

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ



# DIPLOMOVÁ PRÁCE

Dvojitý vektorový AMR magnetometr

Praha, 2016

Viktor Fúra



## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v tomto textu, ve zdrojovém kódu nebo v příloženém seznamu.

V Praze dne \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ podpis





## Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat všem, kteří se různými způsoby na této diplomové práci podíleli. Děkuji především vedoucímu práce Vojtěchu Petruchovi za poskytnutí odborných rad, věcné připomínky, ochotu a vstřícný přístup. Děkuji také Michalu Janoškovi za jeho příležitostné podněty. V neposlední řadě děkuji za podporu Technologické agentuře České republiky a Antonínu Platilovi neboť tato práce byla řešena v rámci projektu TE02000202. Velké poděkování náleží také mé rodině za podporu a povzbuzování po celou dobu mého studia.



## Abstrakt

Náplní práce je kompletní návrh precizního modulárního dvojitého vektorového AMR magnetometru. Návrh se týká vytvoření schématu zařízení, návrhu desek plošných spojů, jejich osazení a oživení a odladění firmware přístroje. Modulárnost magnetometru spočívá v jeho rozdělení na dvě části: senzorové hlavice a řídicí a vyhodnocovací elektronika. Součástí projektu je provedení testovacích měření, určení významných parametrů a jejich porovnání s hodnotami uvedenými v dostupné literatuře. Také je zhodnocen přínos různých typů zpětnovazebních kompenzačních cívek a je posouzena nahraditelnost zastaralých senzorů.

## Abstract

The goal of this master's thesis is a development of precision modular dual head vector AMR magnetometer. Main ideas and principles, circuit and mechanical diagrams, PCB and firmware design are presented as well as notes on assembly, debugging and testing. Modularity is based on dividing the magnetometer in two main parts: sensor heads and control and evaluation electronic. Part of this thesis is also perform testing measurements, determine key parameters and compare them with values listed in the available literature. Influence of different types of compensation coils and replaceability of the obsolete sensor are also evaluated.





## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Viktor Fúra**

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

Název tématu česky: **Dvojitý vektorový AMR magnetometr**

Název tématu anglicky: **Dual Head Vector AMR Magnetometer**

### Pokyny pro vypracování:

Cílem diplomové práce je vývoj a realizace precizního dvojitého vektorového AMR magnetometru modulární koncepce. Magnetometr bude komunikovat přes galvanicky oddělená rozhraní USB a RS-232. Přístroj umožní porovnat parametry používaných, ale zastaralých senzorů Honeywell HMC1021S a nově dostupných Sensitec AFF755B.

- 1) Navrhněte a realizujte mechaniku, elektroniku a firmware magnetometru.
- 2) Zařízení zprovozněte, otestujte a ověřte základní parametry (příkon, vlastní šum, měřicí rozsah).
- 3) Sestavte a naprogramujte měřicí systém pro určení dalších parametrů použitých senzorů a uspořádání sensorových hlavic (šum senzorů, linearita, vliv „cross-field“ efektu, teplotní stabilita).
- 4) Vyhodnoťte provedená měření a porovnejte výsledky s hodnotami uvedenými v dostupné literatuře.

### Seznam odborné literatury:

- [1] Ripka, Pavel: Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech House Remote Sensing Library
- [2] Vopálenský, M., Platil, A.: Temperature Drift of Offset and Sensitivity in Full-Bridge Magnetoresistive Sensors, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 49, NO. 1, JANUARY 2013
- [3] Janošek, M., Butta, M., Ripka, P.: "Two sources of cross-field error in racetrack fluxgate," Journal of Applied Physics 107, 09E713, 2010.
- [4] Egon Zimmermann, Arre Verweerd, Walter Glaas, Axel Tillmann, and Andreas Kemna, "An AMR Sensor-Based Measurement System for Magneto-electrical Resistivity Tomography," IEEE SENSORS JOURNAL, VOL. 5, NO. 2, APRIL 2005.

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

Datum zadání diplomové práce: 9. prosince 2015

Platnost zadání do<sup>1</sup>: 30. září 2017

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



Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 9. 12. 2015

<sup>1</sup> Platnost zadání je omezena na dobu tří následujících semestrů.



# Obsah

<b>Seznam obrázků</b>	<b>vii</b>
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
1.1 Zadání práce . . . . .	1
1.2 Magnetometry . . . . .	2
1.2.1 Skalární magnetometry . . . . .	2
1.2.2 Vektorové magnetometry . . . . .	3
1.2.2.1 Fluxgate magnetometr . . . . .	3
1.2.2.2 AMR . . . . .	4
<b>2 Návrh zařízení</b>	<b>10</b>
2.1 Celkový pohled na vyvíjený magnetometr . . . . .	10
2.2 Zpětnovazební zapojení . . . . .	11
2.3 Řídicí elektronika . . . . .	12
2.3.1 Vstupně výstupní obvody . . . . .	13
2.3.1.1 Ochrana vstupů . . . . .	13
2.3.1.2 Napájecí obvody . . . . .	13
2.3.2 Analogové kanály . . . . .	15
2.3.3 AD převodník . . . . .	18
2.3.4 Vyhodnocení teploty sensorových hlavic . . . . .	20
2.3.5 Galvanické oddělení . . . . .	21
2.3.6 Mikrokontrolér . . . . .	23
2.3.7 Nevolatilní paměť 24LC64 . . . . .	24
2.3.8 Teploměr MCP9804 . . . . .	24
2.3.9 Návrh plošného spoje . . . . .	24
2.3.10 Zapojení konektorů . . . . .	25
2.3.11 Mechanická konstrukce . . . . .	26
2.4 Sensorové hlavice . . . . .	27
2.4.1 Zapojení hlavic . . . . .	27
2.4.1.1 Zdroj proudu . . . . .	28
2.4.1.2 AMR senzory . . . . .	29
2.4.1.3 Flipovací obvody . . . . .	30
2.4.2 Magnetický návrh . . . . .	30

2.4.3	Mechanická konstrukce . . . . .	32
<b>3</b>	<b>Firmware přístroje</b>	<b>33</b>
3.1	Vývojové prostředky . . . . .	33
3.2	Struktura firmware . . . . .	33
3.2.1	Přerušení . . . . .	34
3.2.2	Hlavní smyčka . . . . .	35
3.3	Podporované příkazy . . . . .	35
3.4	Výstupní formát dat . . . . .	37
<b>4</b>	<b>Měření parametrů</b>	<b>39</b>
4.1	Příkon . . . . .	39
4.2	Vlastní šum . . . . .	42
4.3	Měřicí rozsah . . . . .	42
4.4	Šum senzorů . . . . .	43
4.4.1	Honeywell HMC1021S . . . . .	44
4.4.2	Sensitec AFF755B . . . . .	44
4.5	Linearita . . . . .	46
4.5.1	Vliv rozdílné konstrukce na linearitu . . . . .	46
4.5.2	Široký rozsah magnetické indukce . . . . .	49
4.5.3	Vyhodnocení linearity . . . . .	49
4.6	„Cross-field“ efekt . . . . .	50
4.7	Teplotní stabilita . . . . .	51
4.7.1	Řídící elektronika . . . . .	52
4.7.2	Senzorová hlavice . . . . .	53
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>55</b>
<b>A</b>	<b>Fotografie přístroje</b>	<b>I</b>
<b>B</b>	<b>Motivy PCB</b>	<b>II</b>



# Seznam obrázků

1.1	Fluxgate magnetometr Billingsley DFM28G (převzato z [3]) . . . . .	4
1.2	Uspořádání magnetických domén. . . . .	4
1.3	Orientace jednotlivých vektorů ve vrstvě permalloye. . . . .	5
1.4	„Barber pole“ struktura senzoru. (převzato z [26]) . . . . .	5
1.5	Závislost změny rezistivity na úhlu $\alpha$ . (převzato z [7]) . . . . .	6
1.6	Zapojení AMR senzoru do Wheastonova můstku. (převzato z [7]) . . . . .	6
1.7	Výstup můstku pro obě polaroty flipovacího pulzu. [7] . . . . .	7
1.8	<i>Honeywell HMR2300</i> (převzato z [15]) . . . . .	9
2.1	Blokový diagram vyvíjeného zařízení. . . . .	11
2.2	Blokový diagram zpětnovazebního zapojení jednoho kanálu magnetometru. . . . .	11
2.3	Blokový diagram řídicí části magnetometru. . . . .	12
2.4	Blokový diagram napájecí části. . . . .	14
2.5	Blokový diagram analogových kanálů. . . . .	15
2.6	Vstupní část analogových kanálů. . . . .	16
2.7	Řídicí signály synchronní detekce a flipovacích pulzů. . . . .	17
2.8	Přepínač, integrátor a snímání kompenzačního proudu. . . . .	17
2.9	Použité zapojení vlevo a doporučené zapojení ADC vpravo pro single-ended použití. . . . .	19
2.10	Zjednodušený obvod pro vyhodnocování teploty. . . . .	21
2.11	Zjednodušené zapojené galvanického oddělení komunikace. . . . .	22
2.12	Rozložení funkčních bloků na PCB. . . . .	25
2.13	Vlevo přední panel, vpravo strana pro připojení hlavice. . . . .	27
2.14	Blokový diagram zapojení sensorové hlavice. . . . .	27
2.15	Zapojení zdroje proudu. . . . .	28
2.16	Cívky pro vektorovou kompenzaci. [zdroj: vedoucí práce] . . . . .	31
2.17	Skutečná podoba hlavice (vektorová vlevo, individuální vpravo). . . . .	31
3.1	Časový průběh komunikace ADC a MCU. . . . .	34
4.1	Výsledky z měření rozsahu jednotlivých typů senzorů. . . . .	43

4.2	PSD šumu elektroniky s připojenou HMC hlavici (vektorová, flipovaná). . . . .	44
4.3	Offset AMR senzorů měřený na výstupu synch. detektoru. . .	45
4.4	Závilost šumu senzoru <i>AFF755B</i> na flipovacím proudu. . . .	45
4.5	Měřicí pracoviště v Průhonicích. . . . .	47
4.6	Aplikace pro měření s <i>Billingsley</i> kontrolérem. . . . .	47
4.7	Vzorky grafů z měření linearity pomocí <i>Billingsley</i> kontroléru. . .	48
4.8	Vzorky grafů z měření linearity bez <i>Billingsley</i> kontroléru. . .	49
4.9	Závislosti „cross-field“ efektu na amplitudě aplikovaného pole ve flipovaném režimu. . . . .	51
4.10	Závislosti offsetu elektroniky na měnící se teplotě. . . . .	52
4.11	AD8422 - Input Overvoltage Performance. (převzato z [2]) . .	53
4.12	Grafická interpretace měření teplotní závislosti vektorové HMC hlavice (LP). . . . .	54
A.1	Dokončená hlavice v nezakrytované krabici. . . . .	I
A.2	Osazená deska řídicí jednotky bez krabičky. . . . .	I
B.1	Vlevo vrchní strana řídicí elektroniky, vpravo 1. vnitřní vrstva. . .	II
B.2	Vlevo 2. vnitřní strana řídicí elektroniky, vpravo 3. vnitřní vrstva. . . . .	II
B.3	Vlevo 4. vnitřní strana řídicí elektroniky, vpravo spodní strana. . .	II

# Kapitola 1

## Úvod

Spolu s rozvojem obchodu ve starověku přišla potřeba cestovat na velké vzdálenosti a často i do neznámých krajín. Jedním ze způsobů byla plavba lodí. Námořníci se zprvu orientovali podle významných přírodních bodů nebo jim v orientaci pomáhaly hvězdy a Slunce. Později byl ve starověké Číně vynalezen mechanický kompas, který využíval otáčení magnetické strelky podle zemského magnetického pole. Následovalo vynalezení dalších významných přístrojů, např. kvadrant, sextant a oktant, které dále pomáhaly zlepšovat orientaci. Revoluční změnou bylo nasazení GPS<sup>1</sup> na konci 20. století. Kompas však i nadále zůstává důležitým přístrojem všude tam, kde není dostupný GPS signál (podzemní prostory, pod vodní hladinou, ve vesmíru). Dále se magnetické senzory používají k detekci automobilů, kovových předmětů, k průzkumu hornin, v archeologii, v nedestruktivním testování, atd.

Rozvoj elektroniky umožnil konstrukci i jiných než mechanických kompasů. Pokročilé senzory magnetického pole využívají ke své činnosti nejrůznějších principů. Několik příkladů senzorů je popsáno dále v této kapitole a patří mezi ně i použité AMR<sup>2</sup> senzory.

### 1.1 Zadání práce

Náplní této práce je vývoj precizního modulárního dvojitého vektorového AMR magnetometru s digitálním výstupem dat. Cílem vývoje je dosáhnout

---

<sup>1</sup>Global Positioning System

<sup>2</sup>Anisotropic Magneto-Resistive

nejlepších možných parametrů přístroje, porovnat výsledky použitých senzorů a rozhodnout, jestli nově dostupný *Sensitec AFF755B* představuje adekvátní náhradu za výběhový *Honeywell HMC1021S*. Vliv odlišné konstrukce zpětnovazebních kompenzačních cívek je druhým zkoumaným prvkem práce. Kromě toho má magnetometr v budoucnu sloužit při experimentech s detekcí automobilů, kde se naplno využije jeho modulární dvojitá koncepce (měření gradientu pole).

Maximální plánovaný příkon magnetometru je 2,5 W kvůli napájení z USB<sup>3</sup> sběrnice. Datová komunikace s magnetometrem je realizována přes USB rozhraní nebo přes sériovou linku RS232, přístroj nemá žádný analogový výstup.

## 1.2 Magnetometry

Magnetometry představují skupinu přístrojů schopných měřit magnetické pole (magnetickou indukci  $B$  [T]). Existují dva základní typy: skalární magnetometry a vektorové magnetometry. Skalární přístroje slouží k měření modulu vektoru magnetického pole. Naopak vektorové přístroje měří jednotlivé složky vektoru pole a poskytují na svém výstupu zpravidla složky  $x$ ,  $y$ ,  $z$ .

Naměřené hodnoty magnetometry zprostředkovávají buď prostřednictvím analogového výstupu a nebo přes číslicové rozhraní. Tím je velmi často standardní sériová linka RS232.

Text níže se zaměřuje na základní fakta o magnetometrech a jejich typech. AMR sensorům je věnováno více prostoru a jsou popsány podrobněji, u ostatních se popis zaměřuje jen na vybrané základní informace.

### 1.2.1 Skalární magnetometry

Skalární magnetometry měří amplitudu magnetické indukce nezávisle na orientaci senzoru a jejich výstupem je jeden údaj. Patří sem opticky pumpované magnetometry využívající vlastnosti některých alkalických kovů (cesium, draslík). Elektronové tyto kovy obsazují v atomech prioritně nižší energetické hladiny. Excitací světlem o specifické vlnové délce přejde část z nich do vyšší energetické hladiny. Elektronové se poté postupně samovolně přemis-

---

<sup>3</sup>Universal Serial Bus

řují zpět do své původní stabilní hladiny a na rychlost tohoto děje má vliv úroveň vnějšího magnetického pole (tzn. Zeemanův jev). [12] Používají se při geologickém průzkumu, v archeologii, při mapování potrubí a v dalších technických a environmentálních aplikacích. [10]

Jiným příkladem skalárního magnetometru může být Overhauser *GSM-19* od firmy *GEM Systems* využívající protonové precese. Jeho parametry jsou uvedeny níže. Tento přístroj byl použit pro testovací a referenční měření. [11]

- citlivost  $0.02 \text{ nT} @ 1 \text{ Hz}$ ;
- rozlišení  $0.01 \text{ nT}$ ;
- přesnost  $\pm 0.1 \text{ nT}$ ;
- rozsah  $20\,000$  až  $120\,000 \text{ nT}$ ;
- tolerance gradientu  $< 10\,000 \text{ nT/m}$ ;
- vzorkovací perioda  $60, 5, 3, 2, 1, 0.5, 0.2 \text{ s}$ ;
- provozní teplota od  $-55$  do  $+50 \text{ }^\circ\text{C}$ ;
- sériové rozhraní RS232

## 1.2.2 Vektorové magnetometry

### 1.2.2.1 Fluxgate magnetometr

Základem fluxgate senzoru je feromagnetické jádro, primární (excitační) a sekundární (snímací) vinutí. Buzením řídicí cívky periodickým střídavým proudem se jádro střídavě dostává do stavu pozitivní a negativní saturace. Součet mag. indukce  $B_p$ , způsobené primární cívkou, a mag. indukce  $B_m$  měřeného mag. pole není v průběhu periody budicího proudu konstantní. Vztažení souhrnné mag. indukce  $B_p + B_m$  na určitou plochu je označováno jako mag. tok  $\Phi$  a jeho časové změny způsobují indukci elektromotorického napětí  $U_i = \frac{d\Phi}{dt}$  na sekundární cívce. Dalším zpracováním napětí  $U_i$  je určena hodnota mag. indukce měřeného pole.

Příkladem může být magnetometr *Billingsley DFM28G*, který kombinuje analogový výstup s digitálním výstupem s rozlišením  $28 \text{ bit}$ . [3] [10]

- rozlišení  $28 \text{ bitů}$  při průměrování z  $4096$  vzorků;
- přesnost  $\pm 0.02\%$  z rozsahu;

- rozsah  $-65\,000$  až  $+65\,000$  nT;
- vzorkovací perioda  $25\ \mu\text{s}$ ;
- rozhraní RS232 nebo RS485

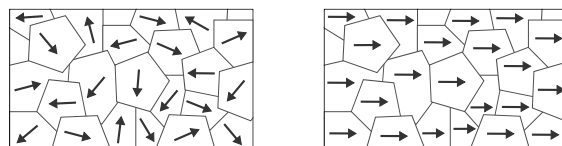


**Obrázek 1.1:** Fluxgate magnetometr Billingsley DFM28G (převzato z [3])

### 1.2.2.2 AMR

#### Princip

Anizotropní magnetorezistence (AMR) popisuje vlastnost materiálu měnit svoji rezistivu v závislosti na vnějším magnetickém poli. Permalloy je feromagnetický materiál (slitina niklu a železa) s velmi vysokou permeabilitou  $\mu$  a je typickým materiálem pro výrobu AMR senzorů. Interakce mezi atomy feromagnetické látky způsobují vznik malých oblastí se souhlasnou orientací magnetických polí (samovolná magnetizace). Během tohoto děje se v materiálu vytváří miniaturní zmagnetizované oblasti, tzv. magnetické domény (Obrázek 1.2). Uspořádání magnetických domén je v nulovém vnějším magnetickém poli náhodné. Působením magnetického pole se domény natáčí ve směru jeho vektoru. Postupně dojde k souhlasnému uspořádání všech domén a vzniku jedné velké domény. Tímto je určena orientace vektoru magnetizace  $\vec{M}$ .

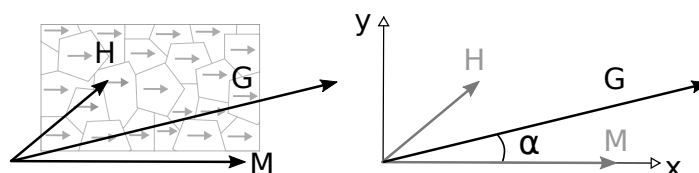


**Obrázek 1.2:** Uspořádání magnetických domén.

Vlevo náhodné uspořádání domén, vpravo jednotná orientace v jednom směru.

Senzory jsou vyráběny polovodičovou technologií během které je na křemíkový podklad nanášena tenká vrstva permalloye. Tato vrstva má vektor

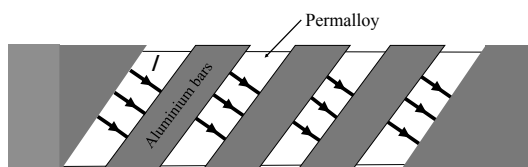
magnetizace  $\vec{M}$  o směru, který je uměle vytvořen aplikací silného externího mag. pole (Obrázek 1.3). Vlivem působení vnějšího pole  $\vec{H}$  dochází v závislosti na jeho směru a velikosti k natáčení dipólů do výsledného směru  $\vec{G}$ . Výstup senzoru závisí na úhlu  $\alpha$  mezi vektorem  $\vec{G}$  a anizotropní osou senzoru (tj. vektor, ve kterém je senzor necitlivý). Anizotropní osa je definována jako vektor  $\vec{M}$  při působení nulového pole ([21]). Měřené vnější magnetické pole  $H$  pak působením na vektor  $\vec{M}$  ovlivňuje úhel  $\alpha$ . Dochází v závislosti na směru a velikosti pole  $\vec{H}$  k natáčení magnetických dipólů. Důsledkem je změna rezistivity permalloye. [38] [26]



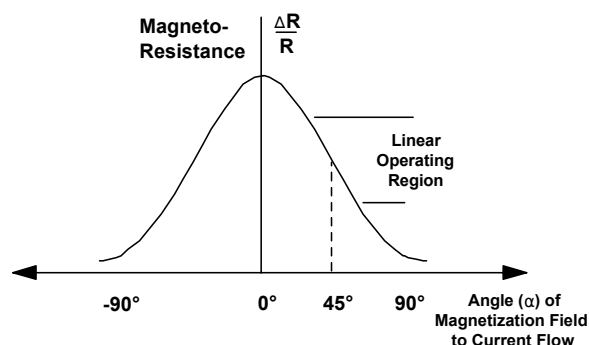
**Obrázek 1.3:** Orientace jednotlivých vektorů ve vrstvě permalloye.

