

Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra měření

Fluxgate magnetometr pro misi LVICE²

Kajetán Šobíšek

Vedoucí: Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.
Studijní program: Kybernetika a robotika
Leden 2023

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Šobíšek** Jméno: **Kajetán** Osobní číslo: **492343**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra měření**
Studijní program: **Kybernetika a robotika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Fluxgate magnetometr pro misi LVICE2

Název bakalářské práce anglicky:

Fluxgate magnetometer for the LVICE2 mission

Pokyny pro vypracování:

1. Navrhněte zapojení tříosého vektorového fluxgate magnetometru, digitální část zapojení otestujte s dostupnými vývojovými prostředky pro mikrokontroléry řady MSP430FR. Navrhněte plošný spoj a zapojení realizujte a oživte.
2. Realizujte základní testovací firmware pro tento magnetometr umožňující vyčítání dat z AD převodníků, měření house-keeping veličin a odeslání naměřených hodnot přes rozhraní UART
3. Volitelně, v případě dostatku času, změřte základní parametry prototypu magnetometru.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Ripka (ed.): Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech, Boston, ISBN 1-58053-057-5, 2nd edition 2021
- [2] Paul Horowitz, Winfield Hill, The Art of Electronics, 3rd edition, Cambridge University Press 2015
- [3] Ahmet Bindal, Electronics for Embedded Systems, Springer International Publishing, Switzerland 2017
- [4] Mark I. Montrose: EMC and the Printed Circuit Board: Design, Theory, and Layout Made Simple, IEEE 1999

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D. 13138

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

Datum zadání bakalářské práce: **21.01.2022**

Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **02.07.2023**

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

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Chtěl bych poděkovat svému vedoucímu Ing. Vojtěchovi Petruchovi, Ph.D. za jeho nápomocné poznatky a ochotu při konzultacích.

Další poděkování patří mojí rodině za velikou trpělivost během toho, co jsem trávil čas tvorbou této práce.

Prohlášení

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

V Praze, 10. ledna 2023

Abstrakt

Záměrem této práce byl návrh a realizace tříosého fluxgate magnetometru, který je určen pro vesmírnou výzkumnou misi LVICE².

Práce obsahuje porovnání specifikací vybraných komerčně dostupných magnetometrů.

Je zde uveden návrh měřicího obvodu obsahující dvě části, jednak návrh zapojení, jednak návrh desky plošných spojů.

Závěrem je uvedeno pojednání o realizaci, jejímž výstupem jsou naměřené základní parametry vytvořeného fluxgate magnetometru.

Klíčová slova: fluxgate, magnetometr, MSP430

Vedoucí: Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.
Katedra měření
Technická 2,
Praha 6

Abstract

The aim of this thesis was design and realization of three-axis fluxgate magnetometer for the space research mission LVICE².

The thesis contains state of the art of commercial available magnetometers.

Device conception is introduced too, it has two parts - electrical circuit design and printed circuit board design.

In the end the chapter about realization is presented. Measurement of basic parameters created fluxgate magnetometer is output of realization.

Keywords: fluxgate, magnetometer, MSP430

Title translation: Fluxgate magnetometer for the LVICE² mission

Obsah

1 Úvod - o projektu LVICE²	1	6 Závěr	51
2 Teoretický úvod	3	A Literatura	53
2.1 Fluxgate magnetometr	3	B Schéma DC/DC měniče v LTspice	57
2.1.1 Princip	3		
2.1.2 Zpracování signálu	5		
2.1.3 State of the art	5		
3 Návrh elektroniky	9		
3.1 Návrh zapojení	9		
3.1.1 MCU	9		
3.1.2 Napájení	11		
3.1.3 Excitace fluxgate magnetometru	15		
3.1.4 Měřicí obvod	17		
3.1.5 Komunikace	23		
3.1.6 Měření napětí a teploty	25		
3.2 Návrh DPS	27		
3.2.1 Vrchní vrstva	28		
3.2.2 Druhá vrstva	29		
3.2.3 Třetí vrstva	30		
3.2.4 Spodní vrstva	31		
4 Firmware	33		
4.1 Koncept programu	33		
4.2 Inicializace	34		
4.3 Hlavní program	37		
4.3.1 Hlavní smyčka	37		
4.3.2 Přerušování	39		
5 Realizace	41		
5.1 Hardware	41		
5.2 Firmware	42		
5.3 Seřízení měřicího obvodu	45		
5.4 Měření základních parametrů...	46		
5.4.1 Měření linearity	46		
5.4.2 Měření šumu	46		

