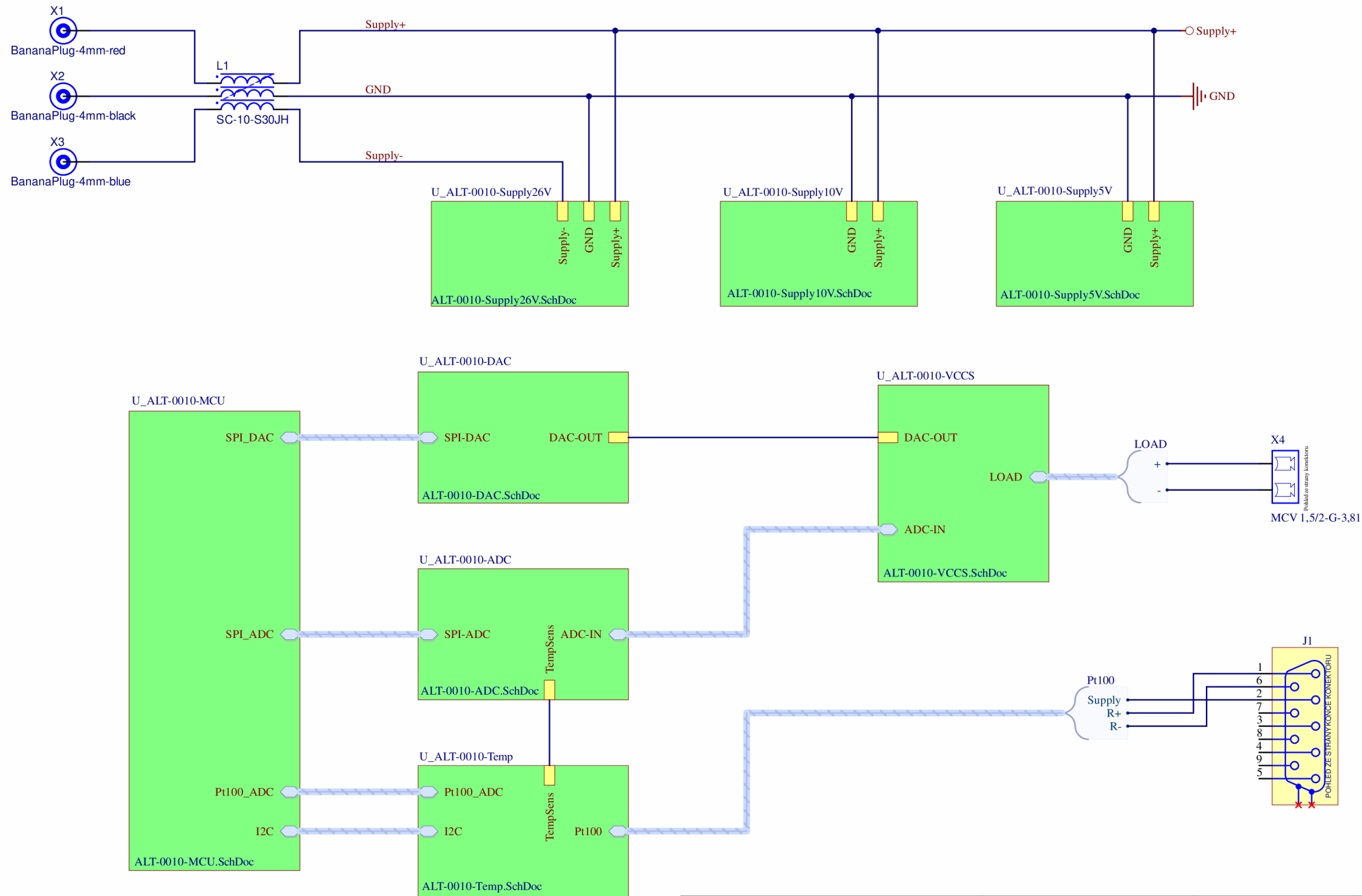
- [49] MF80252V2-1000U-A99 SUNON [online]. [cit. 2022-05-19]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/mf80252v2-a99-a/ventilatory-dc-24v/sunon/mf80252v2-1000u-a99/>
- [50] STMICROELECTRONICS. STM32G474RE [online]. [cit. 2022-05-22]. Dostupné z: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32g474re.html>
- [51] COMPUPHASE. *Termite: a simple RS232 terminal* [online]. [cit. 2022-05-22]. Dostupné z: https://www.compuphase.com/software_termite.htm
- [52] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *Digital Multimeters: 34460A, 34461A, 34465A (6½ digit), 34470A (7½ digit)* [online]. In: . [cit. 2022-05-23]. Dostupné z: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-03846/data-sheets/5991-1983.pdf>

SEZNAM PŘÍLOH

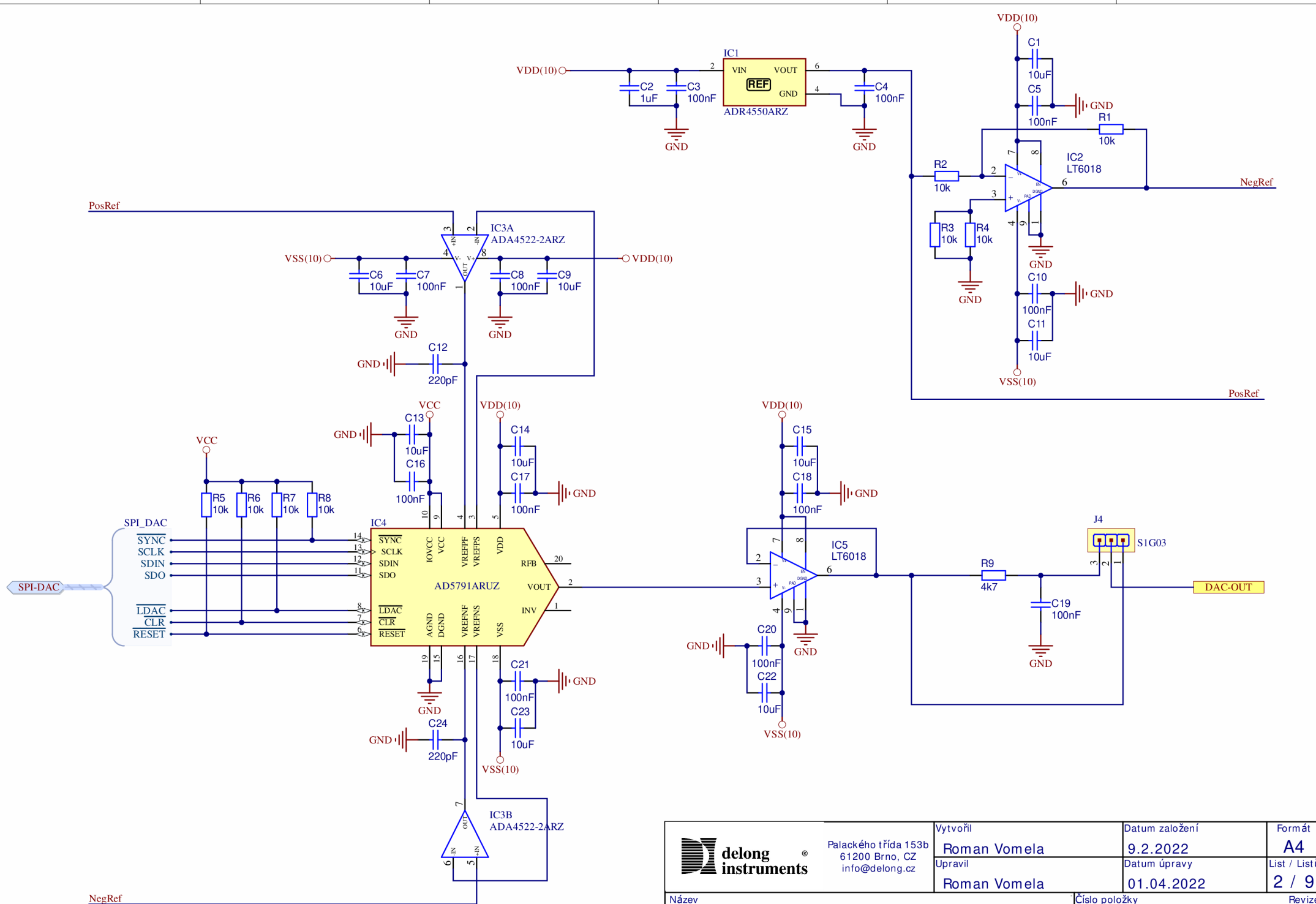
| | |
|---|------------|
| PŘÍLOHA A - DOKUMENTACE DESKY PLOŠNÉHO SPOJE | 86 |
| PŘÍLOHA B - FOTOGRAFIE | 108 |
| PŘÍLOHA C - PROJEKTOVÝ SOUBOR PRO ALTIUM DESIGNER..... | 110 |
| PŘÍLOHA D - ZDROJOVÉ KÓDY..... | 111 |

