

Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra měření

Zdroj proudu pro testovací cívkový systém

Michal Dressler

Vedoucí: Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.
Obor: Senzory a přístrojová technika
Studijní program: Kybernetika a robotika
Květen 2017



ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **Michal Dressler**

Studijní program: **Kybernetika a robotika**
Obor: **Senzory a přístrojová technika**

Název tématu česky: **Zdroj proudu pro testovací cívkový systém**

Název tématu anglicky: **Current Source for a Test Coil System**

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte a realizujte tříkanálový nastavitelný zdroj proudu použitelný pro napájení tříosého testovacího cívkového systému. Předmětem práce je návrh vlastního digitálně řízeného zdroje proudu a rozhraní pro ovládání tří těchto zdrojů (na panelu přístroje a pomocí PC sběrnice, např. RS232 nebo USB). Vytvořte firmware pro řídicí mikrokontrolér zdroje a software pro PC umožňující základní ovládání zdroje proudu. Volitelně proveďte kalibraci přístroje a ověřte základní parametry sestaveného přístroje (přesnost a stabilita proudu, teplotní závislost, šum).

Seznam odborné literatury:

- [1] Linden T. Harrison: Current Sources and Voltage References. A Design Reference for Electronics, Newnes-Elsevier 2005
- [2] Mark I. Montrose: EMC and the Printed Circuit Board. Design, Theory, and Layout Made Simple, IEEE 1999
- [3] Vít Záhlava: Návrh a konstrukce DPS. Ben 2010

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.

Datum zadání bakalářské práce: 20. prosince 2016

Platnost zadání do¹: 30. září 2018



Prof. Ing. Jan Holub, Ph.D.
vedoucí katedry

Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 20. 12. 2016

¹ Platnost zadání je omezena na dobu tří následujících semestrů.

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat vedoucímu práce panu Ing. Vojtěchu Petruchovi, Ph.D. za jeho rady a vedení v celém průběhu vzniku této práce. Dále děkuji katedře měření za poskytnutí finančních prostředků.

Prohlášení

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

V Praze, 26. května 2017

Podpis:

Abstrakt

Cílem této bakalářské práce je návrh a realizace zařízení pro napájení tříosého testovacího cívkového systému. Zařízení se skládá ze tří nezávislých zdrojů proudu, ovládacího panelu a desky řídicího mikrokontroléru. Koncový stupeň zdroje proudu tvoří výkonový operační zesilovač v zapojení převodníku napětí na proud. Každý kanál bipolárního zdroje proudu je schopen dodat 1 A do zátěže $25\ \Omega$ s rozlišením 20 bitů.

První část práce popisuje typické použití zařízení a poskytuje shrnutí komerčně dostupných řešení. Hlavní část práce popisuje jednotlivé moduly od schématického návrhu po hardwarovou realizaci. Závěr práce tvoří měření parametrů teplotní stability.

Klíčová slova: zdroj proudu, mikrokontrolér, operační zesilovač, kalibrace magnetometru, cívkový systém

Vedoucí: Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.

Abstract

The aim of this bachelor thesis is to design and create a device for driving triaxial test coil system. The device is composed of three independent current sources, user interface panel and microcontroller board. Current source end-stage forms power operational amplifier in voltage to current converter configuration. Each channel of the bidirectional current source is capable of sourcing 1 A into a $25\ \Omega$ load with 20-bit resolution. The first part of a thesis describes a typical use the device might have and gives a summary of commercially available solutions. The main part of work describes all individual modules from schematic design to hardware realization. The final section of work is measurement of temperature stability parameters.

Keywords: current source, microcontroller, operational amplifier, magnetometer calibration, coil system

Title translation: Current Source for a Test Coil System

Obsah

1 Úvod a motivace	1	5.3 Měření teplotní stability	46
2 Rozbor problematiky	3	6 Závěr	47
2.1 Skalární kalibrace	4	A Seznam literatury	49
2.2 Vektorová kalibrace	4	Literatura	49
2.3 Kalibrační cívkový systém	5	Katalogové listy a online zdroje	50
2.4 Budicí jednotka systému	7		
2.4.1 Komerčně dostupná řešení	7		
3 Návrh a simulace	11		
3.1 Zdroje proudu	11		
3.2 Převodník napětí proud	11		
3.2.1 Model operačního zesilovače	12		
3.2.2 Model systému	13		
3.2.3 Stabilita uzavřené smyčky	13		
3.3 SPICE simulace celkového modelu	15		
4 Realizace	17		
4.1 Blokové rozdělení řídicí jednotky	17		
4.2 Modul řízeného zdroje proudu	19		
4.2.1 Stabilizace napětí a napěťové reference	20		
4.2.2 Vstup regulační smyčky - DA převodník	21		
4.2.3 Regulační smyčka	23		
4.2.4 Kontrolní měření proudu - AD převodník	24		
4.2.5 Snímací rezistor, aneb problémy s termoelektrikou	26		
4.2.6 Návrh desky plošných spojů	29		
4.3 Řídicí modul	31		
4.3.1 Mikrokontrolér a firmware	32		
4.3.2 Rozhraní pro připojení příslušenství	33		
4.3.3 Reléová deska	34		
4.4 Ovládací panel přístroje	35		
4.4.1 Zobrazení	35		
4.4.2 Klávesnice	36		
4.5 Přehled programové části	38		
4.5.1 Firmware ovládacího panelu	38		
4.5.2 Firmware řídicího modulu	38		
4.5.3 Formát zpráv	39		
4.6 Síťový zdroj	40		
4.7 Mechanické uspořádání	41		
5 Měření parametrů a výsledky práce	43		
5.1 Použité přístroje a postup	43		
5.2 Měření převodní charakteristiky	44		

Kapitola 1

Úvod a motivace

Z potřeb skupiny MAGLAB (Laboratoř senzorů a magnetických měření) Katedry měření vznikl požadavek na zařízení pro kalibraci a testování vyvíjených senzorů magnetického pole. Jednou z možností kalibrace je umístění senzoru do známého magnetického pole. Zařízení se skládá z tříosého cívkového systému a řídicí jednotky. Cívkový systém umožňuje uvnitř konstrukce vytvořit umělé homogenní magnetické pole. Řízením velikosti proudu jednotlivými cívkami lze vytvořit magnetické pole libovolného směru a velikosti (omezeno maximálním proudem a cívkovou konstantou).

Obsahem této bakalářské práce je návrh a výroba řídicí jednotky pro hotový cívkový systém. Řídicí jednotka musí být schopna nezávisle regulovat proud každou osou systému. Jednotka je síťově napájený tříkanálový zdroj proudu, který je možné ovládat z ovládacího panelu a vzdáleně z počítače. Z pragmatických důvodů je jednotka sestavena z několika modulů. Každý kanál je tvořen samostatným modulem zdroje proudu. Realizací modulu zdroje proudu jsem se zabýval už v rámci individuálního projektu. Další mnou realizované moduly jsou hlavní řídicí deska a ovládací panel. Kompletní návrh modulů síťového zdroje je prací vedoucího projektu.

Programovací část práce tvoří firmware pro mikrokontrolér řídicího modulu, firmware ovládacího panelu a obslužný počítačový program. Poslední část práce je věnována měření dosažených parametrů a zhodnocení výsledků.

Samotný text práce je rozdělen na úvod do problematiky se shrnutím používaných řešení, teoretický rozbor návrhu, popis realizace a nakonec prezentaci výsledků práce. Text věnující se realizaci je rozdělen po jednotlivých fyzických modulech.

Kapitola 2

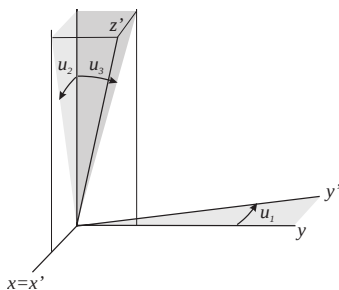
Rozbor problematiky

Magnetometry mají, stejně tak jako většina sensorů, mnoho parametrů a chyb ovlivňujících měření. Mezi základní parametry sensorů patří jejich citlivost, offset, ortogonalita a šum. U těchto parametrů je důležité znát i jejich teplotní a časovou stálost. Podle fyzikálního principu se magnetometry liší v šířce pásma, rozlišení, rozsahu a v samotném typu výstupu. Skalární magnetometry měří velikost magnetického pole nezávisle na orientaci, zatímco vektorové měří velikost v jednom nebo více směrech. Specifickou vlastností vektorových magnetometrů je takzvaná *crossfield* chyba. Tato chyba popisuje závislost výstupu na složkách pole kolmých k měřenému směru.

Při aplikacích sensorů například v oblasti navigačních systémů je vhodné znát vektor magnetického pole po složkách (B_x, B_y, B_z) . Toho lze dosáhnout použitím tříosého vektorového magnetometru. Výstup měření takového magnetometru, označený jako vektor $\vec{F}(F_x, F_y, F_z)$, se dá zapsat pomocí rovnice

$$\vec{F} = \begin{bmatrix} S_x & 0 & 0 \\ 0 & S_y & 0 \\ 0 & 0 & S_z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\sin u_1 & \cos u_1 & 0 \\ \sin u_2 & \sin u_3 & \sqrt{(1 - \sin^2 u_2 - \sin^2 u_3)} \end{bmatrix} \cdot \vec{B} + \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

kteřá obsahuje celkem 9 kalibračních koeficientů. První trojice, označená písmenem S , je tvořena koeficienty citlivosti magnetometrů. Podobně trojice, označená písmenem b , je tvořena offsety. Zbylé koeficienty jsou úhly odchylek os vnitřního souřadného systému od ideálního, viz obrázek 2.1. Odchylky os jsou způsobeny nedokonalou fyzickou montáží, zejména vzájemné kolmosti sensorů, ale i *crossfield* chybou.



Obrázek 2.1: Chyba kolmosti vnitřního souřadnicového systému [převzato [1]]

Přestože tyto parametry plně popisují tříosý vektorový magnetometr, k jeho využití je však potřeba znát ještě orientaci vnitřního souřadnicového systému k vnějšímu, vztaženému k fyzické konstrukci samotného senzoru, anebo k zařízení, ve kterém je magnetometr umístěn, například k družici. Přepočet výstupu do správných souřadnic se provádí násobením transformační maticí obsahující další 3 kalibrační koeficienty, které je nutné případně kalibrovat.

2.1 Skalární kalibrace

Jedná se o postup kalibrace tříosého vektorového magnetometru umožňující identifikaci prvních devíti kalibračních koeficientů. Vektorový magnetometr se společně s referenčním skalárním magnetometrem umístí do stálého vnějšího magnetického pole a provede se série měření pro vzájemně různé orientace senzorů a vektoru vnějšího pole. Podstatou postupu je fakt, že měřená velikost magnetického pole je v případech obou magnetometrů ideálně stejná. Princip identifikace koeficientů spočívá v matematické metodě nejmenších čtverců, při které se iterativními algoritmy minimalizuje chybová funkce popsaná rovnicí

$$\chi^2 = \sum_i (B_V(\vec{F}(i), \vec{m}) - B_S(i))^2, \quad (2.2)$$

kde B_V a B_S jsou velikosti magnetického pole, \vec{F} výstup vektorového magnetometru a \vec{m} vektor kalibračních koeficientů.

Pro zpřesnění odhadu je potřeba naměřit dostatek dat, což se dá v praxi řešit několika postupy. Standartně se magnetometr otáčí ve stálém magnetickém poli pomocí nastavitelného rotačního stolu, ten však musí být vyroben z nemagnetických materiálů a být dostatečně robustní. Pohyblivé části navíc vždy přináší své problémy, jako je například přesnost nastavení pozice a jeho opakovatelnost.

Druhým přístupem je fixní uložení magnetometrů do soustavy kalibračních cívek, ve kterých se vhodným řízením vytváří umělé magnetické pole s různou orientací, to umožňuje snadnější automatizaci procesu kalibrace. Pro účely skalární kalibrace není potřeba znát absolutní hodnoty složek vytvářeného pole.

2.2 Vektorová kalibrace

Pro identifikaci zbylých třech, nebo všech dvanácti koeficientů se používá postup využívající znalost vektoru vnějšího magnetického pole. Oproti skalární kalibraci, která se dá provádět i v pouhém magnetickém poli Země, se při vektorové kalibraci většinou používá uměle vytvořené magnetické pole. Změny magnetického pole Země v průběhu měření naopak vytváří chybu, kterou je nutné kompenzovat.

Vektorový magnetometr se se známou orientací umístí do soustavy kalibračních cívek, ve kterých se opět vytváří pole, tentokrát se známou absolutní hodnotu jednotlivých složek.

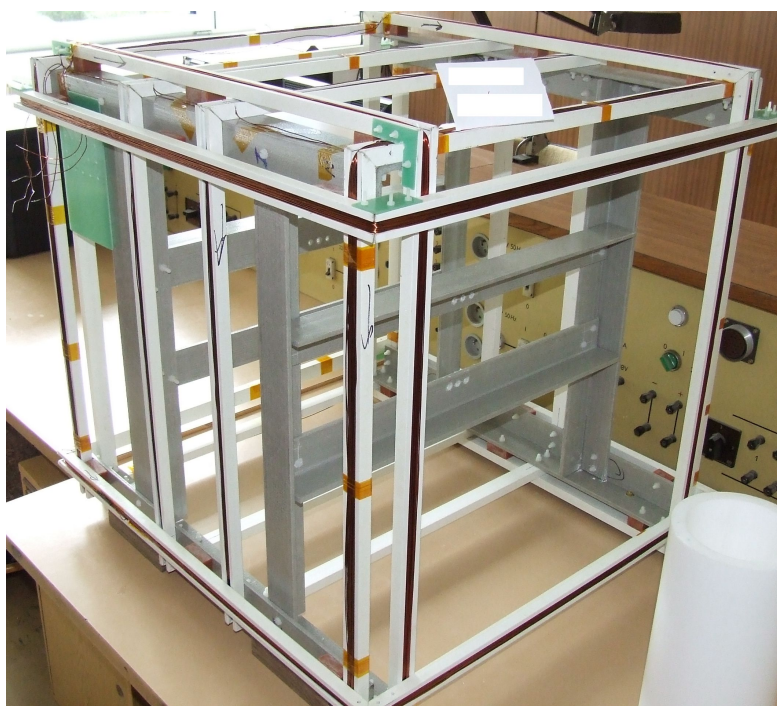
2.3 Kalibrační cívkový systém

Hlavním úkolem kalibračních cívek je vytvoření homogenního magnetického pole v prostoru uvnitř konstrukce. Cívkový systém se skládá ze tří do sebe vnořených sad cívek, kde každá sada vytváří magnetické pole v jedné z os souřadnicového systému. Řízením velikosti proudů cívkami lze pak docílit vytvoření libovolného vektoru magnetického pole. Proud I protékající kruhovým závitem o poloměru r vytváří v jeho ose pole s velikostí magnetické indukce $B = \frac{\mu I}{2r}$ [T]. Složením kruhového závitu do solenoidu, cívky jejíž délka přesahuje průměr, je možné vytvářet homogenní magnetické pole v celém vnitřním objemu cívky (při zanedbání okrajových jevů), jehož směr je shodný s osou cívky a velikost závisí kromě proudu také na délce a počtu závitů cívky. Velikost magnetické indukce uvnitř cívky je $B = \mu \frac{NI}{l}$ [T]. Výroba cívkového systému ze solenoidů je jednak neekonomická, tak i problematická z důvodu obtížnosti konstrukce tříosého systému. V praxi se proto pro podobné účely používají sady dvou nebo více cívek, které svou konstrukcí vytváří magnetické pole pouze v určité vyhrazené oblasti. Velikost a tvar homogenní oblasti spolu s velikostí magnetického pole v jejím středu jsou závislé na počtu cívek, jejich tvaru, rozměru, vzájemné rozteči a poměru počtu závitů. Parametry několika možných konfigurací shrnuje tabulka 4.2, kde sloupec *rozteč* obsahuje vzdálenosti dvojic cívek v násobcích jejich průměru d , *poměr* udává poměr počtu závitů a poslední sloupec udává velikost magnetické indukce ve středu cívkového systému při proudu 1A protékajícím cívkami o průměru $d = 1$ m.

Označení	tvar	počet	rozteč	poměr	B [μ T/A]
Helmholtz	kruh	2	0.5	1/1	1.798
Helmholtz	čtverec	2	0.5	1/1	1.629
Lee-Whiting	kruh	4	0.243; 0.94	9/4/4/9	17.96
Merritt	čtverec	3	0; 0.821	39/20/39	68.21
Merritt	čtverec	4	0.256; 1.01	26/11/11/26	46.64

Tabulka 2.1: Srovnání různých konfigurací cívek [převzato [2]]

Nejčastěji používanou konfigurací jsou Helmholtzovy cívky, které tvoří dvojice v sérii spojených cívek uložených na společné ose ve vzdálenosti jejich poloměru. Celý kalibrační systém se tak většinou skládá z celkem šesti cívek, kde každá dvojice vytváří magnetické pole v určitém směru. Z důvodu konstrukčních omezení je průměr různých dvojic cívek odlišný.



Obrázek 2.2: Testovací cívkový systém skupiny MAGLAB

Ve školním testovacím systému, který jsem pomohl navinout, jsou ve dvou osách použity cívky typu *Helmholtz* (s modifikovanou roztečí) a ve třetí ose cívky typu *Merritt*, viz obrázek 2.2. Tato kombinace umožňuje snadnější přístup do středu konstrukce a zároveň možnost vytvořit alespoň v jedné ose větší oblast homogenního pole, která je vhodná pro jiné plánované experimenty. Pro použití cívkového systému pro vektorovou kalibraci je nutné znát jeho vlastní parametry, které tvoří 6 koeficientů (cívkové konstanty a ortogonality). Parametry se získávají například skalární kalibrací, při které se cívkami nechá protékat proud o známé velikosti a skalárním magnetometrem se měří pole uvnitř cívek, podobně jako v sekci 2.1.

Cívkové konstanty byly kalibrovány v ČMI (Český Metrologický Institut).

osa	počet závitů	cívková konstanta [$\mu\text{T}/\text{A}$]	odpor R [Ω]
X	150/150	275,603	29
Y	137/58/58/137	404,073	27
Z	150/150	277,527	28

Tabulka 2.2: Parametry cívkového systému MAGLAB

Obdobné systémy se používají nejenom pro kalibraci a testování magnetometrů, ale také jako aktivní stínění a obecný zdroj magnetického pole v celé řadě jiných aplikací. Některá řešení tak umožňují vytvářet kromě stacionárního pole i pole střídavé.

2.4 Budicí jednotka systému

Z parametrů cívkového systému a z pro kalibraci požadovaných vlastností vytvářeného magnetického pole, které má být převážně stacionární a s velikostí několikanásobku zemského pole ($\approx 50 \mu\text{T}$), plynou požadavky na základní výstupní parametry budicí jednotky.

Pro rozsah výstupního proudu (napětí) bohatě stačí $\pm 1 \text{ A}$ ($\pm 30 \text{ V}$). Odpor cívek se při provozu mění vlivem teploty, a proto je nutné použít zdroj proudu. *Fluxgate* vektorové magnetometry běžně dosahují rozlišení pod 1 nT , rozlišení vytvářeného pole musí tedy být přinejhorším srovnatelné, tzn. rozlišení výstupního proudu v řádu mikroampér s co možná nejlepší teplotní a časovou stabilitou.

