

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra měření

## System pro generování libovolného vektoru magnetického pole s potlačením okolního rušení

**Pavel Doubrava**

Vedoucí: Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.  
Obor: Kybernetika a Robotika  
Květen 2019



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Doubrava** Jméno: **Pavel** Osobní číslo: **465959**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávací katedra/ústav: **Katedra měření**  
Studijní program: **Kybernetika a robotika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Systém pro generování libovolného vektoru magnetického pole s potlačením okolního rušení**

Název bakalářské práce anglicky:

**Arbitrary Magnetic Field Vector Generation System with a Cancellation of External Disturbances**

Pokyny pro vypracování:

- Seznamte se s principy a topologiemi zpětnovazebních systémů pro generování magnetického pole (včetně funkce fluxgate senzorů).
- Pomocí modelování a simulace se pokuste najít nejvhodnější konfiguraci regulátoru pro tento systém.
- Navržený systém sestavte a experimentálně ověřte funkčnost a parametry navrženého řešení (stabilita, potlačení externího rušení, atd.).
- Vytvořte a otestujte firmware pro řízení systému a PC software pro uživatelské ovládání.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Ripka, P.: Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech House Remote Sensing Library
- [2] Franklin, Powell, Emami-Naeini: Feedback Control of Dynamics Systems, Prentice Hall, USA
- [3] Åström, K. J., Murray, R. M.: Feedback Systems, Princeton University Press 2008
- [4] Montrose, Mark I.: EMC and the Printed Circuit Board: Design, Theory, and Layout Made Simple, IEEE 1999
- [5] Záhlava, V.: Návrh a konstrukce DPS, Ben 2010

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D., 13138**

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

Datum zadání bakalářské práce: **30.01.2019**

Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2019**

Platnost zadání bakalářské práce:

**do konce letního semestru 2019/2020**

Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta





## Poděkování

Chtěl bych poděkovat panu Ing. Vojtěchu Petruchovi, Ph.D. za věcné připomínky, odborné vedení, vstřícnost a trpělivost při konzultacích. Dále bych chtěl poděkovat své rodině a přítelkyni za jejich podporu a trpělivost.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškerou použitou literaturu.

V Praze, 10. května 2019

## Abstrakt

Cílem této bakalářské práce je návrh a realizace zařízení pro generování libovolného vektoru magnetického pole s aktivním potlačením okolního rušení pomocí zpětné vazby. Zařízení je řízeno mikrokontrolerem STM32F334R8.

Je popsán celý proces vývoje zařízení. Od prvotní simulace přes návrh hardwaru, nastavení periférií mikrokontroleru až k vývoji firmwaru a softwaru.

Poslední část bakalářské práce se zabývá testováním zařízení a porovnáním zařízení s konkurenčním výrobkem.

**Klíčová slova:** STM, fluxgate, zpětná vazba, magnetometr, magnetické pole, ARM

**Vedoucí:** Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.

## Abstract

The aim of this thesis is to design and implement a device for generating arbitrary magnetic field vector with active suppression of ambient noise by feedback. The device is controlled by the STM32F334R8 microcontroller.

The whole process of device development is described here. From initial simulation through hardware design, microcontroller peripherals setup to firmware and software development.

The last part of the thesis deals with testing the device and comparing the device with the competing product.

**Keywords:** STM, fluxgate, feedback, magnetometer, magnetic field, ARM

**Title translation:** Arbitrary magnetic field vector generation system with a cancelation of external disturbances

# Obsah

<b>1 Úvod a motivace</b>	<b>1</b>	
<b>2 Teoretický rozbor</b>	<b>3</b>	
2.1 Magnetometry	3	
2.1.1 Fluxgate magnetometry	3	
2.2 Generování magnetického pole	6	
2.2.1 Topologie systémů pro generování magnetického pole	6	
2.3 State of the art	8	
<b>3 Návrh zařízení</b>	<b>11</b>	
3.1 Princip funkce	11	
3.2 Model zařízení	13	
3.3 Mikrokontroler	16	
3.4 Návrh schématu a tvorba tištěného spoje	17	
3.4.1 Napájení a regulátory	17	
3.4.2 Offset magnetického pole	18	
3.4.3 Analogová záporná zpětná vazba	19	
3.4.4 Excitace fluxgate	21	
3.5 Návrh tištěného spoje	23	
3.5.1 Rozložení součástek na PCB	23	
<b>4 Firmware a software</b>	<b>25</b>	
4.1 Firmware	25	
4.1.1 Konfigurace mikrokontroleru pomocí STM32CUBEMX	25	
4.1.2 Základní princip funkce	27	
4.1.3 Komunikace s počítačem	28	
4.1.4 Hlavní smyčka	28	
4.2 Software	29	
4.2.1 Použité nástroje a knihovny	29	
4.2.2 Základní princip funkce	29	
4.2.3 Popis grafického rozhraní	29	
4.2.4 Worker Thread	31	
4.2.5 Vizualizace	32	
<b>5 Realizace a testování zařízení</b>	<b>33</b>	
5.1 Realizace	33	
5.1.1 Osazování modulu tištěného spoje	33	
5.1.2 Oživení fluxgate senzoru	34	
5.2 Testování zařízení	35	
5.2.1 Lineární kompenzace	36	
5.2.2 Návrh zapojení a úprava modulu tištěného spoje	36	
5.2.3 Stabilita zařízení	37	
5.2.4 Testování vlivu změny zesílení na potlačení jednotlivých frekvencí	39	
5.2.5 PWM kompenzace	39	
5.2.6 Dosažené parametry	40	
<b>6 Závěr</b>	<b>43</b>	
<b>A Literatura</b>	<b>45</b>	

## Obrázky

2.1 Schéma fluxgate senzoru. Převzato z [1] . . . . .	4	3.15 Rozložení celků na modulu tištěného spoje . . . . .	24
2.2 Hysterezní smyčka materiálu [2] .	4	3.16 Vizualizace modulu tištěného spoje . . . . .	24
2.3 Situace ve fluxgate senzoru při nulové intenzitě měřeného magnetického pole [2] . . . . .	5	4.1 Snímek osciloskopu - deadtime mezi signály PWM. . . . .	26
2.4 Situace ve fluxgate senzoru při nenulové intenzitě měřeného magnetického pole [2] . . . . .	5	4.2 Nastavení hodinových signálů v prostředí SMT32CubeMX . . . . .	27
2.5 Schéma zpětnovazebního zapojení fluxgate. Převzato z [3]. . . . .	6	4.3 Přehled použitých zpráv . . . . .	28
2.6 Schéma vybraných architektur generátorů magnetického pole [4] . .	6	4.4 Snímek obrazovky ovládací aplikace pro počítač . . . . .	30
2.7 Schéma homogenního prostoru vybraných architektur generátorů magnetického pole [4] . . . . .	7	4.5 Jednotlivé ovládací záložky aplikace . . . . .	31
2.8 Foto konkurenčního výrobku firmy Bartington instruments [5] . . . . .	9	5.1 Graf převodní charakteristiky DA převodníku . . . . .	33
3.1 Podrobné funkční schéma zařízení	11	5.2 Snímek osciloskopu - excitační signál fluxgate senzoru . . . . .	34
3.2 Základní schéma zařízení . . . . .	12	5.3 Snímek osciloskopu - signály pro funkci fluxgate. . . . .	35
3.3 Výsledné zařízení . . . . .	13	5.4 Snímek osciloskopu - průběh signálu na synchronním detektoru. . . . .	35
3.4 Výsledný model v simulinku . . . .	14	5.5 Snímek osciloskopu - rozkmit proudu v Helmholtzových cívkách. . . . .	36
3.5 Graf odchylky pole od referenční hodnoty při rušení 50 Hz, bez přidaného zpoždění zpětné vazby . . . . .	15	5.6 Schéma generátoru trojúhelníkového signálu . . . . .	37
3.6 Graf odchylky pole od referenční hodnoty při rušení 50 Hz, s přidaným zpožděním 1 $\mu$ s zpětné vazby . . . . .	16	5.7 Schéma zapojení koncového zesilovače zpětné vazby. . . . .	37
3.7 Schéma zapojení regulátoru LTC6655 . . . . .	18	5.8 Schéma zapojení koncového zesilovače zpětné vazby s přidaným potenciometrem. . . . .	38
3.8 Schéma zapojení regulátoru LT1763 generujícího 5,5V . . . . .	18	5.9 Snímek osciloskopu - nestabilní odezva systému . . . . .	38
3.9 Schéma zapojení regulátoru LT1763 generujícího 5V pro buzení fluxgate senzoru . . . . .	18	5.10 Výkonová spektrální hustota zaznamenaného průběhu magnetického pole při rozdílných zesíleních koncového zesilovače. . . . .	39
3.10 Schéma zapojení generátoru offsetovacího proudu . . . . .	19	5.11 Výkonová spektrální hustota zaznamenaného průběhu magnetického pole při rozdílných napájecích napětí koncového H-můstku . . . . .	40
3.11 Snímek osciloskopu - průběh signálu na synchronním detektoru. . . . .	20	5.12 Porovnání spektrální analýzy s a bez kompenzace . . . . .	41
3.12 Snímek osciloskopu - převod signálu z integrátoru na PWM. . . . .	20		
3.13 Schéma generátoru trojúhelníkového signálu . . . . .	21		
3.14 Schéma zapojení excitačního obvodu fluxgate . . . . .	22		

6.1 Část zařízení - modul tištěného spoje s externím zapojením operačního zesilovače a mikrokontroler .....	44
6.2 Část zařízení - Helmholtzovy cívky .....	44

## Tabulky

2.1 Srovnání parametrů vybraných konstrukcí generátorů magnetického pole [4] .....	7
3.1 Tabulka hodnot výsledného modelu .....	14
3.2 Parametry jednotlivých regulátorů	15
3.3 Vybrané parametry z datasheetu ADG633YRU .....	21
5.1 Tabulka porovnání parametrů vyvíjeného zařízení a soustavy firmy Billingsley .....	42



# Kapitola 1

## Úvod a motivace

Senzory magnetických polí nalézají v současnosti široké uplatnění. Používají se například v mobilních telefonech (kompasy), v navigačních systémech, v autonomních bezpilotních letadlech. Uplatňují se i při průzkumu světového nerostného bohatství – hledání zlata, stříbra, mědi a dalších kovů. Důležitý je tedy i vývoj těchto senzorů, při němž je nezbytně nutné je testovat a kalibrovat.

Z tohoto důvodu je věnována pozornost této aktuální problematice i v laboratořích Fakulty elektrotechnické Českého vysokého učení technického v Praze Dejvicích. Vzhledem k tomu, že pod Vítězným náměstím projíždí metro, nedaleko budovy fakulty jezdí tramvaje a autobusy, je prostředí laboratoře MAGLAB, která je této problematice věnována, vysoce magneticky zarušené a je zde zaznamatelné i rušení generované rozvodnou sítí. V takovém prostředí je velmi náročné testovat a kalibrovat senzory. V laboratoři v současné době není zařízení, které by toto rušení dokázalo potlačit. Testování magnetických senzorů je proto prováděno velmi časově i logisticky náročným způsobem na Šumavě nebo v Průhonicích.

Cílem předložené bakalářské práce je navrhnout a otestovat principy pro kompaktní zpětnovazební tříosý generátor magnetického pole s důrazem na maximální potlačení okolního rušení. Ve vyvíjeném zařízení jsou použity tři páry Helmholtzových cívek a do nich umístěný tříosý fluxgate senzor. Pro snazší vývoj je použit vývojový kit nucleo s mikrokontrolerem STM32F334R8. Je navržen tištěný spoj s potřebnými obvody pro uzavření zpětné vazby mezi senzorem a párem Helmholtzových cívek, nastavení referenční hodnoty magnetického pole a napájení nucleo kitu. Poslední vytvořenou částí je počítačová aplikace, kterou je zařízení ovládáno. V rámci této bakalářské práce je navržen hardware s jedním kanálem pro jednu osu zařízení. V následných pracích bude vyvinut výsledný modul tištěného spoje se třemi kanály, pro každou osu zvlášť. Výsledné zařízení poslouží k testování a kalibraci magnetických senzorů bez nutnosti další činnosti obsluhy.

Komerční produkty tohoto zaměření jsou finančně značně náročné. Dalším cílem předložené práce je tedy zmenšení finančních nákladů pro získání zařízení generující libovolný vektor magnetického pole s aktivním potlačením rušení.





# Kapitola 2

## Teoretický rozbor

### 2.1 Magnetometry

Senzory měřící magnetické pole lze dělit podle různých kritérií. Na skalární nebo vektorové. Podle teploty v níž jsou schopny pracovat (vyžadují li chlazení).

Skalární, například protonové magnetometry, měří celkovou velikost vektoru magnetického pole. Vektorové měří velikost magnetického pole v daném směru. Mezi ně se řadí Hallova sonda, AMR magnetometry, fluxgate senzory a magnetooptické senzory.

#### 2.1.1 Fluxgate magnetometry

Fluxgate senzory jsou v dnešní době používány například při navigaci letadel a monitorování zemského pole. Tento typ magnetometru využívá principu Faradayova indukčního zákona:

$$u_i = -\frac{d\phi}{dt}. \quad (2.1)$$

Tento vztah lze dále rozepsat:

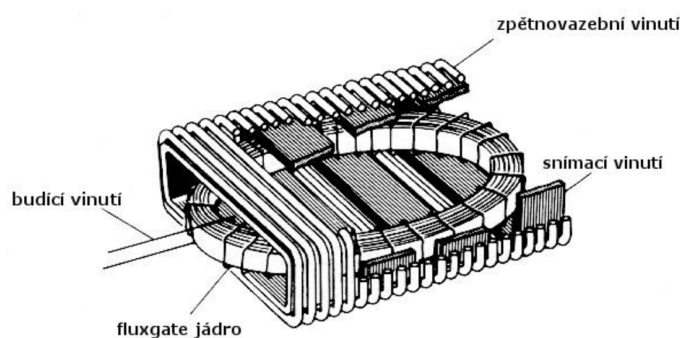
$$\phi = BS = \mu_0\mu_r HS \quad (2.2)$$

$$u_i(t) = -\frac{d\phi}{dt} = -N\mu_0 \left( S\mu_r \frac{dH}{dt} + \mu_r H \frac{dS}{dt} + SH \frac{d\mu_r}{dt} \right), \quad (2.3)$$

kde  $N$  je počet závitů cívky. První člen závorky, změna hodnoty magnetické indukce v čase, odpovídá principu indukční cívky. Druhý člen závorky, derivace plochy podle času, odpovídá principu rotační cívky. Třetí výraz, změna permeability v čase, je základním principem fluxgate senzoru.

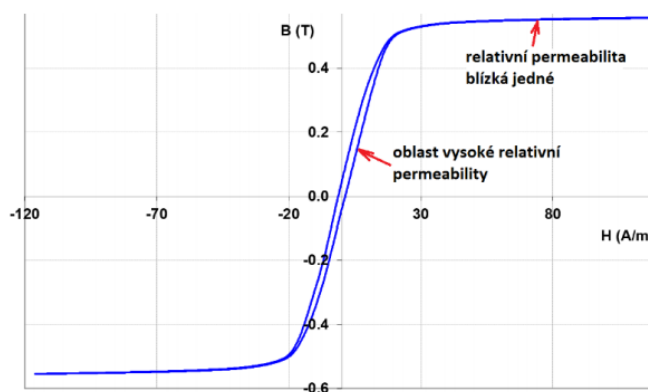
Fluxgate senzor je složen ze dvou až tří cívek (excitační, snímací a případně kompenzační) a jádra z magneticky měkkého materiálu (například tzv. amorfní nebo nanokrystalický materiál, konkrétněji například Vitrovac 6025). Konstrukce fluxgate senzoru lze vidět na obrázku 2.1.

Princip fluxgate magnetometrů využívá nelineární závislosti magnetizace feromagnetického jádra. Při zvyšování magnetické intenzity  $H$  v jádře současně roste magnetická indukce  $B$ . Při překročení určité hranice přestane magnetická



**Obrázek 2.1:** Schéma fluxgate senzoru. Převzato z [1]

indukce  $B$  růst lineárně s magnetickou intenzitou  $H$  a zůstává téměř konstantní. Graf hysterezní smyčky lze vidět na obrázku 2.2.