Vlevo orientace výsledného vektoru magnetizace  $\vec{G}$ . Vpravo poloha vektoru  $\vec{G}$  vůči ose citlivosti  $y$  senzoru.

Změna rezistivity ovšem není lineární a liší se v závislosti na úhlu  $\alpha$ . Typická závislost změny relativní rezistivity je vidět na obrázku 1.5, kde je patrná i lineární oblast v okolí úhlu  $45^\circ$ . Je výhodné provozovat senzor právě v okolí tohoto bodu a proto se nechává protékat proud senzorem pod úhlem  $45^\circ$ . Díky implementaci vodivějších proužků materiálu na vrstvu permalloye a faktu, že proud volí vždy cestu s nižší rezistivitou, teče proud senzorem pod úhlem  $45^\circ$  vůči vektoru magnetizace, a tím dojde k žádanému posunutí pracovního bodu. Tato struktura senzoru se označuje jako „barber pole“ (Obrázek 1.4) a bývá implementována v čipu senzoru. [7] [26] [6]



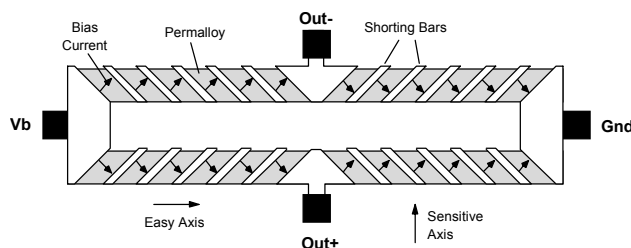
**Obrázek 1.4:** „Barber pole“ struktura senzoru. (převzato z [26])



Obrázek 1.5: Závislost změny rezistivity na úhlu  $\alpha$ . (převzato z [7])

### Zapojení do Wheastonova můstku

Výrobci AMR senzorů používají ve svých integrovaných obvodech zpravidla ne jeden, ale rovnou čtyři AMR elementy o stejné nominální rezistivitě. Čtveřice elementů je zapojena do Wheastonova můstku, ve kterém jsou protilehlé elementy vnějším polem ovlivňovány shodně, sousední opačně. Názorně je to vidět na obrázku 1.6. Přítomnost vnějšího magnetického pole způsobí změnu rezistivity, rozváží můstek a na výstupu můstku se objeví napětí. Mezi výhody tohoto řešení patří zvýšení citlivosti a eliminace teplotní závislosti. Teplotní závislost AMR senzorů lze dále zlepšit napájením můstku konstantním proudem místo konstantního napětí. Použití zdroje proudu má také pozitivní dopad na linearitu výstupního signálu a fixuje citlivost senzoru na konstantní hodnotu. Zároveň je i více potlačen šum senzoru na nízkých frekvencích. [33] [17]



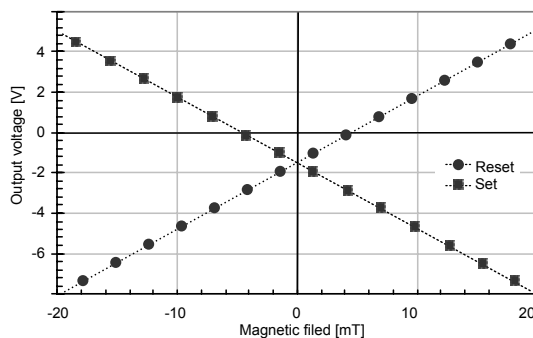
Obrázek 1.6: Zapojení AMR senzoru do Wheastonova můstku. (převzato z [7])

### Flipování

Stálost vektoru magnetizace  $\vec{M}$  je elementární podmínkou pro dosažení opakovatelnosti měření, nízkého šumu a nízké hystereze výstupního signálu. Roz-



pad vrstvy permalloye zpět na náhodně orientované domény zcela degraduje vlastnosti senzoru. Z tohoto důvodu bývá v pouzdrech AMR senzorů umístěna cívka, která se využívá pro generování krátkodobého silného mag. pole, resp. pro srovnání magnetických domén do jednoho směru. Technice obnovování vektoru magnetizace se říká *flipování*. Podle směru proudu ve flipovací cívce se flipovací pulzy označují výrazy *set*, nebo *reset*. Pro vnější magnetické pole o určité velikosti a jednom směru magnetizace  $\vec{M}$  odpovídá výstupní signál můstku napětí  $U$ . Flipnutím proudem s opačnou polaritou dojde ke změně vektoru  $\vec{M}$  na  $-\vec{M}$  a tím i ke změně výstupního napětí na  $-U$ . Graficky je to znázorněno na obrázku 1.7. [7]



Obrázek 1.7: Výstup můstku pro obě polarity flipovacího pulzu. [7]

### Offset senzoru

Komplikací při použití AMR senzorů je offset výstupního napětí můstku (Obrázek 1.7). V ideálním případě by výstupní napětí můstku mělo být pro nulové vnější magnetické pole také nulové. Při výrobě AMR elementů ale mohou nastat drobné odlišnosti jejichž důsledkem je offset můstku  $V_{off}$ . Jednou z možností je využití *set* a *reset* flipovacích pulzů a změny polarity výstupního signálu. Pro polarizaci  $\vec{M}$  máme výstupní napětí

$$V_{out1} = V_{field} + U_{off}, \quad (1.1)$$

pro opačnou polarizaci pak

$$V_{out2} = -V_{field} + U_{off}. \quad (1.2)$$

Sloučením těchto výsledků do jednoho dává

$$V_{out\_all} = \frac{V_{out1} - V_{out2}}{2} = \frac{(V_{field} + U_{off}) - (-V_{field} + U_{off})}{2} = V_{field}. \quad (1.3)$$

Tento princip přináší kromě stabilizace a eliminace offsetu i další výhody jako výrazné potlačení teplotních driftů můstku nebo potlačení offsetu zesilovače napětí můstku. [7]

Neméně důležitým přínosem flipování je potlačení nelinearity způsobené „cross-field“ efektem či obnovování správného natočení magnetických domén při styku senzoru se silným magnetickým polem [26].

### „Cross-field“ efekt

Citlivost AMR senzorů je ve směru kolmém na vektor magnetizace  $\vec{M}$ . Nicméně i přesto mají AMR senzory vlastnost být slabě citlivé i mimo tuto osu. Tento nechtěný jev se nazývá „cross-field“ efekt („cross-field error“) a je negativní vlastností společnou všem AMR senzorům. [32] Nejčastější příčiny „cross-field“ efektu jsou svázány s návrhem tvaru a velikosti AMR elementů (délka, šířka, tloušťka). [14] Zmenšování AMR elementů s sebou přináší jednak výraznější „cross-field“ efekt, ale také snížení citlivosti senzoru. Vyšší citlivost lze získat zvětšením tloušťky nebo prodloužením proužků v citlivé vrstvě permalloye. [8]

„Cross-field“ efekt má nelineární závislost a jsou známé principy, jak tento efekt potlačit bez vlivu na ostatní parametry senzoru. Výstupní signál AMR senzoru lze popsat zjednodušeným vztahem

$$V_{out} \approx a \cdot \frac{H}{H_S + H_{CA}}, \quad (1.4)$$

kde  $H$  je intenzita měřeného pole ve směru citlivé osy,  $H_S$  je součet intenzit anizotropního a demagnetizačního pole senzoru a  $H_{CA}$  představuje intenzitu aplikovaného pole v ose „cross-field“ efektu. [14] Citlivost senzoru charakterizuje konstanta  $a$ . Zvětšením složky  $H_S$ , která se odvíjí od tvaru AMR elementů, lze snížit „cross-field“ efekt za cenu snížení celkové citlivosti senzoru. Při použití flipování je možné vztah 1.4 po několika úpravách a zjednodušení přepsat do tvaru [26]

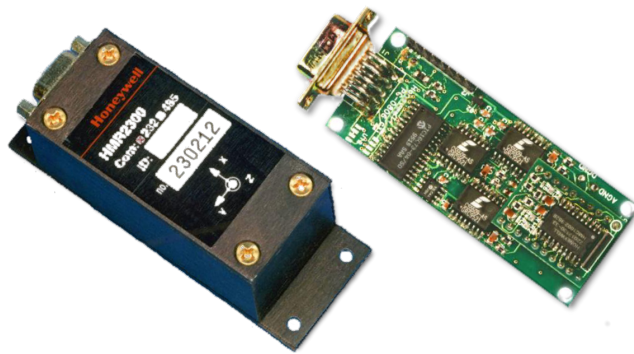
$$V_{out\_all} \approx a \cdot \frac{H}{H_S}. \quad (1.5)$$

Porovnáním vztahu 1.5 se vztahem 1.4 se ukazuje, že při použití *flipování* je závislost výstupního napětí AMR můstku lineární a méně citlivá na „cross-field“ efekt. [26] V čitateli obou vztahů vystupuje složka  $H$  představující intenzitu mag. měřeného pole. Zpětnovazební kompenzací vnějšího pole je možné složku  $H$  udržovat téměř nulovou a tím významně potlačit „cross-field“ efekt. Více informací ke zpětnovazební kompenzaci je uvedeno v kapitole 2.2 Zpětnovazební zapojení.

### Zástupce

AMR senzory jsou běžně dostupné jako integrovaný obvod a velmi často jsou použity v přenosných zařízeních jako digitální kompas. Výhodou je velmi malá velikost, nízký příkon a přijatelná cena v porovnání s jinými technologiemi. Konkrétním příkladem kompletního AMR magnetometru může být *Honeywell HMR2300*, což je tříosý magnetometr s digitálním výstupem. Využívá senzory *Honeywell HMC1001* a *HMC1002* a má níže uvedené parametry. [15] [10]

- rozlišení  $7\text{ nT}$ ;
- přesnost  $0.01\%$  z rozsahu (pro  $\pm 100\,000\text{ nT}$ );
- rozsah  $-200\,000$  až  $+200\,000\text{ nT}$ ;
- vzorkovací frekvence  $10$  až  $154\text{ Hz}$ ;
- provozní teplota od  $-40$  do  $+85\text{ }^\circ\text{C}$ ;
- rozhraní RS232 nebo RS485



Obrázek 1.8: *Honeywell HMR2300* (převzato z [15])

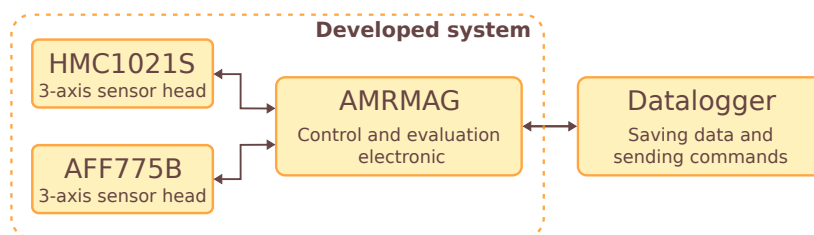
Srovnání v této práci použitých AMR senzorů *Sensitec AFF755B* a *Honeywell HMC1021S* se nachází v kapitole 2.4.1.2 AMR senzory.

## Kapitola 2

# Návrh zařízení

### 2.1 Celkový pohled na vyvíjený magnetometr

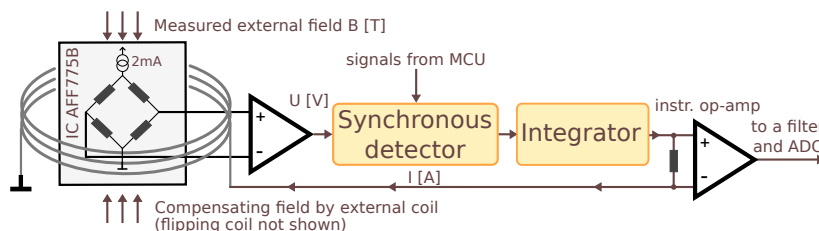
Vyvíjený magnetometr se skládá ze dvou oddělených částí: sensorové hlavice a řídicí elektroniky (viz Obrázek 2.1). Větší a konstrukčně složitější řídicí elektronika je umístěna dále od sensorů kvůli minimalizaci možného ovlivňování sensorů. Rychlé digitální obvody, spínané zdroje a magnetické komponenty by mohly mít negativní vliv na celkové parametry magnetometru. Na druhou stranu sensorové hlavice obsahují jen nejnútnejší elektroniku a všechny její součásti jsou nemagnetické. K magnetometru je možné připojit až dvě sensorové hlavice zároveň. Prostorové oddělení hlavice také vychází z požadavku na měření gradientu pole. K řídicí jednotce se připojují stíněným kabelem, na straně hlavice je kabel neodpojitelný a je pevnou součástí hlavice. Na protější straně řídicí jednotky mají svoje místo konektory pro napájení a datovou komunikaci s nadřazeným systémem (USB a RS232). Na diagramu zobrazený volitelný záznamník dat může být osobní počítač nebo např. *Záznamník dat pro vektorový magnetometr* vyvinutý v rámci bakalářské práce. [10]



Obrázek 2.1: Blokový diagram vyvíjeného zařízení.

## 2.2 Zpětnovazební zapojení

Oba typy použitých senzorů (*Sensitec AFF755*, *Honeywell HMC1021S*) se skládají ze čtyř rezistivních AMR elementů zapojených do Wheastonova můstku napájeného ze zdroje konstantního proudu. Změně intenzity vnějšího magnetického pole odpovídá výstupní napětí můstků, které je v těsné blízkosti senzoru zesilováno precizním zesilovačem. Zesílený signál se dále zpracovává v obvodech synchronní detekce a následně je v kompenzačním obvodu zpětnovazební smyčky převeden na kompenzační proud  $I$ .



Obrázek 2.2: Blokový diagram zpětnovazebního zapojení jednoho kanálu magnetometru.

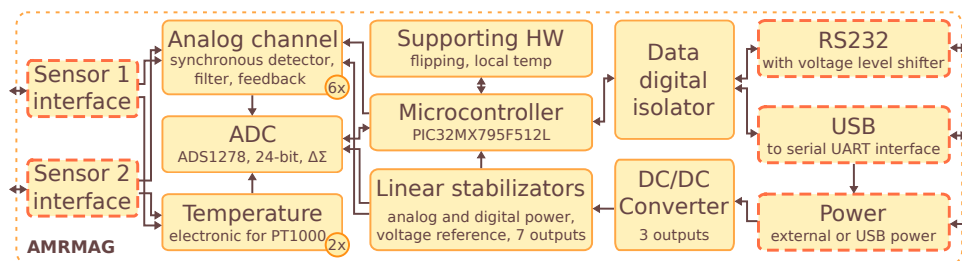
Na obrázku 2.2 je blokově znázorněno zpětnovazební zapojení jednoho analogového kanálu odpovídající jednomu AMR senzoru resp. jedné ose sensorové hlavičky. Měřené vnější magnetické pole o velikosti  $H$  způsobí rozvážení Wheastonova můstku a na výstupu sensorové hlavičky se objeví nenulové napětí. V řídicí jednotce umístěný blok kompenzace vnějšího magnetického pole převádí toto napětí na kompenzační proud  $I$ , který je z řídicí elektroniky veden zpět do kompenzační cívky sensorové hlavičky. Proud generuje v cívce kompenzační magnetické pole o stejné velikosti jako měřené pole  $H$ , pouze jeho polarita je opačná. Obě pole se navzájem vyruší a senzor tak neustále

pracuje jako nulový detektor.

Fixace pracovního bodu senzoru do nulového pole s sebou přináší již zmíněné potlačení „cross-field“ efektu. Jelikož je intenzita výsledného kompenzovaného pole  $H$ , která je v čitateli vztahu 1.4, téměř nulová, je omezen i vliv „cross-field“ efektu při zachování plné citlivosti senzoru. [26] Zlepšení linearity měřicího řetězce a významné snížení teplotní závislosti citlivosti je dalším benefitem aplikace zpětné vazby. [13]

## 2.3 Řídicí elektronika

Řídicí jednotka magnetometru je zodpovědná za generování všech potřebných signálů a obstarává zpracování analogových výstupů sensorových hlav. Mezi hlavní součásti patří blok analogového zpracování AMR kanálů, zpracování analogových teplotních sensorů, blok digitalizace dat, řídicí část s mikrokontrolérem, blok sériové komunikace a nebo napájecí obvody. Jednotlivé bloky jsou rozebrány podrobněji v následujících kapitolách. Obrázek 2.3 názorně popisuje vnitřní uspořádání řídicí jednotky. V levé části diagramu se nachází rozhraní pro připojení sensorových hlavic, vpravo pak komunikační a napájecí obvody. Pro dosažení co nejlepších parametrů je použito galvanické oddělení datových spojů i napájení. Rozložení na plošném spoji je do značné míry podobné.



Obrázek 2.3: Blokový diagram řídicí části magnetometru.

Další podkapitoly se věnují podrobnějšímu představení dílčích bloků řídicí elektroniky magnetometru z diagramu na obrázku 2.3. V každé podkapitole je zmíněn význam daného bloku, popis principu funkce, použité klíčové součástky s jejich parametry a případně další zajímavá fakta. Pár slov je také věnováno návrhu desek plošných spojů.

### 2.3.1 Vstupně výstupní obvody

Těmito obvody je myšlena skupina tří bloků zcela vpravo z obrázku 2.3: napájení a komunikační rozhraní s nadřazeným systémem.

#### 2.3.1.1 Ochrana vstupů

Na napájecích vstupech je osazena kaskáda filtračních prvků a protizkratových a přepětových ochran pro potlačení impulzních, přechodových a jiných rušivých vlivů (tavné pojistky, varistory, transily, kondenzátory, tlumivky). Napájecí vstupy jsou také chráněny proti přepolování soustavou schottkyho diod s velmi nízkým dopředným napětím  $V_F \approx 230\text{ mV}$  při proudu  $200\text{ mA}$  a teplotě  $25^\circ\text{C}$ . [27] Použití těchto diod do jisté míry zvýší příkon magnetometru, ale eliminuje škody způsobené opačnou polaritou napájecího napětí. Pro dosažení nižšího úbytku napětí  $V_F$  je osazeno několik diod paralelně, neboť napětí  $V_F$  závisí mj. na velikosti proudu. Jejich druhou funkcí je zabránění vzájemného pronikání napájení mezi USB a externím zdrojem.

Ochranu USB sběrnice zajišťují dva specializované obvody spolu se sériovými rezistory na datových linkách a pojistce a tlumivce na napájecím vodiči. [45]

Na datových vodičích sériové linky jsou umístěny také ochranné rezistory, dále obousměrné tranzily a i budič RS232 linky disponuje integrovanou ESD ochranu.

#### 2.3.1.2 Napájecí obvody

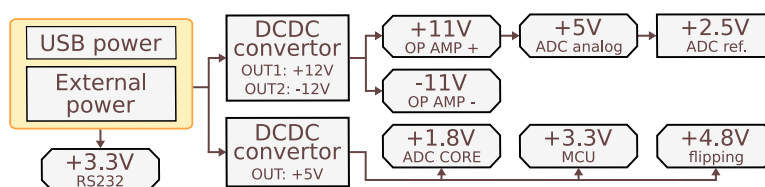
Napájení celého magnetometru je možné ze dvou nezávislých zdrojů: USB nebo externí zdroj stejnosměrného proudu. Napájecí obvody jsou rozděleny do více menších částí, bloková struktura je patrná z obrázku 2.4. Rozsah povoleného vstupního napětí je od  $4,5$  do  $9,0\text{ VDC}$ . Vše je postupně vysvětleno v navazujícím textu.