Obrázky

1.1 Librační centra soustavy s velmi těžkým centrálním tělesem [2]	1	3.21 Vnitřní uspořádání driveru a jeho propojení s jiným zařízením [20]	25
2.1 Vytvořený fluxgate senzor	4	3.22 Měření napětí	26
2.2 Blokový diagram zpracování druhé harmonické signálu z fluxgate magnetometru [6]	5	3.23 Měření teploty	27
3.1 Blokové schéma fluxgate magnetometru	10	3.24 Rozložení jednotlivých částí obvodu na DPS	28
3.2 Zapojení napájení mikrokontroléru	11	3.25 Vizualizace vrchní vrstvy DPS	29
3.3 Zapojení pinů určených k programování MCU	11	3.26 Druhá vrstva DPS s oblastmi rozlité země	30
3.4 Vstupní ochrana měniče	12	3.27 Vizualizace spodní vrstvy DPS	31
3.5 Zapojení rezistorů R_{123} , R_{126} a R_{127}	13	4.1 Časový diagram zapojení v chain módu [19]	34
3.6 Výstup DC/DC měniče	13	4.2 Vývojový diagram procesu vyčítání dat z AD převodníků	35
3.7 Regulátor napětí - 3,3 V	15	4.3 Časovač v režimu up-down [23]	36
3.8 Regulátor napětí - 5,5 V pro excitaci senzoru	16	4.4 Uložení dat z AD převodníků v paměti	38
3.9 Obvod excitace	16	5.1 Časový průběh simulace obvodu DC/DC měniče v LTspice	42
3.10 Výstup H-můstku	17	5.2 Převodník sériové komunikace RS-232 na RS-422, osazená DPS měřicího obvodu a fluxgate senzor	43
3.11 Vstupní část obvodu pro zpracování signálu	19	5.3 Osazená spodní strana DPS	44
3.12 Synchronní detektor v rozepnutém stavu	19	5.4 Vyčítání dat z AD převodníků přes SPI - hodinový signál (žlutá) a vyčítaná data (červená)	44
3.13 Synchronní detektor v sepnutém stavu	20	5.5 Nastavení fáze signálu synchronní detekce (červená) vůči signálu na výstupu neinvertujícího zesilovače (žlutá), třetí průběh (modrá) vykresluje výstup synchronního detektoru	45
3.14 Zapojení integrátoru s OZ	20	5.6 Měření linearity - osa X	47
3.15 Převodník napětí-proud	21	5.7 Měření linearity - osa Y	47
3.16 Zapojení AD převodníků v daisy-chain módu [19]	22	5.8 Měření linearity - osa Z	48
3.17 Zapojení AD převodníku	22	5.9 Spektrální hustota šumu dat vzorkovaných rychlostí 232 Sa/s	48
3.18 Zapojení napěťové reference	23		
3.19 Referenční napětí pro AD převodník a měřicí kanál	24		
3.20 Zapojení driveru pro RS-422 komunikaci	25		

5.10 Excitace osy Y obdélníkovým signálem o amplitudě $1nT_{p-p}$, vzorkovací rychlost 230 Sa/s	49
B.1 Schéma zapojení obvodu DC/DC měniče při simulaci v LTspice	58