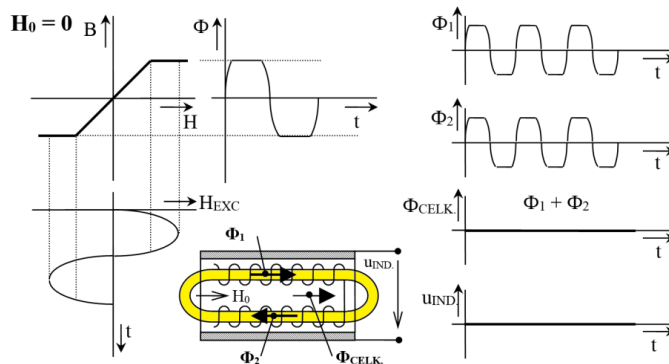


**Obrázek 2.2:** Hysterezní smyčka materiálu [2]

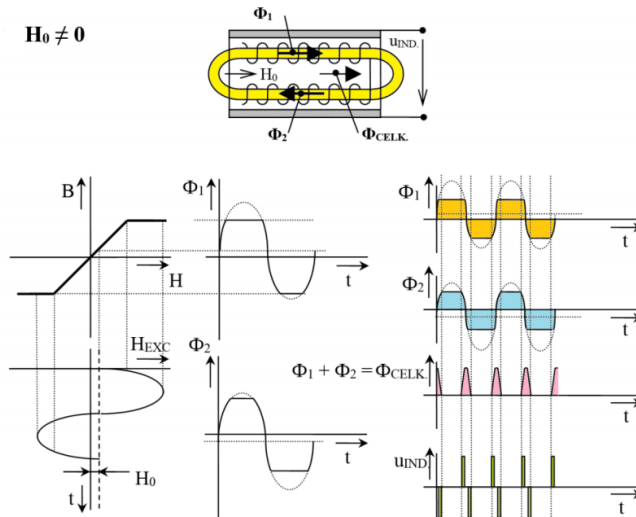
Jádro fluxgate senzoru se periodicky pomocí excitačního vedení přesycuje. Při nízkých hodnotách budícího proudu má jádro relativní permeabilitu vyšší než jedna (záleží na materiálu jádra, například 500-500000). Při nasycení je relativní permeabilita blízká jedné. Tímto způsobem dochází k modulaci relativní permeability ze dříve zmíněného vzorce 2.3.

Jestliže je měřené pole fluxgate senzoru rovno nule, v ideálním případě by se magnetický tok jádrem vzniklý vlivem buzení měl vykompenzovat. Jelikož pracujeme s reálnými senzory je potřeba zohlednit nesouměrnost mechanického uspořádání senzoru a další nedokonalosti vzniklé při výrobě. Z těchto důvodů se nějaké napětí naindukují. Situaci ve fluxgate senzoru v nulové magnetickém poli lze vidět na obrázku 2.3.

Jestliže se senzor nachází v nenulovém magnetickém poli, dojde k posunutí budícího pole působícího na jádro fluxgate senzoru. Z tohoto důvodu dojde k záporné či kladné saturaci dříve, magnetické toky  $\phi_1$  a  $\phi_2$  nebudou mít stejnou velikost. Součet toků bude proměnný v čase a ve snímací cívice bude indukováno napětí. Danou situaci lze vidět na obrázku 2.5.



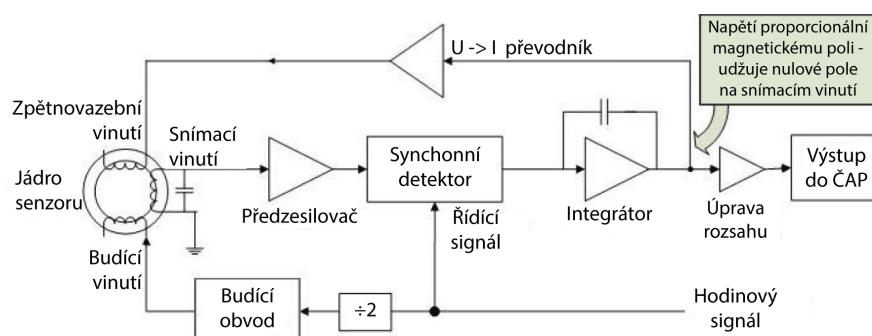
**Obrázek 2.3:** Situace ve fluxgate senzoru při nulové intenzitě měřeného magnetického pole [2]



**Obrázek 2.4:** Situace ve fluxgate senzoru při nenulové intenzitě měřeného magnetického pole [2]

Většinou se výstupní signál ze snímací cívky ladí do rezonance na druhé harmonické frekvenci excitační frekvence (pomocí kondenzátoru). Obvykle je následně použit synchronní detektor pro řízené usměrnění výstupního signálu.

Senzor většinou bývá provozován v zapojení se zpětnou vazbou, kdy je na výstup řízeného usměrňovače připojen integrátor a pomocí přidávaných kompenzačních cívek je magnetické pole v fluxgate senzoru regulováno do nuly. Výsledná hodnota magnetického pole poté odpovídá proudu tekoucímu kompenzačními cívkami. Tímto zapojením je také docíleno linearitu senzoru.



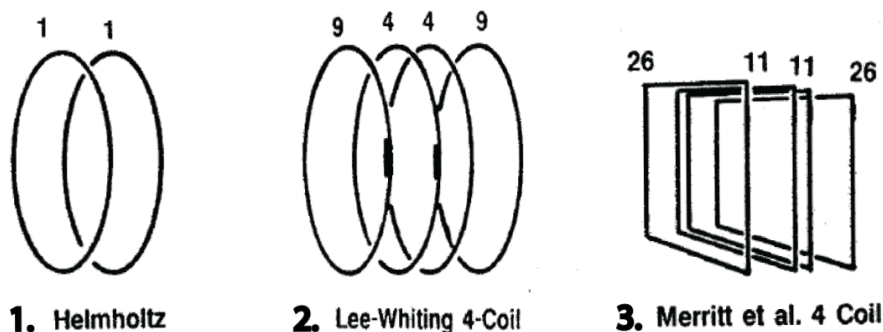
Obrázek 2.5: Schéma zpětnovazebního zapojení fluxgate. Převzato z [3].

## 2.2 Generování magnetického pole

### 2.2.1 Topologie systémů pro generování magnetického pole

Systémy pro generování magnetického pole lze dělit podle několika kritérií.

První možností jak dělit generátory magnetického pole je podle použité konstrukce generujících cívek. Pomocí různého počtu a tvaru generujících cívek lze dosáhnout rozdílné velikosti homogenní oblasti. Dále některé konstrukce dovolují generovat i gradient magnetického pole. Přehled nejvíce používaných konstrukcí lze vidět na obrázku 2.6 a přehled jejich parametrů v tabulce 2.1. Helmholtzovy cívky jsou nejjednodušší, ale mají nejhorší parametry ze srovnávaných konstrukcí (homogenitu pole). Výhodnější konstrukcí cívek je čtyřcívkový Lee-Whiting, tato soustava je vhodná pro menší velikosti systémů. Pro velké generátory magnetického pole se nejvíce používá konfigurace čtyř čtvercových cívek Merritt et al.. Na obrázku 2.7 je graf zón tolerance homogenity magnetického pole pro jednotlivé konstrukce. Při pohledu na zóny Helmholtzových cívek je nejmenší znázorněná s tolerancí 2%, tato zóna je stále menší než zóna 0.2% u Lee whiting a Merritt et al.. Pro naši aplikaci mají Helmholtzovy cívky dostatečné vlastnosti. Další výhodou Helmholtzových cívek je nejjednodušší přístup do homogenní oblasti. Tato konstrukce je nejvíce "vzdušná".



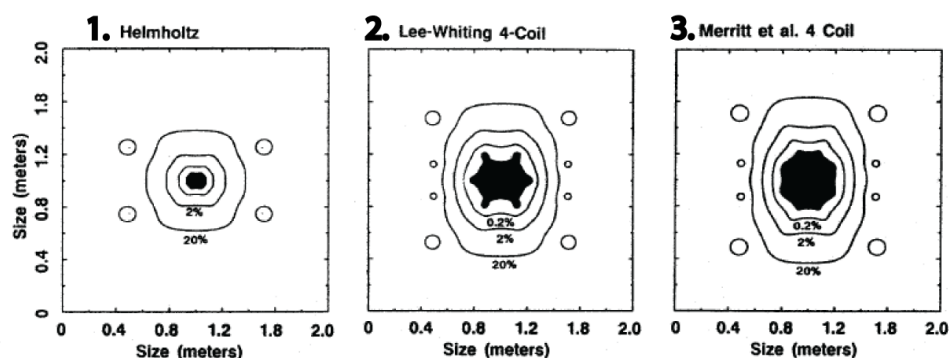
Obrázek 2.6: Schéma vybraných architektur generátorů magnetického pole [4]

#	Konstrukce cívek	Tvar cívek	Počet cívek	Průměr jednotlivých cívek
1.	Helmholtz	Kruhové	2	d,d
2.	Lee-Whiting	kruhové	4	d,d,d,d
3.	Merrit et al.	čtvercové	4	d,d,d,d

#	Vzdálenosti cívek od středu systému	Poměr napájení jednotlivých cívek	Centrální pole ( $\mu\text{T}/\text{Ampér}$ )
1.	-0.25d, 0.25d	1/1	1.798/d
2.	-0.474d, -0.1216d, 0.1216d, 0.474d	9/4/4/9	17.96/d
3.	-0.5055d, -0.1281d, 0.1281d, 0.5055d	26/11/11/26	46.65/d

**Tabulka 2.1:** Srovnání parametrů vybraných konstrukcí generátorů magnetického pole [4]

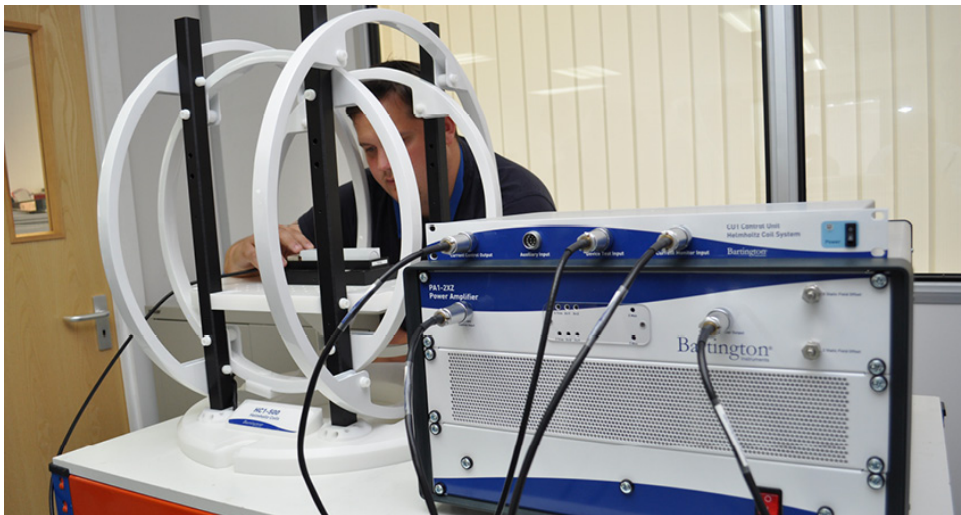


**Obrázek 2.7:** Schéma homogenního prostoru vybraných architektur generátorů magnetického pole [4]

Další možností, jak dělit zpětnovazebné generátory magnetického pole, je pomocí umístění zpětnovazebního senzoru. Jsou tři možnosti jak umístit senzor.

- Zpětnovazební senzor uvnitř generovaného magnetického pole. Tuto konstrukci využívá naše zařízení. Toto řešení je nejjednodušší na implementaci zpětné vazby. Nevýhodou tohoto zapojení je možnost vzájemného ovlivnění zpětnovazebního senzoru a testovaného zařízení. Výhodou tohoto návrhu je lepší potlačení menších lokálních gradientů. Tohoto umístění zpětnovazebního senzoru využívá zařízení MAVACS, které je složeno ze soustavy tříosých Helmholtzových cívek, tříosého rotačního magnetometru a ovládací elektroniky. Zařízení slouží k potlačení zemského magnetického pole v pěti litrovém obsahu [6].
- Senzor mimo systém cívek, ale tak, aby částečně generované pole zaznamenal. Tento typ konstrukce je využit u zařízení [7] vytvořeného laboratoří MAGLAB. Toto zařízení má zpětnovazební senzor vzdálen 2,5 metru. Každých 250 nT generovaného magnetického pole se projeví jako





**Obrázek 2.8:** Foto konkurenčního výrobku firmy Bartington instruments [5]



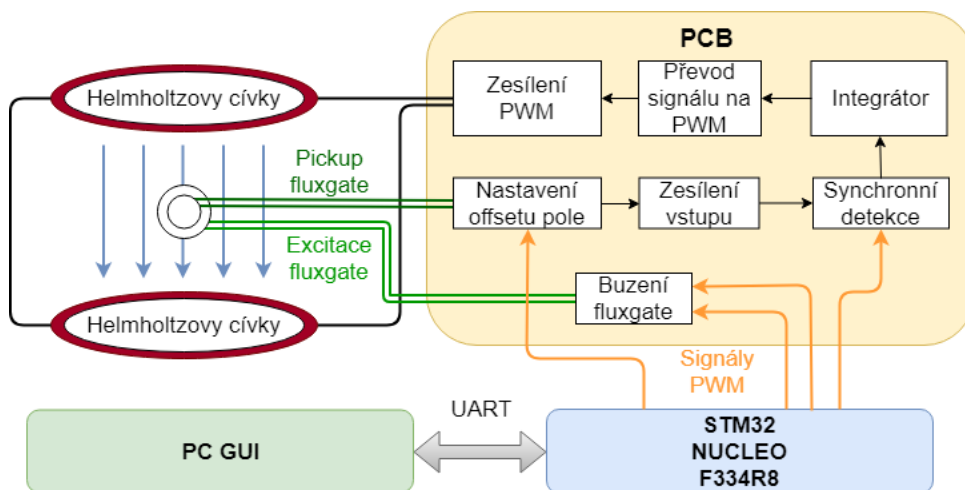


## Kapitola 3

### Návrh zařízení

#### 3.1 Princip funkce

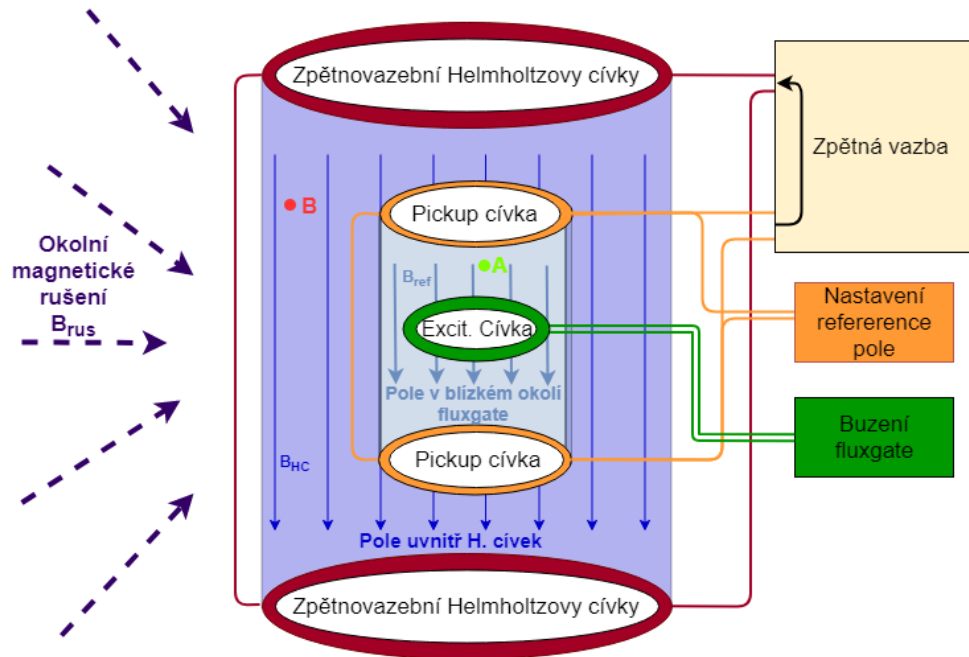
Zařízení se skládá ze čtyř hlavních funkčních celků: Soustavy Helmholtzových cívek a fluxgate senzoru, navržené desky s tištěným spojem, STM32Nucleo - F334R8 a grafického rozhraní pro počítač. Schéma funkčních celků zařízení lze vidět na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Podrobné funkční schéma zařízení

Pro vysvětlení funkčnosti zařízení je nejvýhodnější začít s popisem soustavy Helmholtzových cívek a fluxgate senzorů (viz obrázek 3.3). Soustava se skládá ze tří navzájem kolmých modulů, které jsou složeny z páru Helmholtzových cívek a fluxgate senzoru. Fluxgate senzor je natočen tak, aby měřil pole ve směru generovaného Helmholtzovými cívkami.

Schéma jednoho modulu soustavy lze vidět na obrázku 3.2. Modul funguje podobně jako klasický fluxgate senzor. Jak bylo zmíněno v kapitole 2.1.1, hodnota magnetického pole v okolí fluxgate senzoru je pomocí kompenzačních cívek regulována do nuly (na obrázku 3.2 bod A). Měřenou hodnotu magnetického pole lze poté zjistit změřením proudu tekoucího kompenzačními cívkami. Námi navržené zařízení pracuje na podobném principu.



Obrázek 3.2: Základní schéma zařízení

Rozdíl mezi klasickým fluxgate senzorem a naším zařízením je ve velikosti kompenzačních cívek a přidané možnosti nastavení referenční hodnoty magnetického pole. Námi navržené kompenzační cívky jsou dostatečně velké, aby se do homogenní části generovaného magnetického pole vešel další magnetický senzor a současně byl co nejméně ovlivněn našim zpětnovazebním fluxgate senzorem. K snímací cívce fluxgate senzoru je navíc připojen generátor proudu. Pomocí generátoru jsme schopni nastavit offset magnetického pole.