Vyfiltrované a chráněné napájení je vedeno primárně do dvojice DCDC měničů. Sekundárně je použito na vnější straně galvanicky odděleného magnetometru pro napájení budiče linky RS232, převodníku *FTDI FT230X* (UART/USB, virtuálním COM port) a logiky pro detekci připojení USB.

Navržené měniče firmy *TRACO Power* z řady *TDR 2* resp. *TDR 3* byly vybrány pro následující charakteristické vlastnosti [42] [43]:

- výstup izolovaný od vstupu;
- fixní spínací frekvence  $100\text{ kHz}$ ;
- nízké zvlnění výstupního napětí a nízký šum;
- vysoká účinnost pro různá zatížení (typicky 80 %);
- vstupní napětí 4,5 až 9,0  $VDC$ ;
- kompaktní konstrukce.

Fixní spínací frekvence zaručuje, že případné rušení měničů je ve spektru na stále stejných frekvencích a je tak dobře identifikovatelné. Výkonější měnič *TDR 3-0522SM* disponuje souhrnným výstupním výkonem  $3W$  a dvěma výstupními napětími ( $\pm 12VDC$ ). Použití DCDC měničů namísto stavby vlastních zdrojů z diskretních součástek zjednodušuje konstrukci magnetometru. Pro postregulaci výstupů měničů na přibližně  $\pm 11V$  jsou použity lineární stabilizátory *Texas Instruments TPS7A4901* a *TPS7A3001*. Představují ideální řešení pro vysoce precizní přístrojové aplikace, kde jsou čisté napájecí větve operačních zesilovačů kritické. Podobně  $+5V$  analogové napětí pro AD převodník vytváří obvod *TPS7A4901*.



Obrázek 2.4: Blokový diagram napájecí části.

Druhým měničem je model *TDR 2-0511SM* s nižším výstupním výkonem  $2W$  a napětím  $+5V$ . Na jeho výstup je paralelně připojena trojice lineárních stabilizátorů *Texas Instruments TPS73001*. Jde o malé stabilizátory pro všeobecné použití, neboť kvalita jejich výstupu není v tomto použití kritická jako u analogového napájení. Vytváří napájení pro jádro ADC ( $+1,8V$ ), mikrokontrolér ( $+3,3V$ ) a flipovací obvody ( $+4,8V$ ). Nulový potenciál (GND) mají DCDC měniče na své výstupní straně od sebe logicky odděleny. Pro

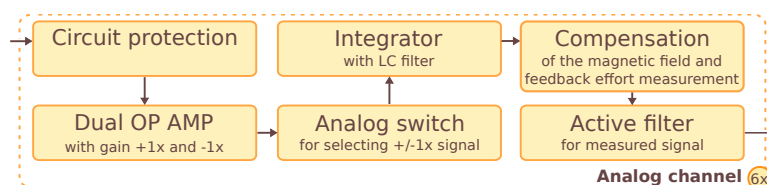


analogové komponenty je vyhrazen zemní potenciál s označením AGND, u druhého měniče nese označení GND. Bod spojení obou zemních potenciálů byl umístěn právě pod jeden z měničů s ohledem na očekávaný tok proudu plochami plošného spoje.

ADC převodník v použité konfiguraci vyžaduje kromě analogového napětí  $+5,0\text{ V}$  a napětí jádra  $+1,8\text{ V}$  ještě referenční napětí o amplitudě  $+2,5\text{ V}$ . To je poskytováno nízkošumovou, vysoce precizní napěťovou referencí *Texas Instruments REF5025* (šum  $7,5\text{ }\mu\text{V}_{pp} - 1\text{ Hz}$ , teplotní drift  $7,5\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , což pro představu odpovídá šumu  $0,8\text{ nT}$  a driftu  $0,8\text{ nT}/^\circ\text{C}$  pro vektorovou hlavici). [40] Výstup reference je navíc doplňkově filtrován RC filtrem s dlouhou časovou konstantou a proudově zesílen sledovačem napětí s operačním zesilovačem *Analog Devices AD8675*. Mezi jeho silné stránky patří velmi nízký šum  $100\text{ nV}_{pp}$  ( $1\text{ Hz}$ ) a minimální vstupní klidové proudy  $2\text{ nA}$ . Rovněž teplotní drift offsetu maximálně  $0,6\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  je výborná hodnota na poměry zesilovačů bez automaticky nulovaného offsetu (*Zero Drift Amplifiers*). [1] Zesilovače s touto funkcí nebyly použity pro jejich vyšší šum na nízkých frekvencích a vyšší příkon. [31]

### 2.3.2 Analogové kanály

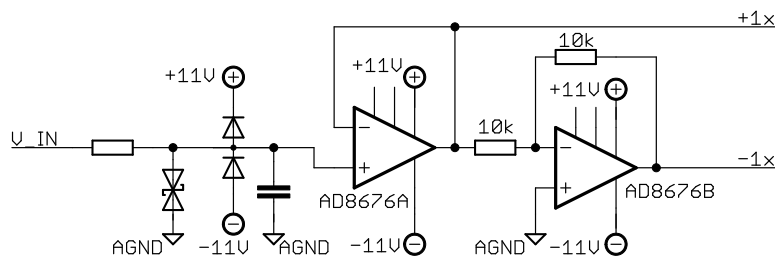
Pod tímto označením se ukrývá skupina součástek pro zpracování analogových výstupů AMR sensorů, od výstupu ze sensorové hlavičky až po AD převodník. Jejich úkolem je synchronní detekce v součinnosti s flipováním AMR sensorů, integrace signálu, jeho převod na zpětnovazební kompenzační proud, snímání velikosti kompenzačního proudu a následná filtrace signálu před digitalizací. Těchto kanálů je v celém magnetometru šest (dvakrát tři osy) a podrobnější popis začíná pod blokovým diagramem na obrázku 2.5, který naznačuje skutečné zapojení popsané části.



Obrázek 2.5: Blokový diagram analogových kanálů.

Na vstupu analogových kanálů do řídicí elektroniky je zařazeno několik součástek pro ochranu citlivé elektroniky. Nejprve signál prochází přes sériově zařazený rezistor, za kterým jsou dvě diody proti přepětí: jedna proti kladné napájecí větvi  $+11\text{ V}$  a druhá proti záporné  $-11\text{ V}$ . Na ochranu před velkými impulzními proudy je zařazen ještě obousměrný transil. Samozřejmostí jsou nízká parazitní kapacita a zanedbatelné únikové proudy ochranných prvků.

Dále navazují obvody synchronní detekce složené z operačního zesilovače *Analog Devices AD8676* (dvojitá verze zesilovače *AD8675*) a dvojitého spínače *Analog Devices ADG1421*. Jeden zesilovač funguje jako jednoduchý sledovač napětí se zesílením  $+1x$ , druhý jako invertor se zesílením  $-1x$  (viz Obrázek 2.6). Rezistory v cestě signálu invertoru mají sice běžnou hodnotu odporu  $10\text{ k}\Omega$ , ale vyznačují se velmi nízkou hodnotou tolerance rezistivity. Jejich rozdílná hodnota by znamenala nejednotkové zesílení a tedy zdroj chyby.

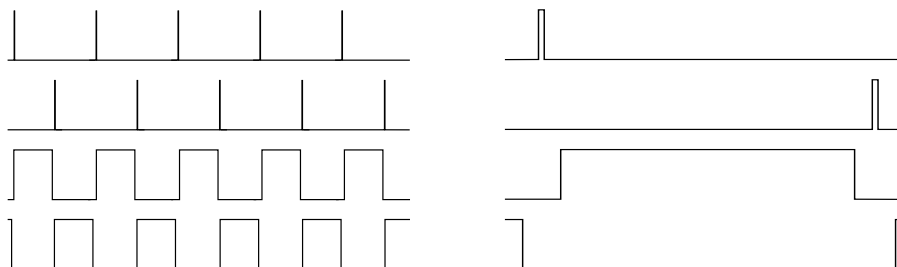


**Obrázek 2.6:** Vstupní část analogových kanálů.

Vpravo vstup signálu ze sensorové hlavičky (1 osa), zesílení  $\pm 1x$ . Výstup vede dále do analogového spínače k dalšímu zpracování.

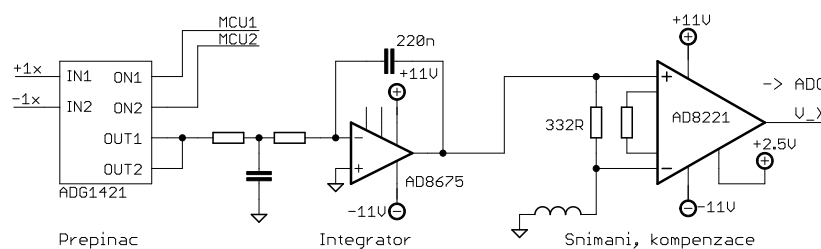
Dvojitý spínač *ADG1421* je řízen dvěma signály z mikrokontroléru a na svůj výstup použít signály  $+1x/-1x$  ze schématu 2.6, případně ponechává oba výstupy odpojené (po čas flipovacího pulzu). Oba výstupy spínače jsou přímo propojeny vodivým spojem a signál pokračuje do dalšího bloku – integrátoru.

Integrátor je postaven na operačním zesilovači *AD8675* a jako integrační kondenzátor je použit kvalitní fóliový kondenzátor s PPS (Polyfenylen Sulfid) dielektrikem a kapacitou  $220\text{ nF}$ . Časová konstanta integrátoru je  $\approx 4,5\text{ ms}$ .



**Obrázek 2.7:** Řídicí signály synchronní detekce a flipovacích pulzů.

Horní dva signály představují flipovací pulzy a spodní dva řídí synchronní detekci. Nákres v pravo pak detailněji zobrazuje časovou posloupnost signálů v okolí flipovacích pulzů.



**Obrázek 2.8:** Přepínač, integrátor a snímání kompenzačního proudu.

Předposledním blokem analogového zpracování je blok zpětnovazební kompenzace měřeného magnetického pole (viz zjednodušené schéma 2.8). Výstup integrátoru je veden přes  $332\ \Omega$  snímací rezistor ven z řídicí jednotky do kompenzační cívky v sensorové hlavici. Druhý vývod cívky je připojen k zemnímu potenciálu. Uvedený speciální snímací THT<sup>1</sup>  $332\ \Omega$  rezistor disponuje vysokou přesností a nízkou teplotní závislostí. Jeho parametry jsou klíčové pro malé teplotní driftы magnetometru a minimalizaci rozdílů v citlivosti mezi jednotlivými kanály. Ztrátový výkon na rezistoru je zpravidla nižší než  $50\ mW$  (nominální výkon rezistoru  $500\ mW$ ) a závisí na velikosti intenzity kompenzovaného pole. Volba jeho velikosti je kompromisem mezi rozlišením a rozsahem magnetometru (menší hodnota  $\rightarrow$  vyšší rozsah). Na vývodech snímacího rezistoru je přes RC filtr připojen precizní přístrojový operační

<sup>1</sup>Through Hole Technology

zesilovač *Analog Devices AD8221*. Jeho úlohou je snímat napětí způsobené kompenzačním proudem a dále ho posílat do filtru před vstupem do ADC.

Použitý filtr je aktivní dolní propustí s operačním zesilovačem *Analog Devices AD8675*. Navržené zapojení kombinuje dva různé filtry a podle osazení součástek a propojení pájecích propojek je možné vybrat jeden z nich. Důvodem je mít možnost vybrat filtr s lepšími skutečnými výsledky. Ve finální konstrukci je použit filtr druhého řádu typu Butterworth s topologií Multiple Feedback.

### 2.3.3 AD převodník

AD převodník *Texas Instruments ADS1278* představuje osmikanálový simultánní 24-bit delta-sigma převodník. Kombinuje vysoké rozlišení se vzorkovací rychlostí až  $144kSa/s$ . Převodník pracuje v několika módech lišících se maximální vzorkovací frekvencí, SNR<sup>2</sup>, šumem a příkonem. Z komunikačních rozhraní je k dispozici SPI<sup>3</sup> nebo Frame-Sync rohraní.

S ohledem na omezení příkonu magnetometru je AD převodník provozován v módu „Low-Speed“ s následujícími vlastnostmi [39]:

- rozlišení 24 bitů;
- SNR 107 dB;
- šum  $8.0 \mu V^4$ ;
- příkon 7 mW/kanál;
- vzorkovací rychlost až  $10\,547 Sa/s$ ;
- teplotní drift offsetu  $0,8 \mu V/^\circ C$ ;
- teplotní drift zesílení  $1.3 ppm/^\circ C$ ;
- komunikační rozhraní SPI.

Režim „Low-Speed“ je nejúspornější a nejpomalejším z módů, ale vzorkovací rychlost je stále dostatečných  $10\,547 Sa/s$ . Velmi pozitivní je příkon, který je v „Low-Speed“ režimu 10 *x* nižší než v režimu plné rychlosti a významně tak přispěje ke snížení příkonu magnetometru o více než 500 mW.

---

<sup>2</sup>Signal to Noise Ratio

<sup>3</sup>Serial Peripheral Interface

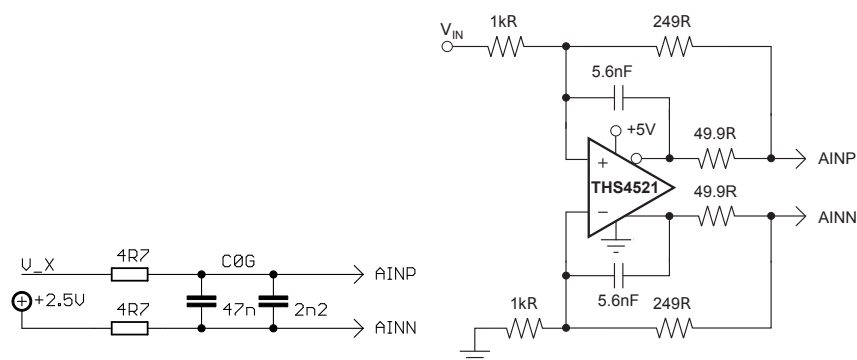
<sup>4</sup>zkratované vstupy, ve spektru od 0,2 Hz do 5 kHz

Převodník je navržený pro použití v diferenciálním zapojení s diferenciálními budiči. V případě tohoto projektu ale není výstup filtru ze schématu na obrázku 2.6 diferenciální. Výrobce doporučuje použít diferenciální zesilovač a zapojit ho podle obrázku 2.9 vpravo. Pro osm kanálů by toto řešení znamenalo mnoho součástek navíc a proto bylo zvoleno úspornější řešení, které je vyobrazeno na 2.9 vlevo. Jednoduchost konstrukce převážila nad přínosem diferenciálního zapojení (dvounásobný výstupní napěťový swing, potlačení sudých harmonických). [19]

Napěťový vstupní rozsah převodníku  $V_{in} = AINP - AINN^5$  je typicky  $\pm V_{ref}$ .  $V_{ref}$  vytváří napěťová reference  $+2,5 V$  popsaná v části 2.3.1.2 Napájecí obvody. Pro plné využití rozsahu převodníku musí mít signál amplitudu  $2 \times V_{ref} = 5 V$ . Tedy při zapojení vstupu  $AINN$  na  $+2,5 V$  je využito plných  $24 b$  převodníku pro signály od  $0$  do  $+5,0 V$ .

AD převodník komunikuje s mikrokontrolérem po sériové sběrnici SPI a s využitím pomocných logických signálů, souhrně se spojení skládá ze signálů:

- $\overline{DRDY}$  - ADC indikuje data připravená k vyzvednutí;
- $\overline{SYNC}$  - signál pro zahájení měření;
- $ADC\_CLK$  - hodinový kmitočet pro ADC ( $5,27 MHz$ );
- $SCLK$  - hodinový kmitočet SPI sběrnice ( $2,635 MHz$ );
- $DOUT1$  - datový výstup SPI z ADC.



**Obrázek 2.9:** Použité zapojení vlevo a doporučené zapojení ADC vpravo pro single-ended použití.

Náběžnou hranou na signálu  $\overline{DRDY}$  indikuje AD převodník připravenost

<sup>5</sup>AINP - Analog INput Positive, AINN - Analog INput Negative

nových dat. Ta mikrokontrolér vyčítá po jednosměrné SPI sběrnici (pouze vyčítání naměřených dat, obousměrná komunikace není potřeba). Při současné konfiguraci je převodník taktován kmitočtem  $f_{CLK} = 5,27 \text{ MHz}$ , díky čemuž má na svém výstupu nová data pro všech osm kanálů s frekvencí  $f_{DATA} = 10,3 \text{ kHz}$ .

Výstupní frekvence dat je závislá nejen na zvoleném režimu převodníku a hodinovém kmitočtu  $f_{CLK}$ , ale také na nastavení frekvence modulátoru  $f_{MOD}$ . Převrácená hodnota frekvence modulátoru je čas, za který ADC udělá jeden odměr a závisí na  $f_{CLK}$ .

$$f_{MOD} = f_{CLK}/8 \quad (2.1)$$

Pro „Low-Speed“ režim je možnost volit jako dělitele ve vztahu 2.1 buď hodnotu 8, nebo 40 a tím ovlivňovat frekvenci výstupních dat  $f_{DATA}$ . Frekvence  $f_{DATA}$  navíc ještě závisí na koeficientu převzorkování, který je pevně daný výběrem režimu převodníku, pro „Low-Speed“ má hodnotu 64.

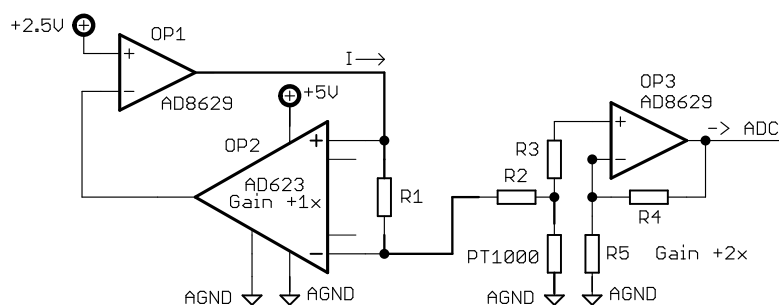
$$f_{DATA} = f_{MOD}/64 \quad (2.2)$$

Frekvence výstupních dat  $f_{DATA}$  tedy vznikne jako

$$f_{DATA} = f_{MOD}/64 = (f_{CLK}/8)/64 = 5,27 \text{ MHz}/512 \approx 10,3 \text{ kHz}. \quad (2.3)$$

### 2.3.4 Vyhodnocení teploty senzorových hlavic

V každé senzorové hlavici je umístěn odporový teplotní senzor *PT1000*, veškerá vyhodnocovací elektronika je v řídicí jednotce. Na zjednodušeném schématu na obrázku 2.10 jsou vidět tři operační zesilovače a několik pasivních součástek včetně senzoru *PT1000*. Každý teploměr je vyhodnocován nezávisle na druhém, a proto jsou v magnetometru tyto obvody dva. Z celkových osmi vstupů ADC je šest využito pro výstupy AMR senzorů a zbylé dva právě pro měření teploty.

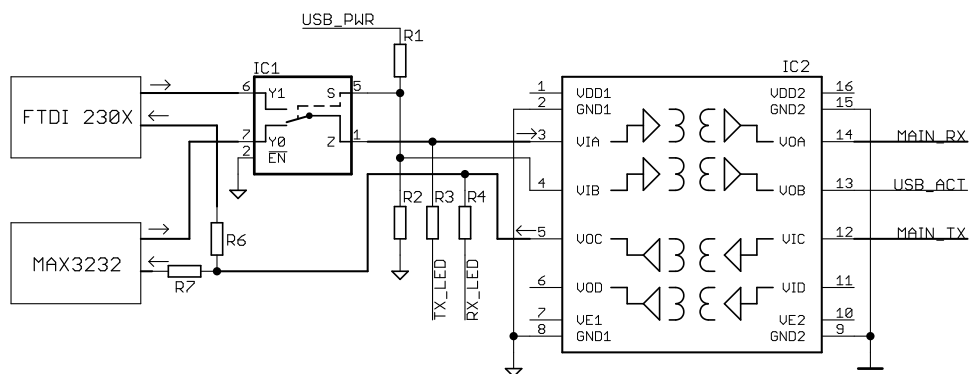


Obrázek 2.10: Zjednodušený obvod pro vyhodnocování teploty.