2.4.1 Komerčně dostupná řešení

Existuje nespočetně mnoho kombinací jak sestavit regulovatelný zdroj proudu pomocí běžného laboratorního vybavení, většina z nich je ale nepraktická pro použití s více kanály. V následujícím výčtu tak budou pouze taková řešení, která tvoří alespoň hotový zdroj proudu schopný budit indukivní zátěž.

Většina výrobců navíc veřejně neposkytuje podrobné parametry zařízení, a proto výčet obsahuje pouze srovnání z pohledu vhodnosti použití.

- KEPCO BOP 20-5DL-4886¹ je jednokanálový vícekvadrantový zdroj pracující v režimu regulátoru napětí nebo proudu. Při napětí do 20 V dokáže do zátěže dodat proud až 5 A . Vnitřní regulátor má na zadní panel vyvedeny svorky pro připojení kompenzačního kondenzátoru a umožňuje stabilně budit indukivní zátěž až do 1 H .



Obrázek 2.3: Bipolární zdroje firmy KEPCO [převzato [1]]

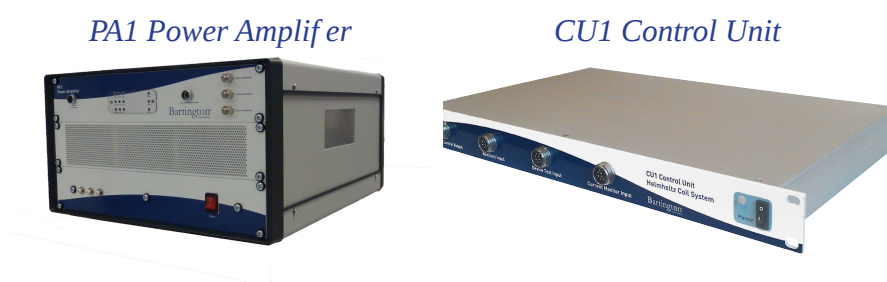
Pro komunikaci s počítačem je vybaven rozhraním GPIB^a. Cena jednoho kusu se v závislosti na konfiguraci pohybuje v rozsahu padesát až sto tisíc korun.

^aGeneral Purpose Interface Bus

Mimo to se na trhu vyskytují i specializované přístroje pro buzení cívkových systémů s různým stupněm integrace funkcí. Od jednoduchých výkonových zesilovačů pro funkční generátory, přes sady řídicích jednotek a zesilovačů až po *all-in-one* řešení. Mnoho firem (například *Stefan Mayer Instruments*) nabízí kompletní budicí jednotky pro využití cívek jako aktivního stínění, které ale pouze nulují vnější pole a neumožňují vytvářet pole vlastní nastavené hodnoty.

- Firma *Bartington* dodává pro své kalibrační cívky vlastní sadu zařízení pro jejich buzení. Sada obsahuje vícekanálový výkonový zesilovač **PA1**, řídicí jednotku **CU1** a modul pro regulační smyčku **CU2**. Výkonový zesilovač z vnějšího pohledu funguje jako převodník napětí na proud a do cívkového systému je schopný dodat proud až 20 A při napětí do 20 V. Řídicí jednotka slouží pouze pro komunikaci s PC a řízení výkonového zesilovače. Modul pro regulační smyčku rozšiřuje možnosti zařízení o kompenzaci vnějšího magnetického pole, k tomu používá připojený dodávaný referenční magnetometr umístěný uvnitř cívek. Modul regulační smyčky vystupuje v zapojení jako *blackbox* a spolupracuje pouze s dodávaným magnetometrem bez možnosti nějaké větší konfigurace.

Přepočtená cena celé sady přesahuje půl milionu korun, a to je vzhledem k celkové uzavřenosti a omezením celkem hodně. Řídicí jednotka je připravena na zapojení do systému PXI^b.



Obrázek 2.4: Budicí sada Bartington PA1 a CU1 [převzato [II]]

- Billingsley APEX-CS^{III} je *all-in-one* řešení, jehož cena se v sadě s cívkami může blížit až jednomu milionu korun. Výkonová část se skládá ze spínaných prvků a dosahuje tak účinnosti až 90 %. Maximální výstupní proud je 5 A při napětí do 24 V. Při použití se systémem cívek HELM-3 (cívková konstanta 100 $\mu\text{T}/\text{A}$) je výstupní magnetické pole nastavitelné s 20bitovým rozlišením v rozsahu $\pm 100 \mu\text{T}$. Stejně jako v předchozím případě dokáže jednotka kompenzovat vnější pole zpětnou vazbou od referenčního magnetometru, a to dokonce tak rychle, že potlačí i rušení od sítě 50 Hz. Navíc nabízí kromě takzvaného *closed-loop* režimu, při kterém regulaci provádí zařízení samotné, také *open-loop* režim, při kterém zařízení pouze odesílá naměřené hodnoty do počítače a akční zásah volí uživatel. Výrobce specifikuje úroveň potlačení rušení okolního pole 90 dB pro ustálené hodnoty a 40 dB pro 60 Hz.

^bPCI eXtensions for Instrumentation



Obrázek 2.5: Budicí jednotka Billingsley APEX-CS [převzato [III]]

Pro automatickou kalibraci vlastních cívek je k dispozici čtvrtý vstup pro připojení skalárního magnetometru. Celou jednotku je možné ovládat z počítače, z čelního panelu a dálkově bezdrátovým ovladačem. Pro propojení s počítačem zařízení používá sériovou linku a připravenou aplikaci v prostředí LabVIEW, která kromě dálkového ovládání umožňuje také přímé nastavení sekvence požadovaných vektorů magnetického pole a umožňuje provést automatickou kalibraci s použitím metody nejmenších čtverců.

Plánované umístění kompletního kalibračního systému je v areálu školy v Dejvicích, kde je vysoký šum magnetického pozadí. Pro přesná měření využívá skupina MAGLAB nemagnetické pracoviště s kalibračními cívkami Billingsley HELM-3 a řídicí systém APEX-CS.

Cílem vlastního řešení tedy není ani tak výroba lepšího, nebo závratně přesného zařízení, jako spíš výroba pro skupinu otevřeného zařízení, které bude možné dále rozšiřovat o nové funkce, například zmíněné provádění automatické kalibrace a kompenzaci vnějšího pole pomocí externích vektorových *fluxgate* magnetometrů.

Kapitola 3

Návrh a simulace

Na začátku této kapitoly je krátký popis rozdělení zdrojů proudu z hlediska výstupu a důvody výběru konkrétního řešení bez uvedení použitých součástek a obvodů.

V další části je stručně rozebrán model systému a regulačního prvku z hlediska vyšetření stability. Poslední část obsahuje výběr ze SPICE^a simulací.

3.1 Zdroje proudu

Paleta různých zapojení zdrojů proudu může být poměrně obsáhlá. Kategorie proudových zrcadel a dalších zdrojů konstantního proudu z diskretních součástek je vynechána. Pro další úvahu bude zdroj proudu považován za řízený zdroj napětí se zpětnou vazbou od výstupního proudu.

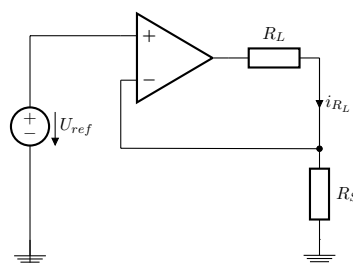
U řešení APEX-CS byla zmíněna jeho vysoká účinnost díky použití spínaných prvků. Výstupní část zdroje může být tvořena lineárními, anebo spínanými prvky. V audiotechnice ustálené terminologii se podobně rozdělují zesilovače třídy AB a D. V obou případech je jejich koncový stupeň tvořen *push-pull* zapojením s tranzistory lišícím se použitým pracovním režimem. Lineární varianta AB pracuje v aktivní oblasti a má tak nižší účinnost. Tranzistory spínané varianty D se používají v oblasti saturace a výstup je LC filtrem vyhlazená pulzně šířková modulace.

Pro použití s cívkovým systémem, kde je kladen důraz na ustálenou hodnotou, se hodí spíše lineární varianta, protože spínání vytváří šum i při konstantní výstupní hodnotě a musí být velice kvalitně filtrován.

3.2 Převodník napětí proud

Jako výkonový výstup a zároveň regulátor poslouží zapojení převodníku napětí na proud s výkonovým operačním zesilovačem. Oproti běžným u/i převodníkům pro velké výstupní proudy je díky použití výkonového OZ výstup rovnou bipolární a není potřeba řešit diskretní zapojení a nelinearitu jeho výstupu při průchodu nulou. Ideálně je výstupní proud dán vztahem

$$i_{R_L} = \frac{u_{ref}}{R_S}. \quad (3.1)$$

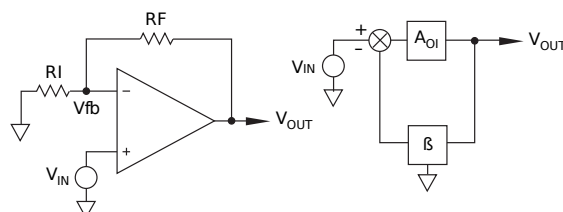


Obrázek 3.1: Převodník U/I

^aSimulation Program with Integrated Circuit Emphasis

3.2.1 Model operačního zesilovače

Zapojení s operačním zesilovačem lze vyjádřit blokově také jako systém se zápornou zpětnou vazbou podle následujícího obrázku.



Obrázek 3.2: Zpětnovazební zapojení operačního zesilovače [převzato [3]]

V přímé větvi se nachází blok *open-loop* zesílení A_{ol} operačního zesilovače. Blok β určuje vliv zpětné vazby na přenosové vlastnosti celého systému. Pro *closed-loop* přenos celého systému lze odvodit vztah

$$A_{cl}(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{A_{ol}}{1 + \beta A_{ol}} = \frac{1}{\frac{1}{A_{ol}} + \beta}, \quad (3.2)$$

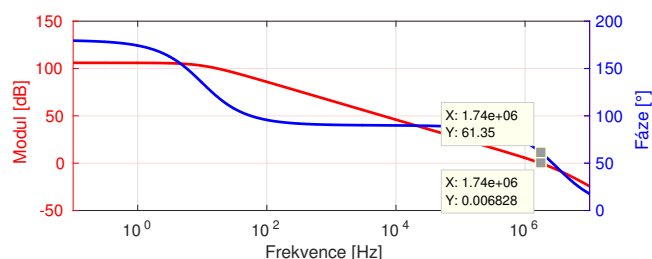
ze kterého plyne známý zjednodušující vztah pro přenos zapojení ideálního operačního zesilovače $A_{cl}(s) = \frac{1}{\beta}$ pro $A_{ol} \rightarrow \infty$.

Zesílení reálného operačního zesilovače je ale ve skutečnosti frekvenčně závislé. Pro základní popis *open-loop* zesílení se používá přenos s jedním nebo dvěma dominantními póly.

$$A_{ol}(s) = \frac{A_{ol}}{(s + p_1)(s + p_2)}. \quad (3.3)$$

Stabilitu a chování uzavřené smyčky lze určit z přenosu rozpojené otevřené smyčky $A_{ol}\beta$ (tzv. *loop-gain*). Změna fáze tohoto přenosu může vést k nestabilitě zpětnovazebního zapojení zesilovače. Většina dnešních OZ je ale vyráběna vnitřně kompenzována a jsou tzv. *unity-gain stable*, neboli jsou stabilní i v konfiguraci zapojení sledovače napětí ($\beta = 1$), protože je kompenzaci zajištěno to, že rozdíl fáze nepřekročí 180° pro zesílení $A_{ol} > 1$ a při jednotkovém zesílení zbývá dostatečná fázová bezpečnost.

Například fázová bezpečnost sledovače napětí tvořeného z vybraného výkonového operačního zesilovače (viz 4.2.3) je zhruba 61° při frekvenci 1,74 MHz.



Obrázek 3.3: Frekvenční charakteristika *open-loop* zesílení zesilovače OPA544

3.2.2 Model systému

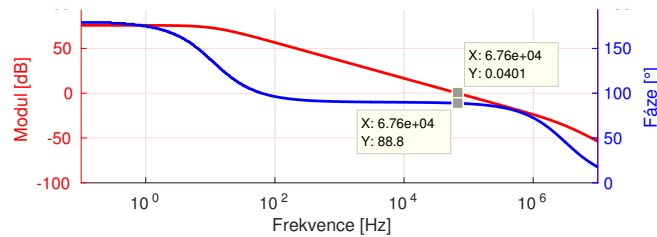
Pro účely návrhu zdroje proudu bude cívkový systém popisován pomocí zjednodušeného modelu. Model jedné osy systému tvoří obvod s indukčností $L = 100$ [mH] a sériovým odporem $R_L = 28$ [Ω]. Frekvenční charakteristika přenosu napětí na proud je popsána následovně

$$\frac{I_L(s)}{U_{in}(s)} = \frac{1}{R_L + sL} = \frac{\frac{1}{R_L}}{1 + s\frac{L}{R_L}} = \frac{\frac{1}{28}}{1 + s\frac{0,1}{28}}. \quad (3.4)$$

Jedná o systém prvního řádu. Při střídavém buzení napětím s konstantní amplitudou se hodnota proudu snižuje se zvyšující se frekvencí a fázový posun proudu se blíží -90° . Zlomová frekvence (-3 dB) je pouhých $f = \frac{1}{2\pi\frac{0,1}{28}} = 44,56$ Hz.

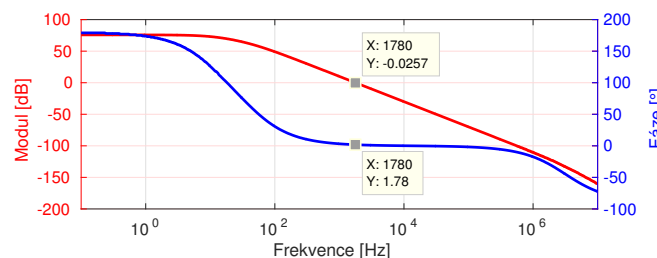
3.2.3 Stabilita uzavřené smyčky

Zapojení převodníku napětí na proud se z hlediska činitele zpětné vazby β jeví stejně jako neinvertující zesilovač. Při zanedbání indukčnosti zátěže a uvažování pouze jejího odporu se β rovná $\frac{R_s}{R_L + R_s} = \frac{1}{29}$, což koresponduje se vztahem pro zisk neinvertujícího zesilovače $A_{cl} = 1 + \frac{R_L}{R_s} = 1 + \frac{28}{1} = \frac{\beta}{1} = 29$. Modul frekvenčního přenosu otevřené smyčky se v tomto případě pouze sníží o $20 \log \frac{1}{29} \approx 29,25$ dB a fáze zůstane stejná. Tím se zvýší fázová bezpečnost a sníží šířka pásma. Obecně většinou platí, že regulátor s větší šířkou pásma je náchylnější k nestabilitám, kdežto regulátor s nižší šířkou pásma je stabilnější.



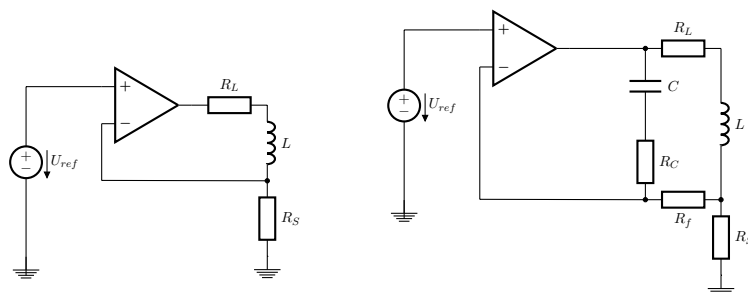
Obrázek 3.4: Frekvenční charakteristika otevřené smyčky při uvažování pouze rezistivní zátěže

Při uvažování celé náhrady cívkového systému se β rovná $\frac{R_s}{R_s + R_L + sL} = \frac{1}{0,1s + 29}$. Jak už bylo uvedeno v sekci modelu systému, tak fáze přenosu napětí na proud zátěže s indukčností poměrně rychle dosáhne -90° . Použitím cívky nezbude v přenosu otevřené smyčky téměř žádná fázová bezpečnost a uzavřená zpětná vazba převodníku bude nestabilní.



Obrázek 3.5: Frekvenční charakteristika otevřené smyčky celého náhradního zapojení cívky

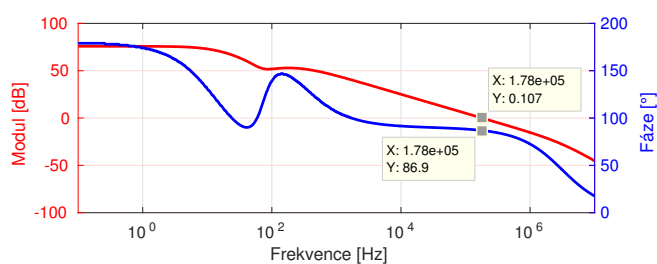
Konkrétní postup stabilizace změnou zpětovazebního zapojení převodníku u/i pro buzení indukční zátěže je převzat z [4], kde je převodník používán pro buzení magnetických vychylovacích cívek.



Obrázek 3.6: Přechod ke kompenzovanému zapojení

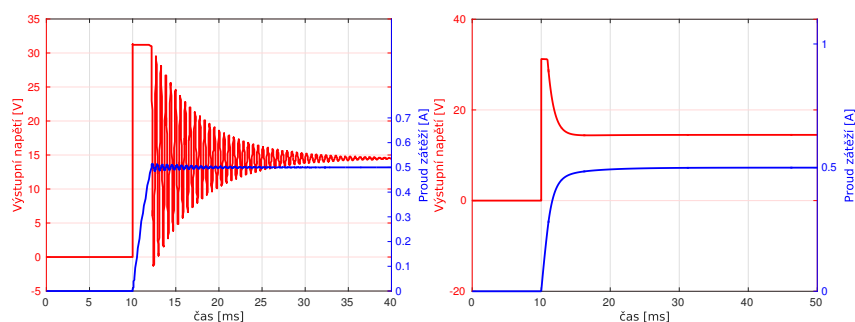
Do přenosu β vstupují prvky R_D , R_F a C_F , které upraví chování zpětné vazby na vyšších frekvencích. Poměr R_F a R_D určuje velikost útlumu napěťové zpětné vazby pro vysoké frekvence.

Zapojení kompenzace pro hodnoty 1 k Ω , 100 k Ω a 47 nF změní frekvenční charakteristiku otevřené smyčky následovně



Obrázek 3.7: Frekvenční charakteristika otevřené smyčky kompenzované zpětné vazby

a v důsledku obnovením fázové bezpečnosti zajistí lepší stabilitu, respektive potlačí zákmity při skokových změnách. Pro porovnání jsou dále uvedeny simulace odezvy na skok pro kompenzované a nekompensované zapojení zpětné vazby.