Magnetické pole generované zpětnovazebními Helmholtzovými cívkami označme  $B_{HC}$ . Referenční magnetické pole generované snímací cívkou označme  $B_{ref}$ . Všechny okolní vlivy rušení označme  $B_{rus}$ . Poté v bodě A na obrázku 3.2, který se nachází uvnitř fluxgate senzoru, je výsledné pole regulováno do nuly. Pro tento bod můžeme napsat následující rovnici:

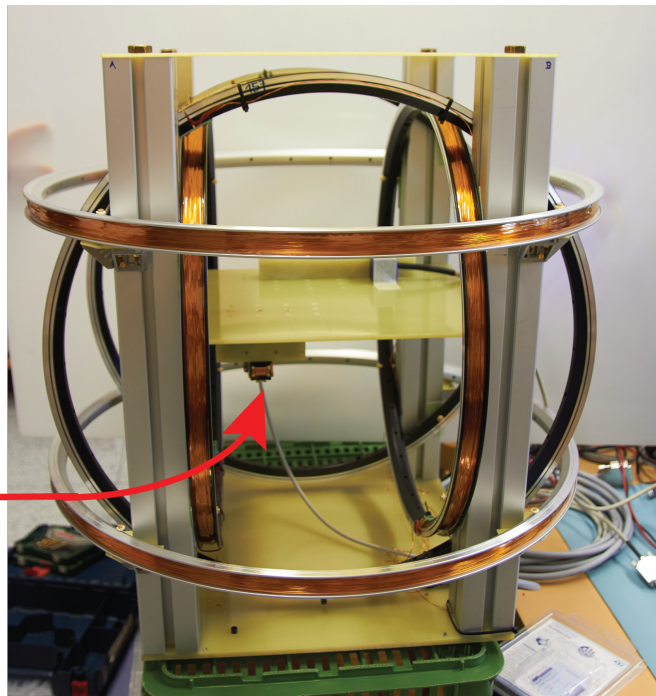
$$B_A = B_{ref} + B_{HC} + B_{rus} = 0. \quad (3.1)$$

Pole v bodě B na obrázku 3.2, nacházející se v homogenním poli generovaného zpětnovazebními Helmholtzovými cívkami a mimo fluxgate senzor, lze popsat následujícím vztahem:

$$B_B = B_{HC} + B_{rus} = -B_{ref}. \quad (3.2)$$

Celé zařízení je řízeno vývojovou deskou STM32NUCLEO-F334R8 (dále MCU), zajišťující generování signálů pro ovládání námi navrženého PCB. MCU generuje pwm signály pro funkci fluxgate senzoru (excitace, synchronní detekce). Jedním z hlavních důvodů výběru tohoto modelu mikrokontroleru je periferie High Resolution Timer Unit. Pro vytvoření PWM s vysokou přesností střídý, pro nastavení referenčního magnetického pole.

Zpětnovazební  
fluxgate  
senzor



**Obrázek 3.3:** Výsledné zařízení

Dalším celkem je modul elektroniky zajišťující napájení MCU, analogovou zpětnou vazbu mezi fluxgate senzory a cívkami. Zpracování signálů z MCU: excitace fluxgate senzorů, usměrnění signálu a nastavení reference magnetického pole.

Poslední částí je grafické rozhraní pro počítač, které komunikuje s mikrokontrolerem pomocí virtuálního com portu.

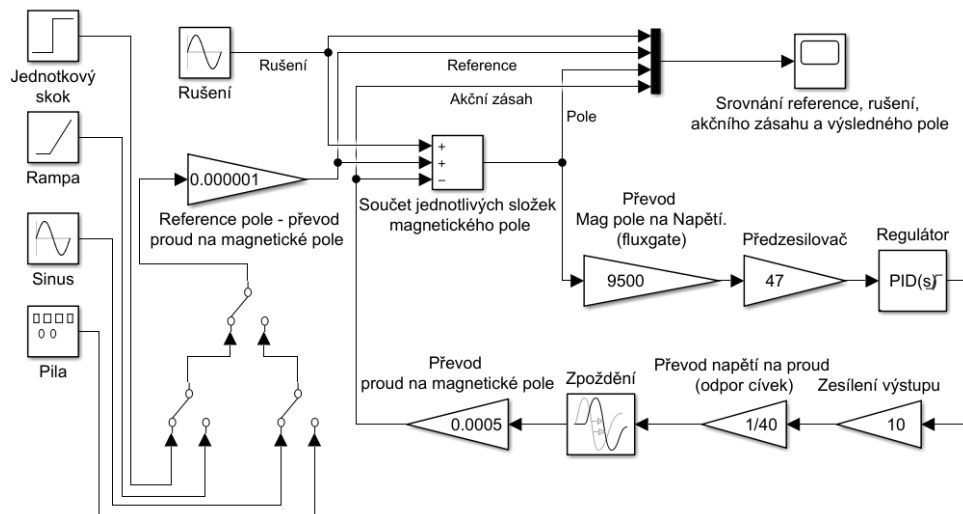
## 3.2 Model zařízení

Pro ověření funkčnosti a navržení správného regulátoru byla nejdříve provedena simulace v prostředí Matlab Simulink. Nejdříve bylo použito zjednodušené schéma s odhadovanými parametry jednotlivých součástí pro získání základní představy o chování zařízení.

Po provedení hrubé simulace byly navinuty Helmholtzovy cívky i fluxgate senzory. Současně byly navrženy přesné hodnoty zesílení předzesilovačů a koncových zesilovačů. Do simulace bylo přidáno zpoždění analogové zpětné vazby. Pomocí simulace byl proveden výběr regulátoru. Byly testovány regulátory s proporcioálními a integračními složkami. V tabulce 3.1 jsou uvedeny přesné hodnoty jednotlivých parametrů. Integrační složka regulátoru je potřebná pro zajištění nulové odchylky od reference.

veličina	hodnota	jednotka
konstanta Helmholtzových cívek	500	$\mu\text{T}/\text{A}$
konstanta snímací cívky fluxgate	31,25	$\mu\text{T}/\text{mA}$
konstanta citlivosti fluxgate	9500	$\text{V}/\text{T}$
zesílení předzesilovače	47	-
zesílení koncového zesilovače	10	-
odpor Helmholtzových cívek	40	$\Omega$

Tabulka 3.1: Tabulka hodnot výsledného modelu



Obrázek 3.4: Výsledný model v simulinku

Na obrázku 3.4 lze vidět schéma modelu v simulinku. Jednou z hlavních motivací pro vývoj našeho zařízení je potlačení rušení na frekvencích 50 Hz a méně (elektrická rozvodná síť). Přístroj je určen ke kalibraci magnetických senzorů. Pro tuto aplikaci budou nejčastěji používány referenční signály ve tvaru mnoha konstantních hladin, kalibrováný senzor změří magnetické pole až po ustálení přechodových jevů. Kvůli tomuto faktu jsem testoval schopnosti regulátoru při konstantním vstupu reference.

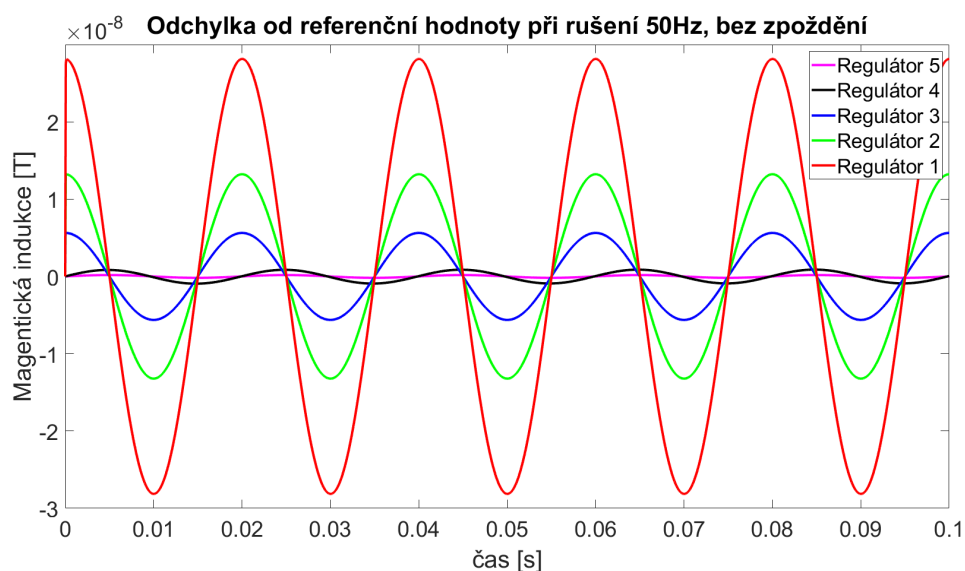
Při návrhu regulátoru musí být uvažována excitační frekvence fluxgate senzoru  $f_{exc}$ . Časová konstanta integrátoru by neměla překročit hranici  $\frac{0,2}{f_{exc}}$ . Při návrhu regulátoru bylo vycházeno z předchozích návrhů zpětnovazebních fluxgate senzorů laboratoře MAGLAB. Přehled testovaných regulátorů lze vidět v tabulce 3.2. Regulátor 2 odpovídá používanému regulátoru v laboratoři MAGLAB.

Regulátory byly nejdříve srovnávány při nulovém zpoždění. Na obrázku 3.5 je vidět srovnání všech uvedených regulátorů. Reference pole je nastavena na nulu, vstupní rušení je nastaveno na sinusový signál o amplitudě 5 000 nT a frekvenci 50. Z grafu lze vyvodit pravidlo: Čím vyšší konstanty  $K_i$ ,  $K_p$ , tím větší potlačení okolního rušení a menší odchylka od referenční hodnoty pole. Po zahrnutí zpoždění zpětné analogové vazby se ukazuje předchozí

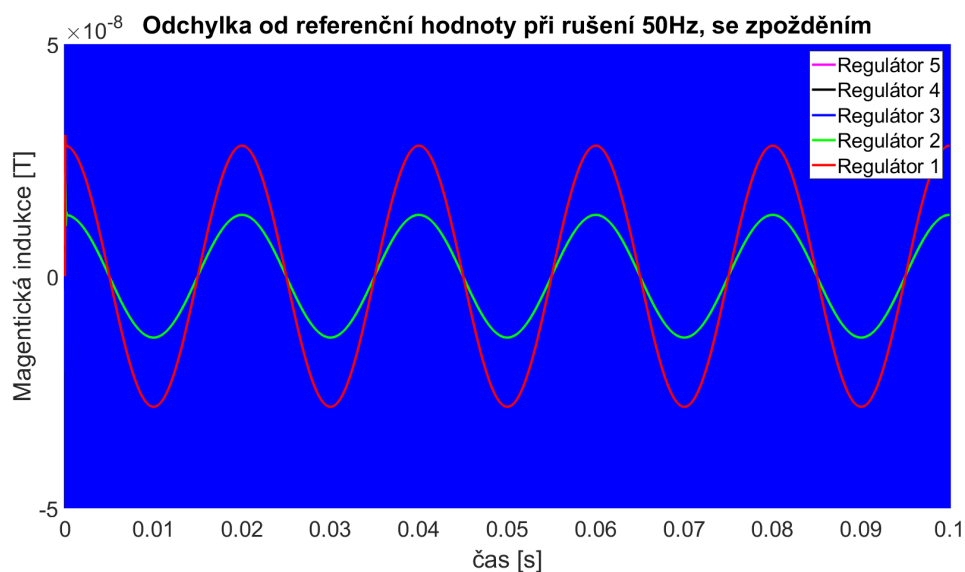
trvení neplatné. Pokud zvolíme příliš velké konstanty  $K_i$ ,  $K_p$ , systém se stane nestabilním. Srovnání regulátorů při zahrnutém zpoždění  $1 \mu\text{s}$  lze vidět na obrázku 3.6. Na obrázku lze pozorovat, že regulátory 3-5 jsou nestabilní. Odezvy regulátorů 4 a 5 jsou zakryty nestabilní odezvou třetího regulátoru. Odezvy 4 a 5 vypadají podobně jako odezva 3. Změřit přesné zpoždění zpětné vazby je náročné. V našem modelu jsou zanedbány některé vlastnosti fluxgate senzoru a našeho přístroje (synchronní detekce, lineární signál z fluxgate). Z těchto důvodů je důležité zvolit regulátor dostatečně vzdálený od nestabilní oblasti. Pro první testování přístroje byl vybrán regulátor 2.

Regulátor	Proporcionální složka $K_p$	Integrační složka $K_i$
1	0	1000
2	0	2127,659574
3	0	5000
4	100	2127,659574
5	500	2127,659574

**Tabulka 3.2:** Parametry jednotlivých regulátorů



**Obrázek 3.5:** Graf odchyly pole od referenční hodnoty při rušení 50 Hz, bez přidaného zpoždění zpětné vazby



**Obrázek 3.6:** Graf odchyly pole od referenční hodnoty při rušení 50 Hz, s přidaným zpožděním 1  $\mu$ s zpětné vazby

### 3.3 Mikrokontroler

Mikrokontroler propojuje hardwarovou a softwarovou část zařízení. Byl zvolen mikrokontroler STM32F334R8 od firmy STMicroelectronics. Pro usnadnění vývoje zařízení byl použit vývojový kit Nucleo. Tento kit navíc od samostatného mikrokontroleru nabízí integrovaný krystalový oscilátor, rozhraní ST-Link, debugovací LED, softwarové a resetovací tlačítko, vyvedené piny procesoru na klasickou 2,54 mm pinovou lištu. Tento mikrokontroler obsahuje procesor s jádrem Arm® Cortex®-M4 32-bit architektury RISC. Jádro je taktovatelné až na 72 MHz. Procesor nabízí nadstandardní funkce, například: floating point unit (FPU), high-resolution časovač (HiRes Timer) i všeobecnou sadu nástrojů pro low power aplikaci.

Mezi další vlastnosti patří: high-speed embedded paměť - 64 kB Flash paměť pro program, 12 kB SRAM, sada vylepšených vstupů/výstupů, dva rychlé 12-bitové ADC (5 MSps), tři rychlé komparátory, operační zesilovač, tři kanály DAC, low-power RTC, jeden 32-bitový univerzální časovač, čtyři 16-bitové univerzální časovače. Mikrokontroler disponuje těmito komunikačními rozhraními: 1x I2C, 1x SPI, 3x USART, 1x CAN.

Mikrokontroler byl vybrán kvůli přítomnosti HiRes časovače. HiRes časovač je použit pro přesné nastavení reference magnetického pole. Časovač slouží k generování PWM, která je následně vyhlazena. Generované napětí je transformováno na proud pomocí přesného, teplotně stálého rezistoru. Další využívané periferie jsou UART pro komunikaci s počítačovým grafickým rozhraním a 16-bitový univerzální časovač generující signály PWM pro řízení excitace fluxgate senzoru a synchronní detekci signálu z fluxgate.

Pro generování hodinového signálu je použito sdílení hodinového signálu z periferie ST-link, která používá "High-speed" externí krystal. Byla zvolena

frekvence 8 MHz. Pomocí násobičky hodinového signálu x9 dostáváme výsledný takt procesoru 72MHz. Univerzální časovač používá stejný hodinový signál jako procesor. Pro HiRes časovač je hodinový signál znovu násoben dvěma na výsledný takt 144MHz. Použití krystalového oscilátoru je výhodné pro vysokou stálost a přesnost generovaného hodinového signálu.

## 3.4 Návrh schématu a tvorba tištěného spoje

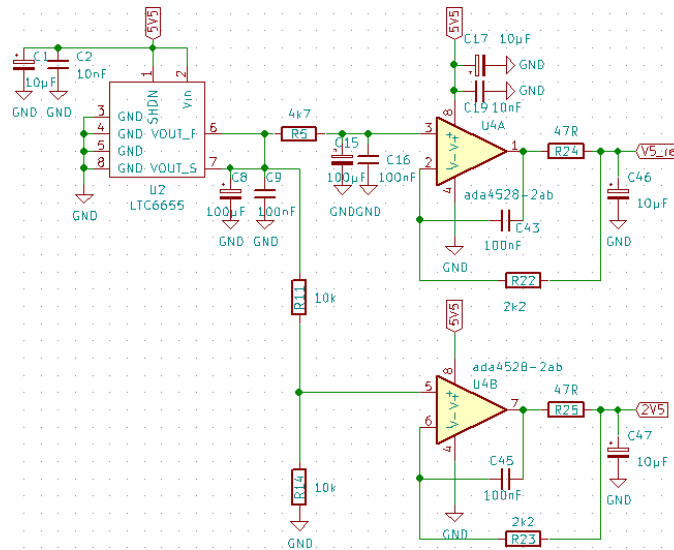
Schéma můžeme rozdělit na 4 hlavní části: analogová zpětná vazba, DA převodník pro generování proudu na vytvoření offsetu magnetického pole, napájení s regulátory vytvářejícími jednotlivé napěťové úrovně a excitační obvod pro fluxgate senzor. Každé části schématu je věnována jedna podkapitola.

### 3.4.1 Napájení a regulátory

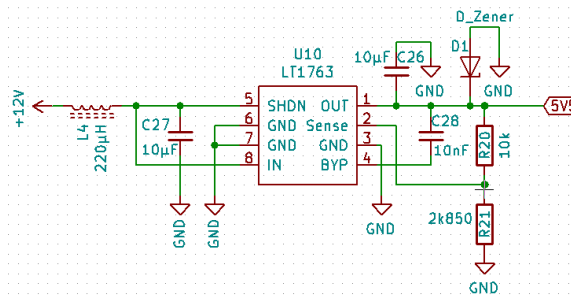
Schéma počítá s hlavním napájecím napětím 12V. Pro generaci dalších napěťových úrovní jsou použity 3 lineární regulátory. Všechny jsou napájeny z napájecího napětí 12V. Koncové zesilovače zpětné vazby lze napájet ze samostatného zdroje v případě potřeby většího rozsahu magnetického pole.