Příloha A - Dokumentace desky plošného spoje

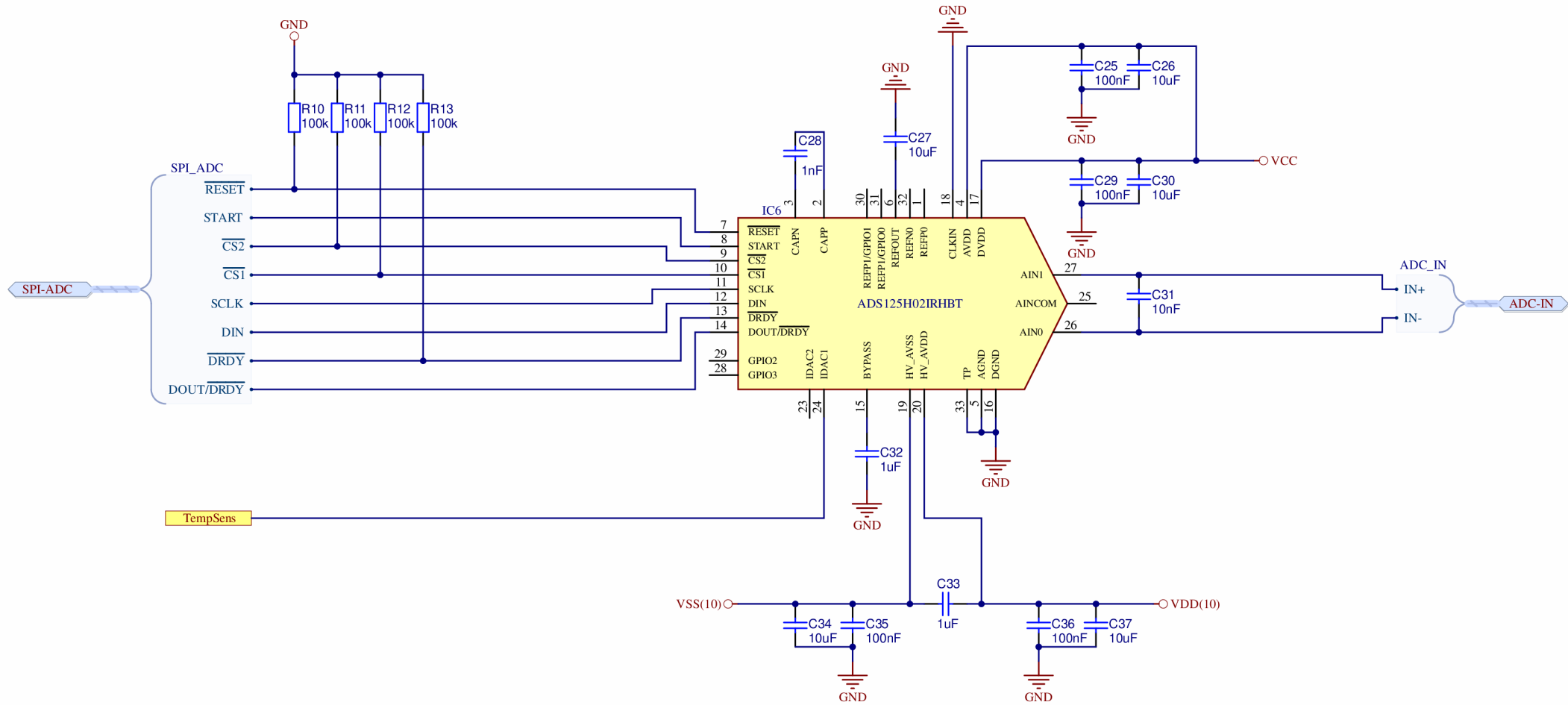
A.1 Kompletní schéma zapojení



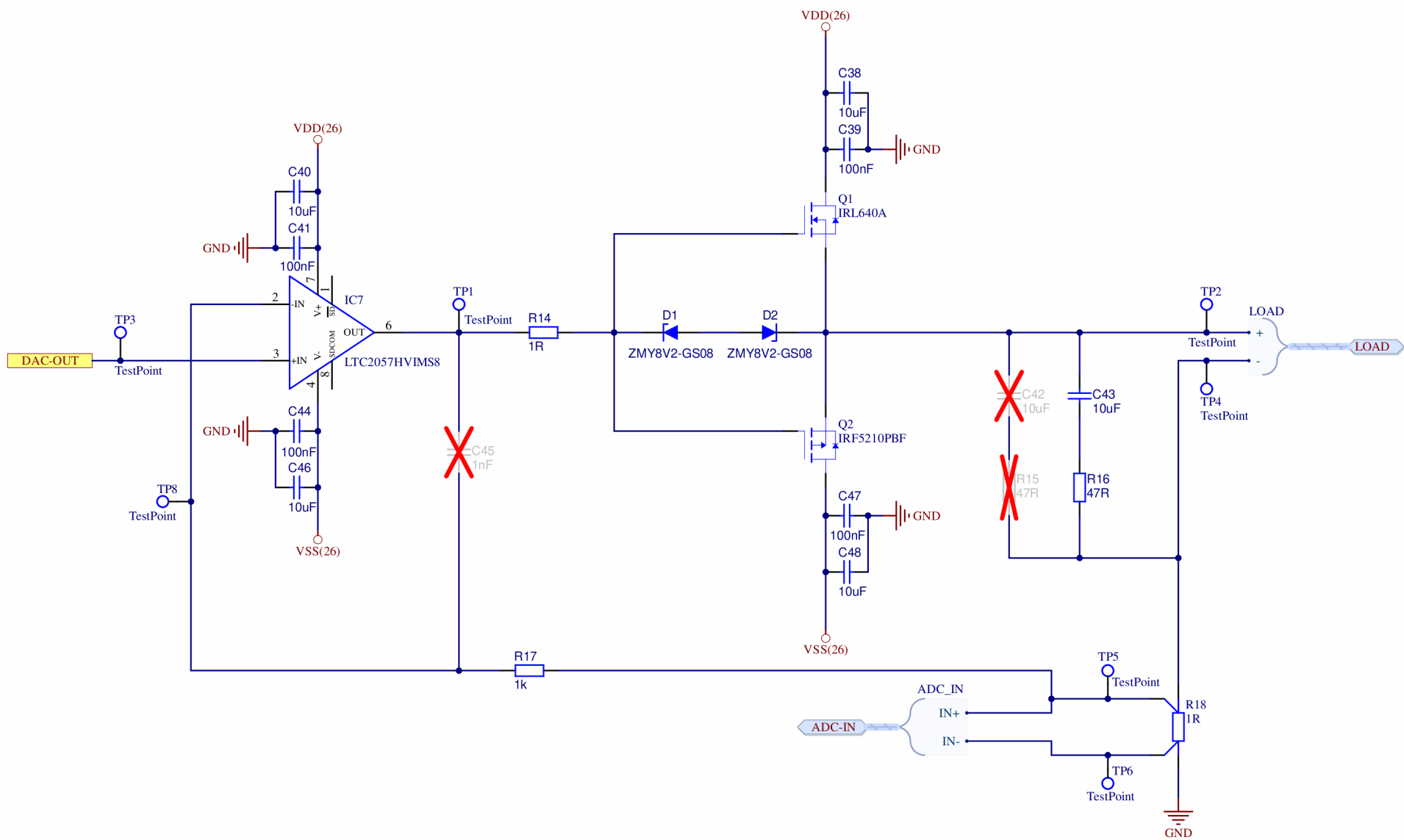
| | | | | |
|---|--|---------------------------------|-----------------------------------|------------------------------|
| | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil Roman Vomela | Datum založení 9.2.2022 | Formát A4 |
| | | Upravil Roman Vomela | Datum úpravy 18.05.2022 | List / Listů 1 / 9 |
| Název Proudový zdroj-GEN RoHS | | | Číslo položky 01-GEN | |
| | | | | Revize 00' |