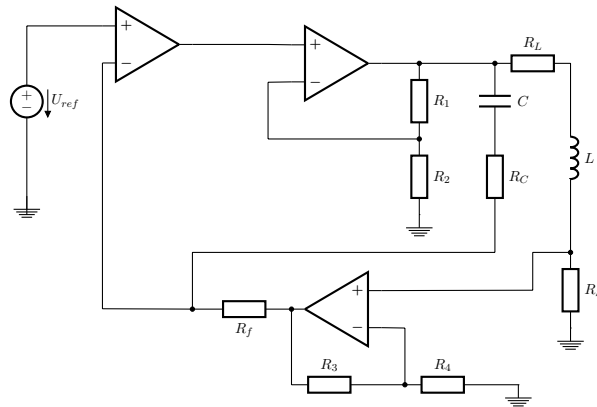


Obrázek 3.8: Srovnání odezvy na 0,5A skok (SPICE simulace)

3.3 SPICE simulace celkového modelu

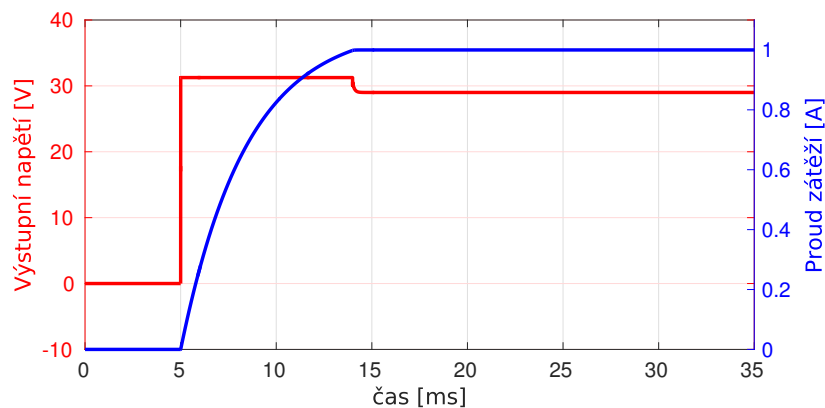
Z důvodu velkého vstupního offsetu výkonových zesilovačů je v reálném zapojení použito zapojení s více operačními zesilovači, podrobně viz 4.2.3. U zapojení s více operačními zesilovači je více prostoru pro chybu vzniklou jejich nedostatečnými modely. Reálné operační zesilovače mají omezené výstupní napětí, rychlost přeběhu a nenulový výstupní odpor, jenž může s parazitní kapacitou zátěže vytvářet nové póly a nuly a ovlivnit tak stabilitu.

Pro vyšetření stability uzavřené smyčky celkového zapojení proto byly použity simulace odezvy na skok v programu LTSpice a reálné testování.



Obrázek 3.9: Konečné celkové zapojení regulační smyčky

Výběr konkrétních hodnot kompenzačních součástek probíhal s ohledem na širší rozsah hodnot připojené zátěže, tak, aby i při případném použití jiného cívkového systému nedošlo hned k oscilacím. Samotná rychlost odezvy na změnu požadovaného proudu není pro plánované použití kritická.



Obrázek 3.10: Odezva na 1A skok celkového zapojení

Kapitola 4

Realizace

Realizovaná řídicí jednotka se snaží konceptuálně napodobit funkčnost *all-in-one* řešení Billingsley APEX-CS. Výsledná jednotka tak zvenku představuje samostatný kus zařízení, uvnitř se ale skládá z několika modulů, které byly navrhnuty, vyrobeny a sestaveny odděleně. Základní vlastnosti celé sestavy jsou následující:

- síťově napájený tříkanálový zdroj proudu
- rozsah výstupního proudu ± 1 A (max. napětí 30 V)
- 20 bitů rozlišení výstupu ($\text{LSB}^a \approx 2 \mu\text{A}$)
- nastavení a zobrazení hodnot na čelním panelu
- komunikační rozhraní USB a dva porty RS232

Pro popis funkce modulů jsou k dispozici zjednodušená bloková schémata, pouze u některých jejich dílčích částí jsou použita podrobná elektronická zapojení. Kompletní schémata zapojení včetně návrhu desek plošných spojů jsou součástí příloženého archivu. Obsahem archivu jsou projekty z návrhového prostředí KiCad^b a exportovaná data ve formátu PDF.

4.1 Blokové rozdělení řídicí jednotky

Každý logický modul představuje jedna, nebo více desek plošných spojů. Nejdůležitějším prvkem z hlediska výstupních parametrů je číslicově řízený modul zdroje proudu, který obsahuje většinu analogové části elektroniky. Celou výstupní část systému takto tvoří tři totožné, navzájem nezávislé moduly zdroje proudu.

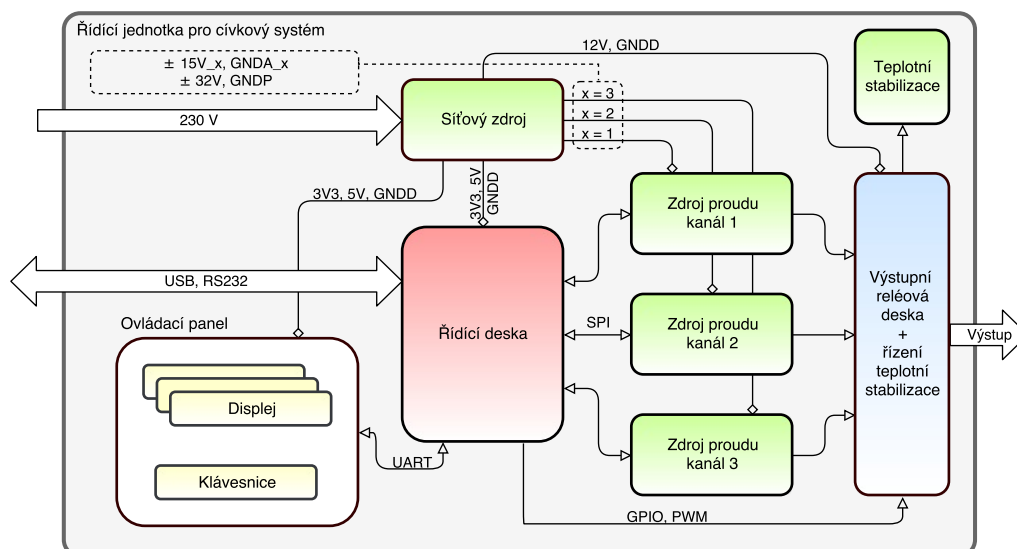
Modul síťového zdroje přetváří AC vstup na několik vzájemně galvanicky izolovaných DC úrovní pro napájení různých částí systému.

Hlavním řídicím prvkem je modul s mikrokontrolérem. Ten kromě řízení velikosti výstupního proudu řídí podpůrné části a zpracovává povely z počítače a modulu ovládacího panelu.

Poslední modul tvoří deska výstupních relé a teplotní stabilizace. Jeho účelem je částečné řešení problémů, které nebyly v prvotním návrhu podchyceny.

^aLeast Significant Bit

^bKiCad EDA Electronics Design Automation Suite <http://kicad-pcb.org/>



Obrázek 4.1: Celkové blokové schéma řídicí jednotky

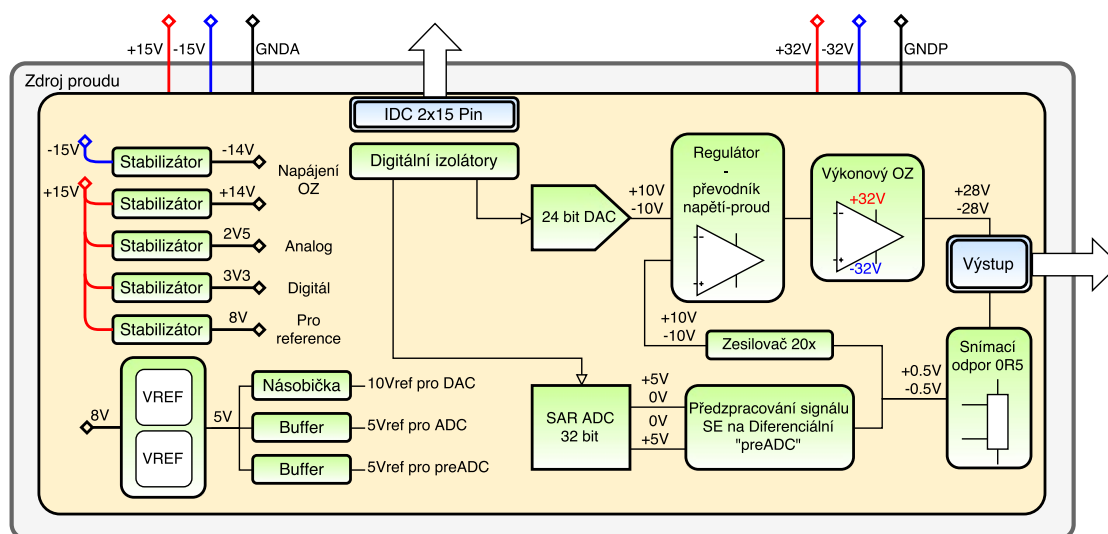
Z důvodu zamezení vzniku zemních smyček a možného přenosu rušení jsou od sebe některé části galvanicky oddělené vlastním napájením a izolací digitálních signálů. Detaily ohledně způsobu izolace, použitých obvodů a konkrétním důvodu použití se nachází v příslušných sekcích.

Celé zařízení je pak umístěno v přístrojové krabici a k jeho provozu stačí síťové napájení a připojení cívkový systém. Díky ovládacímu panelu může zařízení pracovat samostatně a připojení počítače tak není nutnou podmínkou k provozu.

4.2 Modul řízeného zdroje proudu

Představuje výstupní část jednoho kanálu přístroje. Číslicové řízení proudu je realizováno 20bitovým DA převodníkem, jehož výstup řídí žádanou hodnotu výstupního výkonového převodníku napětí na proud.

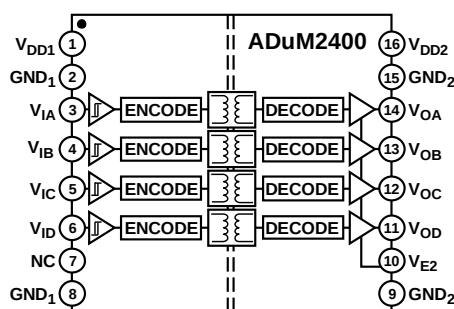
Výstupní přesnost a stabilita zdroje proudu realizovaného pomocí U/I převodníku se odvíjí od stability vstupní hodnoty napětí, vlastností použitého operačního zesilovače a snímacího rezistoru. Napětí na snímacím rezistoru je zároveň měřeno s větším rozlišením pomocí AD převodníku. To umožňuje jednak kompenzaci teplotního driftu regulátoru, tak i případné úplné odstavení hardwarové regulační smyčky (regulátor by byl implementován v procesoru a zpětnou vazbu by poskytoval právě AD převodník).



Obrázek 4.2: Blokové schéma modulu zdroje proudu

Výkonová část modulu zdroje proudu je napájena ze symetrického zdroje ± 32 V a analogová spolu s digitální z galvanicky odděleného (vůči ± 32 V) zdroje ± 15 V.

Propojení řídicích signálů AD a DA převodníků s řídicím modulem je galvanicky odděleno pomocí izolátorů ADuM240x.^{IV} Jedná se o čtyřkanalové oddělovače obecných digitálních signálů. Pro galvanické oddělení používají technologii *iCoupler*,⁵ která přenáší digitální informaci pomocí monolitických mikrotransformátorů se vzduchovým jádrem. Veškerá řídicí logika je uvnitř pouzdra izolátoru a oproti standartním optickým oddělovačům tak potřebují minimum vnějších součástek.



Obrázek 4.3: Oddělovač ADuM2400 [převzato^{IV}]

4.2.1 Stabilizace napětí a napěťové reference

Napájení ± 32 V je vedeno bez další stabilizace přes 1A trubičkové pojistky, blokovací kondenzátory a TVS^c ochrany proti přepětí rovnou na napájecí vstupy výkonového zesilovače.

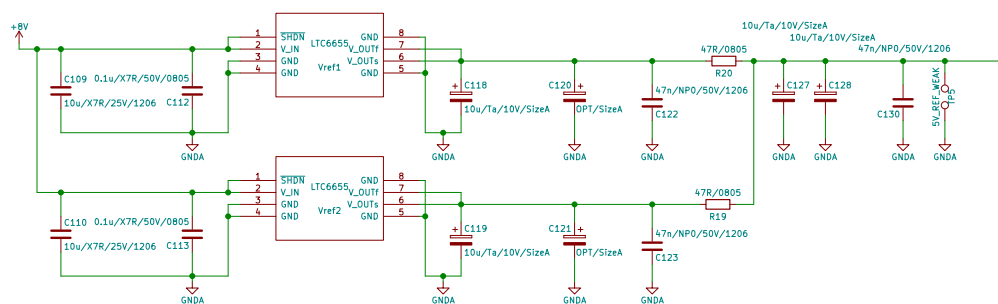
Napájení ± 15 V je na desce stabilizováno na různé úrovni pomocí nízkošumových LDO stabilizátorů TPS7A4901 (TPS7A3001). Výstupní napětí je nastavitelné odporovým děličem a jejich maximální výstupní proud je 150 (200) mA. Maximální velikost vstupního napětí je 36 V a mohly by tak být připojené na ± 32 V. To by ale výrazně zkomplikovalo rozvržení zemnění a zároveň zvýšilo ztrátové teplo, jež by ohřevem desky negativně ovlivnilo blízké obvody.

Napětí	Použití	Orientační spotřeba	Ztrátový výkon
± 14 [V]	OZ, DAC, R-děliče	$12 \cdot 3 + 4 + 2 = 40$ [mA]	40 [mW]
8 [V]	napěťové reference	$2 \cdot 5 = 10$ [mA]	70 [mW]
3,3 [V]	ADC, DAC, izolátory	$1 + 1 + 10 = 12$ [mA]	140 [mW]
2,5 [V]	ADC analogová část	10 [mA]	125 [mW]

Tabulka 4.1: Výstupní úrovně napěťových stabilizátorů a jejich zatížení

Převodníky potřebují zdroj velmi přesné a stabilní napěťové reference. Pro splnění deklarovaných parametrů jsou v zapojení použité výrobcem ADC doporučené 5V reference série LTC6655. Jedná se o nízkošumové *band-gap* napěťové reference s výstupní přesností $\pm 0,025$ % a malým teplotním driftem hodnoty ± 2 PPM/ $^{\circ}$ C.

V realizovaném zapojení jsou použité dvě paralelně spojené reference pro snížení výstupního šumu. Výstupní šum (v pásmu 0,1 Hz až 10 Hz) samotné reference je 1,25 nV_{PP} a při paralelním spojení se jeho hodnota dělí odmocninou dvojky [odvozeno a ověřeno v [6]].



Obrázek 4.4: Schéma zapojení napěťové reference

Výstupní kondenzátory přímo ovlivňují stabilitu a spektrum šumu referenčního napětí. Jejich ekvivalentní sériový odpor přidává do přenosové funkce výstupního *bufferu* reference nulu, která může způsobit nestabilitu. Na výstupu jsou tak osazené polymerové tantalové kondenzátory s velmi nízkým ESR. Použití keramických X7R kondenzátorů není výrobcem doporučeno, protože mohou zanašet chybu vzniklou otřesy a piezoelektrickým jevem.

^cTransient Voltage Suppression

Napětová reference není vedena přímo do cílových bodů, ale je oddělena zapojením s operačními zesilovači. Reference DA převodníku 10 V je získána násobením společné 5V reference pomocí neinvertujícího zesilovače. Pro AD převodník a blok předzpracování signálu je napětová reference oddělena pouze sledovací napětí pro každý blok zvlášť kvůli zpětnému přenosu rušení z ADC, viz 4.2.4. V celém zapojení jsou osazeny nízkošumové *rail-to-rail* operační zesilovače LT1677, které nabízí široký rozsah napájení od 3 V až po ± 18 V, vstupní napětový offset maximálně $60 \mu\text{V}$ a typickou hodnotu jeho teplotního driftu $0,4 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Upravené zapojení výstupu OZ se sériovým rezistorem a kondenzátorem paralelně připojeným k zpětnovazebnímu rezistoru zajišťuje stabilitu uzavřené smyčky při připojení kapacitní zátěže. Sériový odpor na výstupu se projeví pouze při přechodových dějích, a naopak nemá vliv na ustálenou hodnotu, protože je napětová zpětná vazba (*sense* vodič) přivedena až z bodu koncové zátěže. To zároveň eliminuje chybu vzniklou z úbytku napětí na cestě DPS.

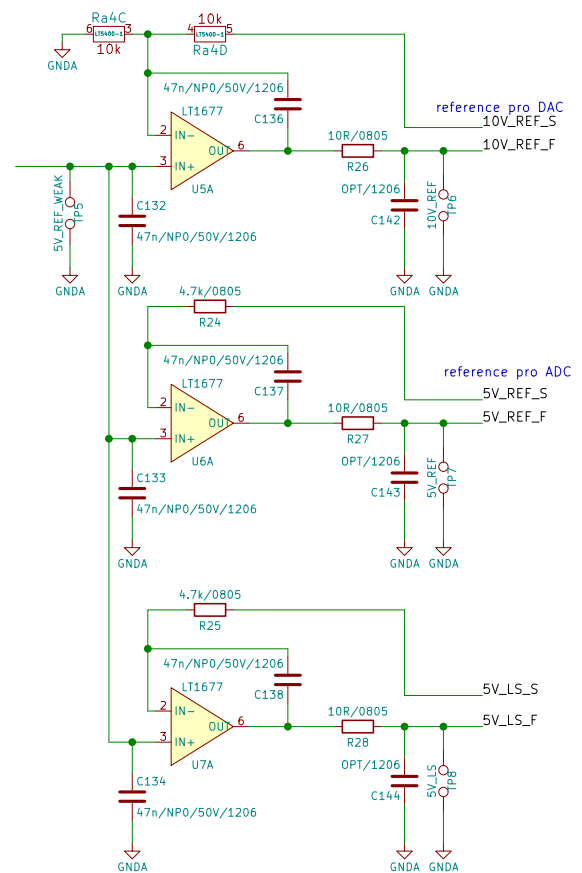
Zpětnovazební dělič pro neinvertující zesilovač je tvořen teplotně stabilní rezistorovou sítí LT5400. Síť obsahuje 4 rezistory v jednom pouzdře, jejich typické TCR^d (viz 4.2.5) je $8 \text{ PPM}/^\circ\text{C}$. Hlavní výhodou společného pouzdra je ale teplotní závislost jejich vzájemného poměru, která je jen $\pm 0,2 \text{ PPM}/^\circ\text{C}$. Stejně tak dobrá je i tolerance vzájemného poměru hodnot jejich odporů $\frac{\Delta R}{R} = \pm 0,025 \%$. Tolerance absolutní hodnoty rezistoru je ale pouhých $\pm 15 \%$, a tak je jejich použití pro tvorbu různých poměrů přesných děličů omezeno vždy na rezistory z jednoho pouzdra.