Popis jednotlivých regulátorů a napěťových úrovní:

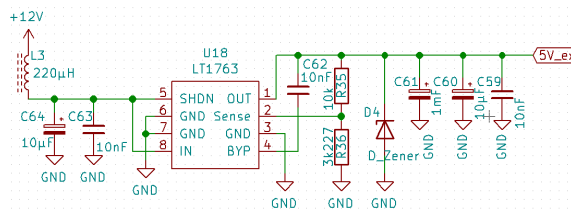
- Pro generaci referenčních úrovní je použita napěťová reference LTC6655 pro svůj nízký šum, malý drift a vysokou přesnost. Tímto regulátorem jsou generovány dvě napěťové úrovně. První úrovní je referenční napětí 5V (ve schématu *V5\_ref*), které je použito: DA převodníkem na generování proudu snímací cívkou, pro zajištění offsetu magnetického pole. Druhou úrovní je napětí 2,5 V generované pomocí odporového děliče 1:1 (ve schématu *2V5*), které je použito jako posunutá nula v analogové zpětné vazbě. Zapojení regulátoru lze vidět na obrázku 3.7.
- Regulátor LT1763 je použit pro generování 5,5 V. Toto napětí je použito pro napájení všech operačních zesilovačů a komparátorů, LTC6655, přepínač zajišťující synchronní detekci, invertor, spínač MAX4636 použitý pro tvorbu reference pole. Zapojení regulátoru lze vidět na obrázku 3.8.
- Pro napájení H-Můstku na buzení fluxgate senzoru je použit regulátor LT1763, Tento regulátor generuje 5 V. Zapojení regulátoru lze vidět na obrázku 3.9.



Obrázek 3.7: Schéma zapojení regulátoru LTC6655



Obrázek 3.8: Schéma zapojení regulátoru LT1763 generujícího 5,5V



Obrázek 3.9: Schéma zapojení regulátoru LT1763 generujícího 5V pro buzení fluxgate senzoru

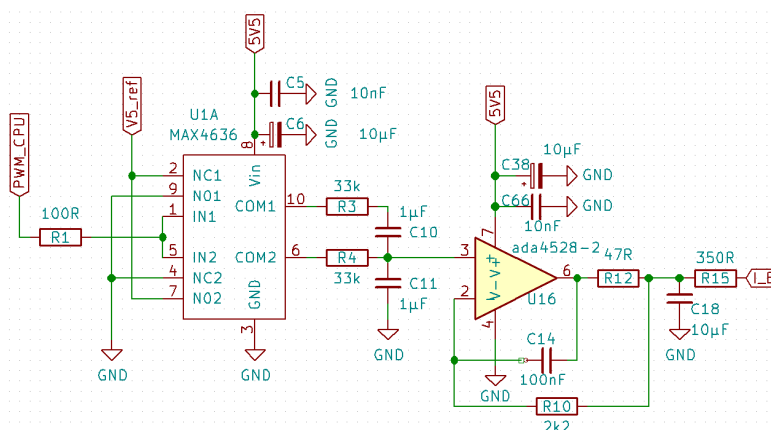
### 3.4.2 Offset magnetického pole

Jak již bylo zmíněno v kapitole 3.1, offset magnetického pole je vytvořen pomocí proudu přidaného do snímacího vedení fluxgate senzoru. Schéma zapojení generátoru lze vidět na obrázku 3.10. Pro generaci proudu byl vytvořen DAC převodník, který je buzen "Hi-res" časovačem generujícím PWM signál. Obvod MAX4636 byl použit, pro zpřesnění amplitudy usměrňovaného signálu PWM a zesílení amplitudy PWM na 5 V. Obvod spíná přesnou



hodnotu  $V5\_ref$ , vytvořenou napěťovou referencí. Tím je dosaženo vyšší přesnosti DA převodníku. Obvod DAC funguje na principu analogového odčítání dvou signálů [8]. Oba vstupy MAX4636 jsou buzeny stejnou PWM, výstupy jsou nastaveny do módu, kdy pin 10 generuje negaci pinu 6. Obvod MAX4636 umožňuje vstupní PWM nepřesnou v amplitudě převést na PWM s přesnou amplitudou  $V5\_ref$ . Rezistor R4 a kondenzátor C11 tvoří klasickou dolní propust. Díky buzení R3 a C10 negací pinu 6, dosahujeme lepšího vyhlazení signálu na výstupu, střídavé složky se navzájem odečtou. Toto zapojení je výhodné kvůli nižší časové konstantě oproti klasické dolní propusti se stejným vyhlazením.

Výstup je kapacitně zatížen, z tohoto důvodu nelze použít klasické zapojení sledovače napětí pro vylepšení parametrů výstupu DAC převodníku (zmenšení výstupního odporu, impedanční oddělení). Bylo použito speciální zapojení sledovače napětí pro kapacitní zátěž. Konverze napětí na proud je docílena pomocí přesného odporu R15 o odporu  $350\ \Omega$  (viz obrázek 3.10).



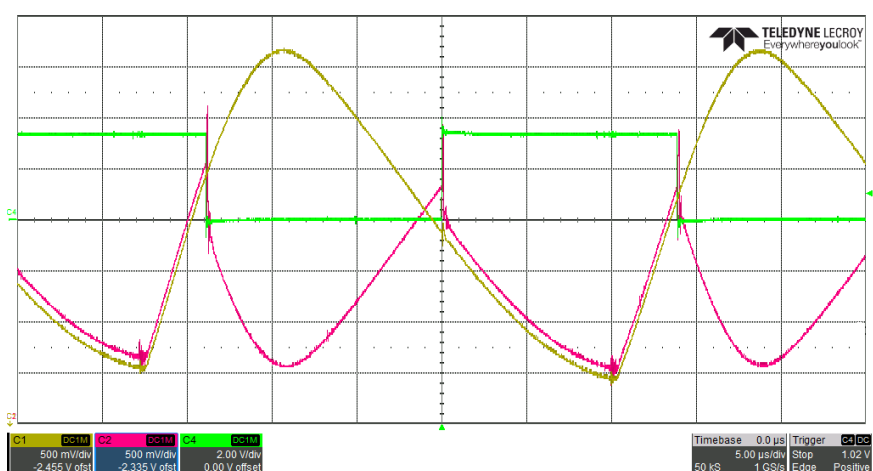
Obrázek 3.10: Schéma zapojení generátoru offsetovacího proudu

### 3.4.3 Analogová záporná zpětná vazba

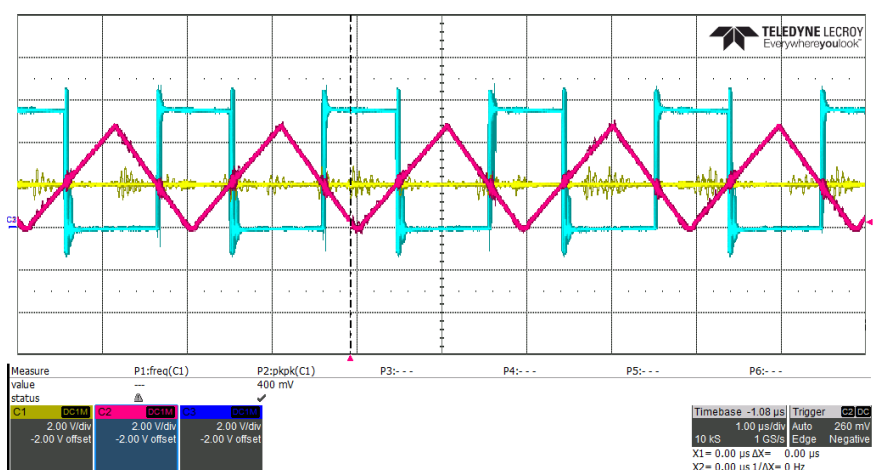
Největší část tištěného spoje zabírá analogová zpětná vazba. Průběh signálu zpětnou vazbou lze vidět na obrázku 3.1. Pro zjednodušení napájení zařízení bylo použito posunutí nulového referenčního napětí zpětné vazby na 2,5V. Signál ze senzoru fluxgate se pohybuje v rozsahu 0 až 5 V.

Výstup ze snímací cívky je nejdříve zesílen neinvertujícím zesilovačem. Následně signál prochází řízeným usměrňovačem. Na obrázku 3.11 lze vidět tvar signálu před (C1 - žlutě) a po (C2 - červeně) synchronní detekci. Poslední signál (C4-zeleně) na obrázku je řízení synchronního detektoru. Signál je dále integrován. Na výstupu integrátoru je v ustáleném stavu takové napětí, aby proud Helmholtzovými cívkami udržoval na fluxgate senzoru nulové pole. Řízený usměrňovač je vytvořen pomocí operačního zesilovače a analogového spínače ADG633YRU (měnitelné zesílení  $\pm 1$ ). V tabulce 3.3 lze vidět parametry spínače. Spínač má poměrně vysoký odpor v sepnutém stavu. V našem zapojení se velikost odporu záporně neprojeví. Nejdůležitějším parametrem je

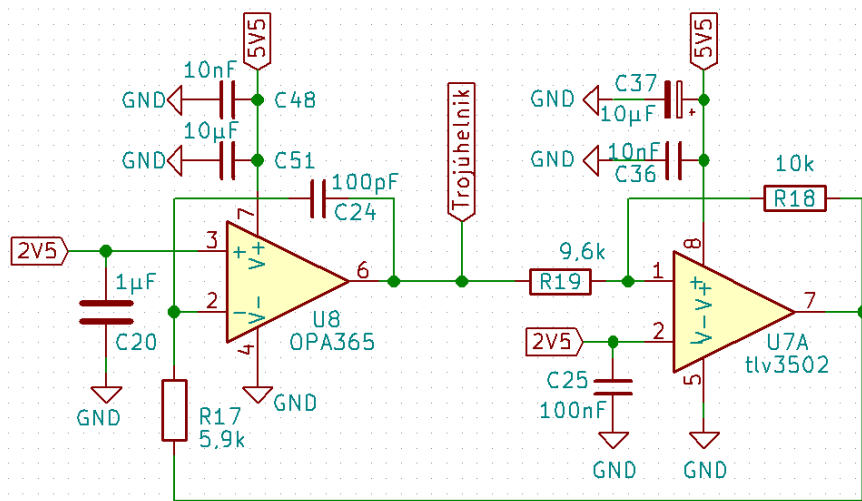
dostatečně malá doba sepnutí. Signál z integrátoru je pomocí komparátoru TLV3502 a trojúhelníkového signálu o frekvenci 521 kHz převeden na PWM se střídou, odpovídající hodnotě signálu z integrátoru (viz obrázek 3.12) [9]. Na obrázku lze vidět generovaný trojúhelníkový signál (červená), výstup z integrátoru (žlutá) a výslednou generovanou PWM (modrá). Logická hodnota signálu PWM je změněna vždy v průsečíku předchozích dvou signálů. Trojúhelníkový signál je vytvořen klasickým zapojením integrátoru a komparátoru (viz obrázek 3.13). PWM signál je následně pomocí mosfetového H-můstku zesílen na 12V. Tímto zesíleným PWM signálem jsou buzeny Helmholtzovy cívky. Napájení H-můstku je oddělené od hlavního napájecího napětí pomocí jumperu. H-můstek lze napájet z odděleného zdroje pro získání většího výstupního napětí do Helmholtzových cívek.



Obrázek 3.11: Snímek osciloskopu - průběh signálu na synchronním detektoru



Obrázek 3.12: Snímek osciloskopu - převod signálu z integrátoru na PWM



Obrázek 3.13: Schéma generátoru trojúhelníkového signálu

## ADG633YRU

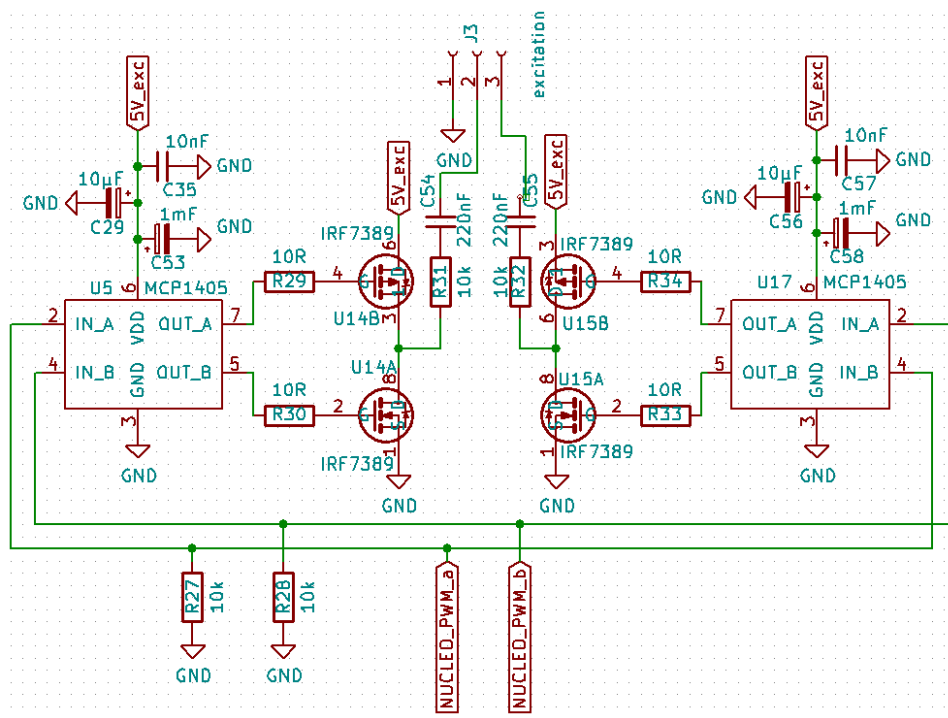
Odpor v sepnutém stavu	52 $\Omega$
Svodový proud v rozepnutém tvaru	0.005 nA
Doba sepnutí/rozepnutí	40 ns
Napájecí napětí  Vdd-Vss	$\pm 6$ V
Vstupní-výstupní napětí	rail-to-rail

Tabulka 3.3: Vybrané parametry z datasheetu ADG633YRU

### 3.4.4 Excitace fluxgate

Pro excitaci fluxgate senzoru byl použit Mosfetový H-můstek a dva vysokorychlostní mosfetové drivery MCP1405. H-můstek je složen ze dvou komplementárních dvojic mosfet tranzistorů IRF7389. Tato součástka byla vybrána po velmi nízkou hodnotu odporu při sepnutém stavu, při přijatelné hodnotě vstupní kapacity  $C_{in}$  (N-mosfet -  $R_{on} = 0.029\Omega$ , P-mosfet -  $R_{on} = 0.058\Omega$ ).

Pro napájení excitačního modulu je použit samostatný regulátor napětí (viz kapitola 3.4.1), pro menší rušení ostatních napájecích zdrojů. K napájení obou driverů jsou připojeny tři blokové kondenzátory. Zapojení H-můstku lze vidět na obrázku 3.14. Pro případ odpojených ovládacích signálů a napájené desky, nebo restartu MCU jsou vstupní signály pomocí pulldown rezistorů staženy k nule. K propojení driverů a Gate jednotlivých tranzistorů jsou použity rezistory 10  $\Omega$ . Tyto rezistory zmenší napěťové špičky a potlačí možné oscilace. Pomocí rezistorů R31, R32 a kondenzátorů C54, C55 lze nastavit amplitudu a tvar budícího proudu pro excitační vinutí fluxgate senzoru. Více viz kapitola 5.1.2.



**Obrázek 3.14:** Schéma zapojení excitačního obvodu fluxgate

## 3.5 Návrh tištěného spoje

S ohledem na fakt, že mnou vyvíjený modul elektroniky je určen k otestování funkce celého konceptu zařízení, byl použit jen dvouvrstvý tištěný spoj, kvůli menší ceně a jednodušším úpravám tištěného spoje. Pro další zmenšení ceny byl kladen důraz na co možná nejmenší velikost výsledného modulu. Konečná podoba tříkanálového tištěného spoje bude mít 4 vrstvy pro redukci šumu a zmenšení velikosti tištěného spoje.

Celý tištěný spoj jsem osazoval ručně. Z tohoto důvodu byly voleny pájecí plošky pro ruční pájení. Většina součástek byla volena ve verzi SMT, pár součástek bylo voleno ve verzi THT. Z důvodů ručního osazování byly velikosti pouzder voleny 1206, 0805 a 0603.