Operační zesilovače *OP1* a *OP2* vytváří konstantní zdroj měřicího proudu  $I = \frac{2,5}{R1} = \frac{2,5}{25000} = 100 \mu A$ . Takto postavený proudový zdroj má výhodu, že teplotní senzor stačí k řídicí jednotce připojit pouze jedním vodičem. Proud  $I$  teče přes rezistor  $R2$  do teplotního senzoru a do země. Díky známé velikosti proudu  $I$  a známé nominální rezistivitě senzoru na něm vzniká napětí úměrné teplotě. To je zesíleno neinvertujícím zesilovačem *OP3* s dvounásobným zesílením, jehož výstup vede do AD převodníku. Tedy například při teplotě  $0^\circ C$  má *PT1000* rezistivitu  $1000\Omega$ , což při proudu  $100\mu A$  dává napětí  $0,1 V$  a po zesílení ADC měří  $0,2 V$ . Koncové zesílení by mohlo být vyšší, ale vysoké rozlišení ADC spolu s průměrováním i tak zajistí dostatečné rozlišení. Interpretaci naměřených hodnot se věnuje kapitola 3.4 Výstupní formát dat.

### 2.3.5 Galvanické oddělení

Magnetometr komunikuje s vnějším světem přes galvanicky oddělená rozhraní USB a RS232. V jednu chvíli může magnetometr aktivně komunikovat pouze přes jedno rozhraní. Jsou-li připojena obě rozhraní, má vyšší prioritu USB. Přesněji řečeno, magnetometr vysílá přes obě rozhraní vždy současně stejná data, ale příjem je možný pouze z jednoho z nich. Toto chování je dáno zvolenou konstrukcí, která je zjednodušeně ukázána na schématu na obrázku 2.11. Galvanické oddělení napájení je realizováno integrovanými DCDC měniči.



Obrázek 2.11: Zjednodušené zapojené galvanického oddělení komunikace.

Obvod IC2 je digitální izolátor *Analog Devices ADUM2402* se čtyřmi kanály pracující na magnetickém principu. Signály *MAIN\_RX* a *MAIN\_TX* datové komunikace magnetometru zabírají dva kanály. Třetí kanál je využit pro přenos informace o přítomnosti USB napájení, ta je využita pro správnou volbu rychlosti datové komunikace. Poslední kanál nemá v současné revizi elektroniky využití (byl plánován pro přepínání DCDC měniče do režimu nízké spotřeby).

Data na signálu *MAIN\_TX* putují z mikrokontroléru přes izolátor na rezistory *R6* a *R7*, odkud dále pokračují do obvodů *MAX3232* resp. *FTDI FT230X*. Zde je patrné, proč jsou všechna data odesílaná z magnetometru dostupná na obou rozhraních.

Příjem dat je řešen mírně odlišným způsobem. Signálu *MAIN\_RX* stojí v cestě analogový multiplexer *NXP 74LVC1G53*. Má dva vstupy (*Y0* a *Y1*), jeden výstup (*Z*) a řídicí logický vstup (*S*). Podle logické úrovně na řídicím vstupu je výstup *Z* propojen buď se vstupem *Y0*, nebo *Y1* (komunikuje *MAX3232*, nebo *FTDI FT230X*). Řídicím signálem je přítomnost napájecího napětí na USB. Připojením USB kabelu vznikne na *S1* logická jednička, multiplexer přepne na komunikaci po USB a procesor tuto změnu zaregistruje a zareaguje změnou rychlosti datové komunikace (921 600 nebo 115 200 *baud*). Motivací pro implementaci přepínání rychlostí je možnost použít dlouhý datový kabel bez nárůstu chybovosti přenosu.

Z datových signálů *MAIN\_RX* a *MAIN\_TX* vedou přes rezistor *R3* a *R4* odbočky spínající P-kanálové mosfety. Jejich úkolem je spínání indikačních



LED<sup>6</sup> diod (dvojitá dioda v čelním panelu).

### 2.3.6 Mikrokontrolér

Mikrokontrolér *Microchip PIC32MX795F512* je zástupcem 32b mikrokontrolérů s RISC architekturou určených pro všeobecné použití. Byl zvolen nejen na základě očekávaných nároků na hardwarové periferie a výpočetní výkon, ale také na základě pozitivních zkušeností s tímto čipem v bakalářské práci [10] (počáteční testy kódu byly provedeny na hardwaru bak. práce). [25] [10]

Vlastnosti mikrokontroléru významné pro magnetometr:

- maximální frekvence jádra i periferií 80 MHz;
- 512 kB programové FLASH paměti a 128 kB paměti RAM;
- pět 16b čítačů;
- pět Open Compare jednotek (generování frekvence);
- čtyři zdroje hodinového kmitočtu včetně PLL obvodu;
- šest UART<sup>7</sup> modulů, pět I2C<sup>8</sup> a čtyři SPI<sup>9</sup> moduly.

Mikrokontrolér běží ve finálním nastavení na +3,3 V a frekvenci 36,864 MHz pro jádro a 18,432 MHz pro periferie. Frekvence jsou kompromisem přijatelné spotřeby a schopnosti zpracovávat všechna data z ADC bez zahazování vzorků.

Za zmínku stojí výběr externího krystalového oscilátoru, který byl zvolen tak, aby se minimalizovala odchylka od nominálních baudových rychlostí UART sběrnice. Zároveň se dbalo na to, aby byl dostatečný prostor pro volbu frekvence jádra procesoru přes interní násobičky a děličky frekvence. Dalším požadavkem byla možnost komunikovat na vyšších rychlostech než běžných 115 200 baud. Pro zvolený krystal 14,7456 MHz lze přes UART komunikovat až do rychlosti 3 686 400 baud s nulovou odchylkou.

V přístroji jsou použity dvě rychlosti sériového rozhraní: vyšší 921 600 baud a nižší 115 200 baud. Na vyšší rychlost se automaticky přepíná při detekova-

---

<sup>6</sup>Light-Emitting Diode

<sup>7</sup>Universal Asynchronous Receiver and Transmitter

<sup>8</sup>Inter-Integrated Circuit, někdy nazýváno TWI (Two Wire Interface)

<sup>9</sup>Serial Peripheral Interface

ném připojení USB kabelu a přenosu dat přes virtuální sériový port. Naopak nižší rychlostí se komunikuje po sběrnici *RS232*. Osazený převodník *UART/USB FTD230X* podporuje vysokorychlostní přenosy do  $3\text{ Mbaud}$  a se spotřebou  $8\text{ mA}$  v činnosti plně vyhovuje našim potřebám. [9] Na trhu jsou však dostupné i rychlejší převodníky.

Převod logických signálů na úroveň fyzické sběrnice *RS232* obstarává budič *Texas Instruments MAX3232*. V zapojení se (stejně jako čip *FTD230X*) nachází na vnější straně magnetometru (DCDC měničů), tj. ještě před galvanickým oddělením. Nominální napětí USB sběrnice je  $+5\text{ V}$ , ale v praxi může být nižší, a proto je použita třívoltová verze převodníku *MAX3232* spolu s předřazeným lineárním regulátorem napětí (viz 2.3.1.2 Napájecí obvody). Příkon budiče je typicky  $300\ \mu\text{A}$ . [41]

### 2.3.7 Nevolatilní paměť 24LC64

Nevolatilní paměť *Microchip 24LC64* typu *EEPROM*<sup>10</sup> je v zapojení především k ukládání konfiguračních dat přístroje. Klidový odběr  $1\ \mu\text{A}$  z  $+3,3\text{ V}$  větve je naprosto zanedbatelný. Paměť je organizována do bloků velkých  $8\text{ K} \times 8\text{ bit}$  (celkem  $64\text{ kb}$ ). Počet přepisů je stanoven na více než jeden milion. S mikrokontrolérem komunikuje po společné sběrnici *I2C*. [23] [10]

### 2.3.8 Teploměr MCP9804

Pro orientační měření elektroniky magnetometru je na *PCB*<sup>11</sup> osazen digitální teploměr *Microchip MCP9804*. Komunikuje přes sériovou sběrnici *I2C* a pracuje s rozlišením až  $0.0625\text{ }^\circ\text{C}$  a typickou přesností  $\pm 0.25\text{ }^\circ\text{C}$ . Přítomnost teploměru má jen zanedbatelný vliv na celkovou spotřebu magnetometru, neboť během činnosti má odběr proudu z  $+3,3\text{ V}$  větve pouze  $200\ \mu\text{A}$ . [24] [10]

### 2.3.9 Návrh plošného spoje

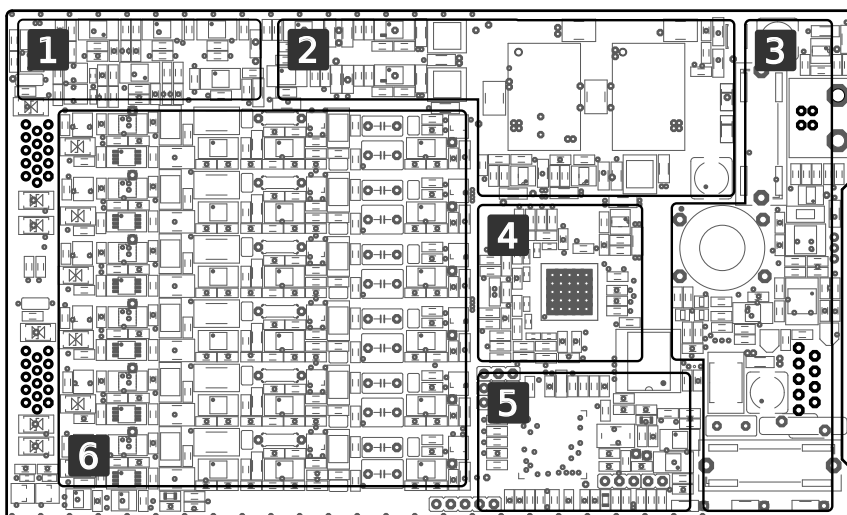
Schéma magnetometru i návrhy všech plošných spojů byly vytvořeny v programu *CadSoft EAGLE PCB Design*. Návrh *PCB* probíhal ručně bez použití

<sup>10</sup>Electrically Erasable Programmable Read Only Memory

<sup>11</sup>Printed Circuit Board

autorouteru a během návrhu byly uplatněny zásady optimálního návrhu PCB popsané ve zdrojích [36] a [47].

Deska je navržena jako šestivrstvá zejména kvůli velkému počtu napájecích větví (rozlité plochy ve dvou vrstvách). Další dvě plochy zajišťují kvalitní zemní potenciál, vrchní vrstva je celá zaplněna součástkami (téměř 600 kusů) a spodní vrstva obsahuje signály. Navzdory vysoké hustotě součástek mají nejtenčí spoje šířku běžných  $0,2\text{ mm}$  a nejmenší prokovy průměr  $0,4\text{ mm}$ . Deska neobsahuje slepé ani pohřbené vrtání ani jiné speciality. Základním materiálem je  $FR4$  a obě strany desky jsou kryty nepájivou maskou. Vrchní strana je doplněna o servisní potisk. Osazení proběhlo ručně.



Obrázek 2.12: Rozložení funkčních bloků na PCB.

1 – zpracování teploty hlavic, 2 – napájecí zdroje, 3 – vnější část magnetometru před galvanickým oddělením (komunikační rozhraní, filtrace a ochrany nap. napětí), 4 – osmikanálový  $\Delta\Sigma$  AD převodník, 5 – řídicí mikrokontrolér, 6 – šest analogových kanálů

### 2.3.10 Zapojení konektorů

V této kapitole je popsáno zapojení konektorů pro připojení sensorových hlavic a komunikačního konektoru s rozhraním RS232. Zapojení USB konektoru je standardní.

Komunikační konektor se sběrnici RS232 je sdílený s externím napájením, a proto jeho zapojení neodpovídá obvyklému zapojení pro sériovou linku

RS232. Konektor je však identický (DSUB9 samec).

Všech devět kolíků je využito následovně:

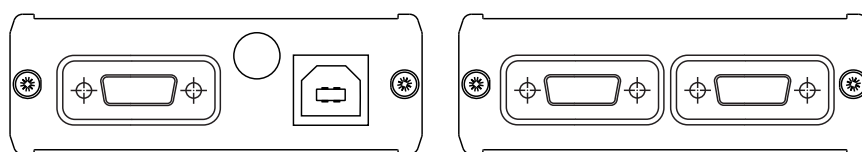
- č. 1, 6, 7 - napájení, VDC (4, 5 až 9, 0 VDC);
- č. 2, 3, 8 - napájení, GND;
- č. 4 - RS232, výstup Tx;
- č. 5 - RS232, vstup Rx;
- č. 9 - RS232, signálová země.

Senzorové hlavice se připojují obdobnými konektory s 15 piny (DSUB15 samice). Zapojení na straně řídicí jednotky i hlavic je identické. Oba konektory jsou zapojeny shodně a jsou vzájemně záměnné. Zapojení hlavic:

- č. 1 - napájení,  $-11\text{ V}$ ;
- č. 2, 7 - napájení, GND;
- č. 3 - napájení,  $+11\text{ V}$ ;
- č. 5 - napájení, pro flipování;
- č. 6 - teploměr PT1000;
- č. 8, 9, 10 - kompenzační proud pro osy X, Y, Z;
- č. 11, 12, 13 - napěťový výstup senzorů pro osy Z, Y, X;
- č. 14, 15 - flipovací signály.

### 2.3.11 Mechanická konstrukce

Řídicí jednotka magnetometru je uložena do celohliníkové krabičky firmy *Fischer Elektronik* o vnějších rozměrech  $94 \times 32 \times 160\text{ mm}$  (šířka  $\times$  výška  $\times$  hloubka). Na předním čele krabičky se nachází USB konektor (*Amphenol MUSBD11130*), 9pinový konektor kombinující signály RS232 s napájením (*Amphenol L17ED09P30*) a krytka LED indikující přítomnost napájení, příjem a vysílání dat (společné pro RS232 a USB). Na protilehlé straně našly svoje místo dva 15pinové konektory senzorových hlavic (*Amphenol L17EHD15S30*). Jejich zapojení bylo popsáno výše. Všechny konektory i krytka LED jsou vodotěsné a krabička přístroje by šla s použitím vhodného těsnění zatěsnit úplně.



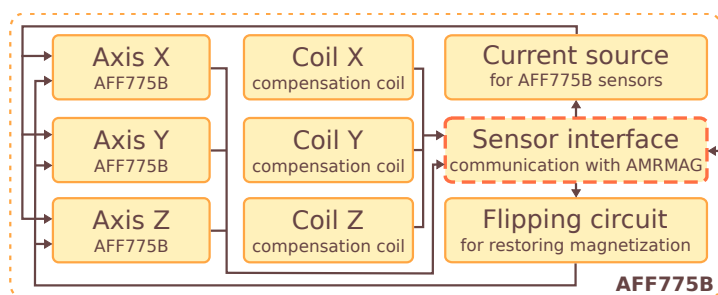
Obrázek 2.13: Vlevo přední panel, vpravo strana pro připojení hlavic.

## 2.4 Sensorové hlavice

Úlohou sensorových hlavic je snímání intenzity magnetického pole. Každá hlavice měří pole ve třech osách zároveň (X, Y a Z). Součástí této kapitoly jsou informace o zapojení hlavic, senzorech *Sensitec AFF755B* a *Honeywell HMC1021S*, magnetickém a mechanickém návrhu. Jak hlavice zapadají do celkového konceptu magnetometru je popsáno v kapitolách 2.1 a 2.2.

Výstupem každé sensorové hlavic je trojice analogových napětí, která jsou dále zpracovávána v řídicí jednotce. Mezi vstupní signály patří napájení zpětnovazebních kompenzačních cívek, řídicí signály flipování a napájení.

Druhá revize sensorových hlavic opravuje drobné chyby, posiluje flipovací vodiče a přidává individuálně kompenzovanou hlavici s HMC senzory. Celkem bylo vyrobeno deset kompletních hlavic.



Obrázek 2.14: Blokový diagram zapojení sensorové hlavic.

### 2.4.1 Zapojení hlavic

Na obrázku 2.14 je zobrazeno blokové zapojení sensorových hlavic. Zapojení je pro oba typy senzorů téměř shodné a liší se jen v detailech. Mezi hlavní komponenty hlavic patří AMR senzory, operační zesilovače, zdroj proudu a flipovací obvody. Hlavice mají zapojení výrazně jednodušší ve srovnání

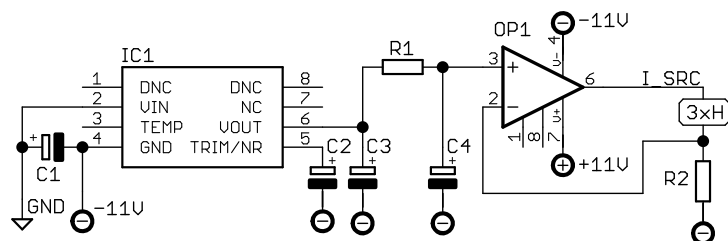
s řídicí elektronikou. Na druhou stranu musí být všechny komponenty nemagnetické kvůli možnému zkreslení měření.

Následující kapitoly se podrobněji věnují dílčím částem hlavic a představují jejich význam a vlastnosti.

### 2.4.1.1 Zdroj proudu

Wheastonovy můstky senzorů jsou napájeny zdrojem konstantního proudu. Napájení můstků všech tří AMR senzorů jedné hlavice je zapojeno do série, aby proud procházející můstky byl pro všechny senzory stejný. Zdroj proudu je realizován s využitím precizní napěťové reference *Texas Instruments REF5025* a operačního zesilovače *Analog Devices AD8675* (viz Obrázek 2.15). Napěťová reference má GND vstup napájení připojený na  $-11\text{ V}$ , vstup  $V_{IN}$  na GND. Díky takto posunuté nule má operační zesilovač k dispozici větší rozsah napěťového potenciálu pro vytvoření definovaného proudu. Velikost proudu je dána jednoduchým vztahem  $I_{src} = \frac{U}{R}$ , kde  $U$  je  $+2,5\text{ V}$  z napěťové reference a  $R$  je hodnota rezistoru  $R2$  (viz Obrázek 2.15). Maximální (teoretická) velikost proudu je závislá na rezistivitě můstků ( $R_X$ ,  $R_Y$ ,  $R_Z$ ). Součet dílčích rezistivit můstků vynásobený žadáním proudem a  $+2,5\text{ V}$  na rezistoru  $R2$  nesmí překročit součet absolutních hodnot napájecího napětí operačního zesilovače  $OP1$ , tzn.

$$+2,5 + I_{src}(R_X + R_Y + R_Z) < |-11| + |+11|. \quad (2.4)$$



Obrázek 2.15: Zapojení zdroje proudu.

Oblast  $3xH$  představuje můstky v senzorech. Rezistor  $R1$  spolu s kondenzátory  $C3$  a  $C4$  tvoří doplňkový filtr.

### 2.4.1.2 AMR senzory

Vlastnosti magnetometru do jisté míry závisí na parametrech použitých senzorů, proto je níže uveden výčet některých vlastností senzorů *Sensitec AFF755B* [37]:

- napájecí napětí typ.  $5,0\text{ V}$ ;
- rezistivita můstku typ.  $2,5\text{ k}\Omega$ ;
- citlivost  $0,84\frac{\text{mV}}{\text{V}}$  na  $100\mu\text{T}$ ;
- flipovací proud min.  $150\text{ mA}$ , max.  $1,0\text{ A}$ ;
- délka flipovacího pulzu max.  $2\mu\text{s}$ ;
- rezistivita flipovacích cívek typ.  $1,5\ \Omega$ ;
- max. ztrátový výkon  $50\text{ mW}$ ;
- šum typ.  $120\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  pro  $1\text{ Hz}$ ;
- chyba linearity  $0,15\%$  při  $\pm 80\mu\text{T}$ ;
- interní kompenzační cívka  $4,4\ \mu\text{T}/10\text{ mA}$ .

Podobně vlastnosti zastaralého senzoru *Honeywell HMC1021S* [16]:

- napájecí napětí typ.  $5,0\text{ V}$ ;
- rezistivita můstku typ.  $1,1\text{ k}\Omega$ ;
- citlivost  $1\frac{\text{mV}}{\text{V}}$  na  $100\mu\text{T}$ ;
- flipovací proud min.  $0,5\text{ A}$ , max.  $4,0\text{ A}$ ;
- délka flipovacího pulzu max.  $2\mu\text{s}$ ;
- rezistivita flipovacích cívek typ.  $7,7\ \Omega$ ;
- max. ztrátový výkon  $30\text{ mW}$ ;
- šum typ.  $48\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  pro  $1\text{ Hz}$ ;
- chyba linearity  $0,05\%$  při  $\pm 100\mu\text{T}$ ;
- interní kompenzační cívka  $217\ \mu\text{T}/10\text{ mA}$ .