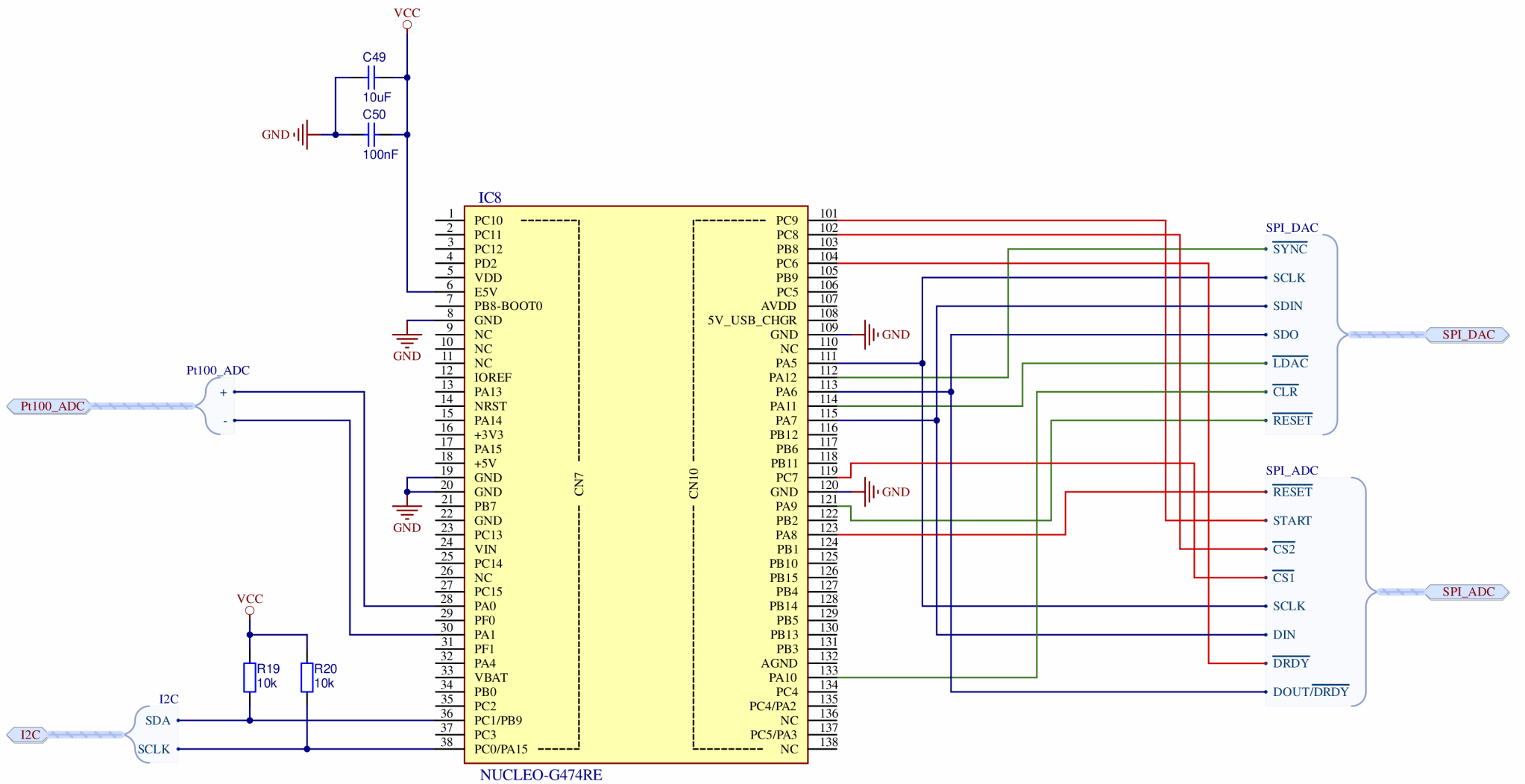
| | | | | |
|---|--|---|-----------------------------------|------------------------------|
|  | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil Roman Vomela | Datum založení 9.2.2022 | Formát A4 |
| | | Upravil Roman Vomela | Datum úpravy 01.04.2022 | List / Listů 2 / 9 |
| Název Proudový zdroj-GEN RoHS | | Číslo položky ALT-0010-DAC 01-GEN | | Revize 00' |



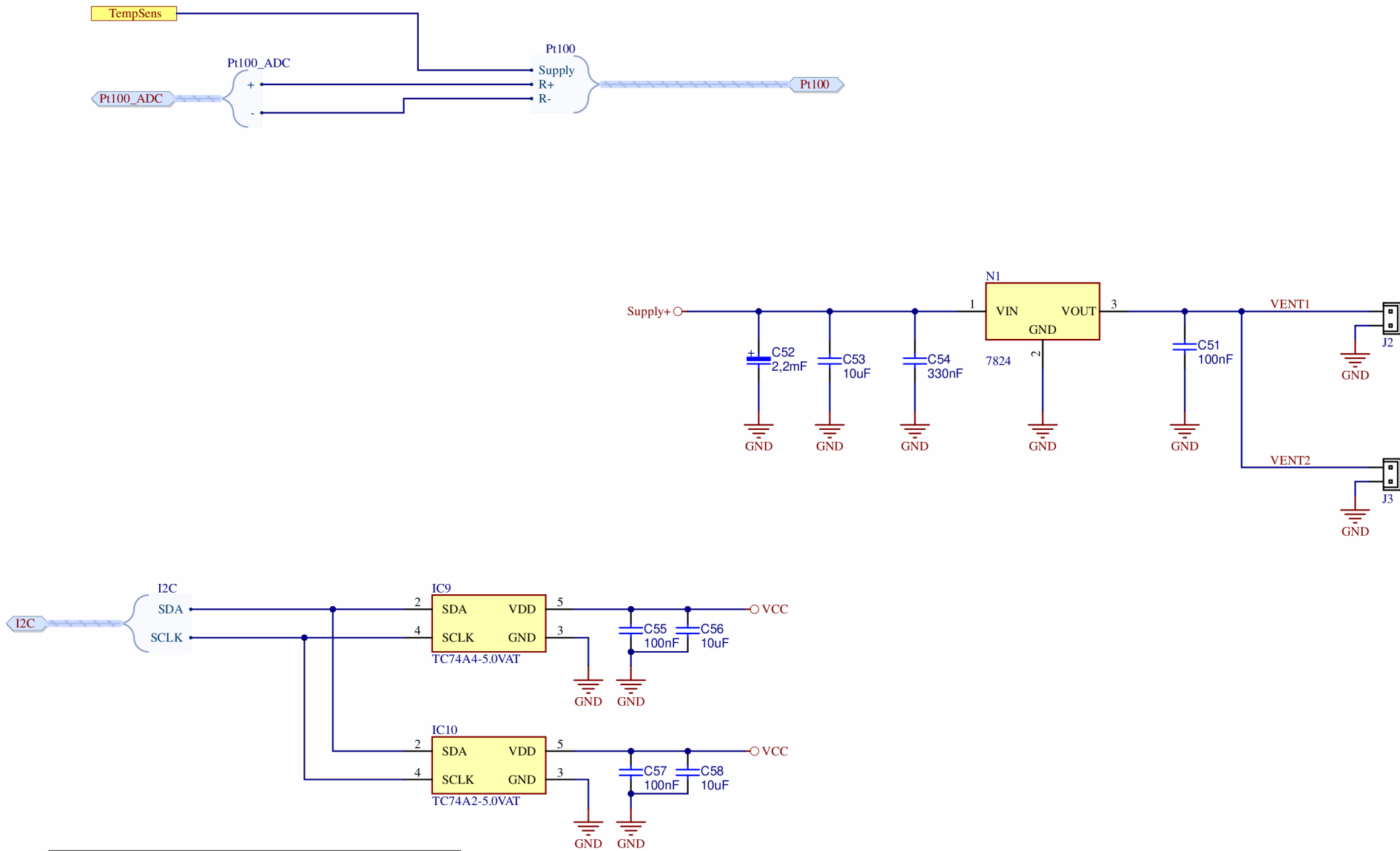
| | | | | |
|---|--|--------------------------------------|-----------------------------------|------------------------------|
|  | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil Roman Vomela | Datum založení 9.2.2022 | Formát A4 |
| | | Upravil Roman Vomela | Datum úpravy 31.03.2022 | List / Listů 3 / 9 |
| Název Proudový zdroj-GEN RoHS | | Číslo položky ALT-0010-ADC | Číslo položky 01-GEN | |
| | | | | Revize 00' |



| | | | | |
|---|--|---------------|----------------|--------------|
|  | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil | Datum založení | Formát |
| | | Roman Vomela | 9.2.2022 | A4 |
| | | Upravit | Datum úpravy | List / Listů |
| | | Roman Vomela | 18.05.2022 | 4 / 9 |
| Název | Číslo položky | Revize | | |
| Proudový zdroj-GEN RoHS | ALT-0010-VCCS | 01-GEN | | 00' |

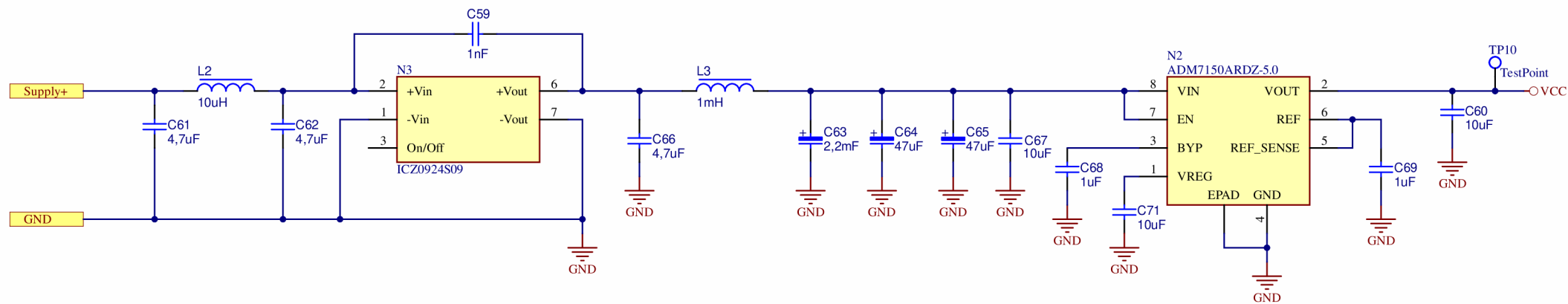


| | | | | |
|--------------------------------|--|---------------|----------------|--------------|
| | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil | Datum založení | Formát |
| | | Roman Vomela | 9.2.2022 | A4 |
| | | Upravil | Datum úpravy | List / Listů |
| | | Roman Vomela | 20.05.2022 | 5 / 9 |
| Název | Číslo položky | Revize | | |
| Proudový zdroj-GEN RoHS | ALT-0010-MCU | 01-GEN | | 00' |