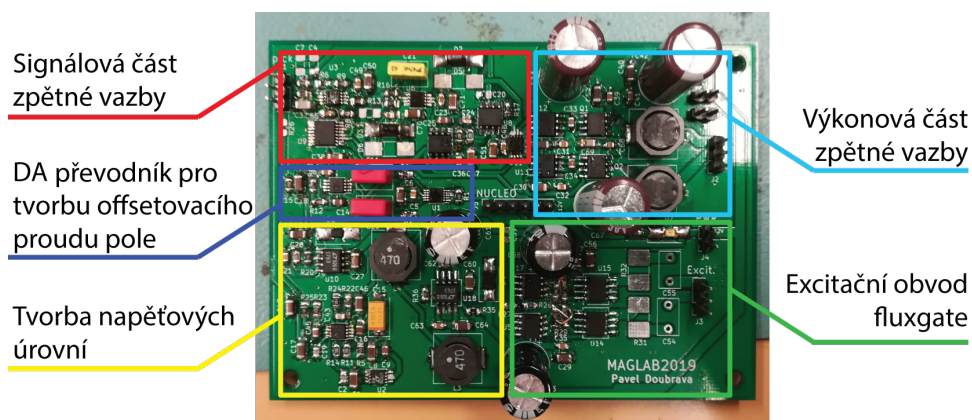
Při návrhu tištěného spoje jsem se snažil řídit pravidly uvedenými v knize [10]. Blokující kondenzátory umístit co nejblíže k dané komponentě. Nejmenší kondenzátory umístit blíže než ty větší. Propojení zemí a napájecích cest mezi jednotlivými vrstvami pomocí více průchodek na více místech pokud je to možné. Minimalizovat délku spojů. Pro cesty kudy poteče velký proud použít širší spoje. Naopak pro rychlé signálové cesty je lepší použít úzké spoje.

Vrchní vrstva tištěného spoje slouží k propojení jednotlivých komponent. Jestliže některé cesty nelze uskutečnit přes vrchní vrstvu, je cesta uskutečněna přes spodní vrstvu. K tomuto problému došlo na celé desce pouze 16x. Po skoro celé spodní vrstvě je tzv. rozlitaná zem, na některých místech jsou vedeny signály.

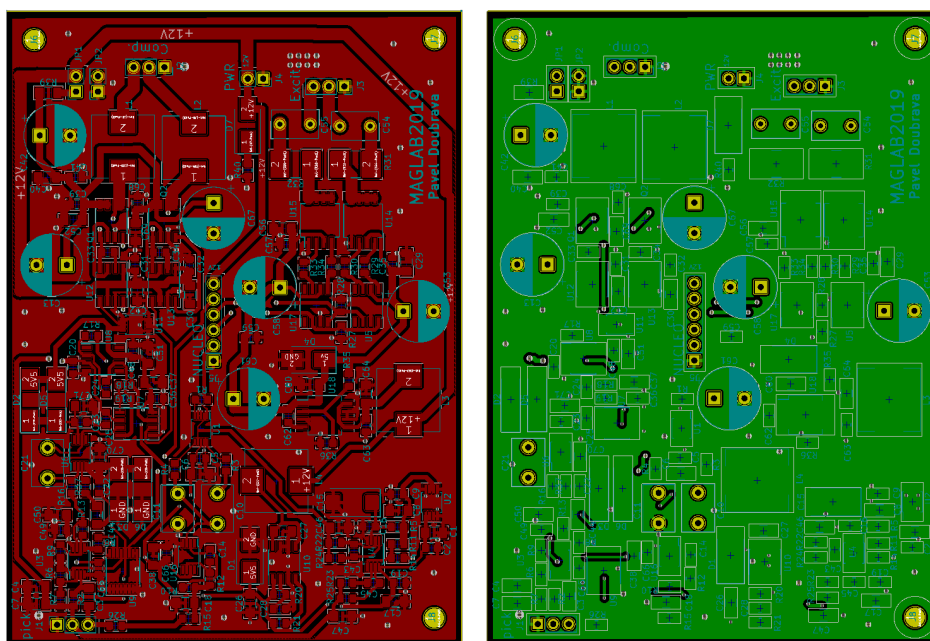
### 3.5.1 Rozložení součástek na PCB

Většina komponent je umístěna na vrchní straně tištěného spoje. Jediné součástky na spodní straně jsou ochranné diody pro výkonovou část zpětné vazby. Rozložení celků popisovaných v minulých kapitolách lze vidět na obrázku 3.15. Jednotlivé části schématu jsou umístěny tak, aby výkonové části co nejméně ovlivňovaly obvody zpracování signálu. Z tohoto důvodu jsou H-můstky umístěny na pravém okraji tištěného spoje, signálová část analogové zpětné vazby vlevo nahoře a pod ní DA převodník pro tvorbu offsetovacího proudu. Konektory jsou umístěny tak, aby byly v blízkosti komponent k nim připojeným.

Vizualizaci navržených vrstev tištěného spoje lze vidět na obrázcích 3.16a, 3.16b.



Obrázek 3.15: Rozložení celků na modulu tištěného spoje



(a) : Vizualizace vrchní vrstvy tištěného spoje

(b) : Vizualizace spodní vrstvy tištěného spoje

Obrázek 3.16: Vizualizace modulu tištěného spoje

## Kapitola 4

### Firmware a software

#### 4.1 Firmware

Pro naprogramování mikrokontroleru byly použity nástroje od firmy STM. Nejdříve byl použit nástroj STM32CubeMX pro konfiguraci jednotlivých pinů i periférií. Následně pro vývoj programu v C++ bylo použito vývojové prostředí Atollic TrueSTUDIO for STM32.

##### 4.1.1 Konfigurace mikrokontroleru pomocí STM32CUBEMX

STM32CUBEMX je software od firmy STM. V tomto programu lze interaktivně nastavit funkce procesoru a jejich periférií. Po nastavení požadovaných vlastností se vygeneruje kód v jazyce C++ pro zvolené vývojové prostředí. K vygenerovanému projektu jsou připojeny HAL knihovny pro používané periférie mikrokontroleru.

Vývojovou desku lze rozdělit na dvě části. ST-LINK a samotnou část s uživatelským procesorem. Tyto části lze od sebe oddělit. ST-LINK je stand-alone debugger a programátor pro procesory z rodiny STM32. Pro komunikaci s mikroprocesory jsou použity rozhraní SWIM a JTAG/SWD. ST-LINK také poskytuje rozhraní Virtual COM port, který umožňuje počítači komunikovat s mikrokontrolerem pomocí UART a přemostit rozhraní (I2C, SPI, CAN, GPIOs). Pomocí ST-link rozhraní lze interaktivně ovládat periférie mikrokontroleru (z počítače lze změnit logickou hodnotu pinu) [11].

Nejdříve jsem nastavil zdroj hodinového signálu. Pro generaci Low Speed hodinového signálu byl zvolen krystalový oscilátor pro větší stálost a přesnost hodinového signálu. U nastavení High-speed hodin jsem zvolil možnost Bypass Clock Source. Hodinový signál je převzat z části ST-link, která používá krystalový oscilátor.

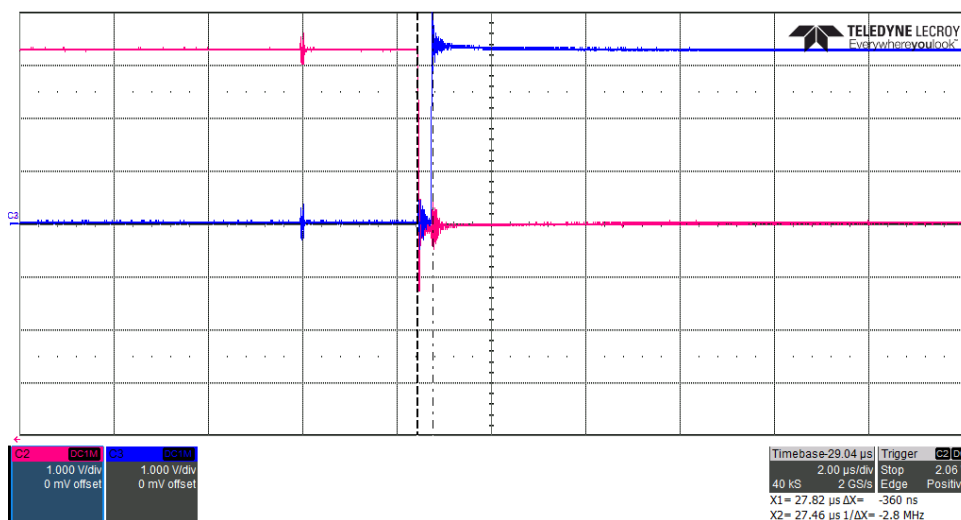
Náš firmware využívá vlastnost St-linku pro vytvoření virtual comportu na počítači. UART, pomocí kterého komunikujeme s ST-linkem, pracuje v asynchronním režimu při nastavení: 115 200 baud/s, 8 bitů bez parity a jeden stop bit. V nastavení NVIC byly povoleny přerušování pro danou instanci UARTu.

Jedním z hlavních úkolů mikrokontroleru je generace pwm signálů. Pro skupinu PWM signálů zajišťující funkci fluxgate je použit 16 - bitový ča-

sovač TIM1. Pro buzení fluxgate senzoru byla zvolena frekvence  $f_{flux} = 18kHz$ . Jelikož výstupy, které budí fluxgate, mají nastavený režim "toggle on match" (úroveň signálu se změní jednou za periodu), je potřeba nastavit dvojnásobnou frekvenci  $f_{T1} = 36kHz$ . Podle vstupní frekvence hodin  $f_{CL\_T1} = 72MHz$  řídicích TIM1 byla dopočtena perioda čítače  $T_{T1}$  podle následujícího vztahu:

$$T_{T1} = \frac{f_{CL\_T1}}{f_{T1}} - 1 = 1999. \quad (4.1)$$

Pro funkci fluxgate senzoru byly použity dva kanály. První kanál generující signál pro buzení fluxgate senzoru byl použit v konfiguraci "Output compare CH1 CH1N" (jeden pin generuje signál pwm a druhý pin jeho negaci). Mód byl nastaven "toggle on match". Protože signál je použit na buzení mosfetového H-můstku byl přidán deadtime 360 ns. Při změně aktivního signálu CH1/CH1N jsou oba signály 360 ns v stavu logické nuly. Pomocí hodnoty threshold se ladila fáze excitačních signálů prvního kanálu oproti druhému kanálu pro správné odladění synchronní detekce signálu z fluxgate senzoru. Druhý kanál generující signál pro synchronní detekci signálu z fluxgate senzoru byl použit v konfiguraci "PWM generation CH2". Mód byl nastaven "PWM mode 1". Střída signálu má být 50%, proto zvolíme hodnotu "pulse" jako polovinu délky periody. V našem případě bude "pulse" = 1000. Na obrázku 4.1 lze vidět signály budící fluxgate sensor se zvyrazněným deadtimem.



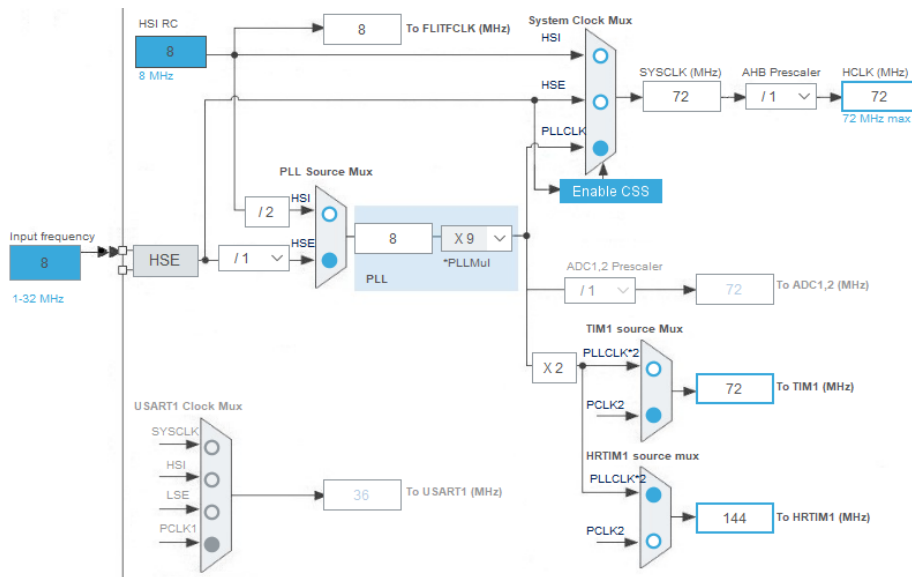
Obrázek 4.1: Snímek osciloskopu - deadtime mezi signály PWM.

Pro nastavení offsetu magnetického pole byl použit Hi-Res časovač. Signál PWM budí analogový spínač MAX4636. Pro zlepšení vyhlazení signálu, je snaha co nejvíce zvýšit frekvenci PWM. Nejdůležitějším parametrem je ale počet efektivních bytů. Z těchto důvodů je hodinový signál Hi-Res časovače zvolen co nejvyšší možný. Vstupní frekvence hodin je 144MHz. Periferie Hi-Res časovače má navíc vlastní násobičku hodin. Po použití interní násobičky x32



dostáváme výsledný takt hodinového signálu 4,608 GHz. Při plné periodě  $T_{HRT} = 65535$  je frekvence PWM signálu  $f_{HRT} = 70,3kHz$ .

Nastavení jednotlivých hodinových signálů v STM32CubeMX lze vidět na obrázku 4.2. Nejvíce vlevo je nastavení frekvence oscilátoru. Vrchní část se zabývá nastavením hodinového signálu pro mikroprocesor. V dolní části napravo je nastavení hodinového signálu do jednotlivých časovačů. Pro ušetření místa byla změněna pozice pro nastavení časového signálu pro periferii UART (na obrázku vlevo dole).



Obrázek 4.2: Nastavení hodinových signálů v prostředí STM32CubeMX

#### 4.1.2 Základní princip funkce

Mikrokontroler je hlavním řídicím prvkem vyvíjeného zařízení. Ovládá Hardware podle instrukcí poslaných z ovládací aplikace na počítači. Firmware lze rozdělit na tři klíčové části: inicializace, komunikace s počítačem a nastavování offsetu magnetického pole.

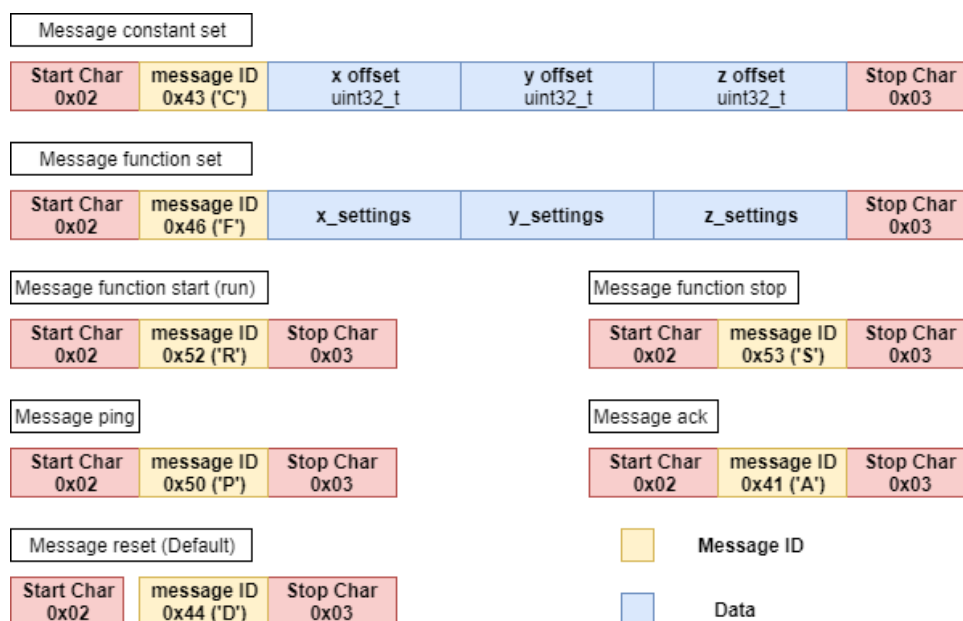
Nejdříve proběhne inicializace, při které se inicializuje mikrokontroler a potřebné periferie. Při inicializaci se také zaktivují výstupy všech výše zmíněných PWM. Střída PWM nastavující offset magnetického pole je defaultně nastavena na 50%, tato střída odpovídá nulové hodnotě offsetu magnetického pole. Posledním krokem inicializace je start režimu přijímání dat přes UART pomocí přerušení.

Komunikace s počítačem, jak již bylo zmíněno v kapitole 4.1.1, je provedena pomocí UARTu komunikujícího s ST-LINKEM. Pro uživatele se jeví daný kanál jako klasický UART. Nucleo přijímá znaky, dokud nepřijme speciální znak značící začátek zprávy. Poté začne následující znaky zapisovat. Zpráva je zakončena dalším speciálním znakem. Po přijetí celé zprávy je zpráva vložena do fronty zpráv. Hlavní smyčka kontroluje frontu zpráv. Jestliže je ve frontě zpráva, je ve hlavní smyčce vyhodnocena.

### 4.1.3 Komunikace s počítačem

Toto nastavení je pro nás výhodné především kvůli non-blocking režimu příjmu dat. Další výhodou je vyhodnocení dat ihned poté, co jsou přijmuty. V případě neprobíhající komunikace Nucleo přijímá znaky a čeká na speciální znak "start of message". Po přijetí "start of message", následuje znak "message ID". Podle tohoto znaku je zjištěna délka zprávy a naalokováno pole přesné velikosti pro danou zprávu. Po přijetí celé zprávy je předán pointer na zprávu do fronty. Následuje vyhodnocení zprávy v hlavní smyčce. Po vyhodnocení zprávy je pole uvolněno.