Porovnáním senzorů si lze všimnout mj. výrazně vyšších flipovacích proudů u staršího senzoru. I rezistivita flipovacích cívek je vyšší a novější *Sensitec AFF755B* je tak konstrukčně snazší flipovat. Shodná je naopak délka flipovacího pulzu a ztrátový výkon je srovnatelný. Šum senzoru i linearita je však mírně lepší u staršího *Honeywell HMC1021S*. Interní kompenzační cívka má u *AFF755B* velmi nízkou konstantu a nehodí se pro plnohodnotnou kompenzaci pole, u *HMC1021S* má cívka dobré parametry. Citlivost mají oba senzory srovnatelnou. Celkově jsou deklarované vlastnosti senzorů podobné.

### 2.4.1.3 Flipovací obvody

Podstata a účel flipování byly vysvětleny dříve. V principu jde o periodické obnovování vlastností materiálu sensorů vytvořením krátkodobého silného mag. pole v okolí senzoru. Silné pole je vytvářeno proudovým impulzem do flipovacích cívek vestavěných v těle senzoru. Pro generování proudového impulzu je v této konstrukci využit plný H-můstek tvořený čtveřicí tranzistorů s budiči. Výhodou plného můstkového zapojení je úplná kontrola nad flipováním a možnost generovat proudový impulz v obou polaritách. Důsledkem je změna směru vektoru magnetizace popisovaná v kapitole 1.2.2.2 a tedy změna polarity výstupu AMR senzoru.

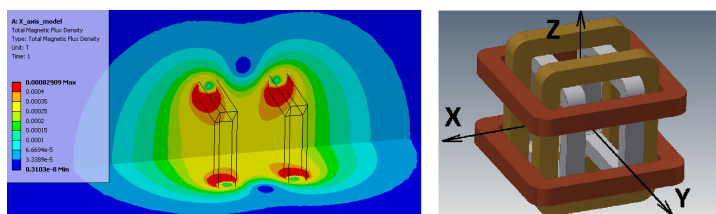
Flipovací cívky všech tří sensorů jsou také spojeny do série a všemi třemi senzory protéká stejný flipovací proud. V sérii s cívkami je ještě zařazen omezovací rezistor. Sensory mají výrobcem omezený maximální ztrátový výkon. Flipovací pulzy jsou velmi krátké (řádově  $\mu s$ ) a střída malá a proto lze flipovat vysokými proudy (stovky  $mA$  až jednotky  $A$ ). Flipování je programově vypnutelné pro provoz senzoru v neflipovaném režimu. Rovněž délka flipovacího pulzu je volitelná.

### 2.4.2 Magnetický návrh

Pro provoz magnetometru ve zpětnovazebním režimu jsou v hlavicích umístěny kompenzační cívky. Použita jsou tři různá provedení kompenzačních cívek. Vektorově kompenzované hlavice mají cívky složené z trojice párů obdélníkových samonosných cívek. Druhý návrh používá k individuální kompenzaci podlouhlé válcové cívky (solenoid). Solenoidy poskytují větší homogenitu generovaného pole a lepší cívkovou konstantu v porovnání s cívkami integrovanými do čipů sensorů. Pro srovnání využívá třetí návrh hlavic právě planární cívky integrované v čipech.

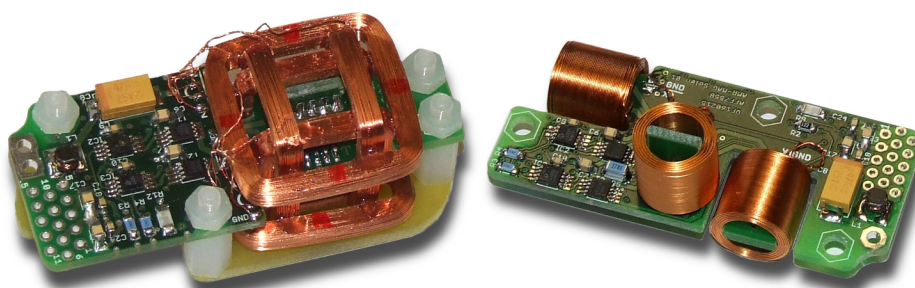
Jak je uvedeno v kapitole 2.2, použití senzoru jako nulového detektoru má teoreticky minimalizovat vliv „cross-field“ efektu. Potvrzení nebo vyvrácení tohoto předpokladu v souvislosti s typem konstrukce kompenzačních cívek bude provedeno na základě naměřených dat.





**Obrázek 2.16:** Cívky pro vektorovou kompenzaci. [zdroj: vedoucí práce]

Vektorová kompenzace je složena ze tří párů samonosných cívek navržených jako Helmholtzovy cívky (vpravo). Nalevo simulace magnetického pole s cílem optimalizovat homogenitu pole při zachování akceptovatelných rozměrů.



**Obrázek 2.17:** Skutečná podoba hlavice (vektorová vlevo, individuální vpravo).

Externí cívky pro vektorovou i individuální kompenzaci byly navrženy a vyrobeny na míru pro potřeby této aplikace a to jak z pohledu mechanických, tak i magnetických vlastností. Pro simulaci návrhu cívek byl použit program *ANSYS Multiphysics*. Na obrázku 2.16 lze pozorovat výsledky ze simulace dvojice cívek vektorové kompenzace. Homogenitu pole mezi cívkami indikuje stejnobarevná plocha mezi nimi. Další dvě dvojice cívek kompenzují zbylé dvě osy. Sesazením všech cívek do jednoho celku vzniká prostor pro senzory. Simulace byly provedeny výhradně vedoucím práce.

Individuální cívky vinuté měděným drátem o průměru  $0,2\text{ mm}$  v osmi vrstvách po 60 závitěch mají vnitřní průměr  $8\text{ mm}$  a délku  $12\text{ mm}$ . Cívková konstanta má hodnotu  $c_{coil} = 390\ \mu\text{T}/10\text{ mA}$ . Vnější vektorové cívky čtvercového tvaru začínají na délce hrany  $25\text{ mm}$ , vnitřní cívky se postupně zmenšují. Cívková konstanta má velikost  $c_{coil} = 340\ \mu\text{T}/10\text{ mA}$ .

Vektorová	$340 \mu T / 10 mA$
Individuální	$390 \mu T / 10 mA$
HMC interní	$217 \mu T / 10 mA$

**Tabulka 2.1:** Cívkové konstanty  $c_{coil}$ .

Hodnoty cívkových konstant přímo ovlivňují rozsah měřeného magnetického pole. Čím vyšší konstanty, tím vyšší intenzitu pole lze měřit. Naopak s rostoucím měřitelným rozsahem klesá rozlišení. Zjednodušeně, saturační napětí na snímacím rezistoru  $332 R$  na obrázku 2.8 je  $+2,5 V$ . Proud tímto rezistorem smí být maximálně  $I_f \approx 7,53 mA$ .

$$I_f = \frac{U}{R} = \frac{2,5}{332} \approx 7,53 mA \quad (2.5)$$

Ze známé cívkové konstanty pak vyplývá maximální amplituda intenzity měřeného pole

$$H = C_{const} \cdot \frac{I_f}{10} \approx 390 \cdot \frac{7,53}{10} \approx 294 \mu T \quad (2.6)$$

pro individuálně kompenzované hlavice. Vektorové hlavice dosahují hodnoty  $H \approx 256 \mu T$  a pro cívky vestavěné v čípech *HMC1021S* pouze  $H \approx 163 \mu T$ . U *Sensitec AFF755B* nejsou interní cívky použity (velmi nízká cívková konstanta).

Vektorová	$256 \mu T$
Individuální	$294 \mu T$
HMC interní	$163 \mu T$

**Tabulka 2.2:** Maximální amplituda intenzity pole.

### 2.4.3 Mechanická konstrukce

Kompaktní rozměry senzorových hlavice byly při jejich návrhu prioritou. Vzniklý návrh je kompromisem mezi homogenitou kompenzačního pole a velikostí hlavice. Kompaktnost návrhu je podpořena i návrhem vlastních frézovaných krabiček. Na hlavicích není žádný konektor a kabel je k plošnému spoji připájen napevno. Celkový rozměr krabiček je  $80 \times 30 \times 30 mm$  včetně montážních otvorů.

## Kapitola 3

# Firmware přístroje

### 3.1 Vývojové prostředky

Vývoj firmware pro řídicí mikrokontrolér *Microchip PIC32MX795F512* probíhal výhradně s využitím nástrojů téhož výrobce (IDE<sup>1</sup>, kompilátor, knihovny a debugger).

Moderní IDE *MPLAB X IDE v3.20* poskytuje pokročilé zvýrazňování syntaxe, disponuje našeptáváním a celkově se jedná o moderní prostředí s vysokou efektivitou práce.

Řídicí program je psán v jazyce C a kompilován kompilátorem *XC32 1.32*. V použité základní verzi se jedná o zdarma dostupný kompilátor bez zásadních omezení, pouze optimalizace kódu je dostupná v omezené míře. [18]

Na programování a ladění byl použit *MPLAB ICD 3 In-Circuit Debugger*. To je USB zařízení kombinující rychlý ISCP<sup>2</sup> programátor a debugger.

### 3.2 Struktura firmware

Firmware magnetometru je vyvinut na míru pro toto zařízení a není zde použit žádný operační systém. Start programu začíná inicializací zdroje hodinového kmitočtu, IO<sup>3</sup> pinů, SPI a UART modulů, pětice čítačů a OC<sup>4</sup>

---

<sup>1</sup>Integrated Development Environment

<sup>2</sup>In Circuit Serial Programming

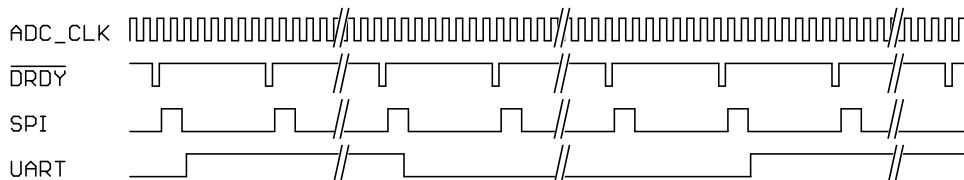
<sup>3</sup>In Out

<sup>4</sup>Output Compare - jednotky pro generování PWM signálů

jednotek, DMA<sup>5</sup> kontroléru a přerušení. Dále program pokračuje vstupem do hlavní smyčky, kde setrvává po celou dobu běhu programu (vyjma přerušení).

### 3.2.1 Přerušení

Běh programu je řízen zejména přerušeními. Mikrokontrolér generuje hodinový kmitočet pro AD převodník, který připravenost naměřených dat signalizuje spádovou hranou na signálu  $\overline{DRDY}$ . Mikrokontrolér reaguje v přerušení  $INT1\_ISR$  nastavením a povolením DMA přenosu SPI modulu. Tím dojde k vyčtení dat z ADC, zatímco mikrokontrolér zpracovává data z předchozího přenosu. ADC dále na pozadí měří nová data (ADC odebírá data kontinuálně). Ukončení DMA přenosu vyvolává přerušení  $DMA0\_ISR$ , ve kterém jsou přenesená data předzpracována. Tento proces se při kontinuálním měření magnetometru neustále opakuje. Podle zvoleného režimu jsou po definovaném množství ADC odměrů data zprůměrována a přenášena ven z magnetometru.



**Obrázek 3.1:** Časový průběh komunikace ADC a MCU.

Během zpracování a odesílání dat z magnetometru ADC a MCU stále komunikují a odběr dat není přerušeno. Pulzy na signálu  $\overline{DRDY}$  se opakují s frekvencí  $10,3\text{ kHz}$ . Log. 1 na signálu  $UART$  symbolizuje odesílání dat z magnetometru.

První dva z pěti čítačů a OC jednotek generují PWM signály pro řízení senzorů ( $9,21\text{ kHz}$ ), další pár jednotek generuje průběhy pro řízení synchronní detekce ( $9,21\text{ kHz}$ ), viz Obrázek 2.7. Páté jednotky mají za úkol vytvářet hodinový kmitočet  $ADC\_CLK$  ( $5,27\text{ MHz}$ ). Pozastavit měření a zpracování dat lze pouhým zastavením pátého čítače neboť na signálu  $ADC\_CLK$  závisí všechny činnosti spojené s měřením dat.

<sup>5</sup>Direct Memory Access

V přerušení se také obsluhuje příjem dat ze sériové linky. Přijaté příkazy se parsují a ovlivňují režim práce a některé parametry magnetometru. Priorita je nižší než u obsluhy SPI přenosů. Více k příkazům v kapitole 3.3.

### 3.2.2 Hlavní smyčka

Hlavní smyčka obsluhuje činnosti, které jsou ve srovnání s měřením dat méně prioritní. Nejpodstatnější funkci představuje odesílání dat z magnetometru. Funkce čeká na příznak indikující připravenost zprůměrovaných dat, data převede na textový řetězec a pošle na výstup. Během jednoho průchodu touto funkcí je mnohokrát vyvoláno přerušení a jsou přijata nová data. Druhým úkolem je kontrola připojení USB portu a přepínání rychlostí komunikace. Kontrolní blikání LED diodou je třetí a poslední činností.

Škála funkcí magnetometru je poměrně malá a firmware je navržen tak, aby co největší část zajišťovaly přímo hardwarové periferie mikrokontroléru. Firmware je proto relativně jednoduchý. Na druhou stranu množství zpracovávaných dat není malé - až  $2,1\text{ Mb/s}$ . Při hodinovém kmitočtu jádra pouze  $36,864\text{ MHz}$  a fixní režii každého přerušení musí být kód velmi efektivní, aby vše proběhlo včas. Časová souslednost programu byla kontrolována externím logickým analyzátozem, který zaznamenával invertování log. úrovní testovacích pinů v definovaných částech programu. V závilosti na zvoleném režimu magnetometru zbývá volných přibližně 10% výpočetní kapacity a je zde prostor pro další výpočty. Zpočátku vývoje byl kmitočet procesoru vyšší, ale s omezováním příkonu bylo přistoupeno ke snížení na uvedenou hodnotu (viz kapitola 4.1 Příkon). V případě potřeby složitějších výpočtů lze frekvenci opět navýšit.

## 3.3 Podporované příkazy

Implementované příkazy dovolují měnit režimy práce magnetometru a nastavovat několik parametrů. Příkazy jsou pouze jednoznakové kvůli jejich snadnému a rychlému zpracování. Aktuální seznam příkazů:

- 'a' - kontinuální měření,  $1\text{ Hz}$ ;
- 'b' - kontinuální měření,  $10\text{ Hz}$ ;

- 'c' - kontinuální měření, 206 Hz;
- 'd' - jednorázový odměr, 1 Hz;
- 'e' - jednorázový odměr, 10 Hz;
- 'f' - jednorázový odměr, 206 Hz;
- 'g' - klidový režim přístroje;
- 'k' - režim měření šumu elektroniky;
- 'x' - jednorázový flip, jedna polarita;
- 'q' - jednorázový flip, opačná polarita;
- 'r' - vypnutí kontinuálního flipování (poslední flip. pulz odpovídá 'x');
- 's' - zapnutí kontinuálního flipování;
- 'u' - délka flipovacího pulzu 600 ns;
- 'i' - délka flipovacího pulzu 1000 ns;
- 'o' - délka flipovacího pulzu 1400 ns.

Příkazy kontinuálního měření fungují tak, že magnetometr po obdržení příkazu neustále měří a posílá na výstup data s frekvencí určenou příkazem. Například pro příkaz 'b' magnetometr nabere 1030 vzorků, spočte průměr a pošle data ( $f_{\text{samp}} = 10,3 \text{ kHz}$ ). Frekvence dat na výstupu magnetometru je pak 10 Hz.

Zasláním požadavku na jednorázový odměr magnetometr začne nabírat data a až získá potřebné množství vzorků, spočítá průměr a pošle je na výstup. Pro příkaz 'd' magnetometr měří 1000 ms, pro 'e' 100 ms atd. Odesláním dat přístroj přechází do klidového režimu 'g'.

V klidovém režimu 'g' magnetometr neposílá žádná data a čeká na další příkazy. V režimu měření šumů 'k' dojde k vypnutí generovaných PWM signálů, ADC neměří a externím spektrálním analyzátozem lze měřit šum elektroniky analogového zpracování.

Flipovat je možné se dvěma různými polaritami impulzů. Kontinuální flipování obě polarity pravidelně střídá. Příkazy 'x' a 'q' jednou flipnou a magnetometr pokračuje v neflipovaném režimu.

Připojením magnetometru na port RS232 neumožňuje použít režim 'c', protože generované množství dat nelze s rychlostí 115200 baud přenášet. Rychlost 115200 baud je příliš nízká a jejím smyslem je spolehlivý přenos na delší vzdálenosti.

### 3.4 Výstupní formát dat

Magnetometr naměřené údaje prezentuje přes sériové rozhraní (RS232 nebo virtuální USB COM) výhradně v textové podobě. Řetězec je uvozen znakem '>', následuje mezera, data a je zakončen znaky *CR* a *LF*. Data tvoří osm osmiciferných čísel oddělených mezerami. Čísla mají vždy znaménko a pevnou délku. Formát dat je shodný pro libovolný měřicí příkaz 'a' až 'f'. Ukázka tří odměřů je uvedena níže.

```
> +1650 -1340 +1316 -1575698 -1455899 -261741 -7667899 +8388607 <CR><LF>
> +1649 -1312 +1346 -1286102 -2789756 -471280 -7667678 +8388607 <CR><LF>
> +1635 -1301 +1358 -1047726 -3111458 -465850 -7667599 +8388607 <CR><LF>
```

První trojice čísel patří první sensorové hlavici (zleva osa X, Y, Z), druhá trojice náleží druhé hlavici. Zbylé dvě hodnoty představují teplotu hlavice (předposlední hodnota první hlavice).

Čísla ve výstupním řetězci nemají přímý fyzikální význam a na hodnoty magnetické indukce v  $[T]$  je třeba je přepočítat. Pro přepočet je nutné znát konstantu citlivosti  $c_{sens}$ , která říká, kolika  $[T]$  odpovídá hodnota 1 jednotka z text. řetězce.

$$c_{sens} = \frac{1}{2^{23}} \cdot \frac{2.5}{332} \cdot \frac{1000}{10} \cdot c_{coil} \cdot 1000 \quad (3.1)$$

ADC má rozsah vstupního napětí 0 až  $+5 V$ , ale analogové obvody magnetometru pracují s nulou posunutou na  $+2,5 V$ . Měří-li ADC  $+2,5$  znamená to, že hodnota magnetické indukce je nulová. Od 0 do  $+2,5 V$  magnetometr měří jednu polaritu pole, od  $+2,5$  do  $+5 V$  opačnou polaritu. Plných 24 b AD převodníku se rozdělí na dvě poloviny, a proto má první člen ve vztahu 3.1 podobu  $\frac{1}{2^{23}}$ . Prostřední dva členy představují maximální měřitelnou amplitudu pole a v součinu s prvním členem dávají váhu jednoho bitu ADC v  $[\mu T]$  pro konkrétní typ sensorové hlavice (viz tabulka 2.1). Konečné násobení tisícem převede výsledek na  $[nT]$ . Vypočítané konstanty  $c_{sens}$  jsou v tabulce 3.1.

Vektorová	0,030522
Individuální	0,035009
HMC interní	0,019479

**Tabulka 3.1:** Konstanty citlivosti  $c_{sens}$  ( $[nT/kvantizační\ krok]$ ).

Součin čísel v textovém řetězci a konstanty  $c_{sens}$  dává hodnoty magnetické indukce v [nT]. Pro uvedený příklad např. první odměr, druhá vektorová hlavička, osa X:  $-1575698 \cdot 0,030522 \approx 48093,5 nT$ .