4.2.2 Vstup regulační smyčky - DA převodník

Hlavním prvkem řídicím výstupní proud je DA převodník AD5791^V od firmy *Analog Devices*. Jeho základní parametry a funkce jsou následující

- 20bitový bipolární napětový výstup s chybou linearity do 1 PPM
- symetrické napájení analogové části U_A od $\pm 12,5$ po $\pm 16,5$ V
- rozsah digitálního napájení od 2,7 V po 5,5 V
- třívodičové SPI rozhraní a řídicí signály RESET, SYNC, LDAC a CLR
- možnost vytvoření bipolárního výstupu z jedné unipolární reference

^dTemperature Coefficient of Resistance



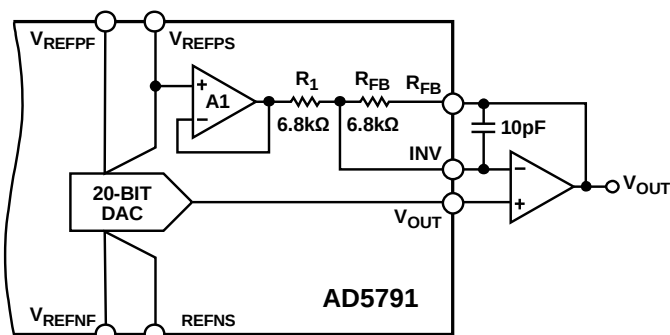
Obrázek 4.5: Schéma distribuce napětové reference

Od začátku bylo rozhodnuto použít DA převodník pouze s jedním referenčním vstupem 10 V. Podle výsledků měření práce [[6]] podává tato konfigurace lepší výstupní šumové parametry, než ta s bipolární referencí ± 10 V. Zároveň se ušetří jeden OZ a rezistorová síť na vytvoření záporného referenčního napětí.

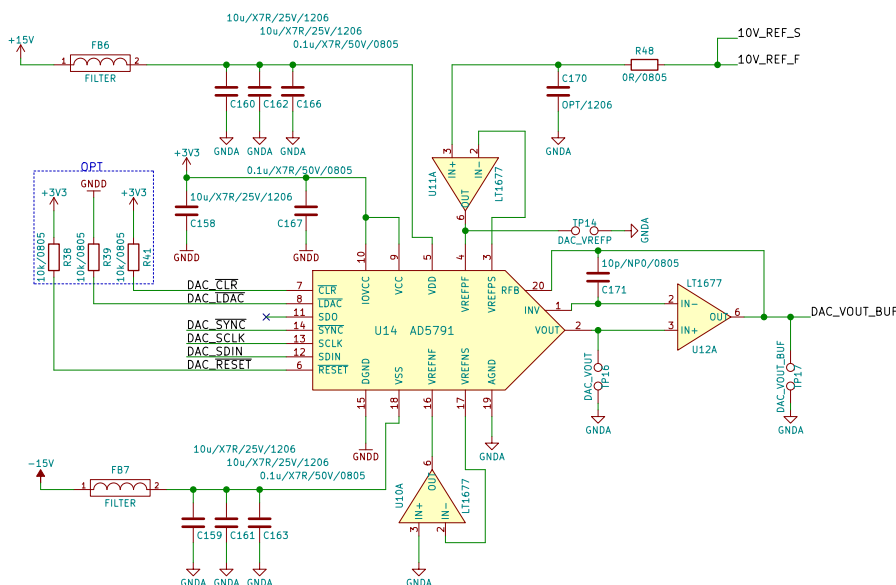
Unipolární výstup vnitřního převodníku je na bipolární převeden operačním zesilovačem připojeným k výstupu a napětovém děličem R_1, R_{FB} .

Převodník je plně konfigurovatelný přes rozhraní SPI. Posílané řídicí zprávy jsou 24bitové a na vstupu převodníku jsou nahrávány do vstupního posuvného registru. Čtyři nejvýznamnější bity určují typ zprávy (čtení nebo zápis) a adresu registru. Pro aplikaci je významný datový registr

výstupní hodnoty a registr nastavení. V registru nastavení je nutné nastavit správnou konfiguraci výstupního *bufferu*, typ vstupních dat (dvojkový doplněk nebo offsetový) a připojit výstup vnitřního převodníku na výstup (při zapnutí napájení je výstup odpojen a uzemněn). Během této inicializace docházelo na výstupu ke krátkému napětovému impulsu ačkoliv byla nejprve nastavena výstupní hodnota na nulu a výstup by měl být uzemněn. To pak způsobovalo problém popsany v kapitole 4.3.3. Po inicializaci pak stačí posílat data, která jsou kontinuálně převáděna na výstupní napětí (platí při LDAC vstupu v jedničce).



Obrázek 4.6: Výstupní konfigurace DA převodníku [převzato [V]]



Obrázek 4.7: Schéma zapojení DA převodníku

4.2.3 Regulační smyčka

Jedním z mála výkonových operačních zesilovačů splňujících požadavky na výstupní proud a napětí je zesilovač OPA544 od firmy *Texas Instruments*.

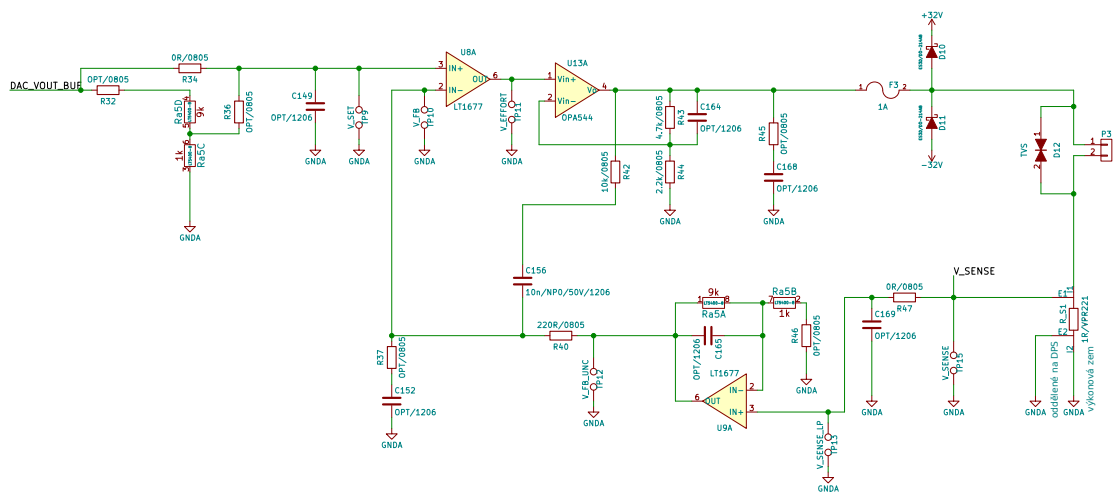
příp

Výstupní proud	až 4 A
Napájecí rozsah	± 35 V
Vstupní offset U_{os}	± 1 mV
Teplotní drift U_{os}	± 10 μ V/ $^{\circ}$ C

Tabulka 4.2: Vlastnosti zesilovače OPA544

Jiné použitelné operační zesilovače vyrábí firma *Apex Microtechnology*. Ty ale primárně nabízí pouze větší rozsah napájecích napětí a proudů za vyšší cenu bez výrazného zlepšení vstupního offsetu.

Samotný výkonový operační zesilovač tedy nelze použít, protože takto velký vstupní napěťový offset by degradoval výstupní parametry. Výkonový zesilovač U13 tak v zapojení funguje pouze jako neinvertující zesilovač se ziskem zhruba 4. Operační zesilovač regulátoru, na kterém se uzavírá zpětná vazba, je tvořen již použitým (menší součástková základna) signálovým zesilovačem LT1677, jehož offset je 60 μ V a drift 0,4 μ V/ $^{\circ}$ C. Vstup regulátoru je tvořen neinvertujícím vstupem zesilovače U8. Bufferovaný výstup DA převodníku (± 10 V) může být přiveden přímo do regulátoru, anebo může být pomocí propojek nejdříve desetkrát zmenšen na přesném napěťovém děliči (opět LT5400).



Obrázek 4.8: Schéma výstupního regulátoru

Zpětná vazba obsahuje ještě operační zesilovač U9 v neinvertujícím zapojení s přesným ziskem 10, který zesiluje úbytek napětí na snímacím 1 Ω rezistoru. Protože je výkonová zem galvanicky oddělena od analogové (ve schématu pouze poznámkou) a bodem jejich spojení jsou zemní piny snímacího rezistoru, tak se nezdálo být nutné použít diferenční nebo přístrojový zesilovač. V ustáleném stavu by mezi nimi měl téct pouze minimální proud daný vstupními proudy operačních zesilovačů U9 a U13. Čtyřsvorkové (*Kelvinovo*) zapojení snímacího rezistoru je částečně dodrženo.

Pro ideální statický přenos nastaveného napětí na výstupní proud platí vztah

$$i_{out} = \frac{u_{ref}}{\left(1 + \frac{R_{a5A}}{R_{a5B}}\right)R_s} = \frac{u_{ref}}{\left(1 + \frac{9 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3}\right)1} = \frac{u_{ref}}{10}. \quad (4.1)$$

Z výstupního rozsahu a rozlišení DA převodníku lze určit nejmenší možný nastavitelný proud na výstupu podle vztahu

$$i_{LSB} = \frac{\frac{u_{max} - u_{min}}{2^{20}}}{10} = \frac{2}{2^{20}} = 1,91 \mu\text{A}. \quad (4.2)$$

Největší cívková konstanta systému je $404,073 \mu\text{T/A}$, viz tabulka 2.2. Velikost magnetické indukce lze tak v dané ose nastavovat v ideálním případě s rozlišením až $0,77 \text{ nT}$.

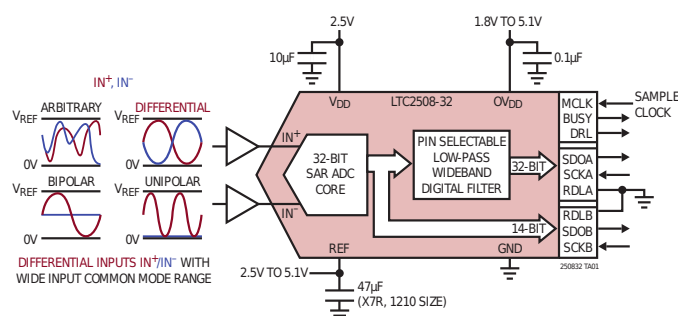
4.2.4 Kontrolní měření proudu - AD převodník

Pro kontrolu nastavení proudu a eliminaci chyb obvodů regulátoru by byl vhodný $\Sigma\Delta$ převodník s vysokým rozlišením, ale pro případnou implementaci softwarového regulátoru by, vzhledem k vyšší vzorkovací frekvenci a absenci skupinového zpoždění, byl vhodnější aproximační převodník.

Kompromisní řešení tvoří aproximační převodníky s digitálním filtrem od firmy *Linear Technology*. Digitální filtr uvnitř převodníku zmenšuje požadavky na rychlost komunikačního rozhraní a následné zpracování uvnitř mikrokontroléru. Hlavně ale zlepšuje (díky použití převzorkování⁷) měřicí parametry jako například dynamický rozsah, odstup signál/šum a efektivní počet bitů.

Původně byl vybrán 24bitový LTC2380-24^{VI} se vzorkovací frekvencí až 2 MS/s , libovolně nastavitelným průměrovacím filtrem v rozsahu 1 až 65536 a dvojicí diferenciálních vstupů. V průběhu návrhu byl ale zaměněn za pomalejší, ale levnější LTC2508-32.^{VII}

Ten obsahuje 32bitový SAR převodník pracující na principu vyrovnání náboje (binárně vážené zlomky referenčního napětí jsou tvořeny zapojením se spínanými kondenzátory místo rezistorů nebo R2R sítě). Zapojení s kondenzátory slouží zároveň jako *sample & hold* obvod. Při iteraci převodního algoritmu dochází k přepínání kondenzátorů mezi referenčním napětím a zemí. Vznikající proudové špičky ovlivňují signál reference a proto má převodník vlastní buffer, viz podsekcce 4.2.1.



Obrázek 4.9: Blokové schéma AD převodníku LTC2508-32 [převzato^{VII}]

Datový výstup převodníku je dostupný na dvou nezávislých SPI rozhraních. Na jednom výstupu je po každém iniciovaném odměru k dispozici nefiltrované 22bitové slovo (14 bitů rozdílové napětí a 8 bitů *common-mode* napětí) bez zpoždění. Tato data jsou tak dostupná s maximální vzorkovací frekvencí 1 MS/s. Na druhém je 32bitové výstupní slovo digitálního filtru, jehož dělicí poměr lze nastavit pouze ve čtyřech fixních krocích.

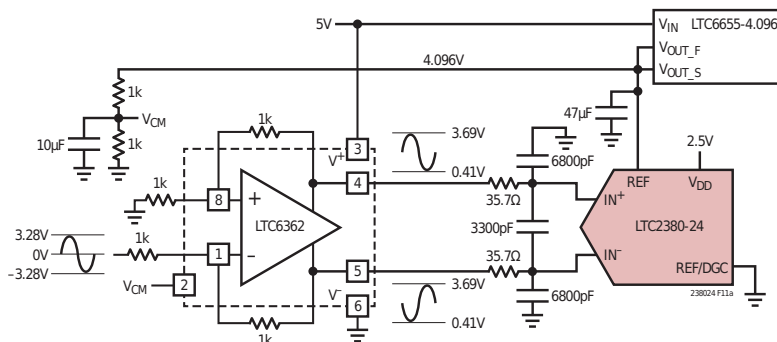
Faktor filtrace	-3dB šířka pásma	Dynamický rozsah	f_{sps} při $f_{mclk} = 1$ MHz
256	480 Hz	131 dB	3906 S/s
1024	120 Hz	136 dB	977 S/s
4096	30 Hz	141 dB	244 S/s
16384	7,5 Hz	145 dB	61 S/s

Tabulka 4.3: Vliv nastavení digitálního filtru na některé parametry ADC

Analogová část převodníku je napájena z 2,5 V a vstup reference U_{ref} může být v rozsahu 2,5 až 5 V. Na vstupy $IN+$ a $IN-$ lze přivést napětí v rozsahu od nuly až po U_{ref} . Pro $U_{ref} = 5$ V je vstupní *full-scale* rozsah 10 V a $LSB \approx 2,3$ nV. Představa měření napětí v řádu nV je samozřejmě naivní, ale je pravdou, že takto nízká hodnota LSB přispívá ke snížení kvantizačního šumu a tím spolu s převzorkováním k celkovému zvýšení SNR převodníku. Podle údajů v datasheetu převodníku dosahuje SNR při měření 200Hz signálu s nastavením faktoru filtru 256 a maximální vzorkovací frekvenci hodnoty až 128 dB. Efektivní počet bitů takového měření je určen vztahem $ENOB = \frac{128 - 1,76}{6,02} \approx 21$. Obecně pak platí, že efektivní rozlišení měření klesá s rostoucí frekvencí a naopak.

Protože je měřené napětí tzv. *single-ended* a navíc nabývá i záporných hodnot, bylo nutné zapojení doplnit o obvod předzpracování signálu, který měřené napětí posune do kladných hodnot, přenásobí a převede na diferenciální vstup převodníku.

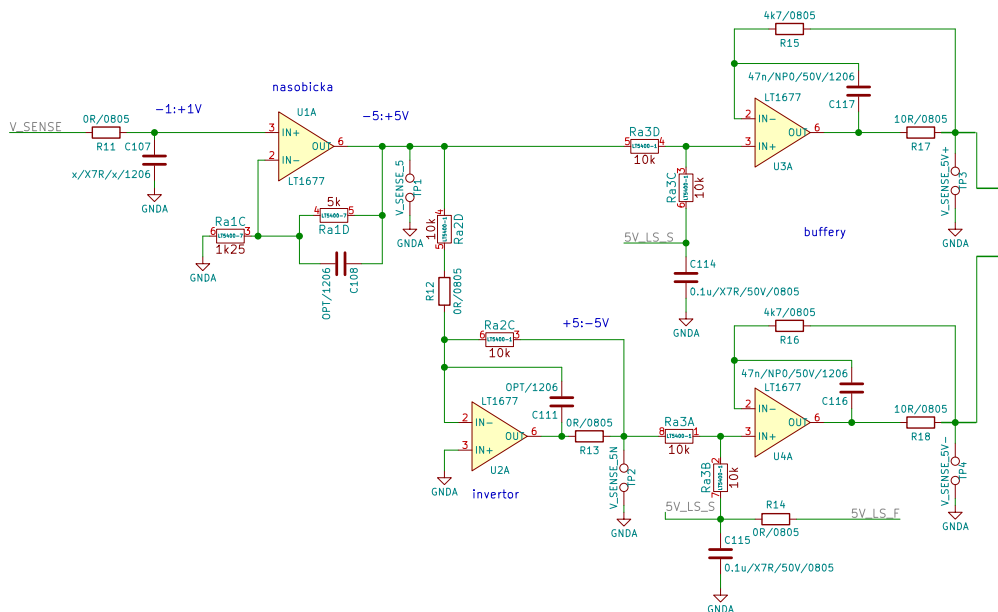
Všechny funkce najednou se dají realizovat operačním zesilovačem s diferenciálním výstupem. Takové řešení nabízí například specializovaný obvod LTC6362 přímo určený pro použití jako ADC *driver*.



Obrázek 4.10: ADC driver LTC6362 [převzato [VI]]

Jeho parametry ho ale předurčují spíše pro AC aplikace a naopak vylučují jeho použití pro přesné měření DC napětí, při kterém by vadil minimálně jeho velký vstupní offset. Aby obvod předzpracování zachoval parametry ADC s co nejlepší přesností pro DC měření, doporučuje výrobce pro koncový stupeň použít sledovače napětí s *open-loop* ziskem alespoň 126 dB.

Realizovaný obvod pro předzpracování se skládá ze čtyř operačních zesilovačů. První OZ U1 v konfiguraci neinvertujícího zesilovače impedančně odděluje měřený rezistor, násobí úbytek napětí pětkrát a tvoří první signál diferenciálního páru. Invertující zesilovač s OZ U3 a ziskem -1 z něho udělá druhý signál do páru. Dále jsou oba signály v rozsahu ± 5 V posunuty do kladné úrovně na napěťových děličích s 5V referencí. Ve středech děličů je signál 0 až 5 V se střední hodnotou 2,5 V. Zbylé OZ U2 a U4 tvoří zmíněné sledovače napětí.



Obrázek 4.11: Schéma bloku předzpracování signálu pro ADC

Původně vybraný AD převodník vyžaduje vstup striktně diferenciální, zatímco ten použitý jich umožňuje připojit širokou paletu (viz levá část obrázku 4.9) včetně *single-ended*. Přesto byl na desce ponechán již navržený obvod předzpracování, protože by se při *single-ended* vstupu snížil vstupní rozsah na polovinu a také se omezilo potlačení souhlasného napětí (CMRR). Zároveň ale zůstala možnost osadit pouze zesilovače U1 a U3 a vstup převodníku IN- připojit k zemi nulovým odporem.

4.2.5 Snímací rezistor, aneb problémy s termoelektrikou

Protože je snímací rezistor jediným prvkem vstupujícím do zpětné vazby, výstupní proud přímo závisí na jeho přesnosti a teplotní stabilitě. Případná absolutní odchylka od nominální hodnoty způsobí pouze *chybu zesílení*, kterou je možné kompenzovat kalibrací. Důležitějším parametrem tak je drift hodnoty s teplotou definovaný vztahem

$$\text{TCR} = \frac{\Delta R}{R_0 \Delta T} \text{ [PPM/}^\circ\text{C]} \quad \text{[převzato [8]]} \quad (4.3)$$

Prvním problémem byl výběr správné hodnoty odporu. Příliš velká hodnota omezuje maximální výstupní proud a zvětšuje ztrátový výkon na rezistoru. To vyžaduje větší pouzdro a lepší chlazení, jinak dojde vlivem ohřevu k driftu jeho hodnoty.