Na obrázku 4.3 lze vidět přehled jednotlivých zpráv. Lze zde vidět dvě hlavní zprávy nesoucí data. Nastavení konstantní hodnoty offsetu a konfiguraci pro generátor proměnného magnetického pole. Dvojice zpráv function start/stop slouží k zapnutí/vypnutí generování proměnného magnetického pole. Další komplementární dvojice zpráv ping a acknowledge slouží k otestování připojení zařízení. Jestliže počítač pošle zprávu ping, nucleo musí v časovém limitu odpovědět, jinak grafické rozhraní zahlásí chybu. Nakonec zpráva reset, která vrátí všechna nastavení provedená od zapnutí mikrokontroleru do defaultního stavu.



Obrázek 4.3: Přehled použitých zpráv

### 4.1.4 Hlavní smyčka

Hlavní nekonečná smyčka mikrokontroleru funguje na principu stavového automatu. Kontroluje, není-li nová zpráva ve frontě. Pokud se objeví nová zpráva ve frontě, zpráva je vyjmuta z fronty a pomocí současného stavu, ID zprávy, případně dat zprávy je vykonána příslušná operace. Po splnění požadavku je vyslána potvrzovací zpráva zpět ovládací aplikaci na PC.

## ■ 4.2 Software

### ■ 4.2.1 Použité nástroje a knihovny

Pro vývoj grafického rozhraní byl použit framework Qt. Qt je C++ crossplatform framework se zabudovaným vývojovým prostředím. Toto vývojové prostředí nabízí možnost "naklikat" grafickou podobu našeho uživatelského rozhraní a poté přiřadit jednotlivým prvkům požadované funkce. Qt framework není zaměřen jen na tvorbu grafických rozhraní, má sbírku knihoven zabývajících se prací s daty, prací se textovými řetězci, síťovou komunikací, USB komunikací, prací se senzory v mobilních zařízeních, vizualizací dat atd. [12].

Jedním z hlavních stavebních kamenů při programování aplikace v Qt jsou signály a sloty. Po vytvoření grafické podoby aplikace, lze k jednotlivým prvkům rozhraní přiřadit funkce. K tomu nám slouží právě signály a sloty. Lze vybrat druh interakce uživatele s prvkem grafického rozhraní, při kterém bude generován signál. Poté k tomuto signálu lze přiřadit funkci/e (slot/y), která se vykoná při každé generaci tohoto signálu. Funkce reagující na nějaký signál se nazývá slot. Signály lze generovat i přímo v kódu pomocí příkazu "emit jmeno\_signalu(parametry)".

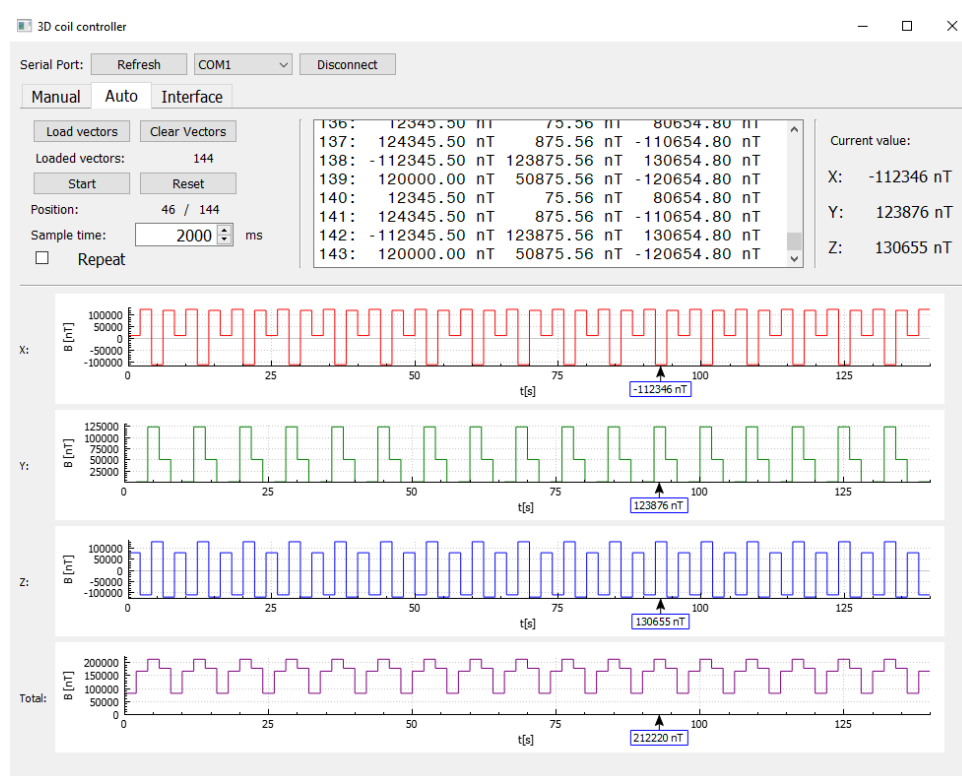
### ■ 4.2.2 Základní princip funkce

Aplikace je rozdělena do dvou vláken: GUI thread, worker thread. Jak již vyplývá z názvů, v prvním zmíněném vlákne běží grafické rozhraní a ve druhém běží veškerá probíhající komunikace, práce se soubory a výpočty. Vlákna mezi sebou komunikují pomocí signálů a slotů. Díky tomuto návrhu není potřeba používat žádnou synchronizaci vláken. Všechny hodnoty, u kterých by mohlo dojít k hazardu, jsou předávány pomocí vstupních argumentů signálu a slotů.

Aplikace může pracovat ve dvou módech. Manual a Auto. V módu Manual lze manuálně nastavovat hodnotu magnetického pole. V módu Auto lze nahrát posloupnost vektorů magnetického pole, nastavit čas jednoho vzorku a spustit automatický průběh magnetického pole. Aplikace také umožňuje synchronizaci mimo vlastní grafické rozhraní. Lze nastavit posílání synchronizačních zpráv přes UDP síťovou komunikaci nebo přes Virtual com port.

### ■ 4.2.3 Popis grafického rozhraní

Grafické rozhraní lze vidět na obrázku 4.4. Rozhraní lze rozdělit do dvou částí: ovládací, vizualizační. Ovládací část je členěna do záložek, podle funkčních celků: Manual, Auto, Interface. Vizualizační část je složena ze 4 grafů, které znázorňují průběh pole jednotlivými osami a celkovou magnetickou indukcí.



**Obrázek 4.4:** Snímek obrazovky ovládací aplikace pro počítač

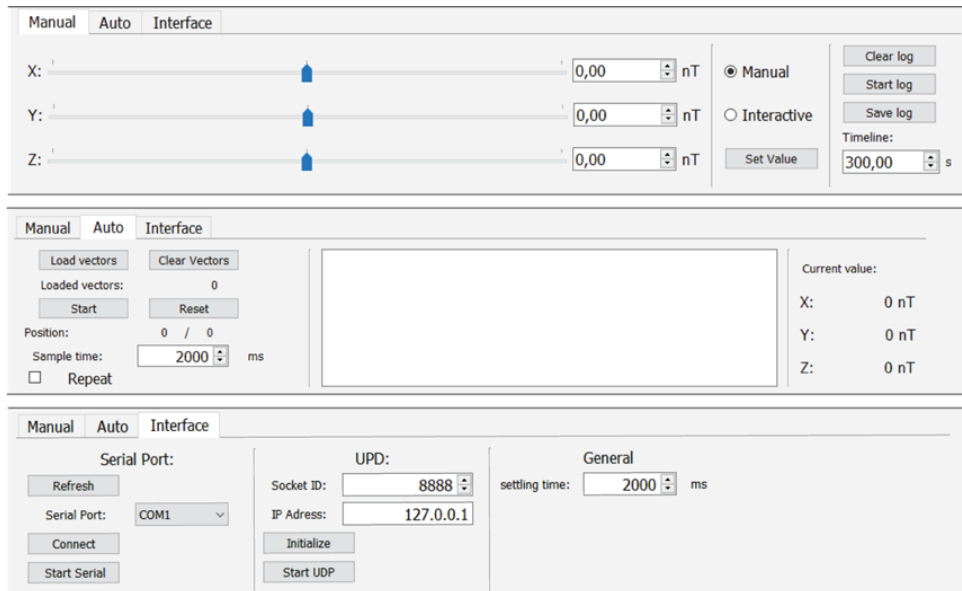
Záložka "manual" je tvořena třemi posuvníky, vedle kterých jsou tři zadávací okna pro nastavení požadované hodnoty magnetického pole. Vedle se nachází nastavení interakce se zařízením. Pokud zvolíme možnost "Manual", magnetické pole se změní až po kliknutí na tlačítko "Set Value". Jestliže zvolíme možnost "interactive", hodnota magnetického pole se mění automaticky během pohybu s táhly, nebo při zápisu hodnoty do zadávacího okna. Na pravé straně záložky se nachází ovládání vizualizační části: "Start log", "Clear log", "Save log". Pod těmito tlačítky lze nastavit velikost časové osy grafů.

Sekce "Auto" je tvořena třemi částmi. Nalevo v záložce se nachází ovládací část. Zde lze nahrát vektory magnetického pole, vymazat načtené vektory, zapnout/vypnout automatické přehrávání sekvence, nastavit čas jednoho vzorku a povolit opakování celé sekvence. V této části je také umístěno počítadlo načtených vektorů a pořadí současně nastaveného vektoru. Další částí je seznam načtených vektorů, zde lze překontrolovat načtené vektory. V poslední části lze vidět nastavený vektor magnetického pole.

Poslední sekci je nastavení synchronizačních zpráv. Tato záložka je rozdělena podle jednotlivých periférií určených pro posílání synchronizačních zpráv. Nejvíce vlevo se nachází nastavení pro sériovou linku. Zde nalezneme výběr sériového portu, tlačítko pro připojení a pro start generování zpráv. Uprostřed se nachází nastavení pro síťovou UDP komunikaci. Je možné nastavit číslo portu a IP adresu daného přístupového bodu. V základu je nastavena IP adresa na localhost a číslo portu na 8888. Pod nastavením těchto údajů je tlačítko pro inicializaci připojení a pro započítání komunikace. Poslední částí

záložky je nastavení zpoždění synchronizační zprávy oproti nastavení hodnoty magnetického pole v generátoru z důvodu ustálení přechodových dějů.

Jednotlivé záložky lze vidět na obrázku 4.5.



**Obrázek 4.5:** Jednotlivé ovládací záložky aplikace

#### 4.2.4 Worker Thread

V pracovním vláknu neběží žádná nekonečná smyčka. Veškeré pracovní úkony probíhají ve funkcích pracovního vlákna zavolaných z GUI thread.

Pro práci s virtual comports Windows byly použity Qt knihovny: "QSerialPortInfo" pro zjištění dostupných com portů, "QSerialPort" pro připojení a práci se sériovým portem. Komunikace s nucleem je oboustranná. Grafické vlákno pošle příkaz a čeká na potvrzení. Potvrzení je předáno grafickému vláknu, které ho vykreslí do spodní oznamovací oblasti okna.

Další povinností vlákna je práce se soubory. Na práci se soubory je použita Qt knihovna "QFile". Funkce v pracovním vláknu dostane jako argument cestu k souboru. Nejdříve otestuje, jestli soubor splňuje požadované formátování, následně načte jeho obsah a předá grafickému vláknu požadované informace.

Pro generování synchronizačních impulsů pomocí UDP je použita knihovna "QUdpSocket". Podle instrukcí dodaných z grafického vlákna je vytvořen port. Při použití sériové linky je použit stejný princip jako v případě komunikace s nucleem. Při poslání hodnoty do nuclea je spuštěn časovač, po jehož vypršení je poslána synchronizační zpráva pomocí právě spuštěných komunikačních rozhraní.

### ■ 4.2.5 Vizualizace

Pro vizualizační část grafického rozhraní byla použita bezplatná open source knihovna "QCustomPlot". Tato knihovna je zaměřena na generování 2D grafů a nabízí dobrý výkon při real time aplikacích. Jsou použity 4 widgety (pro každý graf jeden). Pro dynamické ukazatele v grafech byl poupraven ukázkový kód [13]. Při práci v módu Manual lze spustit funkci logger, který zaznamenává průběh nastavovaných hodnot. Při práci v Automatickém módu jsou na grafech znázorněny jednotlivé vektory a ukazateli je zvýrazněn současný vektor.

## Kapitola 5

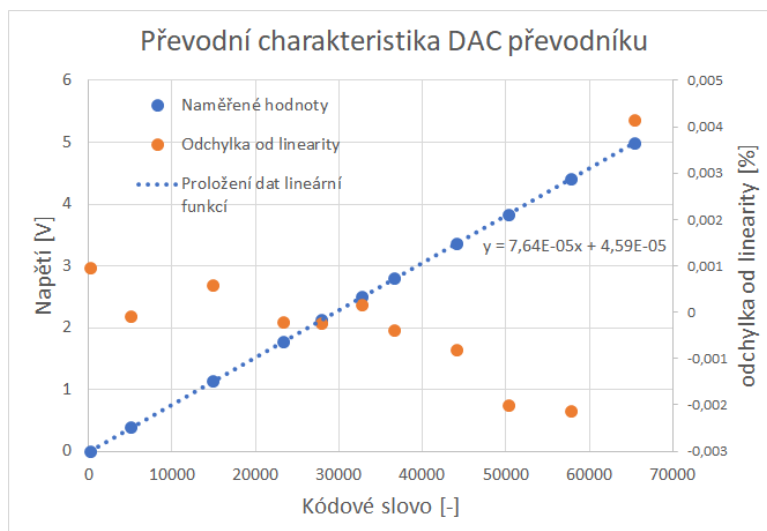
### Realizace a testování zařízení

#### 5.1 Realizace

##### 5.1.1 Osazování modulu tištěného spoje

Modul tištěného spoje byl osazován ručně po částech. Nejdříve byla osazena část s napěťovými regulátory a referencemi. Po osazení části byla deska připojena na laboratorní zdroj s omezením proudu na 50 mA. Pomocí voltmetru byly překontrolovány jednotlivé napěťové úrovně.

Následně byla osazena část DA převodníku. Po osazení byla otestována jeho funkčnost. Nejdříve bylo provedeno měření vyhlazenosti výstupního signálu. Rozkmit peak-to-peak činí 0,5 mV. Frekvence řídicího signálu je dokonale vyhlazena, při kontrolním měření nebyla na osciloskopu zaznamenána. Následně bylo provedeno měření převodní charakteristiky, graf lze vidět na obrázku 5.1. Na levé hlavní ose je vyznačeno napětí na výstupu, na pravé odchylka od linearity. Z naměřených dat byla zjištěna vysoká linearita DA převodníku. Nejvyšší vypočtená odchylka od linearity z naměřených vzorků nepřesahuje  $\pm 0,004$  %.



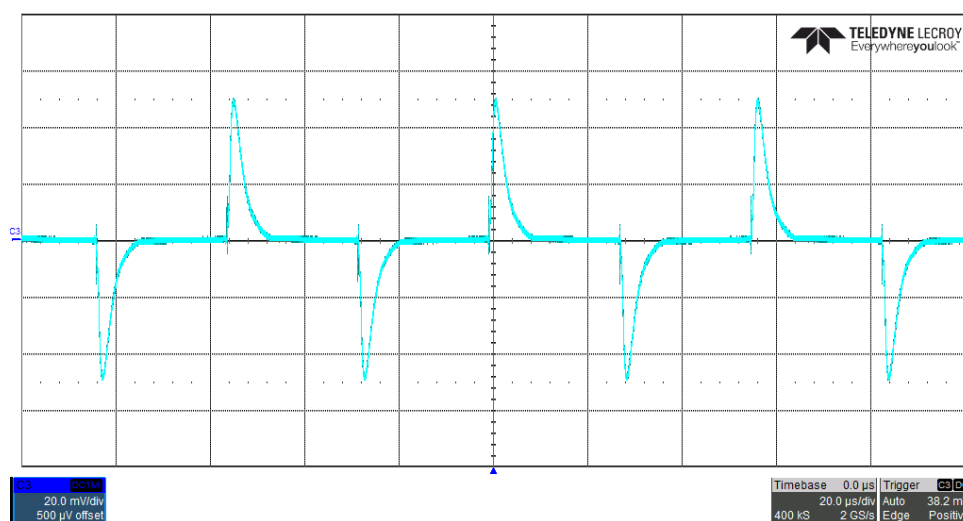
Obrázek 5.1: Graf převodní charakteristiky DA převodníku

Předposlední osazovanou částí byl excitační obvod fluxgate senzoru. Při připojení modulu na laboratorní zdroj měl vysoký odběr proudu. (Byla aktivována proudová omezení na laboratorním zdroji.) Následně se pomocí termokamery zjistilo špatné zapojení H - můstku. Byly prohozeny signály na pinech gate polovičních H-můstku. Oba tranzistory byly otevřené a vznikl zkrat mezi napájecím napětím a zemí. Jelikož se jedná o testovací desku, odpory propojující výstup driverů a gate jednotlivých tranzistorů byly pootočený a cesty poupravěny pomocí drátků.

Posledním osazovaným celkem byla analogová zpětná vazba. Nejdříve byl osazen a otestován generátor trojúhelníkového signálu. Následně byl osazen zbytek zpětné vazby.

### 5.1.2 Oživení fluxgate senzoru

Po osazení jednotlivých částí modulu tištěného spoje byl oživen fluxgate senzor. Nejdříve byl vytvarován budící signál, pomocí odporů R31, R32 a kondenzátorů C54, C55 (viz kapitola 3.4.4). Hodnoty těchto odporů a kondenzátorů byli zjištěny experimentálně. Výsledný tvar a amplitudu (špička-špička 1 A) signálu budícího excitačního vinutí fluxgate senzoru lze vidět na obrázku 5.2.