Přepoččet teploty senzorových hlavic na stupně Celsia vychází z rovnice

$$R(t) = R_0(1 + At + Bt^2 + C(t - 100)t^3), \quad (3.2)$$

kde  $R(t)$  je aktuální rezistivita PT1000,  $R_0 = 1000$  je nominální rezistivita PT1000, konstanty  $A = 0,0039083$ ,  $B = -5,775 \cdot 10^{-7}$ ,  $C = -4,183 \cdot 10^{-12}$  a  $t$  reprezentuje měřenou teplotu. Výpočtem  $R(t)$  (známý konstantní proud  $100\mu A$  a napětí změřené ADC) a vyjádřením  $t$  vyjde teplota ve stupních Celsia. Člen  $C$  byl zanedbán. [28]

Níže uvedená funkce (MATLAB) přepočítává hodnoty z ADC na teplotu ve stupních celsia.

```
function t = calc_temp(AdcTempValue)
    A = 0.0039083;
    B = -0.0000005775;
    R0 = 1000;

    Rt = (((AdcTempValue/8388608)*2.5 + 2.5)/2)/0.0001;
    t = (sqrt(R0*(A^2 - 4*B) + 4*Rt*B) - sqrt(R0)*A)/(2*sqrt(R0)*B);
end
```



## Kapitola 4

# Měření parametrů

Tato kapitola prezentuje postupy, podmínky experimentů a výsledky měření provedených během vývoje magnetometru. Kapitola je rozdělena do tematických částí podle typu měření.

### 4.1 Příkon

Příkon zařízení je zajímavou veličinou sám o sobě, ale měření příkonu bylo motivováno zejména ověřením, jestli je příkon nižší než plánovaných  $2,5\text{ W}$ . Výpočty během návrhu naznačovaly příkon pod limitem. Veškerá měření uvádí výkon dodávaný laboratorním zdrojem do desky magnetometru.

První měření plně osazeného magnetometru podle popisu v předchozích kapitolách ukázalo, že příkon výrazně překračuje  $2,5\text{ W}$  (viz tabulka 4.1). Nutno poznamenat, že při tomto měření běžel mikrokontrolér i AD převodník na dvojnásobné frekvenci oproti dříve uváděným hodnotám (MCU @  $73,728\text{ MHz}$ ; ADC @  $20,6\text{ kSa/s}$ , „Low-Power“ režim). Jak je vidět, příkon je vyšší o desítky procent.

	bez hlavic	1x AFF individuální, bez flipování	1x HMC vektorová, bez flipování	1x HMC vektorová, s flipováním
příkon [W]	3,570	3,796	4,104	4,186

**Tabulka 4.1:** Příkon plně osazeného magnetometru ( $U_{pwr} = 9,06\text{ V}$ ,  $73,728\text{ MHz}$ ,  $20,6\text{ kSa/s}$ ).

Následovaly kroky vedoucí ke snížení spotřeby. Byla snížena frekvence mikrokontroléru na 50 % (36,864 MHz) a spolu s tím poklesl i takt AD převodníku. Došlo ke zpomalení měření a snížení příkonu o 270 mW (HW změna módu ADC z „Low-Power“ na „Low-Speed“ režim). Přesto je příkon v této konfiguraci stále vysoký.

Zásadní změnou bylo odstranění všech aktivních součástí pro jednu hlavici v řídicí elektronice. Ponechány byly pouze komponenty pro druhou hlavici a to spolu s použitím snížené frekvence mikrokontroléru i ADC vedlo k poklesu příkonu na přijatelnou úroveň, viz tabulka 4.2. V této konfiguraci je magnetometr ponechán a tato verze je dále v textu označována zkratkou HP<sup>1</sup>.

	bez hlavic	1x AFF individuální, bez flipování	1x HMC vektorová, bez flipování	1x HMC vektorová, s flipováním
příkon [W]	2,193	2,473	2,193	2,473

**Tabulka 4.2:** Příkon polovičně osazeného magnetometru ( $U_{pwr} = 9,06 V$ ).

Zadání práce definuje vývoj dvojitého magnetometru. A proto druhá verze řídicí elektroniky zachovává plné dvouhlavicové zapojení, ale využívá úspornější operační zesilovače (deska nese označení LP<sup>2</sup>). Klíčové parametry alternativních zesilovačů zůstaly na srovnatelné úrovni, nedošlo ke kvalitativnímu posunu dolů. V bufferu referenčního napětí +2,5 V nahradil původní AD8675 úspornější ADA4528-1. V obvodech synchronní detekce, filtrace a zpětnovazební kompenzace byl nově použit ADA4077 místo AD8675 a AD8676. Přístrojový AD8221 byl nahrazen typem AD8422. Vyhodnocování teploty PT1000 snímačů nově používá AD8607 místo AD8629.

Mikrokontrolér ve verzi s nízkopříkonovými OZ pracuje také na snížené frekvenci 36,864 MHz a ADC v režimu „Low-Speed“ poskytuje data s frekvencí 10,3 kSa/s. Výsledkem je snížení příkonu na akceptovatelnou úroveň a splnění zadání, viz tabulka 4.3.

<sup>1</sup>High Power

<sup>2</sup>Low Power

	bez hlavic	1x AFF individuální, bez flipování	1x HMC vektorová, bez flipování	1x HMC vektorová, s flipováním	AFF + HMC s flipováním
příkon [W]	1,521	1,846	2,035	2,107	2,458

**Tabulka 4.3:** Příkon magnetometru s úspornějšími OZ ( $U_{pwr} = 9,00 V$ ).

Během dalších testů se ukázalo, že použitý DCDC měnič *TDR 3-0522SM* špatně startuje při nízkém napájecím napětí. Do napětí přibližně  $+7 V$  má měnič problém po připojení napájení nastartovat (obě verze desek). Špatný start se projevuje nadměrným odběrem a výrazným podpětím na výstupech měniče. Měnič byl nahrazen výkonějším modelem *XP POWER JCA0405D02*.

Posledním zkoumaným údajem byla závislost příkonu na napájecím napětí. Test byl proveden v rozmezí  $5$  až  $9 V$ , protože oba DCDC měniče akceptují vstupní napětí  $4,5$  až  $9 V$ . Výsledky v tabulce 4.4.

Napájecí napětí [V]	5,00	6,00	7,00	8,00	9,00
bez hlavic [W]	1,175	1,313	1,351	1,424	1,521
AFF + HMC, s flipováním [W]	2,099	2,308	2,359	2,408	2,458

**Tabulka 4.4:** Závislost příkonu na napájecím napětí (LP deska).

Z tabulky je patrný nemalý rozdíl v příkonu pro různá napájecí napětí. Jmenovitě pro magnetometr bez hlavic je rozdíl mezi  $5$  a  $9 V$  napájením téměř  $30\%$ . Pozitivní však je, že i při napětí  $9 V$  je příkon pod hranicí  $2,5 W$ .

Z výše uvedeného plyne, že napájení magnetometru z USB sběrnice by neměl být problém. Nicméně standardní USB 2.0 porty námi testovaných počítačů nedokázaly dodat potřebné množství energie. Při měření bylo zjištěno, že úbytek napětí na vstupních filtrech a ochranách magnetometru při odběru  $420 mA$  činí  $0,41 V$ . Kombinace USB, jakožto relativně měkkého zdroje napětí, a úbytku napětí na napájecích filtrech a USB kabelu zapříčinila vstupní napětí pod reálnými možnostmi DCDC měničů (tabulkově fungují od  $4,5 V$ ). Magnetometr není schopen provozu z libovolného USB portu v důsledku nedostatečného napájení.

## 4.2 Vlastní šum

Pro objektivní posouzení šumu AMR senzorů je třeba znát vlastní šum magnetometru. Jde o šum snímacího rezistoru proudu, přístrojového zesilovače, filtrů, referenčních napětí, vstupních bufferů, synchronního detektoru, AD převodníku, atd. - souhr šumů všech komponent použitých na cestě analogového signálu. Vyhodnocení dat z měření vlastního šumu bylo provedeno aplikací vyvinuté v *NI LabVIEW*<sup>3</sup>. Výpočet PSD<sup>4</sup> probíhal z dat odebíraných s frekvencí 206 Hz (konstanta citlivosti  $c_{sens}$  nastavena na vektorovou hlavici). Elektronika při tomto měření pracovala bez připojených senzorových hlavice a s flipováním.

	Osa $X$	Osa $Y$	Osa $Z$	Osa $X_2$	Osa $Y_2$	Osa $Z_2$
varianta HP	46,1	41,4	28,1	-	-	-
varianta LP	37,7	27,4	35,1	42,9	48,0	36,3

**Tabulka 4.5:** Vlastní šum magnetometru (na frekvenci 1 Hz, v  $[pT/\sqrt{Hz}]$ ).

Znalost vlastního šumu elektroniky je důležitá pro další měření s připojenými senzory. Naměřené hodnoty vlastního šumu v desítkách  $[pT]$  jsou výborné hodnoty. Obvyklý šum kvalitních AMR senzorů je o řád vyšší a tedy vliv vlastní elektroniky je při dalším posuzování šumu senzorů zanedbatelný.

## 4.3 Měřicí rozsah

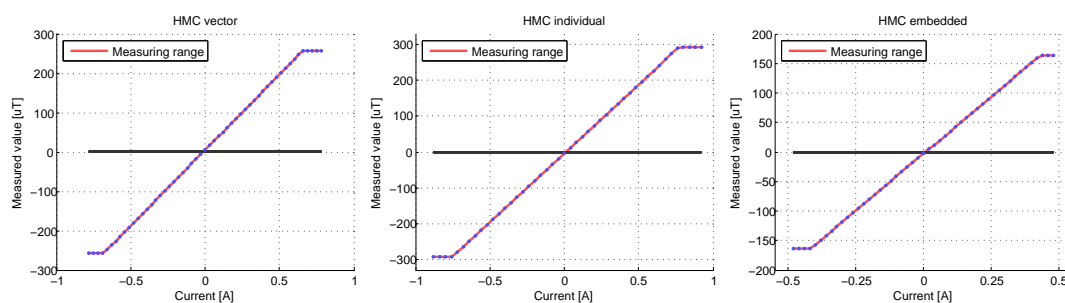
Magnetometr má omezený rozsah amplitudy měřené magnetické indukce, který se liší podle typu konstrukce zpětnovazebných kompenzačních cívek. V kapitole 2.4.2 Magnetický návrh byly vypočítány teoretické hodnoty (tabulka 2.2) podle konstant  $c_{coil}$  kompenzačních cívek. Test měřicího rozsahu má tento výpočet overřit.

Experiment byl proveden umístěním senzorové hlavice do jednoosých Helmholtzových cívek se známou cívkovou konstantou ( $305,9 A/m/A$ ). Osa citlivosti senzoru směřovala ve směru pole generovaném cívkami a zároveň kolmém na mag. pole Země. Postupnou inkrementací stejnosměrného proudu  $I$

<sup>3</sup>Aplikace MAGLAB laboratoře

<sup>4</sup>Power Spectral Density

tekoucího Helmholtz. cívkami rostla amplituda pole měřená senzorem. Po dosažení saturace byl reverzován směr proudu cívkami a byla naměřena druhá polovina charakteristiky. Výsledkem jsou grafy závislosti amplitudy magnet. indukce na proudu (viz Obrázek 4.1).



Obrázek 4.1: Výsledky z měření rozsahu jednotlivých typů senzorů.

Po celý rozsah proudu  $I$  je průběh lineární a až od dosažení saturační hodnoty se změní v konstantní. Výstupem tohoto měření je potvrzení měřících rozsahů hlavic uvedených dříve v tabulce 2.2.

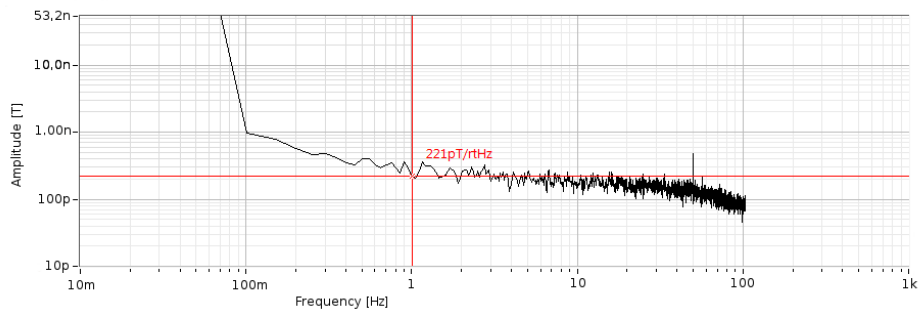
## 4.4 Šum senzorů

Měření šumu senzorů je dalším krokem při určování parametrů magnetometru. Do naměřených hodnot vstupuje i vlastní šum elektroniky, který byl popsán v kapitole 4.2 Vlastní šum. Cílem měření je porovnat senzory *Honeywell HMC1021S* vůči *Sensitec AFF755B*. Šum samotných senzorů nezávisí na typu kompenzace pole (vektorová, individuální). Ze vzorků odebíraných rychlostí  $206 \text{ Hz}$  (režim 'c') je počítáno PSD<sup>5</sup>. Z dříve uvedených důvodů je zajímavý zejména flipovaný režim senzorů. Sensorová hlavice je při měření umístěna do magnetického stínění a řídicí jednotka zůstává vně.

	elektronika	HMC (bez flipování)	HMC (flipování $0,9 A_{pp}$ )	AFF (bez flipování)	AFF (flipování $1,2 A_{pp}$ )
Šum	0,046	0,80	0,12 - 0,30	0,25 - 0,40	7 - 14

Tabulka 4.6: Šum senzorů (na frekvenci  $1 \text{ Hz}$ , v  $[nT/\sqrt{Hz}]$ ).

<sup>5</sup>Power Spectral Density



**Obrázek 4.2:** PSD šumu elektroniky s připojenou HMC hlavicí (vektorová, flipovaná).

#### 4.4.1 Honeywell HMC1021S

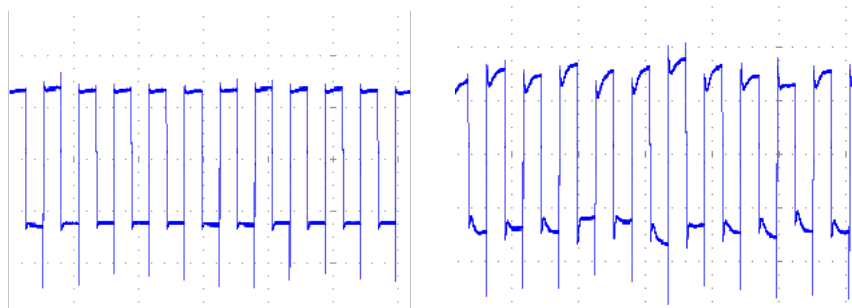
V tabulce 4.6 jsou uvedeny souhrnné výsledky naměřených šumů. Hodnoty pro senzor *HMC1021S* jsou dle očekávání lepší ve flipovaném režimu a hodnoty v jednotkách stovek [ $pT$ ] jsou na možnosti AMR senzorů výborné. PSD na obrázku 4.2 reprezentuje záznam z jednoho měření. Kromě zkoumané frekvence  $1\text{ Hz}$  je vidět i špička na  $50\text{ Hz}$  (síťový kmitočet).

#### 4.4.2 Sensitec AFF755B

Novinka *Sensitec AFF755B* dosáhla v neflipovaném režimu lepších šumových parametrů než starší *Honeywell*. Ovšem výsledky pro režim s aktivním flipováním jsou špatné - hodnoty se vykytují běžně přes  $10\text{ nT}$ .

Detailní zkoumání signálů v cestě analogového zpracování odhalilo velkou nestabilitu offsetu *AFF755B* senzorů ve flipovaném režimu. Na obrázku 4.3 je porovnání offsetu *AFF755B* s offsetem *HMC1021S* na výstupu spinačového detektoru. Offset u *HMC1021S* je pravidelný a bez výraznějších deformací. Oproti tomu se amplituda offsetu *AFF755B* mění nejen v rámci jedné periody, ale také každá perioda je jiná a v delším časovém úseku je pozorovatelné zvlnění offsetu.

Obecně platí, že se šum AMR senzorů snižuje s rostoucí amplitudou flipovacího proudu (kvalitnější srovnání mag. domén do jednoho směru). Vývoj se proto zaměřil na změnu amplitudy flipovacího proudu a jeho tvar (překmitky by mohly negativně ovlivnit výsledek flipování). S nestabilitou offsetu souvisí i implementace programově nastavitelné délky flipovacího pulzu. Běžně není



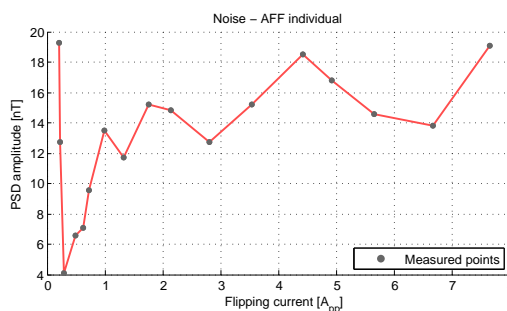
**Obrázek 4.3:** Offset AMR sensorů měřený na výstupu synch. detektoru.

Vlevo *HMC1021S*, vpravo *AFF755B*. Oba průběhy mají shodné měřítko, napětí u *HMC1021S* je  $2,8 V_{pp}$  (bez překmitů).

potřeba délku měnit a může být konstantní. U *AFF755B* se také závilost nestability offsetu na délce nepotvrdila.

Výrobce definuje flipovací proud od  $150 mA$  do  $1,0 A$  pro obě polarity (výsledky výše s proudem  $600 mA$ ). Návrh PCB hlavic druhé generace souvisí také s tímto problémem a přináší možnost flipovat výrazně vyššími proudy. Graf na obrázku 4.4 shrnuje výsledek série modifikací hlavice a měření s odlišnými flipovacími proudy. Nestabilita signálu na výstupu synch. detektoru se od určitého bodu prokazatelně mění s rostoucím flipovacím proudem.

Z grafu 4.4 lze vyčíst, že šum má se zvyšujícím se flipovacím proudem rostoucí tendenci. Nejlepší naměřený výsledek  $4,11 nT$  byl dosažen na nízkém proudě  $300 mA_{pp}$ , což je zároveň spodní hranice doporučovaná výrobcem. Ovšem tato hodnota šumu je stále desetkrát horší než v neflipovaném režimu senzoru a přibližně dvacekrát horší než u *HMC1021S* s flipováním.



**Obrázek 4.4:** Závilost šumu senzoru *AFF755B* na flipovacím proudem.

V porovnání s existujícími projekty je u *HMC1021S* s flipováním dosažených  $0,12 - 0,30 nT$  na velmi dobré úrovni. Vybrané výsledky z literatury shrnuje tabulka 4.7. K sensorům *AFF755B* neexistuje přímé srovnání, ale většina starších srovnávaných sensorů je lepších.

Senzor	Hodnota [ $nT/\sqrt{Hz}$ ]	Poznámka
HMC1021S	0,12 – 0,30	vlastní hlavice
AFF755B	7 – 14	vlastní hlavice
HMC1001	0,09	[46]
HMC1021	1	[30]
HMC1023	0,90	[46]
KMZ51	11	[46]
NVE Corp AA002	43	[46]

**Tabulka 4.7:** Porovnání šumů s dostupnou literaturou (na frekvenci  $1 Hz$ ).

## 4.5 Linearita

Měření linearity bylo zaměřeno do dvou oblastí: linearita v širokém rozsahu magnetické indukce a porovnání linearity napříč rozdílnými konstrukcemi hlavic. Oblasti byly zkoumány odděleně a do jisté míry s využitím jiných technických prostředků.

### 4.5.1 Vliv rozdílné konstrukce na linearitu

Motivací pro tato měření bylo srovnání dosažitelné linearity pro jednotlivé typy zpětnovazební kompenzace mag. pole (vektorová, individuální a vestavně cívky). Měření byla realizována mimo laboratoře (Průhonice, Průhonický park), protože neklidné magnetické pole v centru Prahy by mohlo mít negativní vliv na výsledky měření. V Průhonicích je také nainstalován precizní magnetický kalibrační systém *Billingsley APEX-CS HELMHOLTZ CONTROLLER* [4] a jedny velké ( $3 \times 3 \times 2,5 m$ ) a do nich vestavěné druhé menší ( $1,2 \times 1,2 \times 1,2 m$ ) tříosé Helmholtzovy cívky [5].