Naopak příliš malá hodnota odporu zvyšuje nároky na parametry OZ v regulační smyčce.

Například chyba způsobená teplotním driftem vstupního offsetu použitého zesilovače v závislosti na hodnotě odporu lze vyjádřit vztahem

$$e(^{\circ}C) = \frac{\frac{\Delta U_{os}}{\Delta T}}{R I_{LSB}} = \frac{0,2 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 10^{-6} R} = \frac{1}{R} \text{ [LSB}/^{\circ}C] \quad (4.4)$$

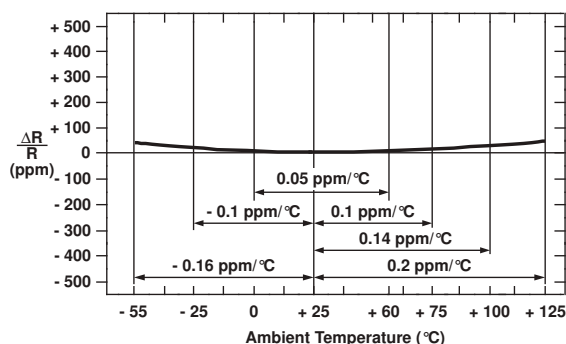
První pokusné zapojení obsahovalo 1Ω rezistor série VPR221 od firmy *Vishay*. To je přesný výkonový rezistor v čtyřpinovém pouzdře TO220. Velmi nízké teplotní závislosti je dosaženo technologií výroby. Rezistivní materiál je tvořen tenkou meandrovitou vrstvou na podkladovém substrátu s odlišnou tepelnou mechanickou roztažností. Změna rezistivity je kompenzována změnou rozměrů (podobný princip využívají tenzometry) a hodnota odporu zůstává stejná.

tolerance hodnoty	$\pm 0,05 \%$
typ. TCR	$\pm 2 \text{ PPM}/^{\circ}C$
max. TCR	$\pm 5 \text{ PPM}/^{\circ}C$

Tabulka 4.4: Vlastnosti snímacího rezistoru série VPR221

Trochu nešťastným se ukázal být původní záměr umístit snímací rezistor a výkonový operační zesilovač na společný chladič. Teplo z operačního zesilovače značně ovlivňovalo snímací rezistor a tedy i výstupní proud. Pro další testování byl snímací rezistor umístěn na vlastní chladič, jenže výstupní proud dále driftoval vlivem vlastního ohřevu. Bez chladiče se rezistor přehřívá a velikost driftu proudu je velká, ale alespoň dostatečně rychlá. S velkým chladičem sice drift nedosahuje takových hodnot, ale prodlužuje se doba ustálení. Navíc podle měření dosahoval teplotní drift výstupního proudu minimálně čtyřnásobku maximální předepsané hodnoty driftu rezistoru.

Proto byl pro další testování zaměněn za $0,5\Omega$ rezistor ze série VPR221Z, který má lepší TCR, viz následující graf.

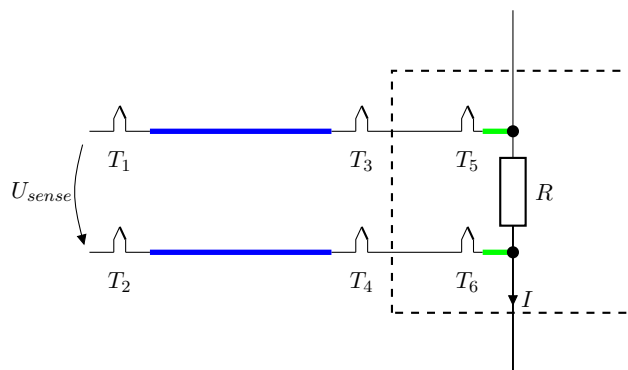


Obrázek 4.12: Křivka typické hodnoty TCR rezistoru VPR221Z [převzato [VIII]]

Zároveň byl zaměněn operační zesilovač U9 ve zpětné vazbě regulační smyčky. Místo LT1677 byl osazen nulovaný zesilovač ADA4522-1 s driftem vstupního offsetu pouhých $22 \text{ nV}/^{\circ}C$ (to eliminuje chybu popsanou vzorcem 4.4). Zmenšení hodnoty odporu na polovinu znamená poloviční ztrátový výkon a menší ohřev. Zisk zapojení neinvertujícího zesilovače byl upraven na 20 a to stále pomocí teplotně stabilních rezistorů (druhou půlkou rezistorové sítě *Ra5*).

Přes všechny provedené kroky se drift výstupního proudu o mnoho nezlepšil. Drift způsobený vlastním ohřevem by byl ještě snesitelný, ale teplota chladiče a rezistoru je ovlivňována také teplotou okolí.

Podle provedených pokusů jsou pravděpodobným důvodem driftu chybová napětí vzniklá kvůli *Seebeckovu* termoelektrickému jevu. Rezistor je ke vstupu zesilovače připojen přes několik parazitních termočlánků, shrnutých ve zjednodušeném schématu.



Obrázek 4.13: Náhradní schéma rezistoru s termočlánky

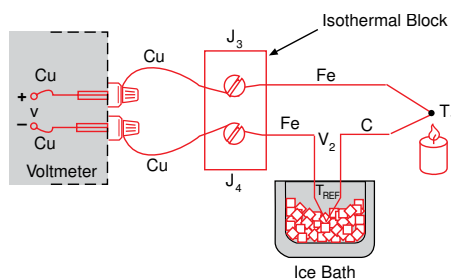
Termočlánky s vyznačenou teplotou T_5 a T_6 se nacházejí uvnitř čipu rezistoru a jsou tvořeny z kovu výstupních pinů a kovu *bondovacího* drátku (pro další odvození zanedbáno). Zbylé termočlánky T_1 , T_2 , T_3 a T_4 se nacházejí vně rezistoru (ve skutečnosti jich je více) a jsou tvořeny kovy pájecích pinů a propojovacím vodičem (cesta na DPS, při testování i volné vodiče).

Do zesilovače tak vstupuje napětí vyjádřené vztahem

$$U_{sense} = IR + (T_1 - T_2)\alpha_1 + (T_3 - T_4)\alpha_2 \quad (4.5)$$

ze kterého plyne, že případné další zmenšování hodnoty odporu bude dále zvětšovat vliv této chyby. Velikost *Seebeckova* koeficientu α se pohybuje v řádu jednotek až desítek $\mu\text{V}/\text{K}$ v závislosti na uvažovaných kovech.

Jedinou možností jak chybu eliminovat je udržování teploty spojů dvojic vodičů na stejné vzájemné teplotě podobně jako při měření teploty s termočlánky.

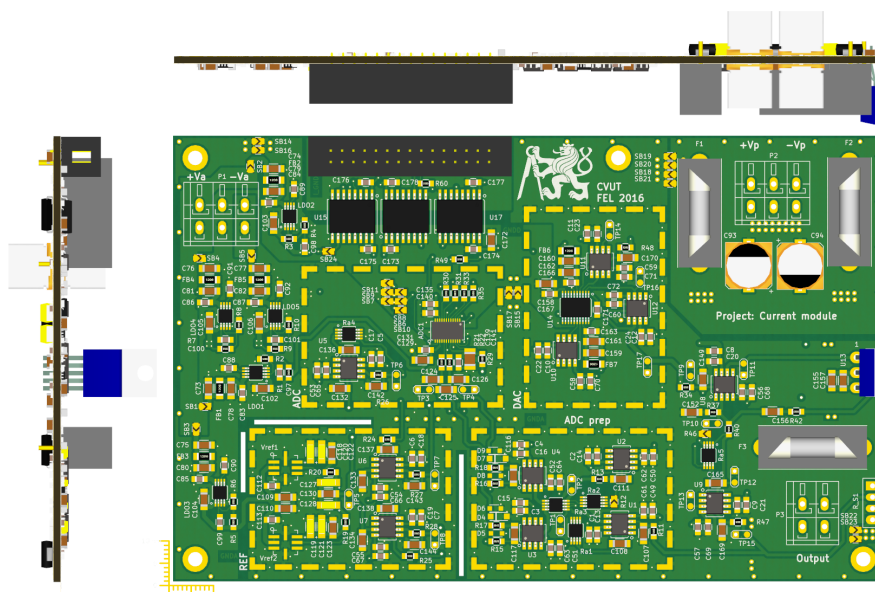


Obrázek 4.14: Kompenzace termočlánků na přívodech [[9]]

Zároveň se může projevit také *Peltierův* jev. Zmíněné termočlánky se totiž zároveň reverzně chovají jako parazitní *Peltierovy* články. Průchodem stejnosměrného proudu na nich dochází k vytváření teplotního gradientu, kvůli kterému následně vznikne termoelektrické napětí. U použité technologie rezistorů firmy Vishay by měl být tento efekt zanedbatelný, viz video [IX], ve kterém je názorně demonstrován. Provedením vlastního obdobného experimentu se zanedbatelnost efektu potvrdila (v rámci rezistoru).

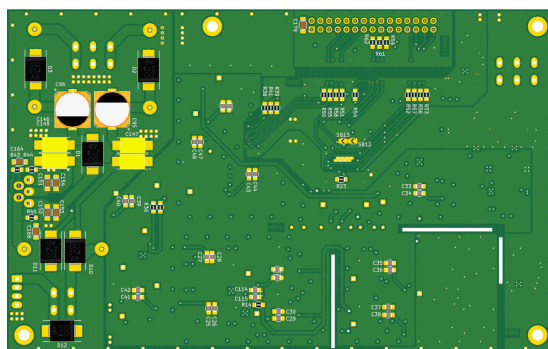
4.2.6 Návrh desky plošných spojů

Přestože je deska modulu zdroje proudu čtyřvrstvá (poskytuje dostatek místa pro rozlité plochy mědi) a vstupní napájecí zdroje jsou galvanicky oddělené, tak není vůbec zřejmé jak nejlépe rozvrhnout zemnění, respektive body jejich propojení. Návrh desky proto obsahuje propojovací můstky na několika různých místech pro modifikaci a testování jiných rozvržení. Ve výchozím stavu je výkonová zem spolu s analogovou zemí spojena přes zemnicí piny snímacího rezistoru.



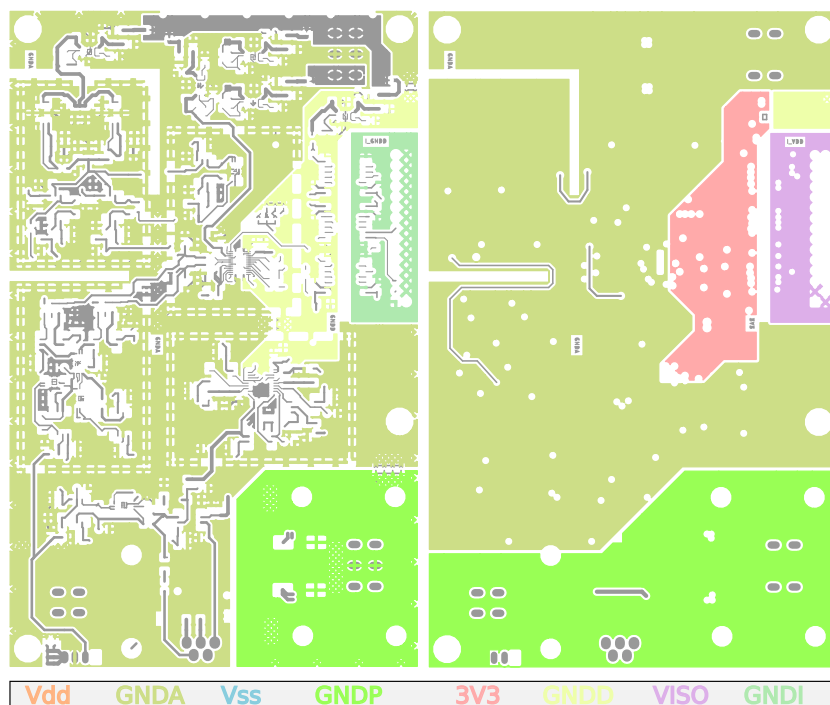
Obrázek 4.15: Vizualizace DPS modulu zdroje proudu 160x100 mm

Na levé straně se nachází obvody stabilizátorů. Jednotlivé bloky analogové části modulu jsou uzavřeny ve stínících krabičkách (elektromagnetické i teplotní stínění). Obvody regulátoru a výkonový OZ jsou na pravé straně kde se deska přikládá k chladiči. Tato část je také jedinou, která má větší počet součástek osazený i zespodu. Na spodní straně jsou osazeny blokovací kondenzátory výkonového OZ a diodové ochrany jeho výstupu.

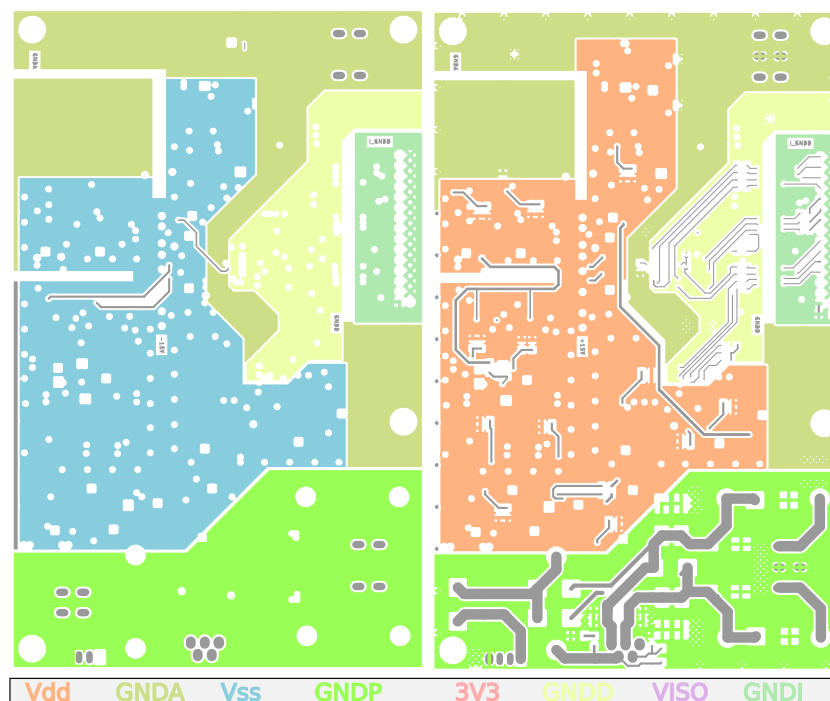


Obrázek 4.16: Zadní strana DPS modulu zdroje proudu

Následující obrázky ilustrují rozvržení napěťových úrovní rozlitých ploch mědi v jednotlivých vrstvách.



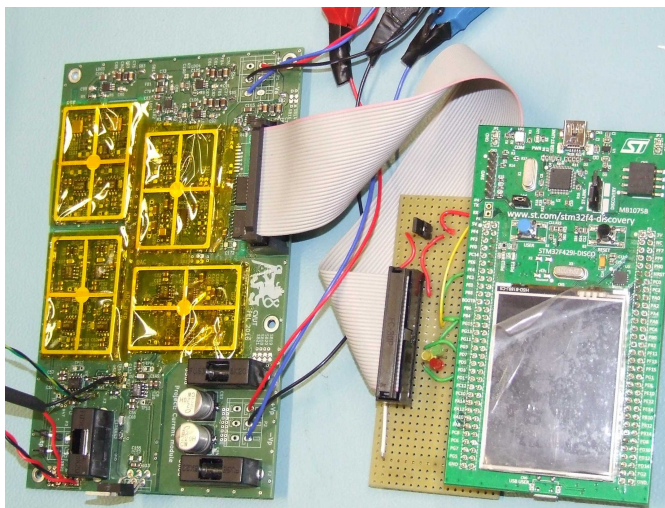
Obrázek 4.17: Vrstvy DPS TOP a IN1



Obrázek 4.18: Vrstvy DPS IN2 a BOT

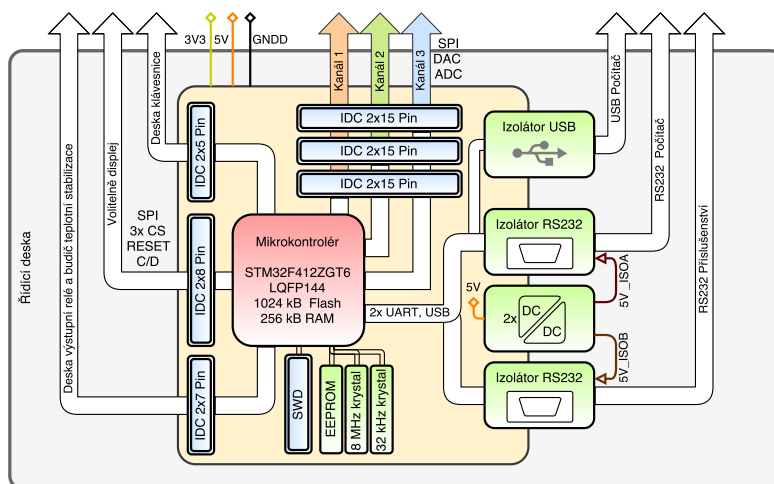
4.3 Řídicí modul

Už v rámci testování řízení modulu zdroje proudu byl jako prototyp řídicího modulu používán vývojový kit s mikrokontrolérem od firmy *STMicroelectronics*. Jejich vývojové prostředky jsou Katedrou měření hojně používány jak v rámci výuky, tak i v praktických aplikacích.



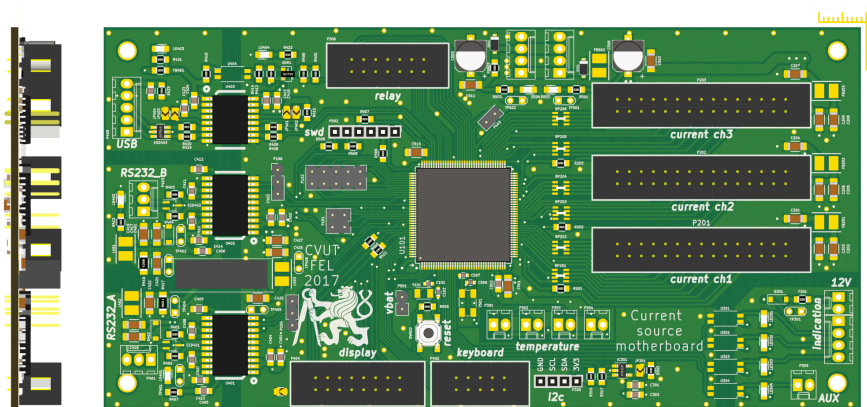
Obrázek 4.19: Testování prototypu řídicího modulu při řízení zdroje proudu

Ne všechny piny mikrokontroléru univerzálních vývojových desek jsou ale snadno použitelné (mohou být obsazeny obvody příslušenství kitu) a nějaká forma distribuční desky, která by rozvedla piny potřebných periférií na konektory, byla stejně nutná. Z těchto důvodů bylo rozhodnuto realizovat celý řídicí modul na vlastní desce se samotným mikrokontrolérem a obvody pro připojení příslušenství.