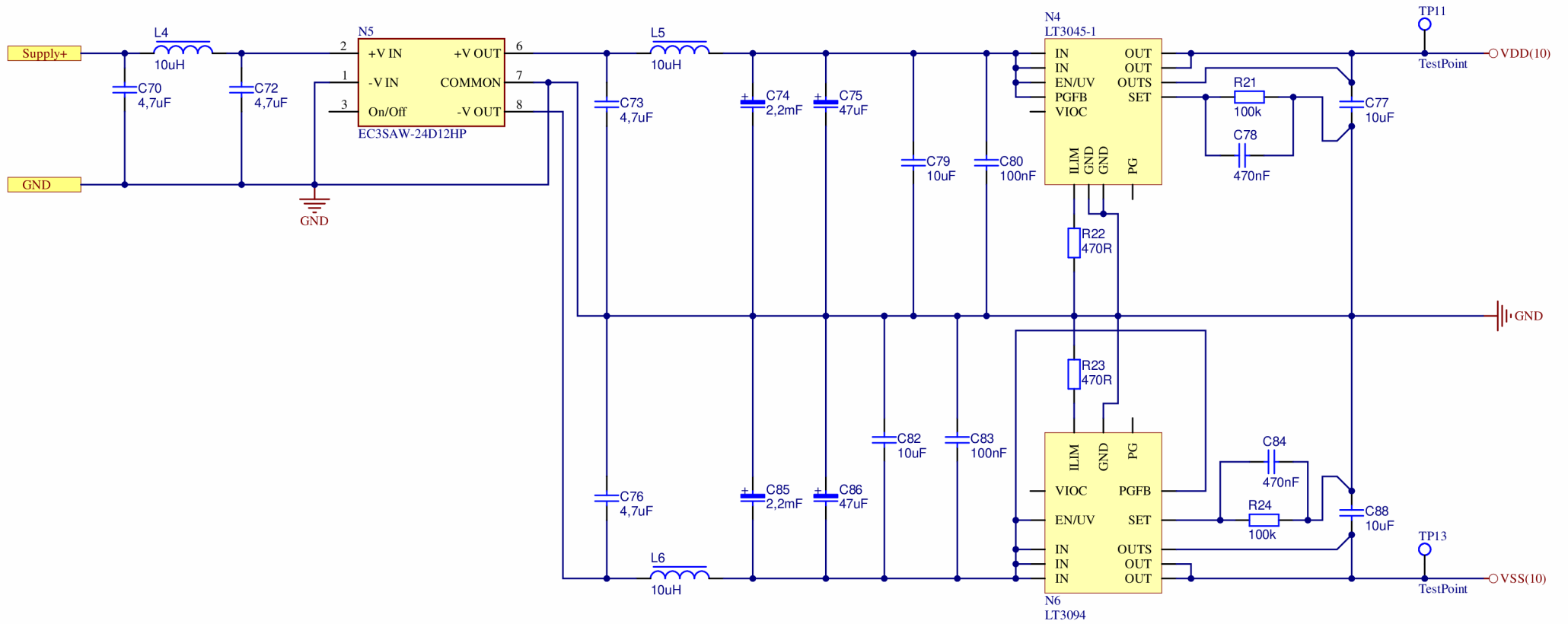



| Obvod | I2C adresa | Chladič |
|-------------------|------------|-------------|
| IC9...TC74A4-5.0 | 1001 100 | tranzistory |
| IC10...TC74A2-5.0 | 1001 010 | Rs |

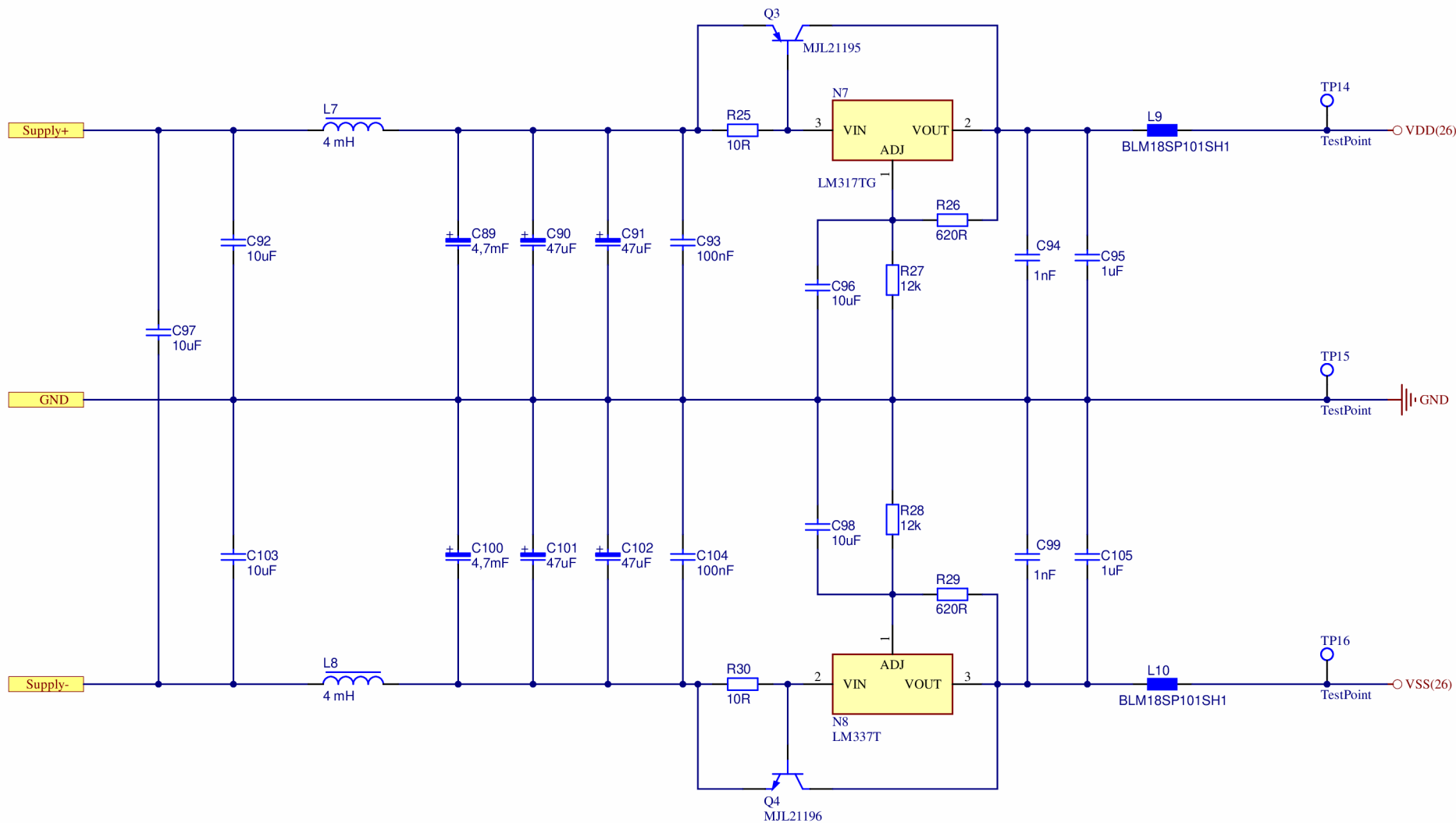
| | | | | |
|---|--|---------------------------------|-----------------------------------|------------------------------|
| | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil Roman Vomela | Datum založení 9.2.2022 | Formát A4 |
| | | Upravil Roman Vomela | Datum úpravy 20.05.2022 | List / Listů 6 / 9 |
| Název Proudový zdroj-GEN RoHS | | Číslo položky 01-GEN | | Revize 00' |



| | | | | |
|---|--|---------------------------------|-----------------------------------|------------------------------|
|  | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil Roman Vomela | Datum založení 9.2.2022 | Formát A4 |
| | | Upravil Roman Vomela | Datum úpravy 11.05.2022 | List / Listů 7 / 9 |
| Název Proudový zdroj-GEN RoHS ALT-0010-Supply5V | | Číslo položky 01-GEN | | Revize 00' |



| | | | | |
|---|--|---------------------------------|-----------------------------------|------------------------------|
|  | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil Roman Vomela | Datum založení 9.2.2022 | Formát A4 |
| | | Upravil Roman Vomela | Datum úpravy 11.05.2022 | List / Listů 8 / 9 |
| Název Proudový zdroj-GEN RoHS ALT-0010-Supply10V | | Číslo položky 01-GEN | | Revize 00' |



| | | | | |
|---|--|--------------|----------------|--------------|
|  | Palackého třída 153b 61200 Brno, CZ info@delong.cz | Vytvořil | Datum založení | Formát |
| | | Roman Vomela | 9.2.2022 | A4 |
| | | Upravitel | Datum úpravy | List / Listů |
| | | Roman Vomela | 18.05.2022 | 9 / 9 |
| Název | Číslo položky | | Revize | |
| Proudový zdroj-GEN RoHS ALT-0010-Supply26V | 01-GEN | | 00' | |