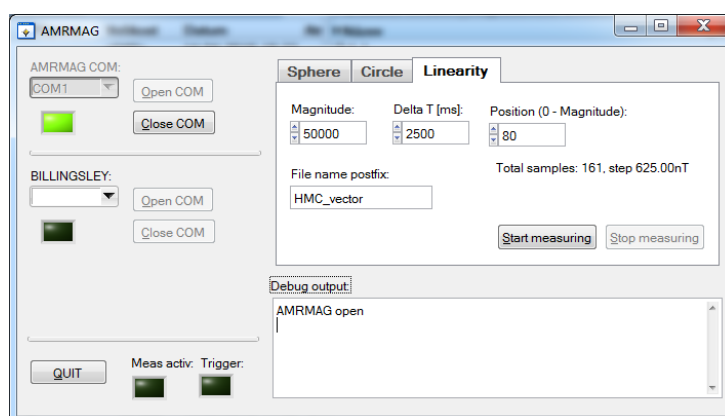




Obrázek 4.5: Měřicí pracoviště v Průhonících.

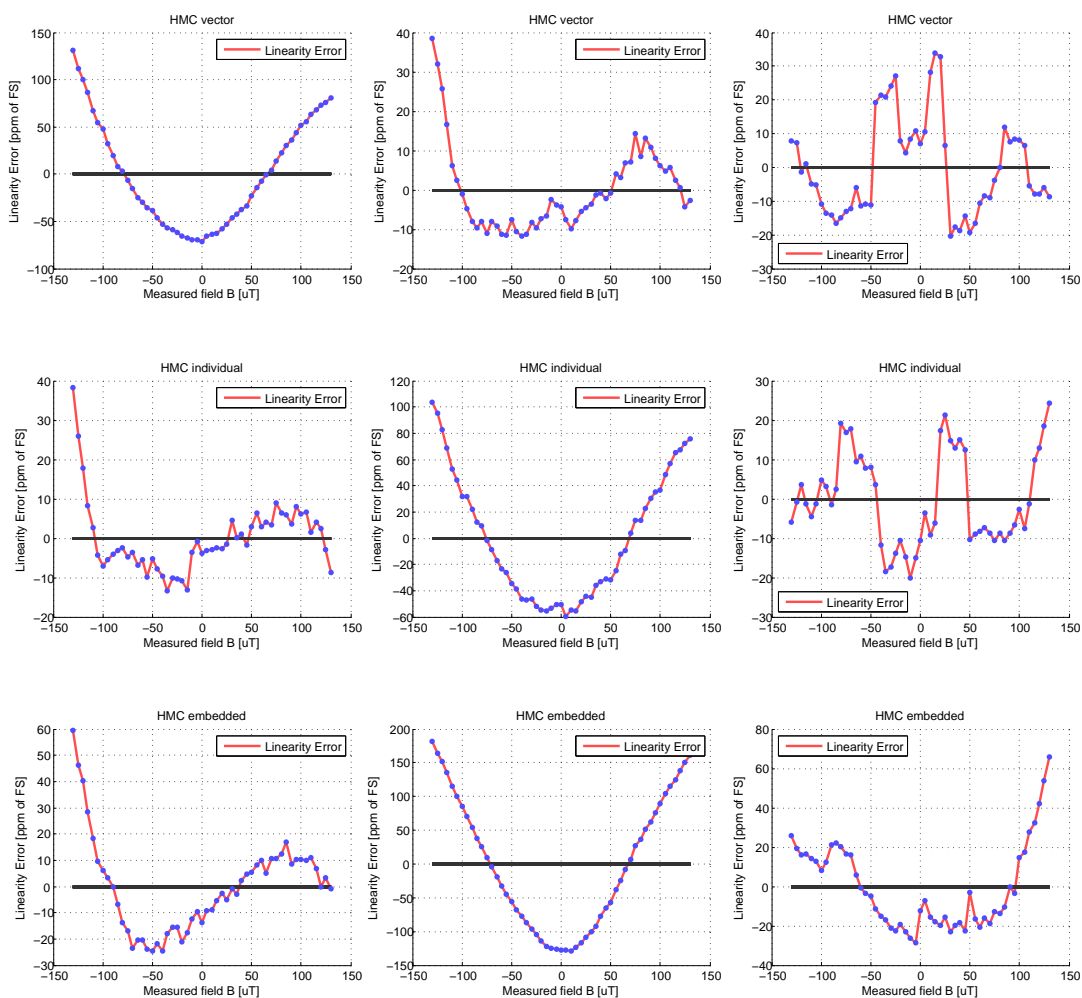
Vpravo dole řídicí kontrolér *APEX-CS* vnitřních cívek *Billingsley HELM-3*.

Kalibrační systém vnitřních cívek je schopný generovat pole až  $\pm 120 \mu T$  (při současném potlačení zemského mag. pole). Rozsah  $\pm 120 \mu T$  lze mírně navýšit umělým vykompenzováním zemského pole a pro tento účel slouží vnější cívky napájené ze zdroje proudu. Vnitřní cívky pak pracují v téměř nulovém magnetickém poli a zpětnovazebně pracující řídicí kontrolér *APEX-CS* pole zcela vykompenzuje. Zpětnovazební zapojení snižuje vliv změn okolního pole na výsledky měření.



Obrázek 4.6: Aplikace pro měření s Billingsley kontrolérem.

Měření linearity probíhalo automatizovaně pomocí aplikace vyvinuté v prostředí *LabWindows CVI*. Aplikace komunikuje s magnetometrem a kontrolérem cívek (Obrázek 4.6). Postupně nastavuje amplitudu pole, čeká na ustálení a vyčítá data z magnetometru. Do souboru uložené výsledky jsou importovány do MATLABu, je spočítána chyba linearity a vygenerovány grafy.



**Obrázek 4.7:** Vzorky grafů z měření linearity pomocí *Billingsley* kontroléru. První sloupec je osa *X*, druhý *Y* a třetí *Z*. Každý typ konstrukce má svůj vlastní řádek. Všechny tři konstrukce využívají senzor *HMC1021S* ve flipovaném režimu.

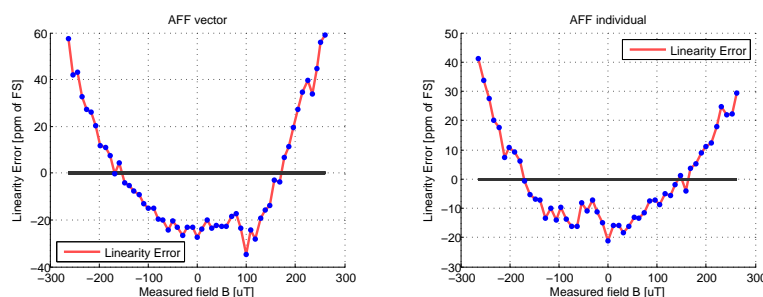
Na grafech na obrázku 4.7 je porovnání výsledků z vybraného měření linearity všech tří konstrukcí zpětnovazební kompenzace. Je patrné, že roz-

dílná konstrukce nemá na výsledky linearity zásadní vliv. Vektorová i individuální kompenzace dosahují v rozsahu  $\pm 130 \mu T$  chyby linearity typicky do  $\pm 100 \text{ ppm}/FS$ , hlavice s cívkami vestavěnými v HMC senzorech vychází na  $\pm 200 \text{ ppm}/FS$ .

#### 4.5.2 Široký rozsah magnetické indukce

Měření linearity hlavic v širokém rozsahu amplitudy pole bylo uskutečněno v laboratoři a bez použití *Billingsley* kontroléru. Měřicí sestava byla složena z jednoosých Helmholtz. cívek s konstantou  $1960 A/m/A$ , lab. zdroje *HP E3631A*, přesného snímacího rezistoru  $1 \Omega$  a multimetru *HP 34410A* a přípravku pro reverzaci proudu.

V *LabWindows CVI* napsaná aplikace zaznamenává napětí na měřicím rezistoru, nastavuje napětí na zdroji, přepíná směr proudu cívkami a vyčítá data z magnetometru. Ze známé cívkové konstanty a odporu měřicího rezistoru lze dopočítat amplitudu mag. pole a následně spočítat odchylky od linearity. Přepočet a generování grafů obstarává další skript v MATLABu.



**Obrázek 4.8:** Vzorový graf z měření linearity bez *Billingsley* kontroléru.

Tato měření v rozsahu  $\pm 260 \mu T$  potvrdila počáteční funkčnost hlavic AFF hlavic. Rovněž hlavice s HMC senzory vykazovaly velice podobné výsledky. Celkově chyba linearity nikdy nepřekročila hranici  $\pm 150 \text{ ppm}/FS$ .

#### 4.5.3 Vyhodnocení linearity

Měření prezentovaná v předchozích dvou kapitolách charakterizují výsledky měření linearity. Pro srovnání těchto výsledků s parametry dosaženými v projektech z dostupné literatury je níže uvedena tabulka 4.8. Hodnoty uvedené

pro jednotlivé senzory vždy záleží na návrhu konkrétního magnetometru a nejsou vzájemně přímo porovnatelné. Nicméně jako přehled výsledků existujících řešení je to dostačující.

Parametry magnetometru vyvinutého v této práci patří mezi ty nejlepší. Srovnatelné výsledky deklaruje magnetometr se senzorem *Philips KMZ51* a chybou linearity velmi slušných  $\pm 80 \text{ ppm}/FS$ . Neexistuje literatura, která by se zabývala novými senzory *Sensitec AFF755B* a není je s čím porovnat.

Grafy na obrázku 4.8 dokazují, že náš vyvinutý magnetometr dokáže operovat s chybou nelinearity i výrazně nižší než uvedený nejhorší případ  $\pm 150 \text{ ppm}/FS$ . Data pochází z jednoho z prvních měření linearity s použitím senzoru *Sensitec AFF755B* bez flipování (vektorová i individuální kompenzace, hlavice s kompenzací vestavěnými cívkami ještě neexistovala). Amplituda pole odpovídala maximu individuálně kompenzované hlavice.

Celkově lze hodnotit výsledky linearity pro všechny tři typy hlavice i oba typy senzorů jako velmi dobré.

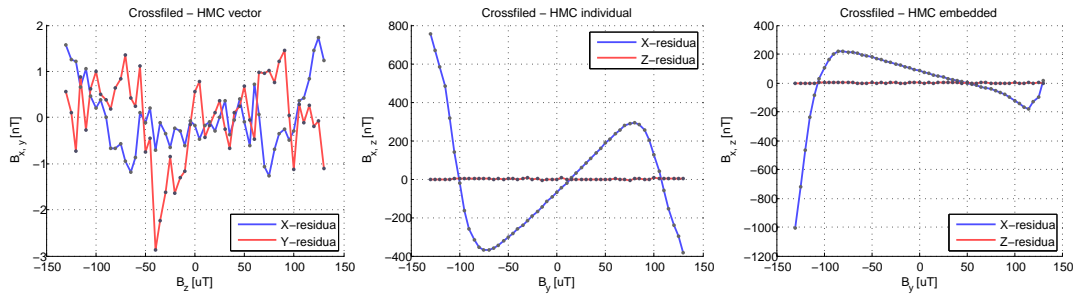
Senzor	Hodnota [ppm/FS]	Rozsah (FS) [ $\mu T$ ]	Poznámka (vždy včetně flipování)
HMC1021S	$\pm 150$	$\pm 260$	vlastní vekt. a indiv. kompenzace (nejhorší případ)
AFF755B	$\pm 150$	$\pm 260$	vlastní vekt. a indiv. kompenzace (nejhorší případ)
HMC1021	$\pm 800$	$\pm 85$	[22]
HMC1001	$\pm 350$	$\pm 65$	bez flipování i kompenzace [20]
KMZ51	$\pm 80$	$\pm 300$	[29]
KMZ51	$\pm 400$	$\pm 250$	[35]
KMZ51	$\pm 1000$	$\pm 200$	[34]

**Tabulka 4.8:** Porovnání linearity s výsledky v dostupné literatuře.

## 4.6 „Cross-field“ efekt

Pro posouzení vlivu „cross-field“ efektu na výsledky měření byla data získána za stejných podmínek jako u měření linearity v kapitole 4.5.1 Vliv rozdílné konstrukce na linearitu. Měření spočívalo v aplikaci konstantních  $100 \mu T$  v jedné ose, nulového pole v druhé ose a ve třetí ose se amplituda

pole postupně měnila od  $-130 \mu T$  do  $130 \mu T$ . Byl sledován vliv měnícího se pole na zbylé dvě osy. Linearizaci získaných hodnot ve všech osách a následný výpočet reziduí v ovlivněných osách lze graficky vyjádřit grafy na obrázku 4.9.



**Obrázek 4.9:** Závislosti „cross-field“ efektu na amplitudě aplikovaného pole ve flipovaném režimu.

Obě nevektorově kompenzované hlavice vykazují významný nelineární „cross-field“ efekt - rezidua až  $\pm 1000 nT$ . Tento efekt byl pozorován pro pole měnící se v rovině čipu kolmo na osu citlivosti senzoru. V ose kolmé na rovinu čipu se „cross-field“ projevoval jen nepatrně ( $\pm 4 nT$ ).

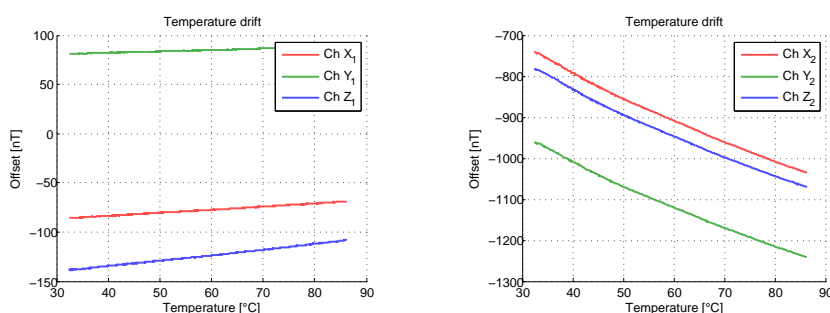
Vektorově kompenzovaná hlavice na „cross-field“ efekt trpěla zanedbatelně (rezidua v obou osách v jednotkách  $[nT]$ ), viz levý graf na obrázku 4.9. Rozdíl mezi individuálně kompenzovanými senzory s externími a interními cívkami není příliš zajímavý. Tato měření jasně ukazují pozitivní přínos vektorově kompenzovaných hlavic na velikost „cross-field“ efektu.

## 4.7 Teplotní stabilita

Vlastnosti elektroniky magnetometru nejsou za všech okolností stejné a mění se mj. i s teplotou. Změny teploty mají vliv na parametry operačních zesilovačů, ADC, napětových referencí atp.

### 4.7.1 Řídicí elektronika

V první řadě byla měřena teplotní stabilita offsetu elektroniky bez připojených senzorů (LP verze). Magnetometr byl umístěn do vyhřívané pece a postupně zahříván na  $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Po ustálení teploty a vypnutí vyhřívání teplota pozvolna samovolně klesala a během ochlazování byla odebírána data z magnetometru a z externího teploměru *PT1000*.



**Obrázek 4.10:** Závislosti offsetu elektroniky na měnící se teplotě.

Výsledky prvních tří kanálů (Obrázek 4.10 vlevo) vyšly podle očekávání. Při změně teploty o  $55\text{ }^{\circ}\text{C}$  se číslicový výstup magnetometru posunul o  $17\text{ nT}$ , resp. o  $9\text{ nT}$  a  $31\text{ nT}$  pro zbylé dvě osy. Průměrný teplotní drift vychází na pěkných  $0,36\text{ nT}/^{\circ}\text{C}$  (Tabulka 4.9).

	Osa X	Osa Y	Osa Z	Osa X <sub>2</sub>	Osa Y <sub>2</sub>	Osa Z <sub>2</sub>
drift [ $\text{nT}/^{\circ}\text{C}$ ]	0,32	0,17	0,58	5,41	5,21	5,46

**Tabulka 4.9:** Teplotní drift offsetu řídicí elektroniky (LP).

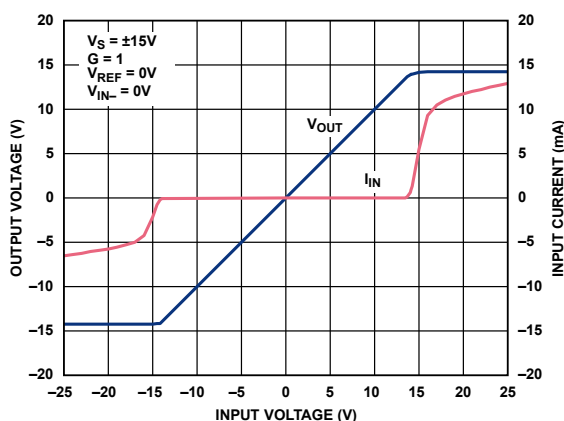
Hodnoty pro druhé tři kanály mají už při třiceti stupních velmi vysoký offset, který se s rostoucí teplotou dále zvětšoval. Drift vyšel o řád vyšší než pro první trojici (průměr  $5,35\text{ nT}/^{\circ}\text{C}$ ).

Tato verze magnetometru (LP) se osazovala ve dvou fázích a ačkoliv jsou operační zesilovače typově identické, nemají shodné chování za všech okolností. Rozdíl se projevil až po prvním teplotním testu, kdy bylo po testu u poloviny kanálů pozorováno skokové zvýšení offsetu (dříve v pořádku).

Offset vzniká na přístrojovém zesilovači v důsledku proudu tekoucího do vstupů OZ (snímač kompenzačního proudu, viz 2.8). Vybraný přístrojový

*AD8422* má rozsah vstupního napětí omezený napájecím napětím sníženým o konstantu ( $1,2V$ ). Nad touto hranicí prudce poklesne odpor vstupů (viz Obrázek 4.11). Při odpojené hlavici se předřazený integrátor dostane postupně do saturace a ačkoliv je jeho výstup omezený, má mírně vyšší amplitudu než je maximum pro vstup *AD8422*. Na měřicím rezistoru mezi vstupy přístrojového zesilovače vznikne v důsledku tekoucího proudu úbytek napětí a ten je příčinou naměřeného offsetu. V reálném nasazení může proud téct do vstupů OZ jen při saturaci hlavice a to je stav, kdy AD převodník měří maximální (saturační) napětí a chyba se ve výsledku neprojevív.

Za relevantní výsledek teplotního driftu lze považovat výsledek prvních třech kanálů. Nicméně je možné, že se jev projevil v malé míře i tam. Výsledky teplotního driftu mohou být ve skutečnosti ještě lepší.



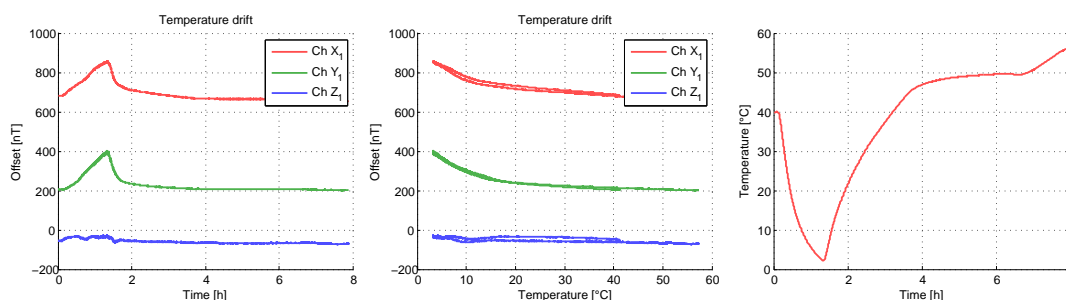
Obrázek 4.11: AD8422 - Input Overvoltage Performance. (převzato z [2])

#### 4.7.2 Senzorová hlavice

Změna teploty ovlivňuje nejen řídicí elektroniku, ale také sensorové hlavice. Jejich teplotní závislost byla měřena s hlavicí umístěnou do termostatovaného stínění (oběhové médium soustavy  $-30$  až  $+70^{\circ}C$ ). Řídicí elektronika zůstala při konstantní teplotě vně stínění a odebírala data.

	Osa X	Osa Y	Osa Z
drift [ $nT/^{\circ}C$ ]	3,81	3,74	0,88

Tabulka 4.10: Teplotní drift flipované vektorové HMC hlavice (LP).



**Obrázek 4.12:** Grafická interpretace měření teplotní závislosti vektorové HMC hlavice (LP).

Uvedené grafy prezentují zpracované výsledky měření. V první řadě je třeba zmínit, že se skutečná teplota uvnitř hlavice pohybovala níže než v naměřeném rozsahu od  $+2$  do  $+56$  °C. Příčinou je ne zcela optimální umístění teplotního senzoru na PCB. Jeho výsledky ovlivňuje zahřívající se operační zesilovač zdroje proudu. Vliv na vnitřní teplotu mají také flipovací obvody (flipovaný režim). Průběh naměřené teploty je vidět na pravém grafu na obrázku 4.12.