Obrázek 4.20: Blokové schéma řídicího modulu

Pro každý modul zdroje proudu je na konektor vyvedena jiná SPI periferie a jiná sada řídicích signálů. To zachovává nezávislost jednotlivých kanálů na úrovni hardware a také značně zjednodušuje implementaci v kódu, kde není potřeba řešit vznik kolizí. Řídicí modul je uvnitř zařízení propojen už jen s ovládacím panelem a reléovou deskou, viz sekce 4.3.3. Některé zbylé piny a periferie jsou použity například jako analogový vstup pro měření teploty pomocí NTC termistoru a pro připojení I2C EEPROM paměti. Zapojení mikrokontroléru obsahuje pouze nejnútnější minimum součástek (krystal, blokovácí kondenzátory atd.), a proto podstatnou část desky řídicího modulu tvoří konektory a galvanické oddělovače vnějších rozhraní. Pro vzdálené ovládání zařízení z počítače slouží sériová linka RS232 a USB (emulující sériovou linku). Druhá fyzická sériová linka slouží pro připojení externího magnetometru. Mimo přerušení zemních smyček je v prvním případě galvanické oddělení spíše podpora pro ESD ochranu připojeného počítače a zařízení, ve druhém jde hlavně o minimalizaci přenosu rušení do připojeného magnetometru.



Obrázek 4.21: Pohled na DPS řídicího modulu

Z hlediska EMC by bylo vhodné použít čtyřvrstvou desku, ale pro danou aplikaci, kdy se navíc stále jedná pouze o prototyp, je dvouvrstvá deska s rozměrem 160 x 100 mm dostačující.

4.3.1 Mikrokontrolér a firmware

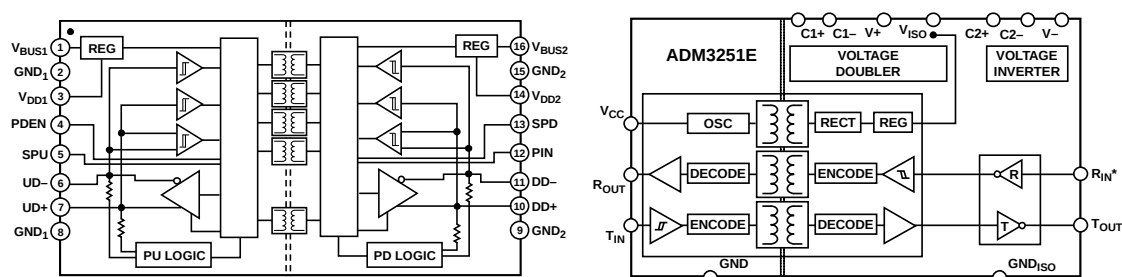
Hlavní prvek řídicího modulu je mikrokontrolér STM32F412ZGT6. Parametry rozhodující pro jeho výběr byly zejména počet komunikačních rozhraní (5x SPI, 4x USART, USB), programová paměť (1024 kB Flash, 256 kB SRAM) a dostatečný počet volných pinů (až 109 GPIO).

Zvolený MCU se může zdát pro danou aplikaci naddimenzovaný, ale rozdíl v ceně je zanedbatelný a nelimituje možnosti budoucího rozšíření. V současnosti je v mikrokontroléru nahrán firmware (napsaný v jazyce C) zajišťující pouze základní funkčnost. Dostatek výkonu a paměti neomezuje přechod na paměťově náročnější jazyk C++ nebo *real-time* operační systém FreeRTOS.

V plochem kabelu připojujícím mikrokontrolér ovládacího panelu (4.4) jsou kromě linky UART vedeny také vstupy NRST a BOOT připojené na GPIO výstupy opačné strany. Oba mikrokontroléry se díky tomu mohou navzájem resetovat do vestavěného *bootloader* režimu a nechat si nahrát program například po sériové lince nebo pomocí USB.

4.3.2 Rozhraní pro připojení příslušenství

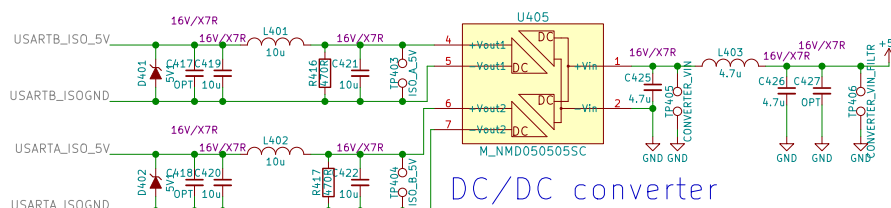
Pro galvanické oddělení USB komunikace zařízení s počítačem je použit obvod ADuM3160.^X Jedná se o jednočipový izolátor s izolačním rozsahem 2,5 kV podporující standardní USB přenosové rychlosti (*Low* a *Full-Speed*). Obsahuje integrované regulátory napětí a podporuje napájení 3,3 V a 5 V se spotřebou do 10 mA při plném zatížení. Pro izolaci digitálních signálů používá *iCoupler* převodníky popsané v sekci 4.2. Komunikace po sběrnici USB je z principu obousměrná a izolátor tak musí vnitřní logikou určovat směr pro každý paket zvlášť. Vnitřní zapojení (*pull-up* a *pull-down* rezistory) omezuje použití izolátoru pouze na jeden směr od podřazeného zařízení k nadřazenému. Zapojení pro použití mikrokontroléru jako USB *device* počítače tak vylučuje možnost použití mikrokontroléru jako USB *host* (například pro připojení externí paměti).



Obrázek 4.22: Blokové schéma oddělovačů USB a RS232 [převzato [X] a [XI]]

Obě sériové linky RS232 jsou zvlášť odděleny izolátory ADM3251E.^{XI} Ty obsahují kromě izolačních převodníků také integrovaný izolovaný DC/DC měnič (napájí izolovanou stranu) a nábojovou pumpu pro převod CMOS úrovní na úroveň RS232. Při napájení vnitřní strany z 5 V je měnič *isoPower* zapnutý a vzduchový transformátor na čipu je buzen z oscilátoru bez zpětné vazby fixní frekvencí 300 MHz. Přebytečná energie se na výstupu mění v teplo a celková účinnost přeměny je velmi nízká. Obvod měniče spotřebovává přes 100 mA i v době, kdy neprobíhá žádný přenos dat.

Protože by na dvouvrstvé desce nebylo možné odvést dostatečné množství tepla z pouzdra izolátoru (SOIC-20 bez *thermal padu*), byl do zapojení přidán externí dvojitý 5V DC/DC měnič NMD050505SC, který napájí izolované strany. Vnitřní strany izolátorů jsou napájeny z 3,3 V (vnitřní měniče jsou vypnuté).



Obrázek 4.23: DC/DC izolační měnič pro RS232

Účinnost externího měniče je mnohem vyšší, teplo se vyzařuje z většího pouzdra a frekvence spínání vnitřního transformátoru je 100 kHz, tzn. menší nároky na výstupní filtr. Spotřeba DC/DC měniče v klidovém stavu je přibližně 50 mA pro oba kanály dohromady.

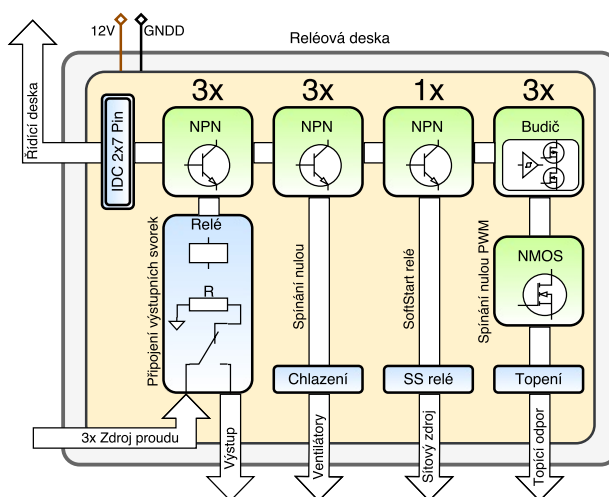
4.3.3 Reléová deska

Použité zapojení zdroje proudu se při odpojené zátěži může dostat do nedefinovaného stavu a výstup má pak tendenci kmitat.

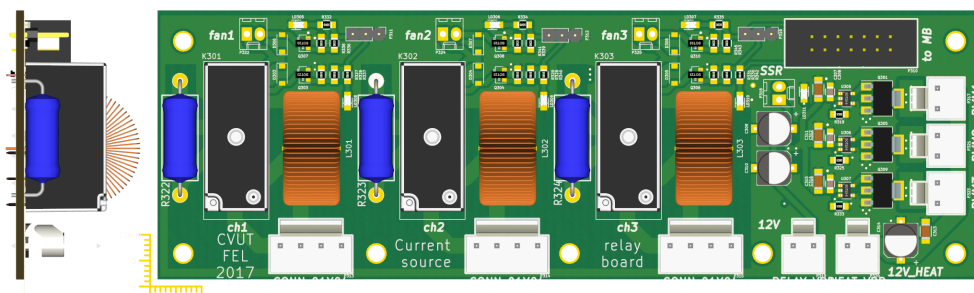
Podobně i s připojenou zátěží může při zapnutí systému dojít k nedefinovaným stavům vlivem rozdílného pořadí náběhu zdrojů napětí (*power sequencing*) a neinicializovaného DA převodníku. Induktivní charakter zátěže pak vytvářel napěťové špičky a docházelo ke zbytečnému zatěžování ochranných obvodů.

Z toho důvodu byl do zapojení přidán modul, který umožňuje individuálně přepínat výstup zdroje proudu mezi výstupním konektorem a umělou zátěží tvořenou pouhým rezistorem. To zároveň přináší možnost nastavení opravdu nulového proudu na jednom nebo více výstupních kanálech. Připojení kabelu cívkového systému zkratuje dva určené piny výstupního konektoru, které přes *optron* signalizují kontroléru připojenou zátěž.

Druhou funkcí modulu je spínání pod-systému teplotní stabilizace snímacích rezistorů. Pro ventilátory chlazení jsou použity obyčejné spínače s NPN tranzistory pro spínání 12V zátěže do 200 mA. Spínání topné části obstarávají NMOS tranzistory FDT459N s budiči MCP1415T pro jejich rychlé sepnutí a minimalizaci teplotních ztrát, které by na nich vznikaly při PWM regulaci. Topné elementy jsou tvořeny výkonovými rezistory, které spolu s chladicí částí stabilizují teplotu přesných snímacích rezistorů na konstantní hodnotu. Tím se potlačí drift jejich hodnoty a chyba z termoelektrických napětí, podrobně viz 4.2.5. Místo topného rezistoru je možné osadit také *Peltierův* článek a teplo ze snímacího rezistoru naopak odvádět.



Obrázek 4.24: Blokové schéma reléové desky



Obrázek 4.25: Pohled na reléovou desku shora

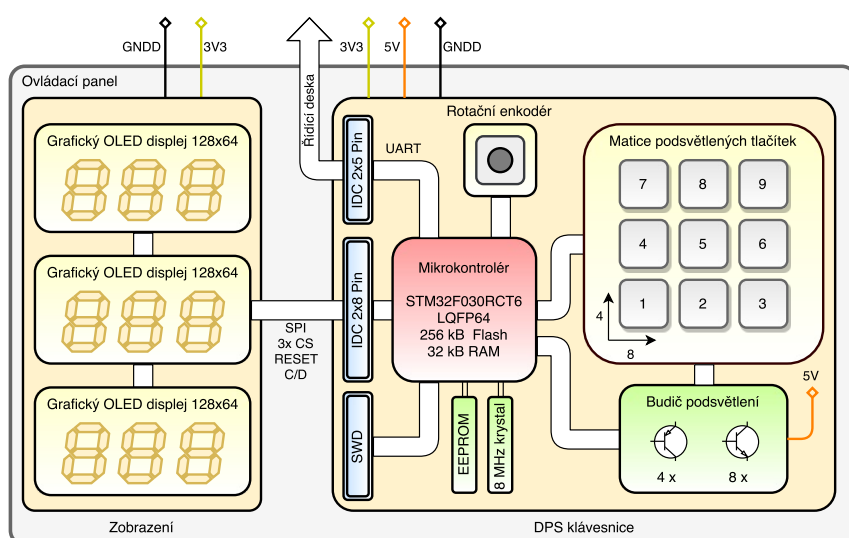
Plošný spoj modulu tvoří dvouvrstvá deska s vnějším rozměrem 160 x 50 mm. Signály pro spínání jsou přivedeny plochým kabelem z mikrokontroléru řídicího modulu, tentokrát bez galvanického oddělení.

4.4 Ovládací panel přístroje

Panel pro interakci s uživatelem obsahuje tři displeje, pro každý výstupní kanál jeden a klávesnici vyrobenou na míru. Klávesnice obsahuje 32 podsvícených tlačítek a rotační enkodér.

S ohledem na modulárnost zařízení byl ovládací panel navrhnut jako samostatná jednotka s vlastním mikrokontrolérem, který se nachází na DPS klávesnice. Úkolem kontroléru je překreslování obsahu displejů, obsluha tlačítek a komunikace s centrálním řídicím modulem. Komunikace využívá stejné textové zprávy posílané přes UART, jako v případě komunikace centrálního modulu s počítačem.

Displejové moduly jsou s DPS klávesnice spojeny plochým kabelem a řízení vykreslování probíhá po společné sběrnici SPI.



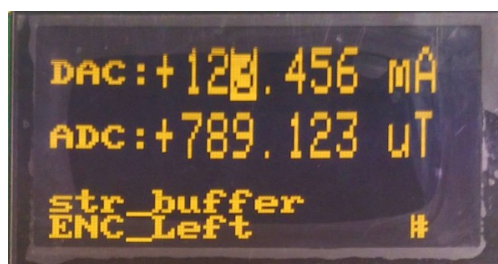
Obrázek 4.26: Blokové schéma ovládacího panelu

4.4.1 Zobrazení

Původním záměrem rozdělení zobrazení na tři části byla snaha minimalizovat cenu při dodržení rozumné čitelnosti textu. Nakonec byl, na základě doporučení vedoucího projektu, vybrán grafický OLED displej *NHD-2.7-12864Uxx* s rozlišením 128x64 pixelů a úhlopříčkou 2,7 palce.

Volně dostupné knihovny pro grafické rozhraní, například μGUI ,^{XII} neodpovídaly požadavkům na snadnou implementaci. Buď obsahovaly zbytečně moc funkcí, anebo byly přizpůsobené pro ovládání z dotykové obrazovky. Byla tedy napsána vlastní, velmi zjednodušená, grafická knihovna s pokusem o objektový přístup. Ta umožňuje vytvořit a vykreslovat základní grafické objekty jako jsou textové bloky, seznamy, numerické vstupy a indikátory. V základním režimu slouží displeje pro zobrazení a nastavení stavu jednotlivých kanálů. Každý displej zobrazuje následující položky:

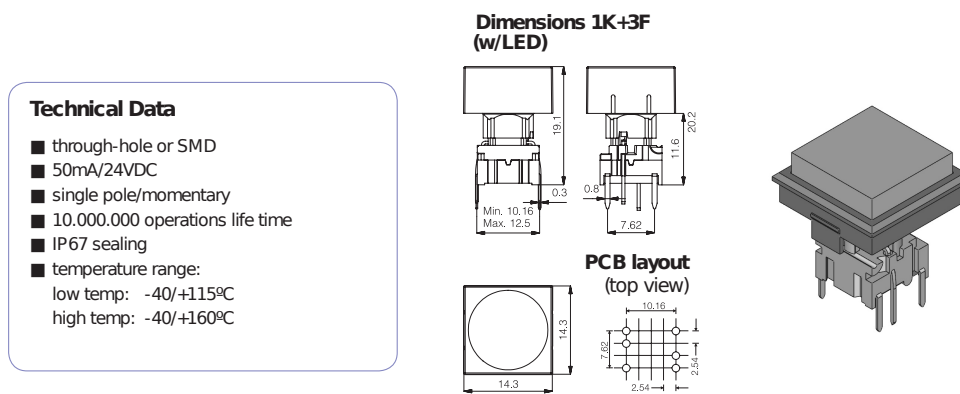
- nastavený a zpětně měřený výstupní proud,
- přepočítání na magnetickou indukci,
- indikátory doplňkových funkcí.



Obrázek 4.27: Rozložení dat na displeji ovládacího panelu

4.4.2 Klávesnice

Na klávesnici jsou použity vzorky tlačítek série 3FTH9^{XIII} firmy MEC, které poskytl jejich tuzemský distributor ENIKA. Jedná se o tlačítka určená pro montáž na DPS pod přístrojový panel. Jejich hlavní výhodou je LED podsvícený hmatník s prostorem pro vložení fólie s popisky, takže případnou změnu funkce je možné provést bez větších obtíží.



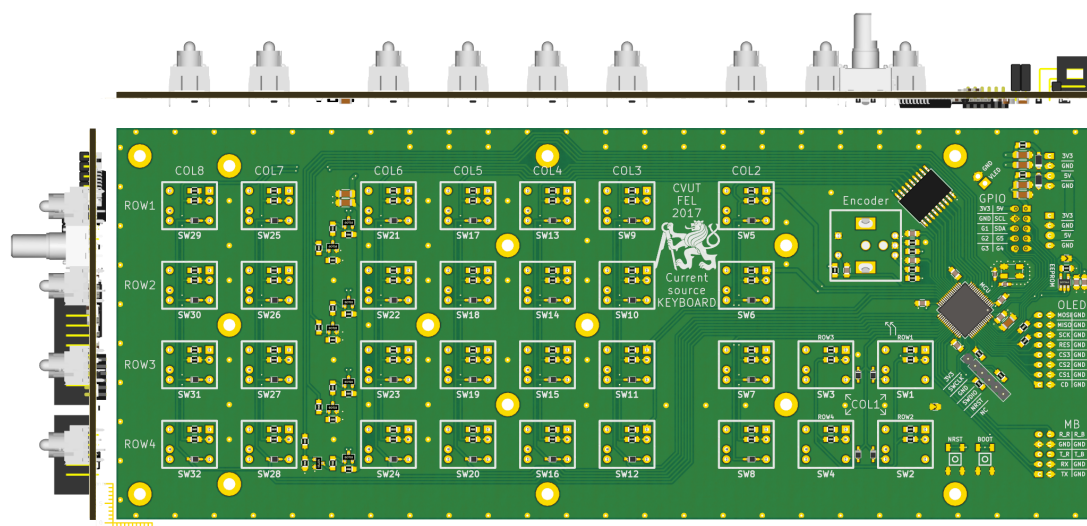
Obrázek 4.28: Tlačítko 3FTH9 od firmy MEC [převzato^{XIII}]

Barva podsvícení tlačítek odpovídá logickému zařazení následovně:

- kurzorové šipky, číslice, znaménko a desetinná čárka (16 ks žlutých),
- funkční tlačítka výběru kanálu a jednotek (12 ks zelených),
- tlačítka sepnutí výstupu (4 ks červených).