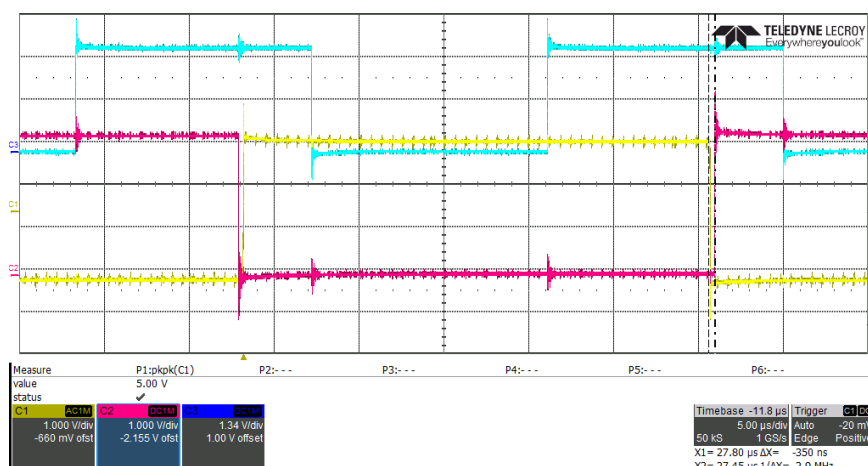


Obrázek 5.2: Snímek osciloskopu - excitační signál fluxgate senzoru

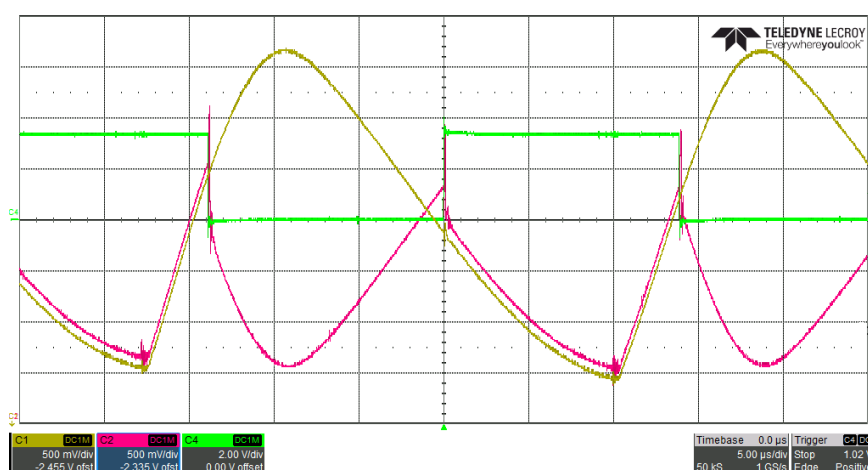
Po nastavení budícího signálu byla laděna druhá harmonická frekvence na výstupu signálu ze snímacího vedení fluxgate senzoru pomocí nalezení správné hodnoty kondenzátoru.

Posledním krokem při oživení funkce fluxgate senzoru bylo nastavení synchronní detekce. Byla hledána fáze mezi PWM, která budí excitační obvod a PWM, která řídí synchronní detekci. Výsledné generované signály lze vidět na obrázku 5.3 (buzení fluxgate - žlutá a červená, synchronní detekce = modrá) a tvar signálu před (žlutá) a po (červená) synchronní detekci na obrázku 5.4.





Obrázek 5.3: Snímek osciloskopu - signály pro funkci fluxgate.



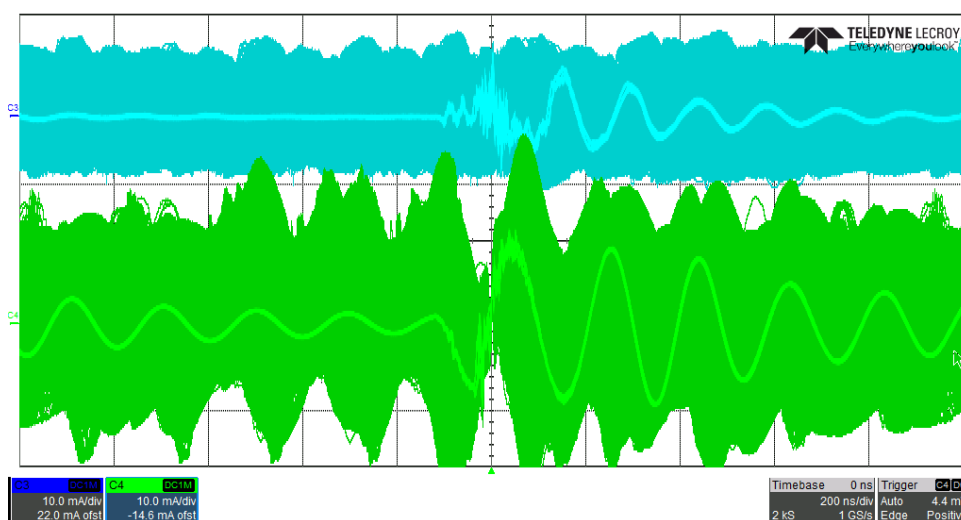
Obrázek 5.4: Snímek osciloskopu - průběh signálu na synchronním detektoru

## 5.2 Testování zařízení

Při prvním zapnutí zařízení byla zpětná vazba kladná. Tento problém byl vyřešen otočením konektoru Helmholtzových cívek.

Při měření proudu tekoucího Helmholtzovými cívkami byl zaznamenán rozkmit špička-špička až 100 mA, což při konstantě cívek  $500 \mu T/A$  odpovídá rozkmitu  $50 \mu T$ . Při návrhu zařízení nebyl uvažován rezonanční kmitočet Helmholtzových cívek. Byla předpokládána hodnota, která se nyní ukázala příliš vysoká. Bylo provedeno měření rezonančního kmitočtu. Naměřená rezonanční frekvence našich Helmholtzových cívek je 25 kHz. Cívka po překročení této frekvence se nadále nechová jako cívka a má nedefinované chování.

Pro zmenšení rozkmitu bylo vyzkoušeno přidání dalších vyhlazovacích prvků. Byla přidána velká sériová indukčnost nebo filtr typu dolní propust. Obě řešení potlačila rozkmit, ale bohužel potlačení obou testovaných možností nebylo dostatečné. Při naší aplikaci bylo potřeba potlačit tento rozkmit alespoň o



**Obrázek 5.5:** Snímek osciloskopu - rozkmit proudu v Helmholtzových cívkách

dva řády. Na obrázku 5.5 lze vidět rozkmit proudu při použití filtru druhého řádu. Modře je znázorněn proud tekoucí Helmholtzovými cívkami a zeleně proud tekoucí do filtru. Proud tekoucí Helmholtzovými cívkami dosahuje špička-špička 30 mA, před dolní propustí 70 mA.

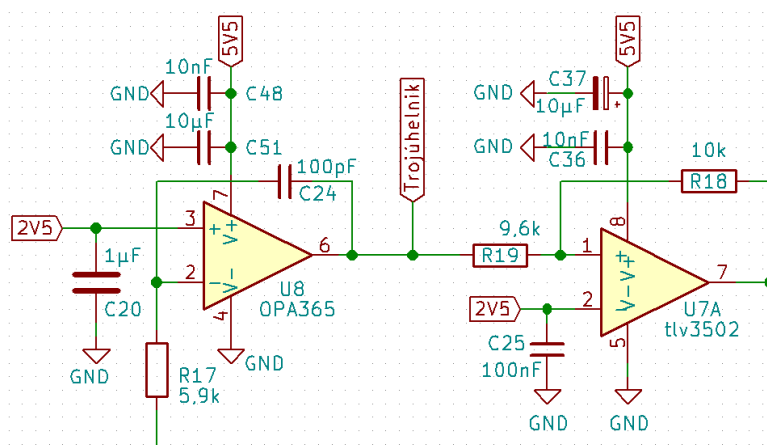
### 5.2.1 Lineární kompenzace

Místo buzení zpětnovazebních cívek pomocí PWM bylo vyzkoušeno zapojení s lineárním regulátorem OPA544, kterému jsme se při prvotním návrhu zařízení snažili vyhnout. Původní řešení neslo velkou výhodu v jednoduchosti nesymetrického napájení 0 až 12 V. Při tomto zapojení byla nula zpětné vazby posunuta na 2,5 V a signály se pohybovaly v rozmezí 0 až 5 V. Díky využití konstrukce H-můstku bylo dosaženo protékání proudu cívkami v obou směrech. To nám umožnilo generovat kladné i záporné pole při nesymetrickém napájení obvodu. Bohužel, jak se ukázalo v předchozí kapitole, proud v cívkách se nepovedlo dostatečně vyhladit. Z toho důvodu byla výkonová část zpětné vazby nahrazena lineárním zesilovačem OPA544.

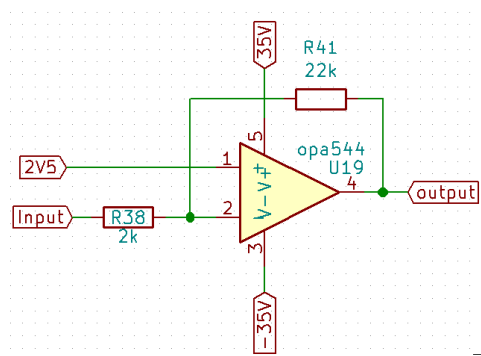
### 5.2.2 Návrh zapojení a úprava modulu tištěného spoje

Nejdříve musely být provedeny úpravy na modulu. Byla přerušena cesta mezi výstupem integrátoru a komparátorem. Vstup komparátoru byl následně uzemněn. Z generátoru trojúhelníkového signálu byl následně odpájen odpor R19 viz obrázek 5.6, pro přerušení funkce.

Zapojení zesilovače lze vidět na obrázku 5.7. Zesílení zesilovače bylo nejdříve zvoleno 11 tak, aby generované pole bylo v požadovaném rozsahu. Toto zapojení bylo vytvořeno na univerzálním pájivém poli.



Obrázek 5.6: Schéma generátoru trojúhelníkového signálu



Obrázek 5.7: Schéma zapojení koncového zesilovače zpětné vazby.

### 5.2.3 Stabilita zařízení

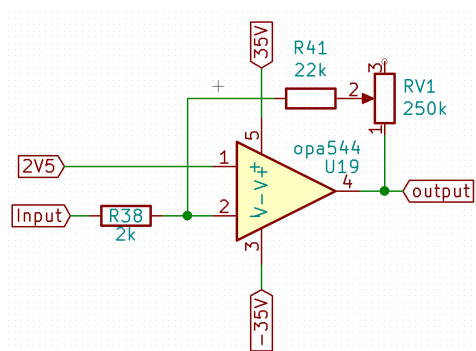
Po výměně výkonové části bylo provedeno měření stability zpětné vazby. Při simulaci byly zanedbány některé vlastnosti systému. Signál z výstupu snímacího vedení fluxgate má téměř sinusový tvar, nebyla uvažována frekvence tohoto signálu. Další výrazným faktorem je zpoždění zpětné vazby, tuto hodnotu je náročné změřit. Při měření stability systému bylo využito násobení výstupu regulátoru konstantou. Toto řešení odpovídá vynásobení integrační konstanty našeho regulátoru konstantou koncového zesilovače viz rovnice regulátoru 5.1. Do zapojení s operačním zesilovačem byl přidán potenciometr pro nastavení zesílení. Schéma výsledného zapojení operačního zesilovače je vidět na obrázku 5.8.

$$G = A \cdot K_i \frac{1}{s} \quad (5.1)$$

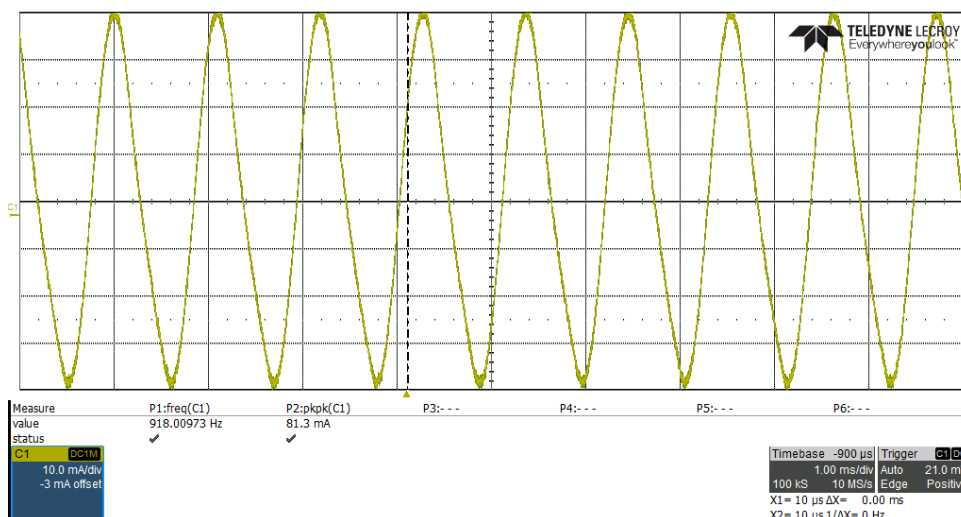
Na vedení k Helmholtzovým cívkám byla umístěna proudová sonda osciloskopu. Nastavil jsem nulovou referenci magnetického pole a postupně zvyšoval zesílení koncového zesilovače. Při hodnotě 205 k $\Omega$  odporu nastavovaného potenciometru, čemuž po přičtení hodnoty odporu R41 odpovídá zesílení 113x (viz rovnice 5.2), byl systém na okraji stabilní oblasti. Tato konstanta zesílení

odpovídá integrační konstantě  $K_i = 511543,7$ . Při dalším nepatrném zvýšení zesílení zesilovače se výstup rozkmital. Nestabilní systém kmitá na frekvenci 1 kHz s amplitudou  $20 \mu\text{T}$ . Nestabilní odezvu systému lze vidět na obrázku 5.9. Mez stability byla zjištěna při zesílení koncového zesilovače 113x.

$$\begin{aligned} R_{in} &= R38 = 2k\Omega \\ R_{zp} &= R41 + RV2_{jezdec, výstup} = 205 + 22 = 227k\Omega \\ A &= \frac{R_{zp}}{R_{in}} = \frac{227}{2} = 113,5 \end{aligned} \quad (5.2)$$



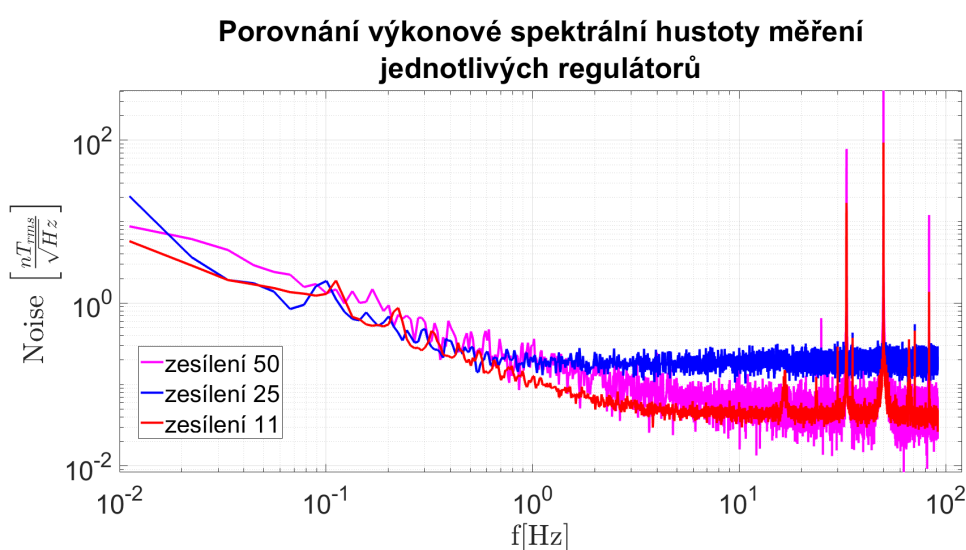
**Obrázek 5.8:** Schéma zapojení koncového zesilovače zpětné vazby s přidáním potenciometrem.



**Obrázek 5.9:** Snímek osciloskopu - nestabilní odezva systému

### 5.2.4 Testování vlivu změny zesílení na potlačení jednotlivých frekvencí

Bylo provedeno testování vlivu zesílení na potlačení jednotlivých frekvencí. Na zařízení byla nastavena nulová reference magnetického pole. Následovalo několik dvacetiminutových měření magnetického pole. Při každém měření bylo změněno zesílení koncového zesilovače. Srovnání výkonových spektrálních hustot naměřených vzorků lze vidět na obrázku 5.12. Z grafu lze vidět, že koncové zesílení 11 vychází nejvýhodněji, regulátor dosahuje nejlepších parametrů potlačení jednotlivých frekvencí. Na obrázku je vidět vysokou špičku 50 Hz.