A.2 Vrstvy DPS

Vrstva TOP (horní vrstva mědi)

Vrstva BOTTOM (spodní vrstva mědi)

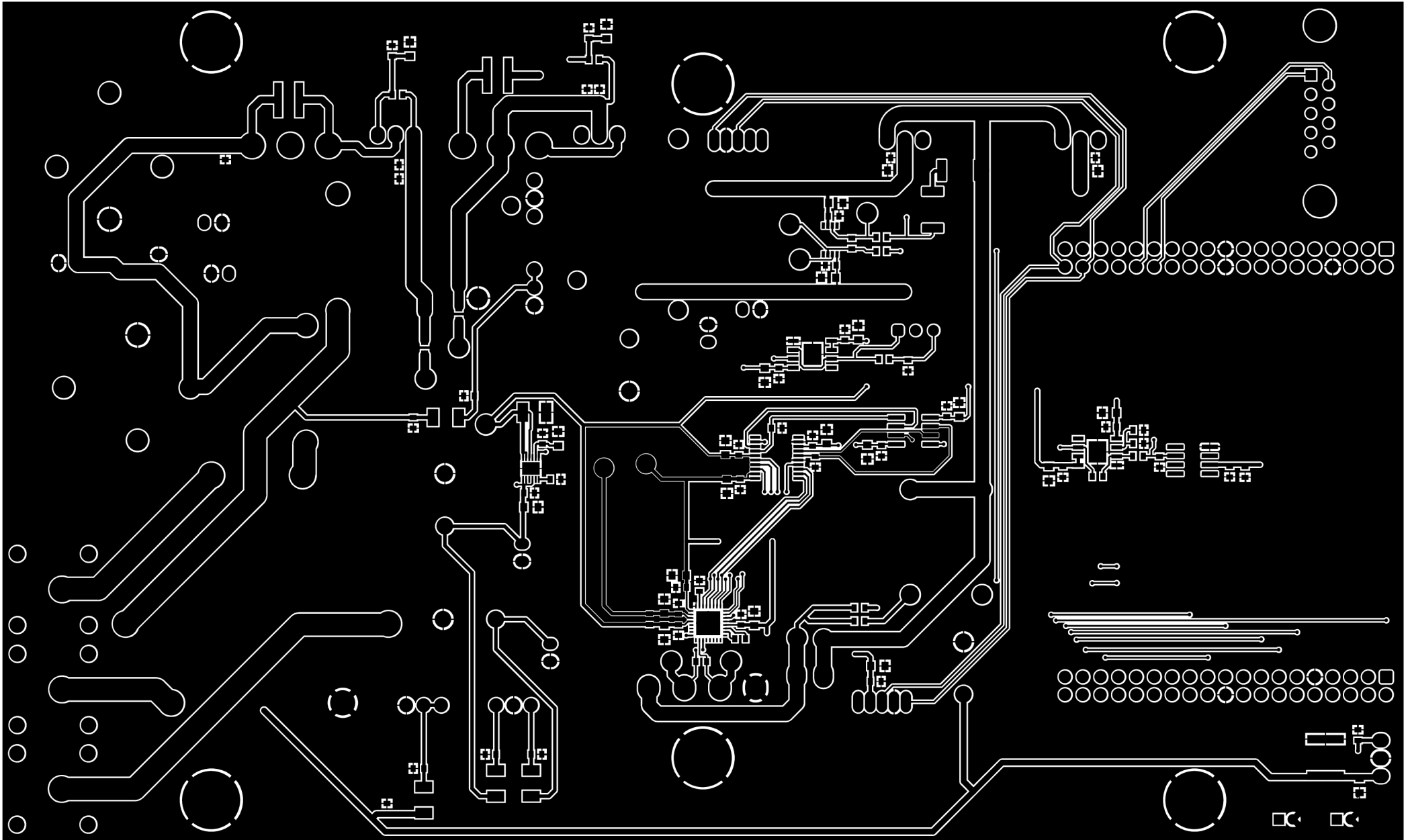
Vrstva PWR (vnitřní spodní vrstva mědi)

Vrstva GND (vnitřní horní vrstva mědi) – invertované zobrazení, barvou jsou označeny plochy bez mědi

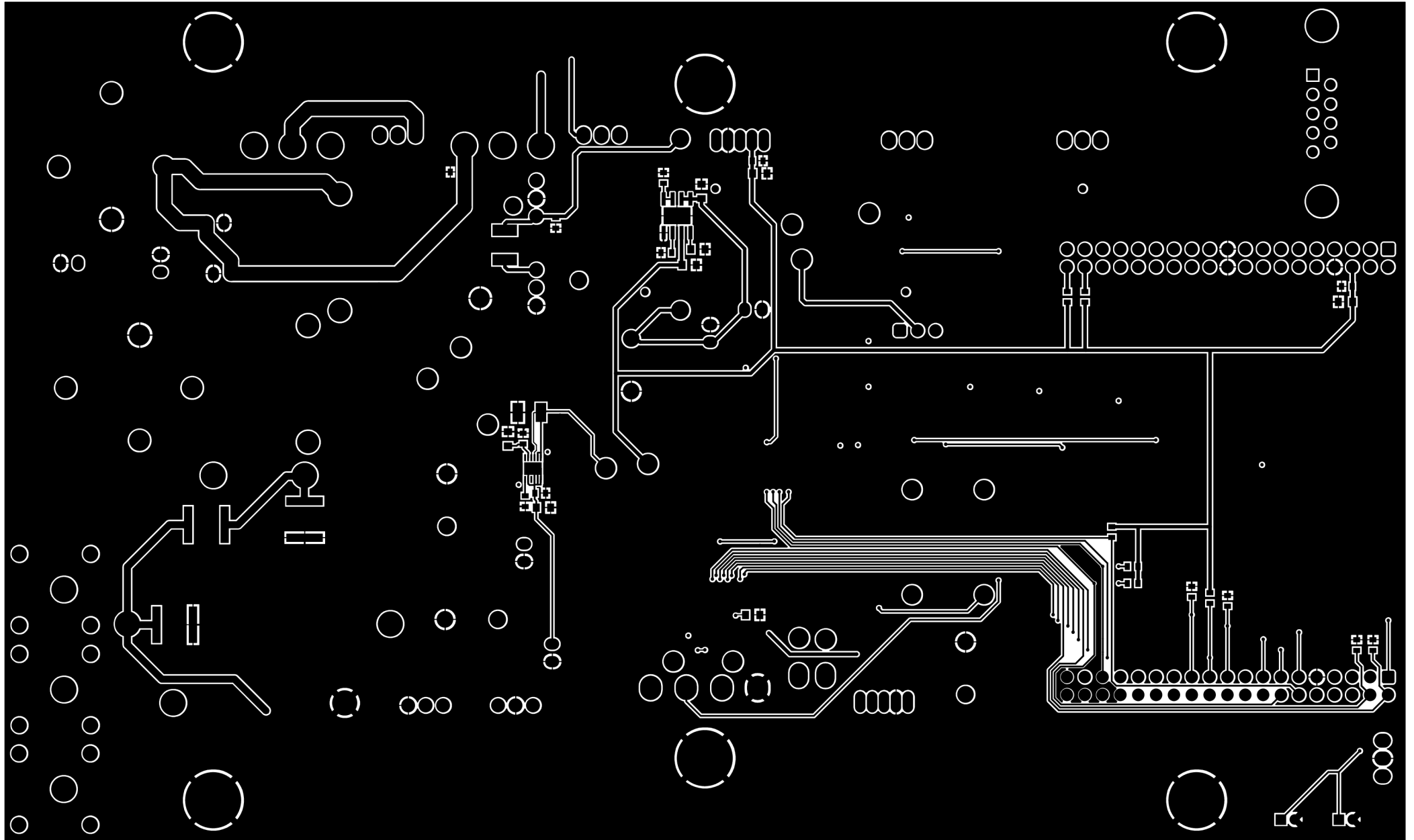
Vrstva ASSEMBLY TOP (osazovací plán součástek v horní vrstvě)