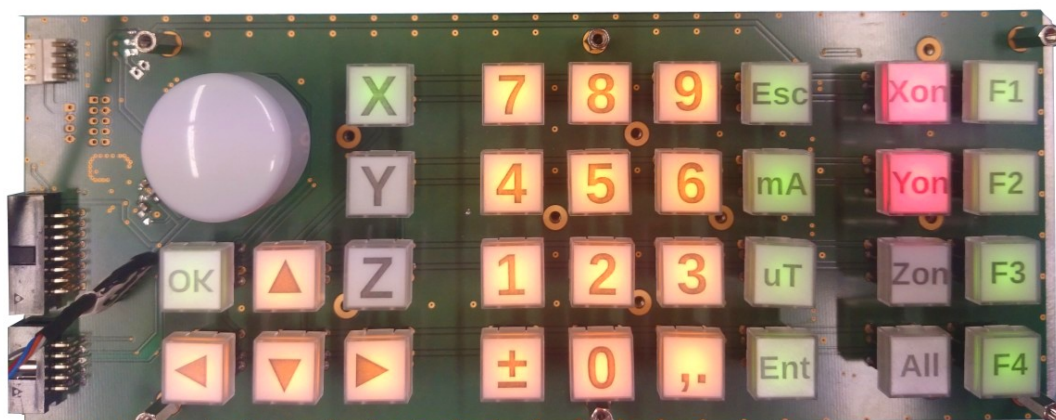
Logické zapojení tlačítek klávesnice tvoří matici s rozměry 4 x 8. Programová obsluha stisku kláves probíhá standardním způsobem, při kterém se současně snímá stav celého řádku kláves najednou. Počet současně stisknutých tlačítek je programově omezen. Podsvícení tlačítek je multiplexované a přidává tak další způsob indikace možných stavů systému.

Plošný spoj klávesnice tvoří dvouvrstvá deska s vnějším rozměrem 250 x 100 mm. Spínací kontakt každého tlačítka je na společný řádek připojen přes diodu, která omezením směru toku proudu zabráňuje falešné indikaci při současném stisku několika tlačítek, tzv. *anti-ghosting*.^{XIV}



Obrázek 4.29: Pohled na zadní stranu DPS klávesnice

Celokovový rotační enkodér poskytuje 16 impulsů na otáčku a jeho výstup je před vstupem do mikrokontroléru filtrován RC článkem. Budiče podsvětlení tvoří obyčejné spínací PNP tranzistory pro řádky a NPN tranzistorové pole pro sloupce. Vše je připojeno do 64pinového mikrokontroléru STM32F030RC.



Obrázek 4.30: Ukázka podsvícení klávesnice ovládacího panelu

4.5 Přehled programové části

Z důvodu většího počtu použitých periférií a pinů je základní kostra (nastavení hodin, inicializace, mapování výstupů atd.) firmware MCU generovaná z grafického prostředí CubeMX. Výsledný C kód využívá výrobcem poskytované HAL^e knihovny,¹⁰ které obsahují API pro obsluhu periférií a také knihovny pro implementaci USB komunikace přes třídu CDC^f pro virtuální sériovou linku.

V přiloženém archivu jsou k dispozici projekty z vývojového prostředí SW4STM32 (nastavba IDE Eclipse). Vlastní napsaný kód je kvůli čitelnosti rozdělen do několika malých knihoven (dvojice hlavičkového souboru a zdrojového kódu), z nichž některé jsou společné pro použití ve firmware MCU ovládacího panelu a řídicího modulu.

4.5.1 Firmware ovládacího panelu

Low-level řízení displejů zajišťuje knihovna **OLED**. Ta je téměř beze změny převzatá z ukázkového kódu od výrobce displeje, jedinou úpravou jsou přepsané funkce pro vykreslení znaků vlastního fontu a odesílání řídicích příkazů přes SPI1.

Funkce pro vykreslení znaků pak využívá vlastní knihovna **GUI** pro zobrazení grafických objektů, viz 4.4.1.

Modul **KEYBOARD** obsahuje funkce pro čtení stavu tlačítek a nastavení jejich podsvícení. Funkci pro multiplexování podsvícení tlačítek je nutné volat rychle, a proto je využito přerušování z čítače TIM6. Volání funkce čtení stavu tlačítek probíhá v hlavní programové smyčce spolu s voláním obnovení obsahu displejů a ostatní režii. Zaznamenaný stisk tlačítka buď přímo provede příslušnou akci, anebo se předá *handleru* aktivního grafického objektu. Grafický objekt může následně zavolat *callback* funkci, například odeslání nastavené hodnoty.

Ke zpracování příchozích dat přes UART1 je modulem **MESSAGE** využita jednotka DMA, protože je stejný programový modul použitý i ve firmware řídicího modulu kde není přijatelné ztrácet procesorový čas běžnou *pooling* metodou. Nastavená DMA jednotka umožňuje přesun dat mezi pamětí a periférií bez asistence procesoru. Příchozí bajt je zapisován do znakového kruhového *bufferu*. V programové smyčce jsou pak z *bufferu* čteny celé pakety zpráv.

4.5.2 Firmware řídicího modulu

Jeho hlavní část tvoří implementace hardwarové komunikace s modulem zdroje proudu. Pro každý kanál zdroje proudu je v modulu **CURRENT_SOURCE** připravena datová struktura obsahující přiřazení pinů, ukazatel na vlastní SPI periférii a pomocné stavové proměnné. S touto strukturou pak pracují funkce modulu při řízení zdroje proudu nezávisle na ostatních kanálech.

Signál vzorkování AD převodníků je generován z *output-compare* jednotek čítače TIM2. Převodník signalizuje dostupnost filtrovaných dat sestupnou hranou na pinu DRL. To je zaznamenáváno pomocí vstupu externího přerušování jednotkou EXTI. V přerušování dojde

^eHardware Abstraction Layer

^fCommunication Data Class

k volání funkce pro přečtení dat SPI jednotkou. Přečtená data jsou dále zpracovávána, průměrovaná a uložena do paměti, odkud jsou k dispozici k odeslání.

Pro ovládání DA převodníku je připravená sada funkcí skrývajících přepočty a ošetření hodnot, zpomalení hran výstupního signálu, spínání výstupního relé a samotný zápis přes SPI.

Řídicí modul může zpracovávat řídicí příkazy celkem ze tří zdrojů. Příkazy z ovládacího panelu a počítače jsou přijímány periferiemi UART1, UART2 a USB. Proces nízkoúrovňového příjmu DMA metodou byl již popsán, jediným rozdílem je zpracování příjmu z USB, jehož znakový *buffer* je plněn knihovni *callback* funkcí. Každý zdroj má vlastní *buffer*. Ty jsou zvláště *parsovány* a zpracovávány do společné fronty příkazů. Idea byla taková, že bude možné ovládat systém paralelně z více zdrojů, reálnější je nakonec ale varianta ovládání buď samostatně z počítače přes USB, anebo z ovládacího panelu.

Další periferie sériové linky UART6 je připravena pro externí měření pole digitálním magnetometrem. Zatím pro to ale není v kódu napsaný ani základní komunikační model. Periferie vnitřního AD převodníku je využita pro měření teploty z napětí na děličích s termistory bloku teplotní stabilizace. Budiče topících členů jsou připojeny na PWM výstupy čítače TIM3.

■ 4.5.3 Formát zpráv

Návrh vlastního binárního protokolu by vyžadoval tvorbu proprietární aplikace na řídicí straně, proto byl raději zvolen textový formát, díky kterému je možné ovládat přístroj i z textového terminálu.

Předpokladaný způsob ovládání z počítače je pomocí aplikací prostředí LabWindows/CVI nebo LabVIEW. Rozvržení komunikace se tak snaží napodobit ovládání laboratorních přístrojů přes SCPI^g protokol. Implementaci zpracování protokolu zajišťuje volně dostupný modul *SCPI-parser*.^{XV} Ten umožňuje snadnou rozšiřitelnost přístroje o nové příkazy a funkcionality.

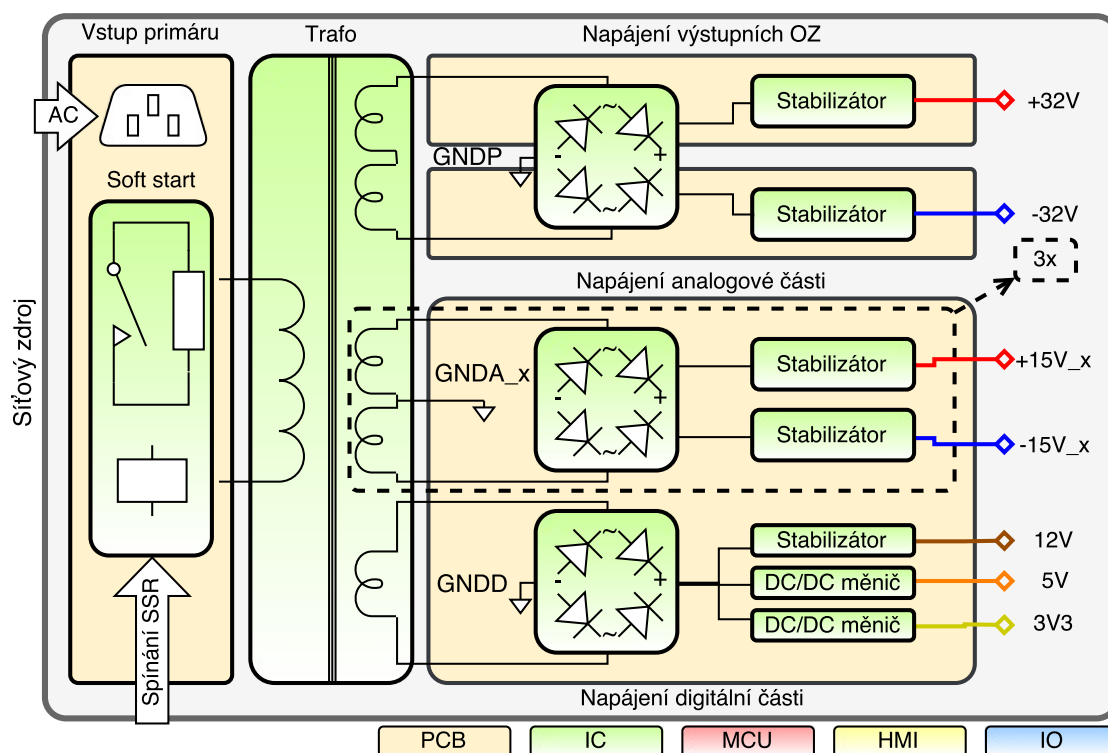
Zatím implementované příkazy pro vzdálené ovládání přístroje shrnuje následující výčet.

- SETup:OUTput {X, Y, Z}, {ON, OFF} ovládání výstupních relé
- SOURCE:OUTput {X, Y, Z}, xx[A, T] nastavení výstupního proudu (pole)
- MEASure:ADCoutput? {X, Y, Z}, {Amper, Tesla, Lsb} výčet zpětně měřeného údaje

^gStandard Commands for Programmable Instruments

4.6 Síťový zdroj

Moduly síťového zdroje kompletně navrhl a realizoval vedoucí projektu. Kvůli potřebnému velkému množství navzájem galvanicky oddělených zdrojů je modul realizován jako několik klasických zdrojů. Klasický zdroj se skládá z transformátoru, usměrňovače, filtru a případně výstupního stabilizátoru. Pouze větve pro napájení digitální části jsou tvořeny DC/DC měniči.



Obrázek 4.31: Blokové schéma síťového zdroje

Pro všechny výstupní větve je společný jeden toroidní transformátor s několika vinutími na sekundární straně.

Větev napájení výkonových OZ ± 32 V je společná pro všechny tři výstupní kanály. Maximální odebíraný proud z této větve jsou 3 A.

Naopak každý kanál má vlastní galvanicky oddělenou napájecí větev ± 15 V pro napájení signálové části modulu zdroje proudu. Zatížení jednotlivých větví je podle tabulky 4.1 zhruba 50-100 mA.

Napájecí větev 5 V je zatížena jen DC/DC měničem pro RS232 oddělovače a podsvícením klávesnice.

Mikrokontroléry, displeje a izolovaná strana oddělovačů ADuM240x jsou napájeny z větve 3,3 V. Poslední napájecí větev 12 V slouží hlavně pro napájení reléové desky.

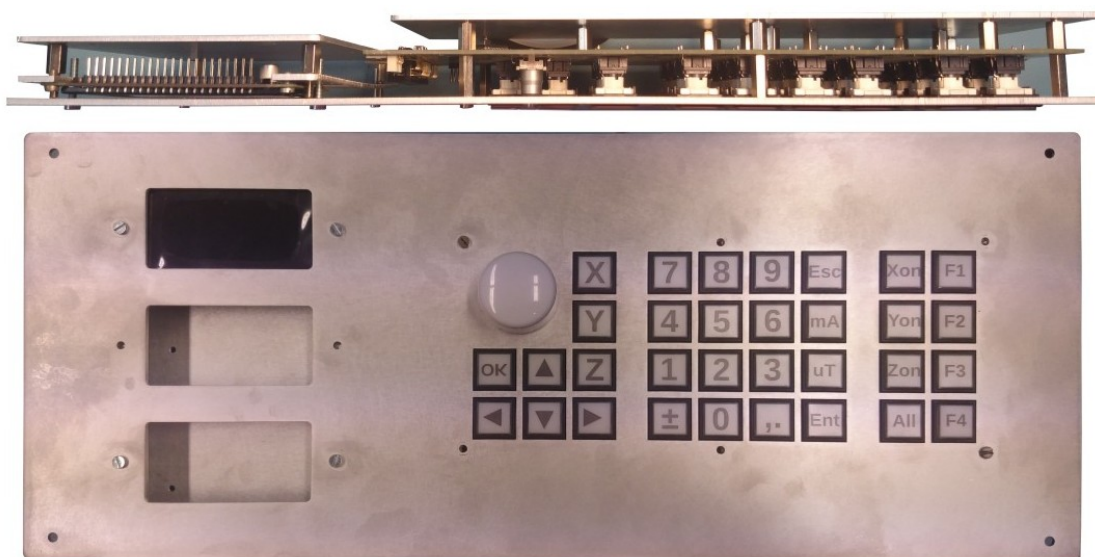
4.7 Mechanické uspořádání

Celá sestava bude umístěna do přístrojové krabice RMCS190713BK1 od firmy Hammond. Ta se skládá z několika hliníkových plechů přišroubovaných do U profilů. Vnější rozměry jsou standardizované pro instalaci do rozvaděčů o šířce 17 palců.



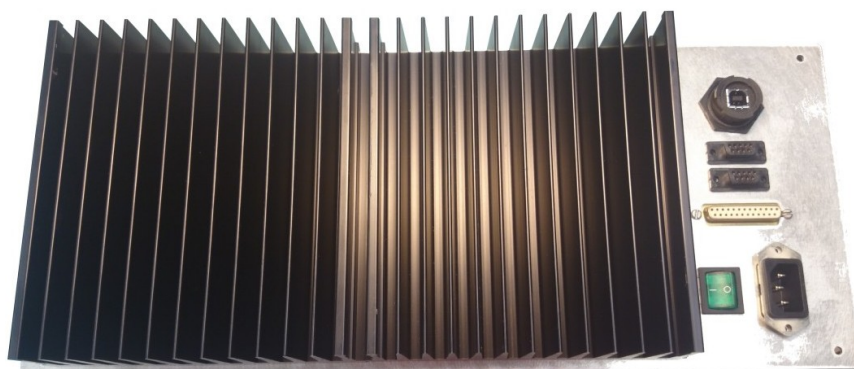
Obrázek 4.32: Hliníková přístrojová krabice série RMC

Klávesnice a trojice displejů je přichycena na čelním panelu krabice. Deska klávesnice je podepřena extra kusem hliníkového plechu kvůli prohýbání. Stejně tak zobrazovací moduly jsou podloženy plechem kryjícím univerzální DPS, která propojuje displej s deskou klávesnice.



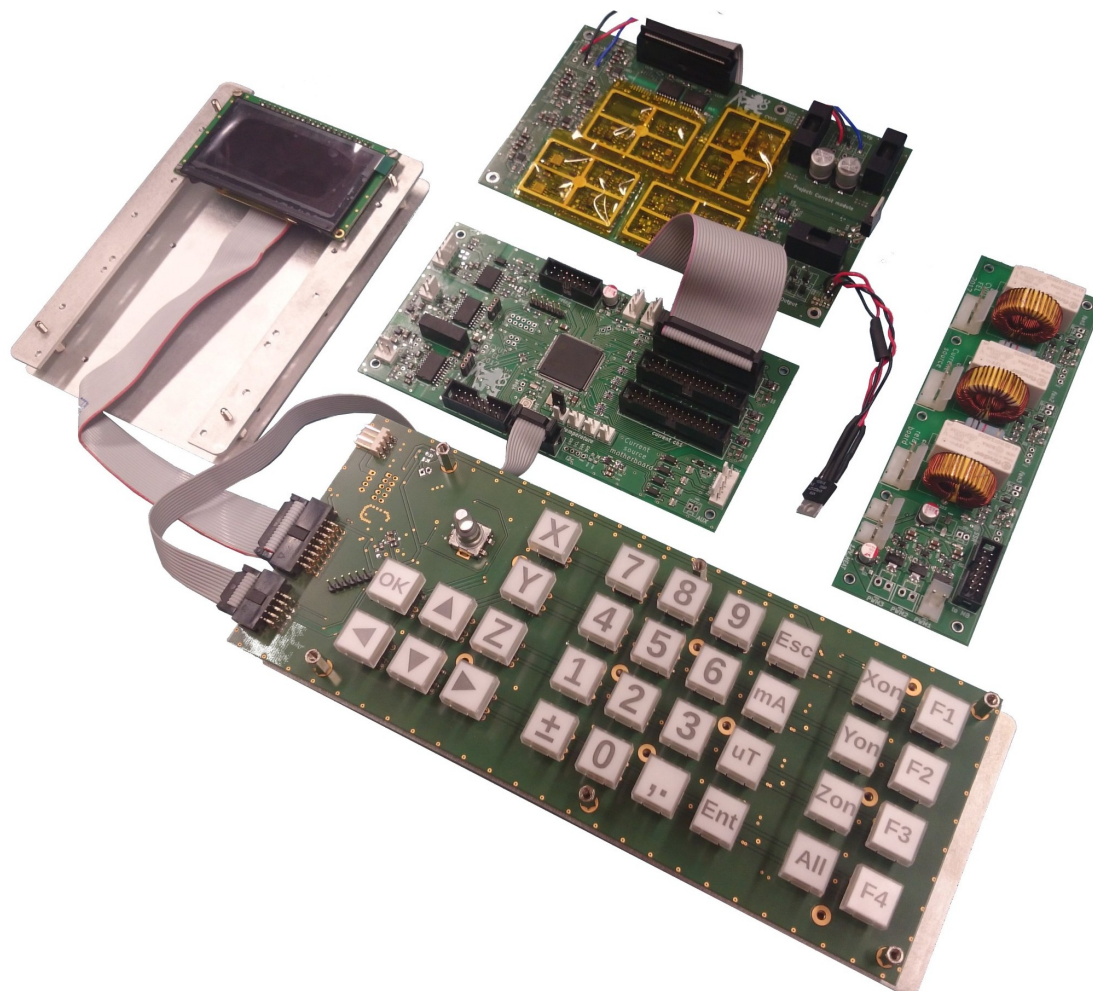
Obrázek 4.33: Ovládací panel zařízení

Maximální ztrátový výkon výstupního OZ každého kanálu je v nejhorším případě (při zátěži 28Ω) zhruba 15 W. Stejně tak maximální ztrátový výkon stabilizátorů 32V větve je zhruba 24 W. Na zadní panel jsou proto přimontované dostatečně dimenzované chladiče. Zbytek zadního panelu tvoří prostor pro vstupy a výstupy. Konektory komunikačních rozhraní jsou kvůli dodržení galvanického oddělení plastové. Cívkový systém se k řídicí jednotce bude připojovat kabelem s konektorem DSUB-25.