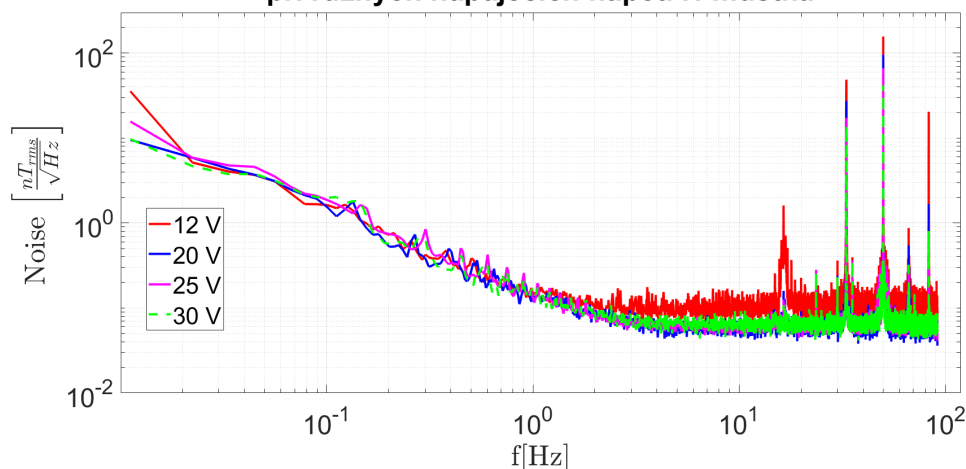
**Obrázek 5.10:** Výkonová spektrální hustota zaznamenaného průběhu magnetického pole při rozdílných zesíleních koncového zesilovače.

### 5.2.5 PWM kompenzace

Po otestování lineárního regulátoru byl modul tištěného spoje navrácen do původního stavu. Rezistor R19 byl znovu osazen (generátor trojúhelníku, viz obrázek 5.6). Cesta mezi výstupem integrátoru a komparátorem byla obnovena. Bylo provedeno testovací měření ve stejném prostředí jako při lineární kompenzaci. Při každém měření bylo změněno napájecí napětí výstupního H-můstku. Porovnání jednotlivých měření je vidět na obrázku 5.11. Na obrázku je vidět podobný tvar spektrální hustoty jako u zakončení zpětné vazby operačním zesilovačem.

Na naměřených datech se neprojevil naměřený rozkmit proudu tekoucího Helmholtzovými cívkami (viz. kapitola 5.2). V rámci bakalářské práce se nestihlo podrobněji vyšetřit průběh magnetického pole při buzení Helmholtzových cívek PWM o frekvenci 520 kHz.

### Porovnání výkonové spektrální hustoty měření při různých napájecích napětí H-můstku



**Obrázek 5.11:** Výkonová spektrální hustota zaznamenaného průběhu magnetického pole při rozdílných napájecích napětí koncového H-můstku

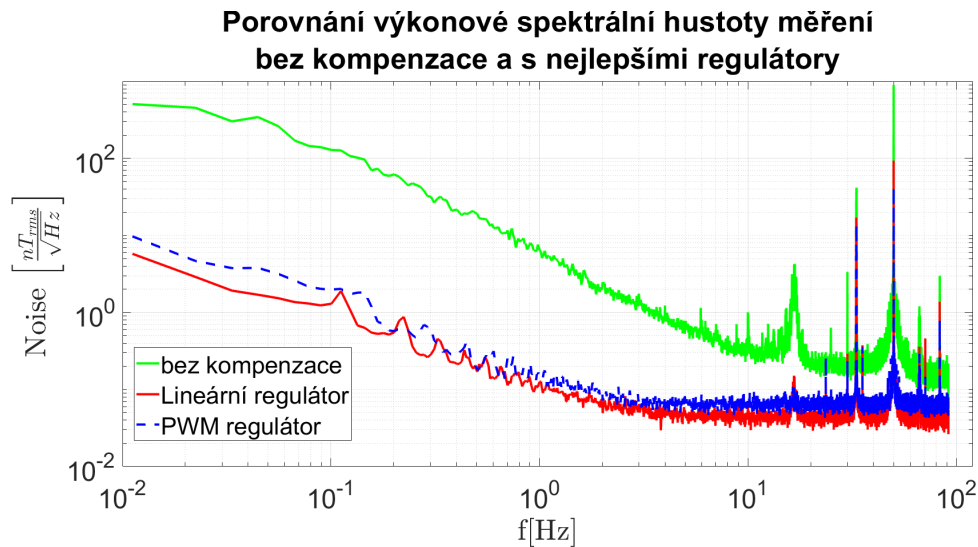
#### 5.2.6 Dosažené parametry

Na zařízení je funkční jedna osa. V předchozím bylo popsáno testování regulátorů. Byl vybrán regulátor s operačním zesilovačem se zesílením 11 a regulátor s původním H-můstkem napájeným 30 V. Na obrázku 5.12 lze vidět porovnání spektrální výkonové hustoty dat z měření bez kompenzace a s výše zmíněnými regulátory. Lze pozorovat, že vybrané regulátory mají podobné vlastnosti, potlačují okolní rušení 50 Hz 10 krát, to odpovídá 20 dB. Nižší frekvence v rozmezí  $10^{-2}$  až 1 Hz jsou potlačeny o 40 dB. S přechodem do vyšších frekvencí (až 50 Hz) klesá potlačení okolního rušení na 20 dB. PWM regulátor lépe potlačuje rušení vzniklé rozvodnou sítí. Lineární regulátor má mírně vyšší potlačení ostatních složek. Výsledný regulátor bude vybrán po přesnějším zmapování generovaného pole při buzení helmholtzových cívek H-můstkem.

Bylo změřeno, že zařízení dokáže generovat magnetické pole v rozsahu  $\pm 150\,000$  nT. Hodnota magnetického pole je nastavována šestnácti-bitovým DA převodníkem vlastní výroby. Převodní charakteristiku převodníku lze vidět na obrázku 5.1. Tento převodník dosahuje vysoké linearity. Odchylka od linearity ve všech naměřených bodech nepřesáhla  $\pm 0,004$  %.

Vytvořené zařízení je náchylné na malé lokální gradienty magnetického pole (mobilní telefon, hodinky, notebook, atd.). Zpětnovazební senzor může být ovlivněn více či méně než kalibrovaný senzor. Tomuto vlivu je potřeba předcházet odložením těchto zdrojů v dostatečné vzdálenosti od zařízení.

V tabulce 5.1 lze vidět porovnání parametrů vyvinutého zařízení s výrobkem firmy Billingsley. Zařízení se liší ve velikosti Helmholtzových cívek. Soustava produktu firmy Billingsley má dvojnásobné rozměry Helmholtzových cívek. Na velikost Helmholtzových cívek se váže velikost oblasti homogenního pole. Dalším parametrem uvedeným v tabulce je potlačení DC složky.



**Obrázek 5.12:** Porovnání spektrální analýzy s a bez kompenzace

Výrobek firmy Billingsley je schopen potlačit stejnosměrnou složku o 90 dB. Z důvodu výroby jen jednoho kanálu neproběhla kalibrace zařízení, tuto hodnotu tudíž nejsme schopni změřit. Jelikož firma Billingsley sídlí v Americe uvádí potlačení frekvence 60 Hz (rozvodná elektrická síť) o 40 dB. V Evropě ze stejného důvodu potřebujeme potlačit frekvenci 50 Hz. Naše zařízení je schopno potlačit tuto frekvenci o 20 dB. Rozsah generovaného pole je u obou srovnávaných zařízení stejný  $\pm 150\,000$  nT. Referenční hodnotu magnetického pole v případě konkurenčního zařízení nastavuje dvaceti-bitový DA převodník, naše zařízení v současné chvíli má jen šestnácti-bitový. Pro ovládání zařízení používá Billingsley LabVIEW, moje grafické rozhraní je naprogramováno v C++ s využitím opensource frameworku QT. Zařízení firmy Billingsley nabízí další doplňkové funkcionality jako je například možnost připojit senzor pro sebekalibraci zařízení nebo vstup pro digitalizaci analogového signálu z testovaného senzoru. Na závěr bych srovnal finanční pořizovací náklady obou zařízení. Firma Billingsley nabízí svůj produkt za 14 300 \$ to při současném kurzu dolaru odpovídá 327 553 Kč. Lze odhadovat, že cena materiálu a součástek pro finální verzi zařízení nepřevyší 50 000 Kč.

	BILLINGSLEY APEX-CS+HELM3	Naše zařízení	Jednotky
Rozměr největší cívky	120	60	cm
Potlačení DC složky	90	-	dB
Potlačení na 60 Hz	40	-	dB
Potlačení na 50 Hz	-	20	dB
Rozsah gen. pole	$\pm 150\ 000$	$\pm 150\ 000$	nT
Rozlišení pole	20	16	bit
Ovládací software	Labview aplikace	Qt framework	
Volitelný přídavný kalibrační senzor	Ano	ne	-
Vstupy pro digitali- zaci dat z testova- ných zařízeních	Ano	ne	-
cena	327 553	do 50 000	Kč

**Tabulka 5.1:** Tabulka porovnání parametrů vyvíjeného zařízení a soustavy firmy Billingsley



## Kapitola 6

### Závěr

Na závěr bych shrnul a zhodnotil průběh a výsledky mé bakalářské práce. Seznámil jsem se s možnostmi jak generovat magnetické pole a prostudoval již existující návrhy systémů. Následně jsem provedl simulace návrhu zařízení v prostředí Matlab Simulink.

Po navržení elektrického schématu jsem navrhl modul tištěného spoje pro řídicí elektroniku a osadil ručně desku. Vyvinul jsem firmware pro mikrokontroler STM32F334R8, který generuje potřebné signály pro modul tištěného spoje a tvoří mezičlánek mezi uživatelskou aplikací a hardwarovou částí.

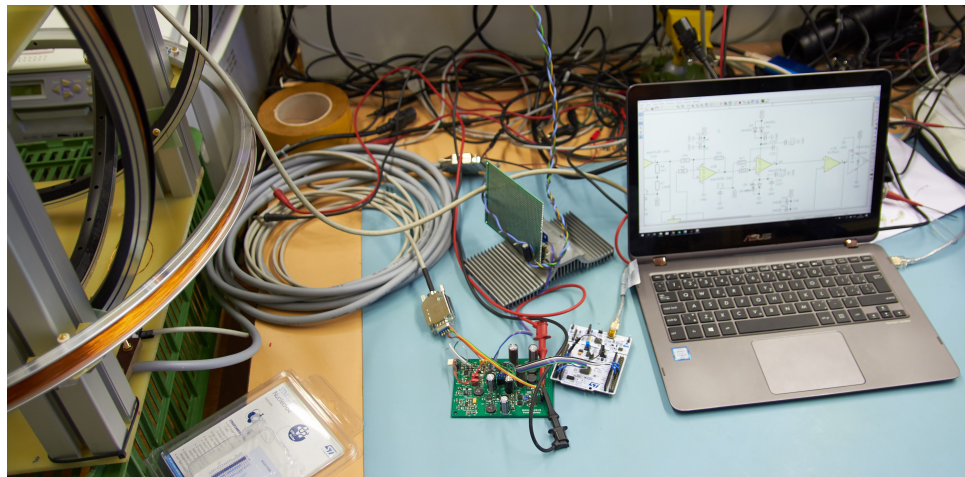
Následoval vývoj grafického rozhraní pro počítač v C++ s využitím open-source knihoven Qt.

Poté bylo zařízení testováno. Při testování došlo k úpravě elektrického schématu, byla nahrazena výkonová část zpětné vazby. Bylo provedeno měření stability zpětné vazby a následně otestováno několik dalších regulátorů ve stabilní oblasti. Z měření byly vyhodnoceny dva nejlepší regulátory.

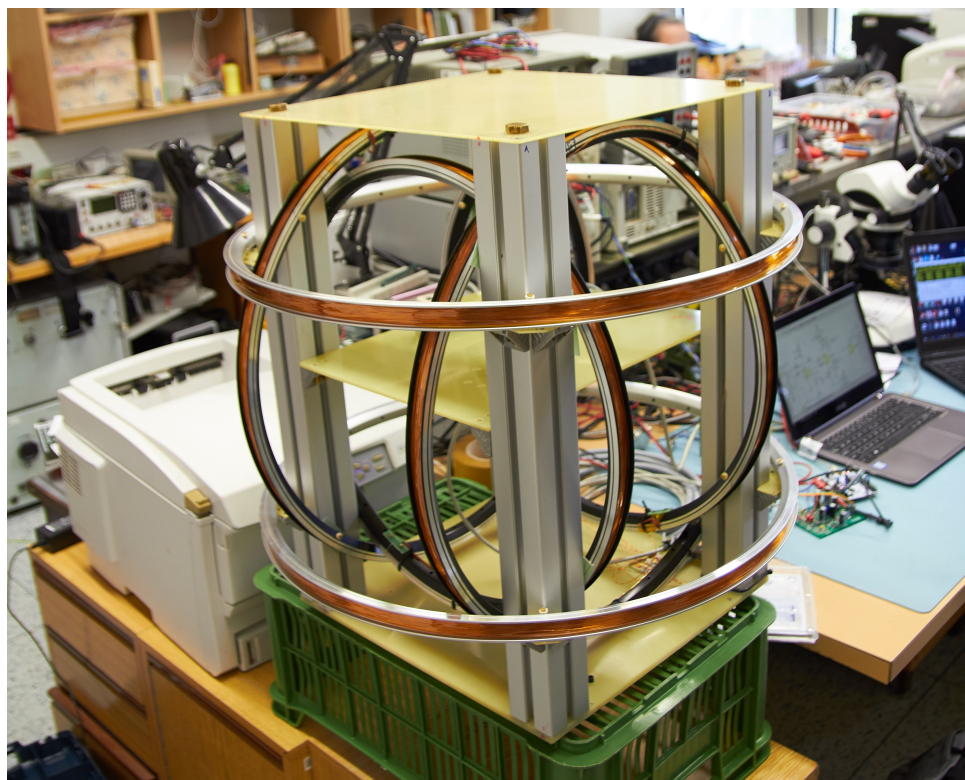
Potlačení okolního rušení do frekvence 50 Hz je více jak 20 dB. V nejdůležitějších frekvencích (0.1 - 15 Hz) se potlačení pohybuje kolem 40 dB.

Ve vývoji zařízení je v plánu pokračovat. Bude vytvořen tříkanálový modul elektroniky, firmware mikrokontroleru i software pro počítač, který už je na toto řešení připraven. V budoucnu se předpokládá softwarové zvýšení přesnosti DA převodníku řídicího referenční hodnotu magnetického pole (viz. [14]). Dalším možným rozšířením může být implementace sebekalibrace pomocí externího referenčního senzoru nebo přidání základních offline ovládacích prvků přímo k mikrokontroleru ( displej, tlačítka).

Zadání práce bylo splněno, funkční vzorek zařízení je na obrázcích 6.1 a 6.2



**Obrázek 6.1:** Část zařízení - modul tištěného spoje s externím zapojením operačního zesilovače a mikrokontroler



**Obrázek 6.2:** Část zařízení - Helmholtzovy cívky

# Příloha A

## Literatura

- [1] P. Dyal and D. Gordon, “Lunar surface magnetometers,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 9, pp. 226–231, Sep. 1973.
- [2] V. Petrucha, “Fluxgate senzor - popis funkce, stručný.” moodle.fel.cvut.cz - Senzory a měření, 5 2019.
- [3] “Closed loop fluxgate magnetometers.” <https://www.imperial.ac.uk/space-and-atmospheric-physics/research/areas/space-magnetometer-laboratory/space-instrumentation-research/magnetometers/fluxgate-magnetometers/closed-loop-design/>. Navštíveno: 2019-02-20.
- [4] J. L. Kirschvink, “Uniform magnetic fields and double-wrapped coil systems: Improved techniques for the design of bioelectromagnetic experiments,” *Bioelectromagnetics*, vol. 13, no. 5, pp. 401–411, 1992.
- [5] “Bartington Helmholtz Coils.” <https://www.bartington.com/bartington-helmholtz-coils/>. Navštíveno: 2019-05-10.
- [6] J. BLÁHA, M. KRS, and K. PRIHODA, “Mavacs-a new system creating a non-magnetic environment for paleomagnetic studies.,” *Journal of Iberian Geology*, 1988/89, 01 1988.
- [7] M. Janosek, M. Dressler, V. Petrucha, and A. Chirtsov, “Magnetic calibration system with interference compensation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, pp. 1–4, Jan 2019.
- [8] S. Woodward, “Cancel pwm dac ripple with analog subtraction.” <https://www.edn.com/design/analog/4459116/Cancel-PWM-DAC-ripple-with-analog-subtraction>, Listopad 28, 2017. Navštíveno: 2019-04-25.
- [9] J. Caldwell, “TI Precision Designs: Verified Design - Analog Pulse Width Modulation,” Tech. Rep. SLAU508, Texas Instruments, červen 2013.
- [10] V. Záhlava, *Návrh a konstrukce DPS*. Ben, 2010. An optional note.
- [11] “STLINK-V3SET,” tech. rep., ST microelectronics, září 2018.

- [12] “Dokumentace knihovny QT.” <https://doc.qt.io/qt-5/index.html>. Navštíveno: 2019-05-10.
- [13] “Creating dynamic axis tags using items.” <https://www.qcustomplot.com/index.php/tutorials/specialcases/axistags>. Navštíveno: 2019-04-10.
- [14] ST microelectronics, *PWM resolution enhancement through a dithering technique for STM32 advanced-configuration, general-purpose and lite timers*, 2017. Rev. 2.