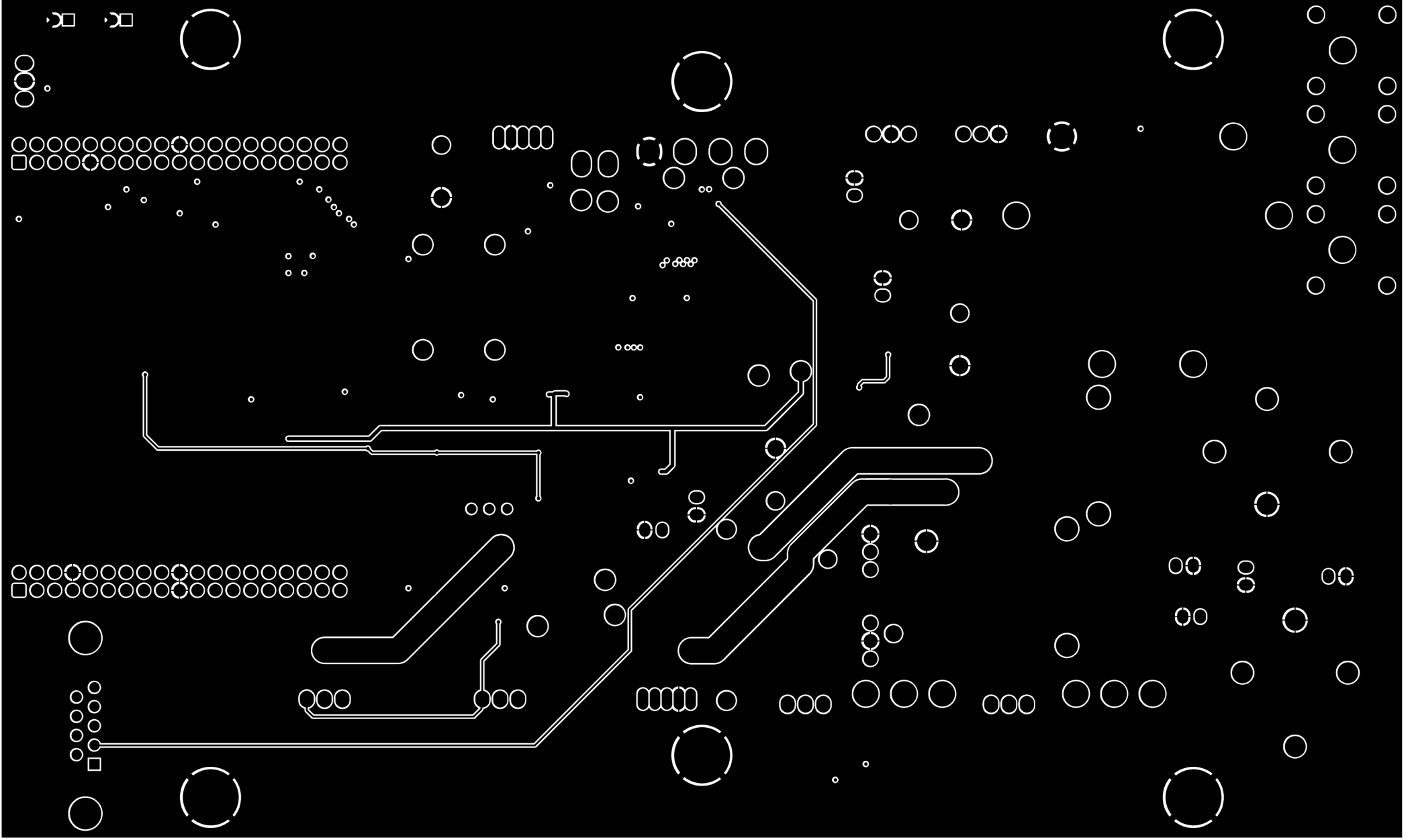
Vrstva ASSEMBLY BOTTOM (osazovací plán součástek ve spodní vrstvě)