Obrázek 4.34: Chladiče a konektorová výbava

Propojení digitálních signálů modulu je realizováno plochými kabely. Rozvod napájení je navržen samostatnými kabely pro různé úrovně. Mimo konektorů pro ploché kabely je zbylá většina tvořena konektory MOLEX se zámkem.



Obrázek 4.35: Souhrnná ukázka vyrobených modulů

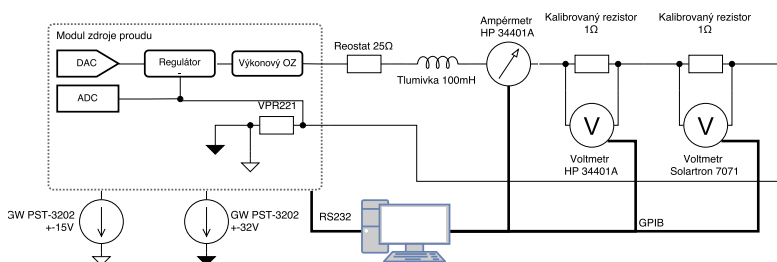
Kapitola 5

Měření parametrů a výsledky práce

Měření základních výstupních parametrů probíhalo v průběhu práce s prototypem řídicího modulu. Už v té době se objevil problém s teplotním driftem výstupního proudu, viz 4.2.5. Protože není zcela jisté jestli chyba nevzniká i z jiného důvodu nebyly po dohodě s vedoucím projektu prozatím zbylé dva kanály vyrobeny.

5.1 Použité přístroje a postup

Modul zdroje proudu byl během testování napájen ze dvou laboratorních zdrojů GW PST-3202 (galvanické oddělení bylo zachováno). Hodnoty výstupního proudu byly měřeny multimetry HP 34401A a SOLARTRON 7071.



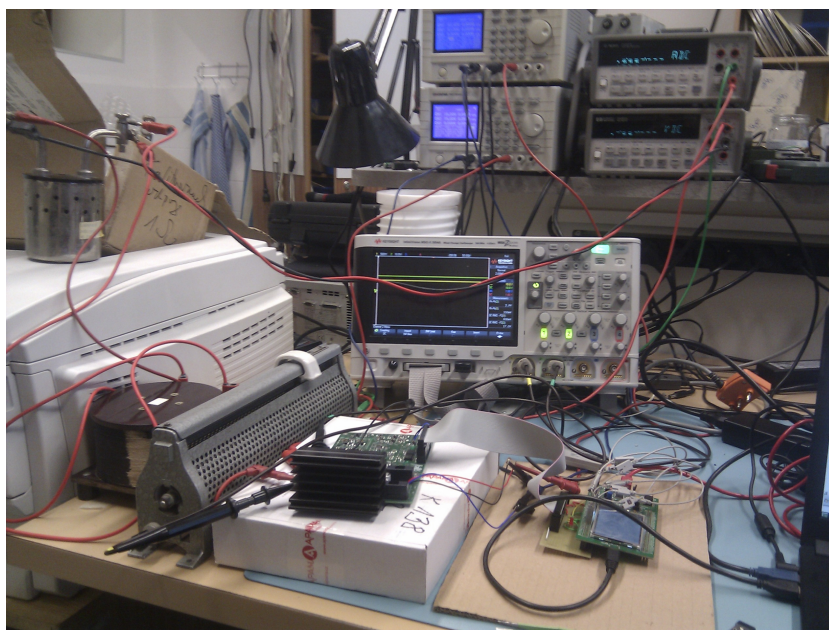
Obrázek 5.1: Diagram zapojení měřících přístrojů

Na výstup zdroje proudu byl zapojen reostat v sérii s tlumivkou (simulující cívkový systém) a kalibrováním 1Ω rezistorem, který má nízké TCR a je fyzicky podstatně větší než snímací rezistor modulu zdroje proudu, takže se ani tolik neohřívá.

Z důvodu předejití zanášení možných systematických chyb bylo měření proudu prováděné několika způsoby najednou. Přímé měření ampérmetrem sloužilo pouze pro sledování teplotní závislosti. Proud byl zároveň přesněji měřen i nepřímě z úbytku napětí na kalibrováném rezistoru pomocí voltmetru. Přesnost multimetru při měření napětí je řádově lepší než při měření proudu.

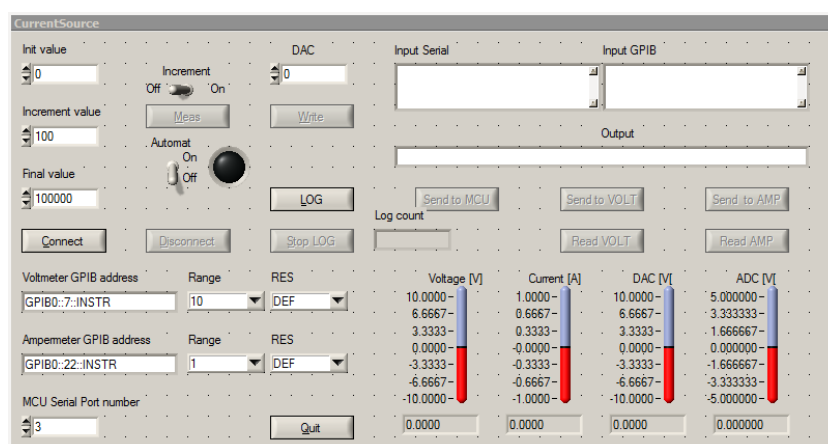
Rozsah DC	Chyba z údaje	Chyba z rozsahu
1,000000 V	0,0020 %	0,0006 %
1,000000 A	0,050 %	0,010 %

Tabulka 5.1: Parametry multimetru HP 34401A



Obrázek 5.2: Přístroje pro měření parametrů zdroje proudu

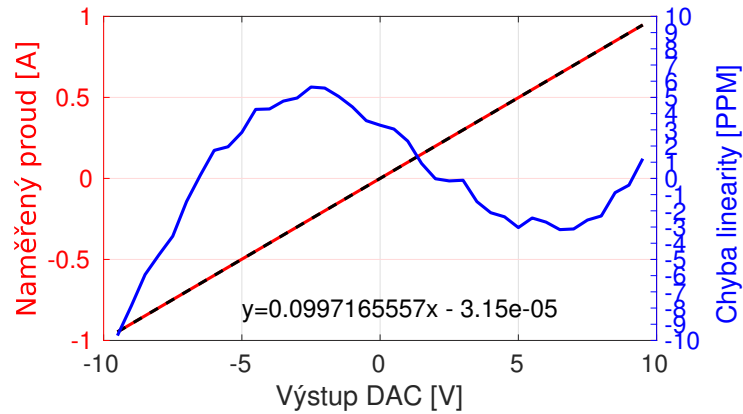
Kvůli zautomatizování a opakovatelnosti procesu měření byla naprogramována jednoduchá aplikace v prostředí *LabWindows/CVI*. Ta zprostředkovávala řízení a komunikaci se zdrojem proudu a současně zaznamenávala údaje měřené multimetry přes GPIB.



Obrázek 5.3: Jednoúčelová utilita pro měření parametrů

5.2 Měření převodní charakteristiky

Dále diskutovaným přenosem pro převodní charakteristiku je přenos nastavené hodnoty DA převodníku na výstupní proud měřený nepřímo voltmetrem. Z převodní charakteristiky lze získat chybu linearity INL proložení naměřených dat polynomem prvního řádu a výpočtem odchylek měřené hodnoty od linearizací získané přímky.



Obrázek 5.4: Chyba linearity výstupního proudu

Maximální hodnota INL napěťového výstupu samotného DC převodníku se při měření držela v katalogové hodnotě ± 1 PPM. Maximální INL výstupu proudu celého řetězce (DAC, U/I převodník, výkonový OZ) okolo 10 PPM se může zdát více než v pořádku, ale je nutné podotknout, že měření nemá úplnou vypovídající hodnotu, protože výstupní proud v průběhu měření driftoval s teplotou. Měření probíhalo úmyslně v krátkých několikasekundových intervalech, aby nedocházelo k velkému absolutnímu driftu. Chyba linearity by při dlouhodobém měření (bez vyřešení problému driftu) byla ve skutečnosti mnohem horší.

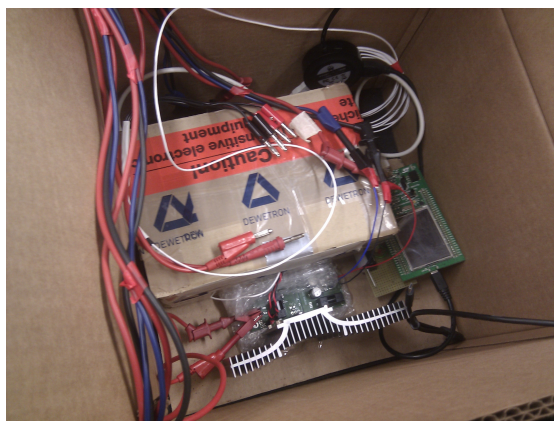
Zároveň už jen velikost nejistoty měření napětí na snímacím rezistoru, počítaná z parametrů multimetru (viz 5.1)

$$u_b = \frac{\frac{\delta_U}{100} U + \frac{\delta_R}{100} R}{\sqrt{3}} = \frac{\frac{0,0020}{100} 1 + \frac{0,0006}{100} 1}{\sqrt{3}} = 11,54 \cdot 10^{-6} + 3,46 \cdot 10^{-6} = 15 \mu\text{V}, \quad (5.1)$$

se pohybuje v rozmezí zhruba od 3 do 15 μV . Uvedená maximální velikost INL (kde 1 PPM = 2 μV) tak může být ve skutečnosti téměř dvojnásobná (při zanedbání zákona o šíření nejistot předpokladem absolutně přesného rezistoru 1 Ω).

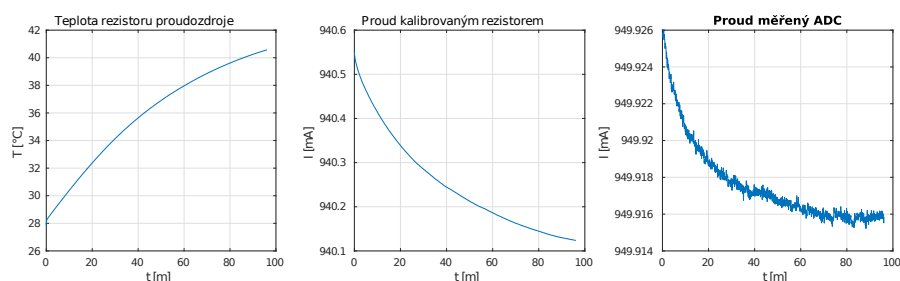
5.3 Měření teplotní stability

Kvůli odrušení vlivu náhlých změn okolní teploty (průvan) byl celý modul umístěn do krabice, deska modulu zabalena do bublinkové fólie a snímací rezistor umístěn na extra chladič ve vnořené krabici. Teplota na snímacím rezistoru byla měřena pomocí senzoru PT100.



Obrázek 5.5: Tepelná izolace modulu od okolí

V průběhu více než hodinového měření klesl výstupní proud až o $400 \mu\text{A}$, při změně měřené teploty chladiče rezistoru zhruba o $12 \text{ }^\circ\text{C}$. Část chyby jistě tvoří i ohřev desky samotného modulu, ale při dalších pokusech se potvrdilo, že největší vliv má změna teploty rezistoru.



Obrázek 5.6: Teplotní nestabilita výstupního proudu

Další problém se objevil také v koncepci kontrolního měření proudu pomocí AD převodníku. Z grafu napravo je vidět, že se jím měřený proud (úbytek napětí na snímacím rezistoru) změnil řádově méně než odpovídalo externímu měření. To ale souhlasí s teorií s chybou snímacího rezistoru. Stejně tak totiž napětí na vstupu zpětné vazby regulátoru (invertující vstup OZ U8) zůstávalo v průběhu měření na stejné úrovni. Regulátor fungoval dobře, ale dostával špatnou informaci.

Při cíleném vnějším ohřívání snímacího rezistoru driftoval proud měřený externě, ale hodnota z ADC ne. Naopak při cíleném zahřívání části DPS obsahující regulátor (s odstíněným snímacím rezistorem) driftovala hodnota proudu z ADC společně s externě měřenou, což se dalo očekávat, protože se měnily offsety použitých OZ.

Kapitola 6

Závěr

Cílem bylo navrhnout a realizovat tříkanálový zdroj proudu pro buzení cívkového systému s ovládacím panelem včetně firmware a software pro základní ovládání. V rámci této práce byl navržen koncept kompletního systému skládající se z několika modulů. Modul zdroje proudu je v současném nastavení schopen dodat proud ± 1 A do zátěže 25Ω s 20bitovým rozlišením daným řídicím DA převodníkem.

Odevzdaný stav jednotlivých modulů spolu s procesem jejich vzniku je chronologicky popsán následovně. Jako první jsem z vybraných obvodů vytvořil schéma, provedl simulace, navrhl a osadil DPS prototypu modulu zdroje proudu. Po oživení s vývojovým MCU kitem následovalo období, kdy jsem měřil výstupní parametry, které ale nevycházely úplně nejlépe kvůli teplotnímu driftu výstupního proudu, a realizace dalších kanálů byla odložena. Poté jsem vyrobil modul ovládacího panelu, který je z hardwarového hlediska kompletně hotový a vyzkoušený. Napsal jsem pro jeho MCU jednoduchý firmware, který vykresluje data na displej, zpracovává vstup z klávesnice a umožňuje zadání a odesílání nastavených údajů. Další realizovanou částí je řídicí modul s hlavním MCU a izolátory kom. rozhraní. Modul je kompletně osazen a byla ověřena funkčnost všech tří izolátorů. Jako firmware pro hlavní MCU je použitý částečně upravený firmware z testování s vývojovým kitem a není tak plně odladěn, ale řízení modulu zdroje proudu funguje. Současně s tím jsem vyrobil modul reléové desky, který je také kompletně osazen a je funkční, ačkoliv zatím nebyl propojen s řídicím modulem. Poslední hardwarovou částí je úprava panelů přístrojové krabice, pro které jsem nakreslil podklady pro frézování. Následně jsem nechal vyrobiť prototypy panelů a usadil ovládací panel a výstupní konektory do přístrojové krabice. Protože není rozhodnuto o konečném řešení vnitřního uspořádání, tak není vyrobena mechanická konstrukce a všechna potřebná kabeláž pro propojení modulů.

Veškerý napsaný firmware je pouze nehotovým konceptem, funguje pouze v dílčích částech a z celkového pohledu bude potřeba přepracovat. Kromě přepracování firmware bude taky potřeba napsat nový software pro PC, protože testovací aplikace není dobře přenositelná. Ke kompletaci řídicí jednotky cívkového systému chybí dva kanály, nejdříve bude nutné lépe analyzovat problém s teplotním driftem a případně provést úpravy obvodů regulátoru. Pro řešení problému s driftem je připravená v práci popsaná teplotní stabilizace. Zbytek hardware je ale hotový a je připraven k zabudování do systému.

Doslovně zadání splněno asi nebylo, objektivním důvodem zpoždění bylo řešení zmíněných problémů a také ne zrovna dobré časové rozdělení postupu práce z mé strany.

Příloha A

Seznam literatury

Literatura

- [1] N. Olsen et al. *In-Flight Calibration Methods Used For The Ørsted Mission*. 2001.
- [2] Joseph L. Kirschvink. *Uniform magnetic fields and double-wrapped coil systems: Improved techniques for the design of bioelectromagnetic experiments*. 1992. URL: <http://dx.doi.org/10.1002/bem.2250130507>.
- [3] *Stability for Power Operational Amplifiers*. Apex Microtechnology, Inc. URL: <https://www.apexanalog.com/resources/appnotes/an19u.pdf>.
- [4] *Precision Magnetic Deflection*. Apex Microtechnology, Inc. URL: <https://www.apexanalog.com/resources/appnotes/an05u.pdf>.
- [5] *Anatomy of a Digital Isolator*. Analog Devices. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/MS-2234.pdf>.
- [6] Novotný David. *BP: Magnetometr s digitálním výstupem řízený FPGA*. URL: <https://dspace.cvut.cz/handle/10467/65247>.
- [7] Inc. Silicon Laboratories. *IMPROVING ADC RESOLUTION BY OVERSAMPLING AND AVERAGING*. URL: <http://www.cypress.com/file/236481/download>.
- [8] INC. VISHAY INTERTECHNOLOGY. *SHUNTS, CURRENT SHUNTS, AND CURRENT-SENSING RESISTORS*. URL: http://www.vishay.com/docs/49159/_power-metal-strip-shunts-current-shunts_vmn-pl0005-1409.pdf.
- [9] Inc. OMEGA Engineering. *Practical Temperature Measurements*. URL: <https://www.omega.com/temperature/z/pdf/z021-032.pdf>.
- [10] STMicroelectronics. *UM1725 Description of STM32F4 HAL and LL drivers*. URL: www.st.com/resource/en/user_manual/dm00105879.pdf.

Katalogové listy a online zdroje

- [I] *FOUR QUADRANT BIPOLAR POWER SUPPLIES brochure*. Kepco, Inc. URL: <http://www.kepcopower.com/1461971.pdf>.
- [II] *Helmholtz Coil Systems brochure*. Bartington. URL: <http://www.bartington.com/Literaturepdf/Datasheets/Helmholtz%20Coil%20Systems%20DS2613.pdf>.
- [III] *APEX-CS Helmholtz Controller*. Billingsley Aerospace a Defense, Inc. URL: <http://magnetometer.com/wp-content/uploads/apexcs.pdf>.
- [IV] *ADuM2400 Quad-Channel Digital Isolators*. Analog Devices. URL: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM2400_2401_2402.pdf.
- [V] *AD5791 20-Bit Voltage output DAC datasheet*. Analog Devices. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5791.pdf>.
- [VI] *LTC 2380-24 24-Bit, 1.5MSPS/2MSPS, Low Power SAR ADC with Integrated Digital Filter*. Linear Technology. URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/238024fa.pdf>.
- [VII] *LTC2508-32 32-Bit Oversampling ADC with Configurable Digital Filter*. Linear Technology. URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/250832fc.pdf>.
- [VIII] Vishay Precision Group. *VPR221Z Z-Foil Power Resistor Datasheet*. URL: <http://www.vishaypg.com/docs/63116/vpr221z.pdf>.
- [IX] Vishay Precision Group. *Power-Induced Thermal EMF Error Voltage*. URL: <http://www.vishaypg.com/foil-resistors/videos/?video=26>.
- [X] *ADuM3160 USB Digital Isolator*. Analog Devices. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM3160.pdf>.
- [XI] *ADM3251E Isolated RS-232 Line Driver/Receiver*. Analog Devices. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADM3251E.pdf>.
- [XII] Achim Döbler. *µGUI graphics library*. URL: <https://github.com/achimdoebler/UGUI/>.
- [XIII] *3FTH9 series brochure*. MEC Switches. URL: <http://www.enika.cz/download/soucasky/1K%201KB%201KC.pdf>.
- [XIV] *Keyboard Ghosting Explained!* Microsoft. URL: <https://www.microsoft.com/appliedsciences/antighostingexplained.msp>.
- [XV] Jan Breuer. *Open Source SCPI device library*. URL: <https://github.com/j123b567/scpi-parser>.