Prostřední graf zobrazuje offset v závislosti na teplotě. Dvě hodnoty offsetu pro část teplot mohou mít původ přímo v hysterezi senzoru nebo případně může být příčinou teplotní gradient uvnitř krabičky (teplotní a magnetický senzor na jiných teplotách).

Vývoj offsetu v průběhu celého experimentu je vykreslen na levém grafu. Osy  $X$  a  $Y$  vykazují srovnatelnou závislost, osa  $Z$  je závislá na změně teploty méně. Řešení [44] postavené na senzorech *Honeywell HMC1001* dosáhlo velmi podobných výsledků (v rozmezí  $-15$  až  $+45$  °C). Změna offsetu testované vektorové HMC hlavice vyšla na průměrných  $2,81$  nT/°C a zmíněná práce uvádí u senzorů *HMC1001* přibližně  $2,92$  nT/°C.



# Kapitola 5

## Závěr

V rámci této diplomové práce byl úspěšně vyvinut precizní dvojitý vektorový AMR magnetometr se dvěma různými typy senzorů a třemi typy zpětnovazební kompenzace magnetického pole. Celkem byly vyvinuty dvě verze řídicí jednotky a pět typů hlavic. Parametry finálního zařízení shrnuje níže uvedený přehled:

- měřitelný rozsah pole podle typu kompenzace
  - vektorová:  $\pm 256 \mu T$ ;
  - individuální:  $\pm 294 \mu T$ ;
  - HMC interní:  $\pm 163 \mu T$ ;
- chyba linearity
  - vektorová a individuální  $\pm 150 ppm/FS$ ;
  - HMC interní  $\pm 200 ppm/FS$ ;
- šum senzorů (na frekvenci  $1 Hz$ , flipovaný režim)
  - *HMC1021S*:  $0,2 nT/\sqrt{Hz}$ ;
  - *AFF755B*:  $4,1 nT/\sqrt{Hz}$ ;<sup>1</sup>
- „cross-field“ chyba (v rozsahu  $\pm 130 \mu T$ )
  - vektorová:  $\pm 4 nT$ ;
  - individuální, HMC interní:  $\pm 1000 nT$ ;
- teplotní drift
  - elektroniky:  $0,36, nT/^\circ C$ ;
  - hlavice:  $2,81 nT/^\circ C$ ;

---

<sup>1</sup>nejlepší opakovaně dosažitelná hodnota

- napájecí napětí: 5 až 9 *VDC*,
- příkon během měření: 2,1 *W* (5 *VDC*, 2 hlavice, včetně flipování),
- teplotní rozsah:  $-40$  až  $+85$  °C,
- hmotnost
  - elektroniky: 420 *g*;
  - hlavice: 30 *g* (bez kabelu);
- rozměry
  - elektroniky:  $165 \times 94 \times 32$  *mm*;
  - hlavice:  $80 \times 30 \times 30$  *mm*.

### Typ zpětnovazební kompenzace

Měření prokázala významný pozitivní vliv vektorové kompenzace měřeného pole vůči individuální kompenzaci. Vektorová kompenzace velmi dobře eliminuje vliv „cross-field“ efektu. V porovnání s interními kompenzačními cívkami HMC senzoru je také u externích cívek dosažitelná linearita vyšší a příkon nižší (menší zahřívání senzoru).

### Porovnání senzorů

Výsledky měření šumu ve flipovaném režimu dopadly pro nový senzor *Sensitec AFF755B* špatně a šum je vůči senzoru *Honeywell HMC1021S* minimálně o řád vyšší. Ostatní parametry senzoru nejsou špatné, ale vysoký šum je překážkou a z toho důvodu nelze nový senzor považovat za vhodného nástupce *HMC1021S*.

Všechny body zadání byly splněny, funkčnost přístroje byla overěna prezentovanými měřeními, byly stanoveny výše uvedené závěry a celkově lze práci považovat za úspěšně dokončenou.

Úplným závěrem se hodí napsat pár slov o rozdělení práce. Práce byla řešena v rámci projektu TA ČR TE02000202 vedoucím práce a studentem. Společně byly vytvořeny tyto části: schéma zapojení a výběr komponent, návrh mechanické konstrukce a většina měření dat. Vedoucí práce samostatně pracoval na magnetickém návrhu kompenzačních cívek, osazení HP desky magneto-

## Kapitola 5

---

metru a prvních verzí hlavíc. Části vytvořené v režii studenta: návrh desek plošných spojů, vývoj firmware řídicí jednotky, vývoj měřících aplikací (linearity, měření s Billingsley. kontrolérem, měření ověření rozsahu pole), vývoj skriptů na zpracování dat, osazení druhé verze magnetometru a hlavíc.

# Literatura

- [1] Analog Devices: *AD8675 - 36 V Precision, 2.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  Rail-to-Rail Output Op Amp*. Jul 2012, AD8675.pdf.
- [2] Analog Devices: *AD8422 - High Performance, Low Power, Rail-to-Rail Precision Instrumentation Amplifier*. Jan 2015, AD8422.pdf.
- [3] Billingsley Aerospace & Defense: 28-Bit Digital Magnetometer. 2014, [dostupné ke dni 20. 4. 2014].  
URL <http://magnetometer.com/products/fluxgate-magnetometers/dfm28g/>
- [4] Billingsley Aerospace & Defense: APEX-CS, Precision Magnetic Field Calibration System. 2014, [dostupné ke dni 16. 4. 2016].  
URL <http://magnetometer.com/products/precision-magnetic-field-calibration-system/>
- [5] Billingsley Aerospace & Defense: HELM-3, One Meter Triaxial Helmholtz Coil. 2014, [dostupné ke dni 16. 4. 2016].  
URL <http://magnetometer.com/products/helm3-one-meter-triaxial-helmholtz-coil-system/>
- [6] CAI, Y.; ZHAO, Y.; DING, X.; aj.: A New Perspective on Magnetic Field Sensing. *MEMSIC*, Feb 2012: str. 3.
- [7] Caruso, M.; Smith, C.; Bratland, T.; aj.: A New Perspective on Magnetic Field Sensing. *Honeywell, Inc.*, May 1998: str. 19.
- [8] Fluitman, J. H. J.: The influence of sample geometry on the magneto-resistance of NiFe films. *Thin Solid Films*, Jan 1973: s. 269–276.
- [9] FTDI Chip: *USB to BASIC UART IC FT230X*. Feb 2013, FTDI\_-230X.pdf.
- [10] Fúra, V.: Záznamník dat pro vektorový magnetometr. *Bakalářská práce*, květen 2014: str. 56.

- [11] GEM Systems: Rugged Overhauser Magnetometer. 2014, [dostupné ke dni 20. 4. 2014].  
URL <http://www.gemsys.ca/products/rugged-overhauser-magnetometer/>
- [12] GEM Systems, Marketing: Short Review of Optically Pumped Scalar Magnetometers. červen 2002, [dostupné ke dni 13. 2. 2016].  
URL [http://www.gemsys.ca/pdf/GEM\\_Scalar\\_Magnetometers\\_Optically\\_Pumped.pdf](http://www.gemsys.ca/pdf/GEM_Scalar_Magnetometers_Optically_Pumped.pdf)
- [13] Hauser, H.; Fulmek, P.; Haumera, P.; aj.: Flipping field and stability in anisotropic magnetoresistive sensors. *Sensors and Actuators*, 2003: s. 121–125, a, 106.
- [14] Honeywell: Cross axis for ARM magnetic sensors. *Application note AN215*, Oct 2003: str. 4.
- [15] Honeywell: Smart Digital Magnetometer HMR2300. 2012, [dostupné ke dni 20. 4. 2014].  
URL <http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/myaerospacecatalog-documents/Missiles-Munitions/HMR2300.pdf>
- [16] Honeywell International Inc.: *1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022*. Rev c , srpen 2008, HMC1021S-TR.pdf.
- [17] I. Mateos; M. Diaz-Aguiló; F. Gibert; aj.: Temperature coefficient improvement for low noise magnetic measurements in LISA. In *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, 2012, str. 012051.
- [18] Inc., M. T.: MPLAB XC: Compiler Solutions for Any PIC and Any Project. 2014, [dostupné ke dni 3. 1. 2014].  
URL [http://www.microchip.com/pagehandler/en\\_us/devtools/mplabxc/](http://www.microchip.com/pagehandler/en_us/devtools/mplabxc/)
- [19] James Karki, Texas Instruments: Fully-Differential Amplifiers. *Application Report, SLOA054D - January 2002*, 2002, Rev. D: str. 28.
- [20] Jia, T.-X.; Liu, Y.-N.: Design and implementation of weak magnetic measurement based on magnetoresistive sensors. 2014: s. 33–36.
- [21] K., M.; C., C.; M., H.: New Compensation Method for Cross-Axis Effect for Three-Axis AMR Sensors. *Sensors Journal, IEEE*, April 2013: s. 1355–1362, ISSN 1530-437X, 4, 13.
- [22] Krogsgaard, K.: Compact vector magnetometer for pico satellites. 2003.
- [23] Microchip Technology Inc.: *24LC64 - 64K I2C Serial EEPROM*. Rev 1 , 2007, EEPROM\_24LC64.pdf.

- [24] Microchip Technology Inc.: *MCP9804 - Digital Temperature Sensor*. 2009, TEMP\_MCP9804.pdf.
- [25] Microchip Technology Inc.: *PIC32MX5XX/6XX/7XX Family Data Sheet (High-Performance, USB, CAN and Ethernet 32-bit Flash Microcontrollers)*. Rev g , červen 2011, PIC32MX795F512L.pdf.
- [26] Mohamadabadi, K.: Anisotropic Magnetoresistance Magnetometer for inertial navigation systems. *Ecole Doctorale de l'Ecole Polytechnique*, 2013: str. 144.
- [27] NXP Semiconductors: *PMEG2010ER*. Rev. 01 , Dec 2008, PMEG2010ER\_schottky.pdf.
- [28] Omega Engineering: "RTD Tables According to DIN EN 60751 for Class B and Class A". 2004, z-251, [dostupné ke dni 6. 4. 2015].  
URL <http://www.omega.com/temperature/Z/pdf/z251.pdf>
- [29] Platif, A.; Kubik, J.; Vopalensky, M.; aj.: Precise AMR magnetometer for compass. Oct 2003: s. 472–476 Vol.1, doi:10.1109/ICSENS.2003.1278983.
- [30] Popovic, R.; Drljaca, P.; Schott, C.: Bridging the gap between AMR, GMR, and Hall magnetic sensors. In *Microelectronics, 2002. MIEL 2002. 23rd International Conference on*, IEEE, 2002, s. 55–58, 1.
- [31] Reza Moghimi, Analog Devices, Inc.: Zero-Drift Operational Amplifiers, Ask The Applications Engineer—39. *Analog Dialogue 44-03 Back Burner*, 2010: str. 2.
- [32] Ripka, P.: *Magnetic Sensors and Magnetometers*. Artech House Remote Sensing Library, 2001, ISBN 978-1580530576, 516 s.
- [33] Ripka, P.; Dado, S.; Kreidl, M.; aj.: *Senzory a převodníky*. Vydavatelství ČVUT, 2005, ISBN 80-01-0223-3, 1 s.
- [34] Ripka, P.; Janošek, M.; Butta, M.: Crossfield sensitivity in AMR sensors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2009: s. 4510, 4514–4517.
- [35] Ripka, P.; Vopálenký, M.; Platil, A.; aj.: AMR magnetometer. *Journal of Magnetism and Magnetic materials*, 2003: s. 254, 639–641.
- [36] RITCHEY, L. W.: *Right the first time - A practical handbook on high speed pcb and system design*. Speeding Edge, 2003, ISBN 0-9741936-0-7, 639 s.
- [37] Sensitec GmbH: *AFF755B - MagnetoResistive Field Sensor*. Rev 4 , červen 2015, AFF755B\_DSE\_04.pdf.

- [38] Slawomir, K. W. T.: The permalloy magnetoresistive sensors-properties and applications. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, 1986: str. 502, 7, 19.
- [39] Texas Instruments: *ADS1278 - Quad/Octal, Simultaneous Sampling, 24-Bit Analog-to-Digital Converters*. Feb 2011, ADS1278\_ADC.pdf.
- [40] Texas Instruments: *REF5025 - Low-Noise, Very Low Drift, Precision Voltage Reference*. Dec 2013, REF5025.pdf.
- [41] Texas Instruments: *MAX3232 - 3-V TO 5.5-V MULTICHANNEL RS-232 LINE DRIVER/RECEIVER*. Jan 2015, max3232.pdf.
- [42] TRACO Power: *TDR\_2-0511 - DC/DC Converters, TDR 2 Series, 2 Watt*. Rev. june 10. 2013 , Jun 2013, tDR\_2-0511\_dcdc.pdf.
- [43] TRACO Power: *TDR\_3-0522 - DC/DC Converters, TDR 3 Series, 3 Watt*. Rev. february 22. 2013 , Feb 2013, TDR\_3-0522\_dcdc.pdf.
- [44] Včelák, J.; Ripka, P.; Platil, A.; aj.: Errors of AMR compass and methods of their compensation. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2006: s. 53 – 57, 129, 1–2, ISSN 0924-4247, eMSA 2004 Selected Papers from the 5th European Magnetic Sensors & Actuators Conference - EMSA 2004, Cardiff, UK, 4-6 July 2004.
- [45] Würth Elektronik: *The Protection of USB 2.0 Applications*. Jul 2009, Wurth\_The\_Protection\_of\_USB\_20\_Applications.pdf.
- [46] Zimmermann, E.; Verweerd, A.; Glaas, W.; aj.: An AMR sensor-based measurement system for magnetoelectrical resistivity tomography. *Sensors Journal, IEEE*, 2005: s. 233–241, 5, 2.
- [47] Záhlava, V.: *Návrh a konstrukce desek plošných spojů*. BEN - technická literatura, 2010, ISBN 978-80-7300-266-4, 128 s.

Použité zdroje odkazující na soubory ve formátu PDF jsou dostupné na přiloženém CD.

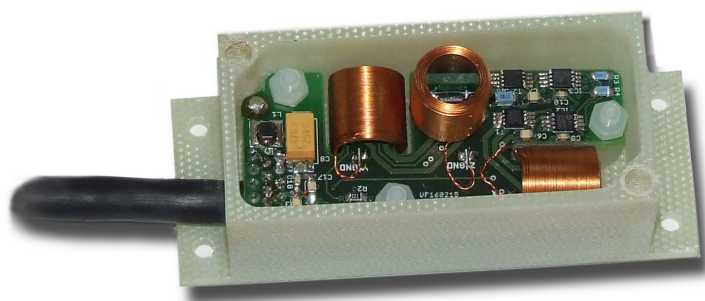
# Obsah CD

- elektronická verze diplomové práce uložené ve formátu PDF;
- schémata zapojení;
- návrhy PCB;
- výrobní podklady PCB (Gerber);
- soupiska materiálu;
- zdrojové kódy zařízení;
- zdrojové kódy měřicích aplikací;
- PDF dokumenty odkazované v literatuře.

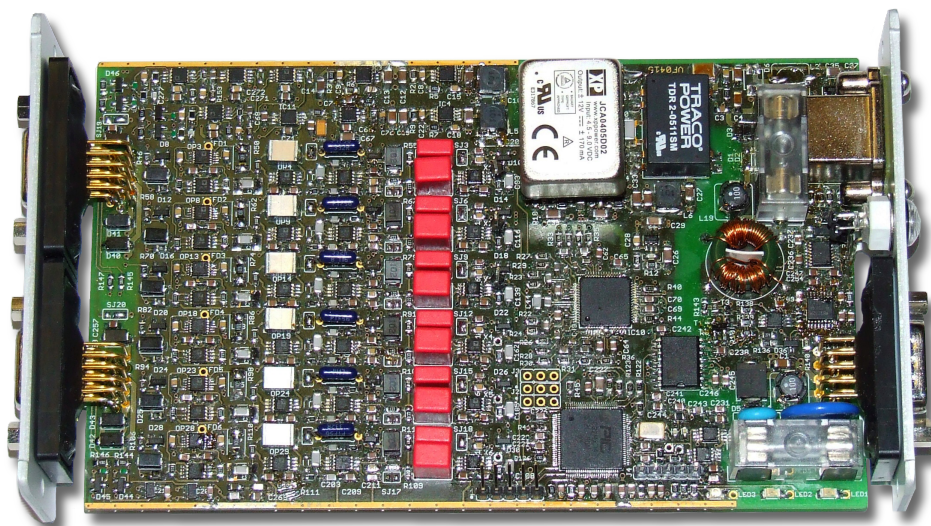


## Příloha A

# Fotografie přístroje



Obrázek A.1: Dokončená hlavice v nezakrytované krabičce.

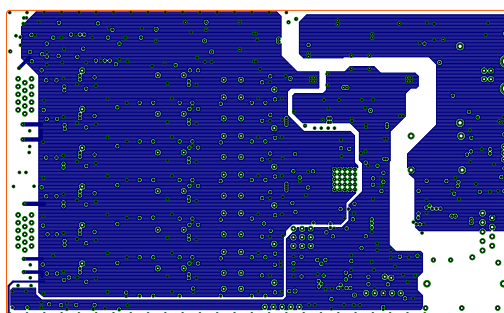
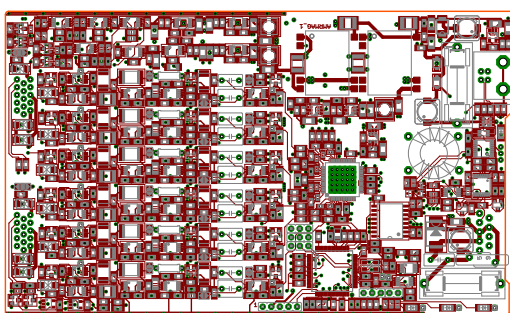


Obrázek A.2: Osazená deska řídicí jednotky bez krabičky.

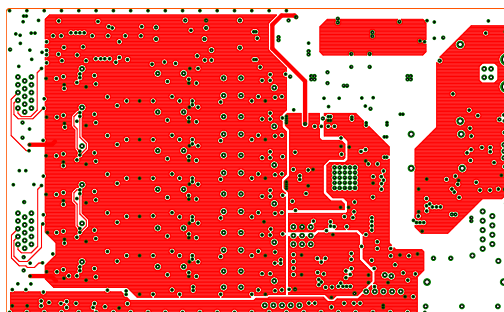
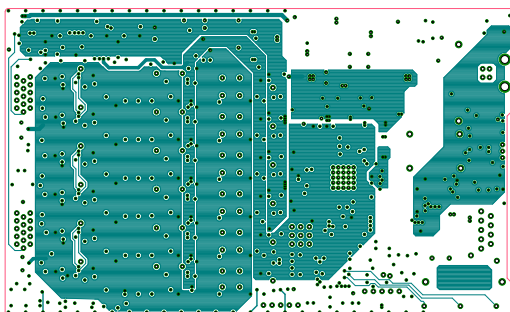


## Příloha B

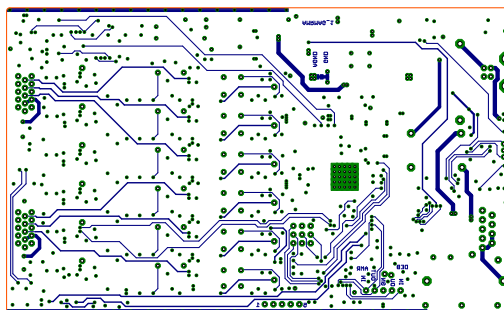
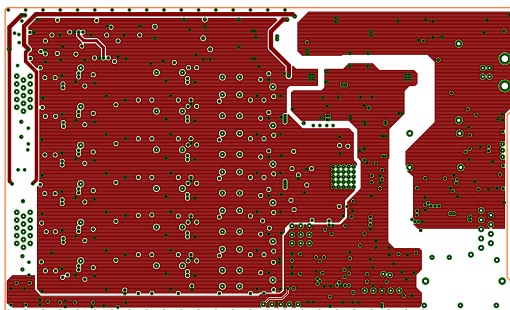
### Motivy PCB



Obrázek B.1: Vlevo vrchní strana řídicí elektroniky, vpravo 1. vnitřní vrstva.



Obrázek B.2: Vlevo 2. vnitřní strana řídicí elektroniky, vpravo 3. vnitřní vrstva.



Obrázek B.3: Vlevo 4. vnitřní strana řídicí elektroniky, vpravo spodní strana.