TOP

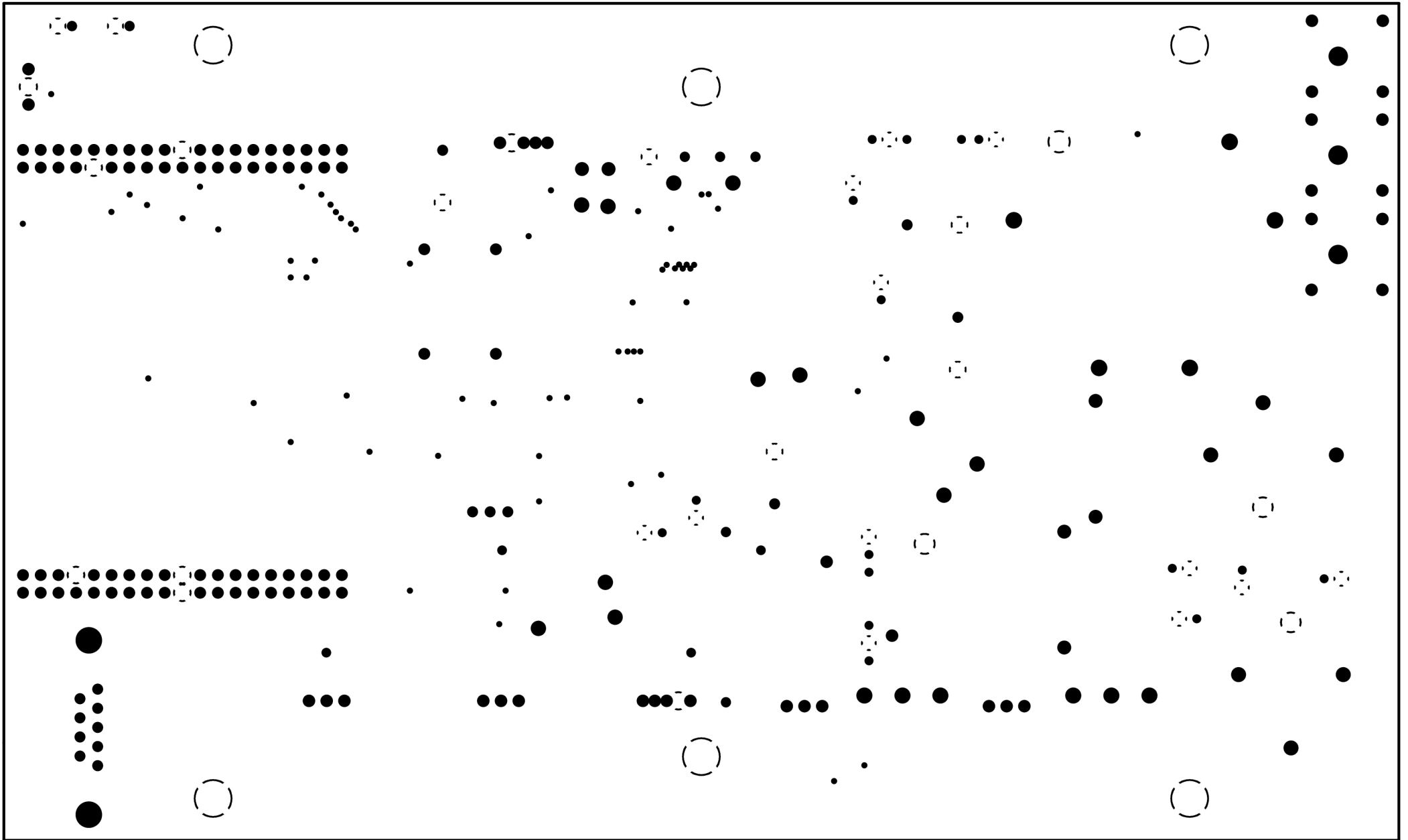


BOTTOM



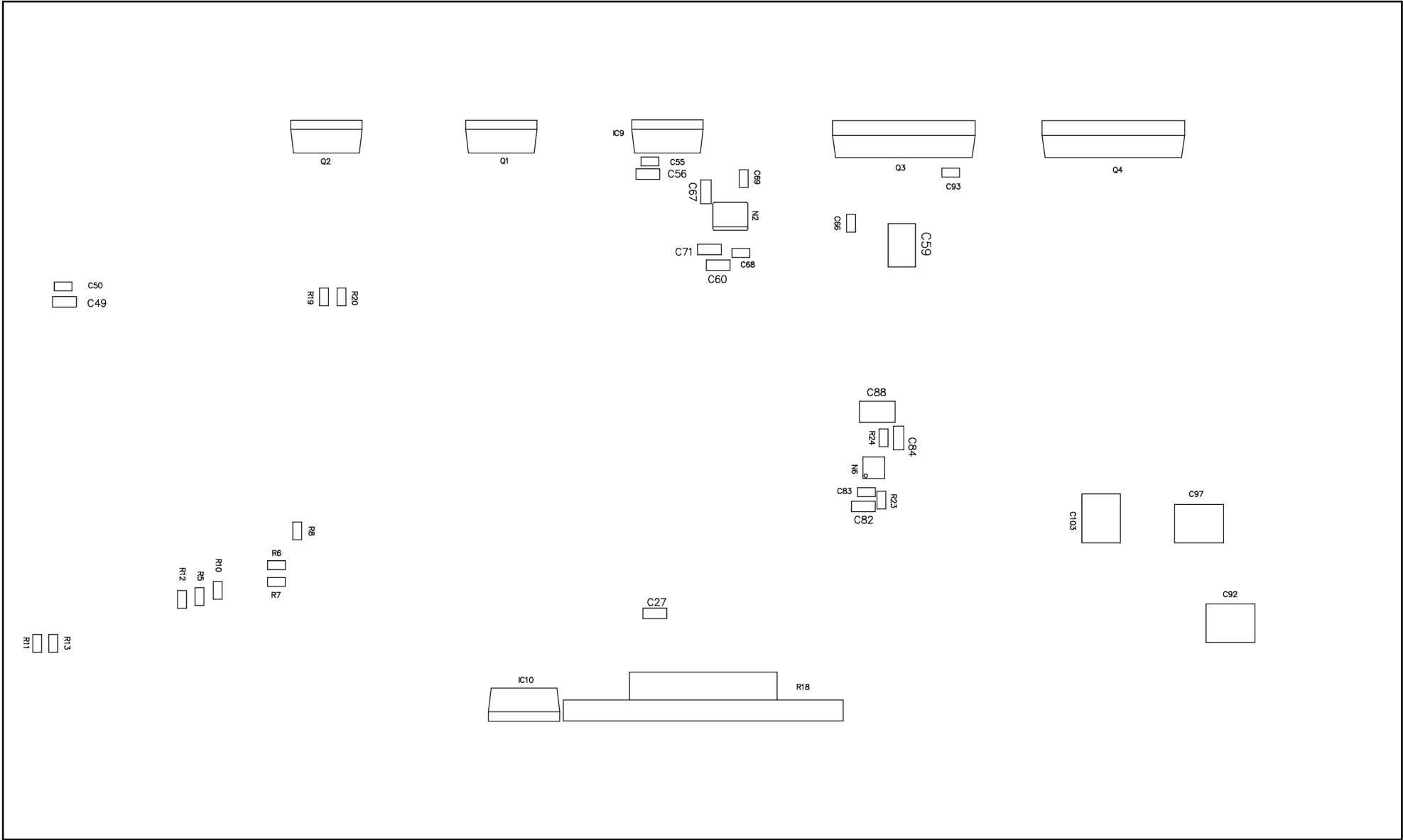


PWR



GND

ASSEMBLY BOTTOM



A.3 Seznam součástek

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|---------------------------|-----------------|-------------------|------------------------------------|
| Integrované obvody | | | |
| IC1 | ADR4550ARZ | SOIC-8, R-8 | Napěťová reference 5 V |
| IC2 | LT6018 | S8E Exposed Pad | OZ |
| IC3 | ADA4522-2ARZ | SOIC-8, R-8 | Dvojitý OZ |
| IC4 | AD5791ARUZ | TSSOP-20, RU-20 | DA převodní 20 bitů |
| IC5 | LT6018 | S8E Exposed Pad | OZ |
| IC6 | ADS125H02IRHBT | VQFN, RHB 32 | AD převodník 24 bitů |
| IC7 | LTC2057HVIMS8 | MSOP-8, MS8 | OZ |
| IC8 | NUCLEO-G474RE | kolíková lišta | Vývojový kit |
| IC9 | TC74A4-5.0VAT | TO-220-5 | Digitální teplotní čidlo |
| IC10 | TC74A2-5.0VAT | TO-220-5 | Digitální teplotní čidlo |
| Stabilizátory, regulátory | | | |
| N1 | 7824 | TO-220 | Lineární regulátor 24 V |
| N2 | ADM7150ARDZ-5.0 | SOIC-8-EP, RD-8-2 | Lineární regulátor 5 V |
| N3 | ICZ0924S09 | (THT) | DC/DC měnič 9 V |
| N4 | LT3045-1 | DD DFN-10 | Lineární regulátor 1,8 V až 20 V |
| N5 | EC3SAW-24D12HP | (THT) | DC/DC měnič ±12 V |
| N6 | LT3094 | DD DFN-10 | Lineární regulátor -1,8 V až -20 V |
| N7 | LM317TG | TO-220 | Lineární regulátor 1,2 V až 37 V |
| N8 | LM337T | TO-220 | Lineární regulátor -1,2 V až -37 V |
| Tranzistory | | | |
| Q1 | IRL640A | TO-220 | Unipolární tranzistor N-MOS |
| Q2 | IRF5210PBF | TO-220 | Unipolární tranzistor P-MOS |
| Q3 | MJL21195 | TO-264 | Bipolární tranzistor PNP |
| Q4 | MJL21196 | TO-264 | Bipolární tranzistor NPN |
| Diody | | | |
| D1 | ZMY8V2-GS08 | MELF (DO-213AB) | Zenerova dioda 8,2 V |
| D2 | ZMY8V2-GS08 | MELF (DO-213AB) | Zenerova dioda 8,2 V |
| Rezistory | | | |
| R1 | 10 kΩ/62,5 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 5 ppm) |
| R2 | 10 kΩ/62,5 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 5 ppm) |
| R3 | 10 kΩ/62,5 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 5 ppm) |
| R4 | 10 kΩ/62,5 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 5 ppm) |
| R5 | 10 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R6 | 10 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R7 | 10 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R8 | 10 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R9 | 4,7 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 5 ppm) |
| R10 | 100 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R11 | 100 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R12 | 100 kΩ/100 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |

| | | | |
|----------------------------|------------------------|-------|--|
| R13 | 100 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R14 | 1 Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R16 | 47 Ω /125 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R17 | 1 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R18 | 1 Ω /10 W | VFP-4 | Rezistor (0,1 %, 0,2 ppm) |
| R19 | 10 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R20 | 10 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R21 | 100 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R22 | 470 Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R23 | 470 Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R24 | 100 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R25 | 10 Ω /1 W | 1218 | Rezistor (1 %, 100 ppm) |
| R26 | 620 Ω /75 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R27 | 12 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R28 | 12 k Ω /100 mW | 0603 | Rezistor (1 %, 25 ppm) |
| R29 | 620 Ω /75 mW | 0603 | Rezistor (0,1 %, 25 ppm) |
| R30 | 10 Ω /1 W | 1218 | Rezistor (1 %, 100 ppm) |
| Tlumivky, feritové korálky | | | |
| L1 | SC-10-S30JH | (THT) | Trojité tlumivka souhlasného napětí s feritovým jádrem (3 mH/10 A) |
| L2 | 10 uH/1,5 A | (THT) | Tlumivka (feritové jádro) |
| L3 | 1 mH/1,7 A | (THT) | Tlumivka (feritové jádro) |
| L4 | 10 uH/1,5 A | (THT) | Tlumivka (feritové jádro) |
| L5 | 10 uH/1,5 A | (THT) | Tlumivka (feritové jádro) |
| L6 | 10 uH/1,5 A | (THT) | Tlumivka (feritové jádro) |
| L7 | 4 mH/16 A | (THT) | Tlumivka (feritové jádro) |
| L8 | 4 mH/16 A | (THT) | Tlumivka (feritové jádro) |
| L9 | BLM18SP101SH1 | 0603 | Feritový korálek (3,7 A) |
| L10 | BLM18SP101SH1 | 0603 | Feritový korálek (3,7 A) |
| Kondenzátory | | | |
| C1 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C2 | 1 μ F/ 35 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C3 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C4 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C5 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C6 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C7 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C8 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C9 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C10 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C11 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C12 | 220 pF/50 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C13 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C14 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C15 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C16 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |

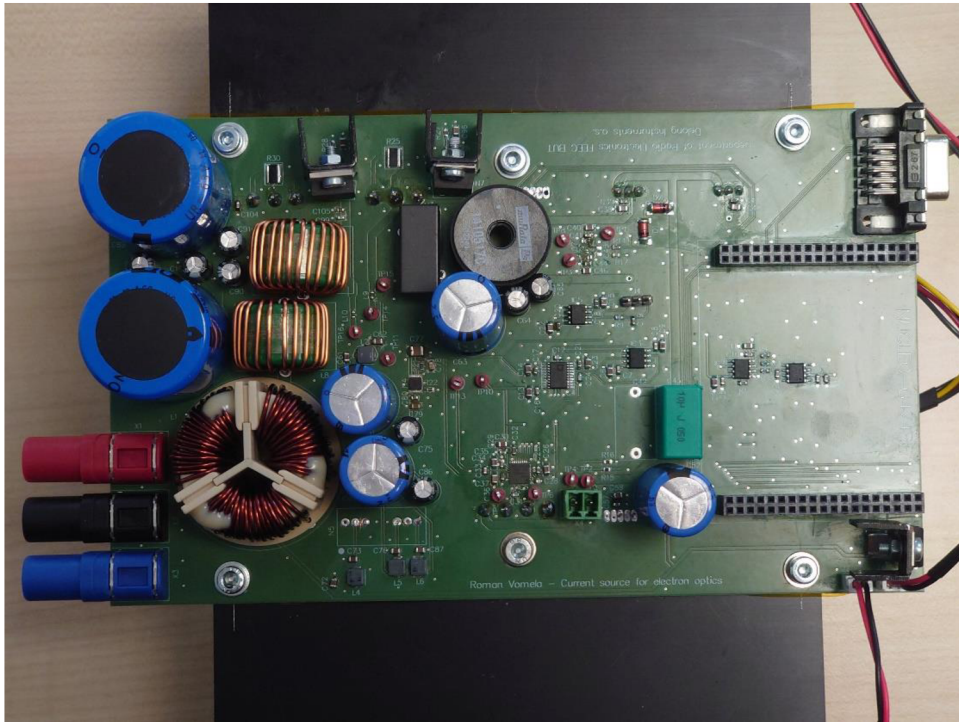
| | | | |
|-----|-------------|-----------------|---------------------------------|
| C17 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C18 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C19 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C20 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C21 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C22 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C23 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C24 | 220 pF/50 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C25 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C26 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C27 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C28 | 1 nF/50 V | 0603 | Keramický kondenzátor (C0G) |
| C29 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C30 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C31 | 10 nF/50 V | 0603 | Keramický kondenzátor (C0G) |
| C32 | 1 µF/ 35 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C33 | 1 µF/ 35 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C34 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C35 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C36 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C37 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C38 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C39 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C40 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C41 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C43 | 10 µF/50 V | (THT) RM 15 mm | Fóliový kondenzátor (polyester) |
| C44 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C46 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C47 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C48 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C49 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C50 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C51 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C52 | 2,2 mF/50 V | (THT) RM 7,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C53 | 10 µF/100 V | 2220 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C54 | 330 nF/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (Y5V) |
| C55 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C56 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C57 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C58 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C59 | 1 nF/3 kV | 1812 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C60 | 10 µF/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C61 | 4,7 µF/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X7S) |
| C62 | 4,7 µF/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X7S) |
| C63 | 2,2 mF/50 V | (THT) RM 7,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C64 | 47 µF/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |

| | | | |
|----------------------------------|--------------------|------------------|---------------------------------|
| C65 | 47 μ F/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C66 | 4,7 μ F/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X7S) |
| C67 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C68 | 1 μ F/ 35 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C69 | 1 μ F/ 35 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C70 | 4,7 μ F/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X7S) |
| C71 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C72 | 4,7 μ F/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X7S) |
| C73 | 4,7 μ F/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X7S) |
| C74 | 2,2 mF/50 V | (THT) RM 7,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C75 | 47 μ F/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C76 | 4,7 μ F/50 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X7S) |
| C77 | 10 μ F/50 V | 1210 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C78 | 470 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C79 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C80 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C82 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C83 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C84 | 470 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C85 | 2,2 mF/50 V | (THT) RM 7,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C86 | 47 μ F/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C88 | 10 μ F/50 V | 1210 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C89 | 4,7 mF/63 V | (THT) RM 17,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C90 | 47 μ F/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C91 | 47 μ F/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C92 | 10 μ F/100 V | 2220 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C93 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C94 | 1 nF/50 V | 0603 | Keramický kondenzátor (C0G) |
| C95 | 1 μ F/ 35 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C96 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C97 | 10 μ F/100 V | 2220 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C98 | 10 μ F/35 V | 0805 | Keramický kondenzátor (X5R) |
| C99 | 1 nF/50 V | 0603 | Keramický kondenzátor (C0G) |
| C100 | 4,7 mF/63 V | (THT) RM 17,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C101 | 47 μ F/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C102 | 47 μ F/50 V | (THT) RM 2,5 mm | Elektrolytický kondenzátor |
| C103 | 10 μ F/100 V | 2220 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C104 | 100 nF/25 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| C105 | 1 μ F/ 35 V | 0603 | Keramický kondenzátor (X7R) |
| Konektory-samec (male) | | | |
| J1 | | (THT) | Konektor D-SUB 9-pin female 90° |
| J2 | | (THT) | Konektor Micro-Latch 53253 |
| J3 | | (THT) | Konektor Micro-Latch 53253 |
| J4 | S1G03 | (THT) RM 2,54 mm | Konektor kolíková lišta 1x3 |
| Konektory-samice (female) | | | |
| X1 | BananaPlug-4mm-red | (THT) | Konektor 4 mm banánek female |

| | | | |
|----------------|----------------------|-------|----------------------------------|
| X2 | BananaPlug-4mm-black | (THT) | Konektor 4 mm banánek female |
| X3 | BananaPlug-4mm-blue | (THT) | Konektor 4 mm banánek female |
| X4 | MCV 1,5/2-G-3,81 | (THT) | Konektor MCV 1,5/2-G-3,81 |
| Testovací body | | | |
| TP1 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP2 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP3 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP4 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP5 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP6 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP8 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP10 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP11 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP13 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP14 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP15 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |
| TP16 | TestPoint | (THT) | Očko pro uchycení měřicího hrotu |

Příloha B - Fotografie

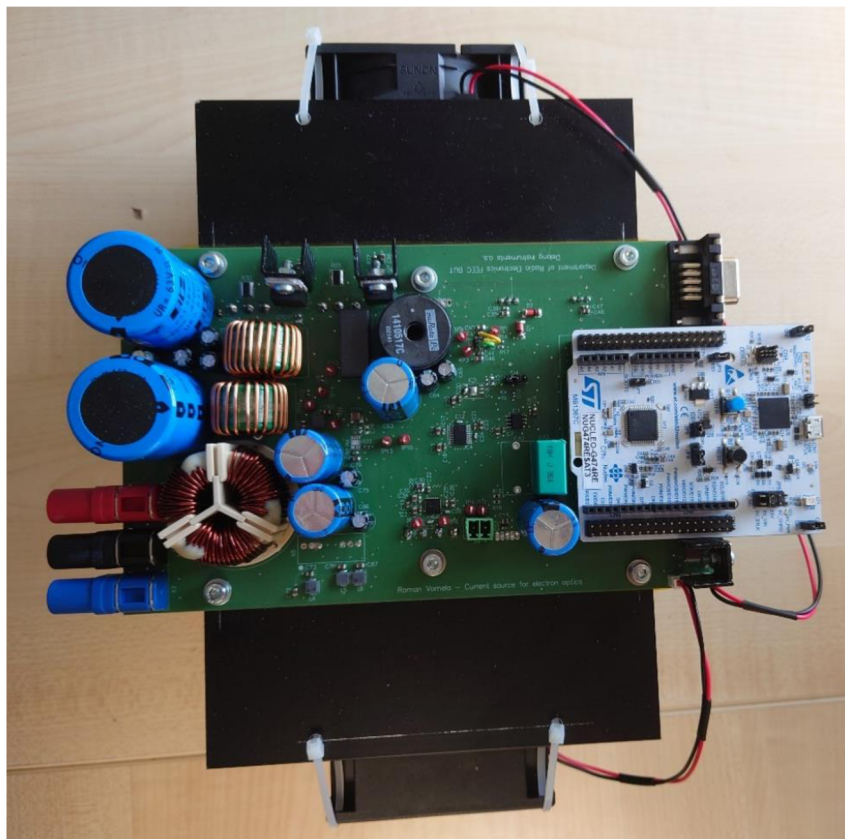
Fotografie osazené desky proudového zdroje z vrchní strany s chladiči, bez mikrokontroléru:



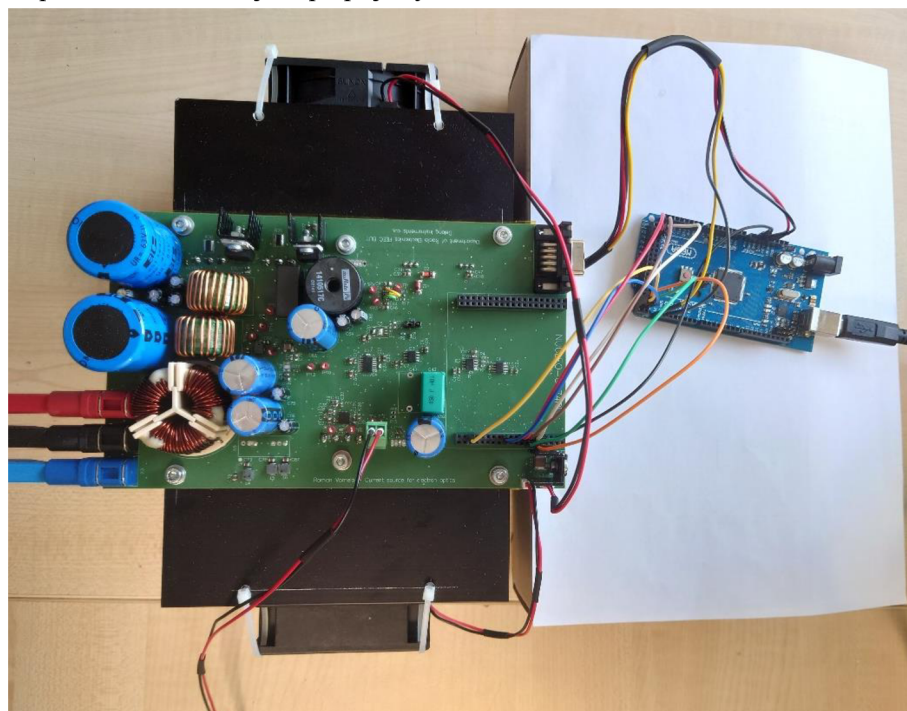
Fotografie osazené desky proudového zdroje ze spodní strany, ukázka montáže výkonových prvků na chladič:



Fotografie výsledné konstrukce proudového zdroje včetně mikrokontroléru STM32G474RE:



Fotografie proudového zdroje s připojeným mikrokontrolérem Arduino MEGA 2560:



Příloha C - Projektový soubor pro Altium Designer

Projektový soubor pro Altium Designer je umístěn v elektronické příloze pod označením ALT-0010.

Příloha D - Zdrojové kódy

Zdrojové kódy jsou umístěny v elektronické příloze.