Tabulky

2.1 Parametry představených magnetometrů	7
6.1 Základní parametry vytvořeného fluxgate magnetometru	52

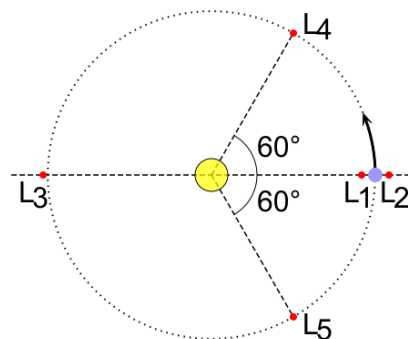
Kapitola 1

Úvod - o projektu LVICE²

Vesmírná mise LVICE² s vědeckými přístroji Akademie věd ČR, ČVUT a MFF UK má prozkoumávat vesmírné prostředí v okolí Měsíce. LVICE² bude také první českou družicí nejen s kontrolou orientace, ale i pozice. Hlavními úkoly této družice jsou měření turbulencí slunečního větru na oběžné dráze Měsíce a detekování přítomnosti oblaků prachu a mikrometeoritů v Lagrangeových bodech L4/L5 systému Země-Měsíc [1]. Více informací o této vesmírné misi naleznete na stránkách [3].

Úkolem skupiny MAGLAB katedry měření fakulty elektrotechnické ČVUT v tomto projektu bude vyvinout a otestovat fluxgate magnetometr. Velikost magnetického pole ve zkoumaných oblastech je vůči velikosti magnetického pole Země velmi slabá, odhadovaný rozsah je ± 10 nT. Aktuálně je schválena první fáze mise v délce jednoho roku, primárně určená k podrobnému rozpracování projektové dokumentace.

Na začátku práce v kapitole 2 je uveden teoretický základ k fluxgate magnetometrům a také state of the art komerčně dostupných magnetometrů. Kapitola 3 je věnována návrhu elektroniky, přesněji řečeno návrhu zapojení a návrhu desky plošných spojů. Koncept a funkce vytvořeného firmwaru jsou následně popsány v kapitole 4. V závěru této práce je uvedena realizace vytvořeného fluxgate magnetometru a měření jeho základních parametrů - kapitola 5.



Obrázek 1.1: Librační centra soustavy s velmi těžkým centrálním tělesem [2]

Kapitola 2

Teoretický úvod

2.1 Fluxgate magnetometr

Fluxgate senzor patří do skupiny indukčních senzorů pracujících na principu Faradayova indukčního zákona

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.1)$$

jehož slovní interpretace je napětí indukované ve smyčce je přímo úměrné záporné derivaci magnetického toku podle času. Fluxgate senzor se využívá zejména pro měření magnetické indukce B a je schopen měřit jak statická tak i proměnná magnetická pole řádově v rozmezí jednotek pT - mT. Fluxgate patří mezi vektorové senzory, což znamená, že je schopen měřit nejen velikost ale i směr vektoru magnetické indukce.

Mezi aplikace tohoto senzoru patří například integrované provedení senzoru na čipu od firmy Texas Instruments zejména pro účely měření elektrického proudu ale i polohy [4], monitorování magnetického pole Země pro tvorbu modelů magnetického zemského pole či pro předpovědi chování tohoto pole v závislosti na aktivitě Slunce. Další oblastí použití je kosmický výzkum, kde jsou využívány precizní fluxgate senzory pro družice a dále bych chtěl zmínit také úspěšnou lokalizaci čeljabinského meteoritu za použití fluxgate magnetometru zkonstruovaného na katedře měření ČVUT [5].

2.1.1 Princip

Princip funkce fluxgate senzoru vychází z výše zmiňovaného Faradayova indukčního zákona, který lze upravit do následujícího tvaru,

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d(NBS)}{dt} = -NS\mu_0 H \frac{d\mu_r(t)}{dt}. \quad (2.2)$$

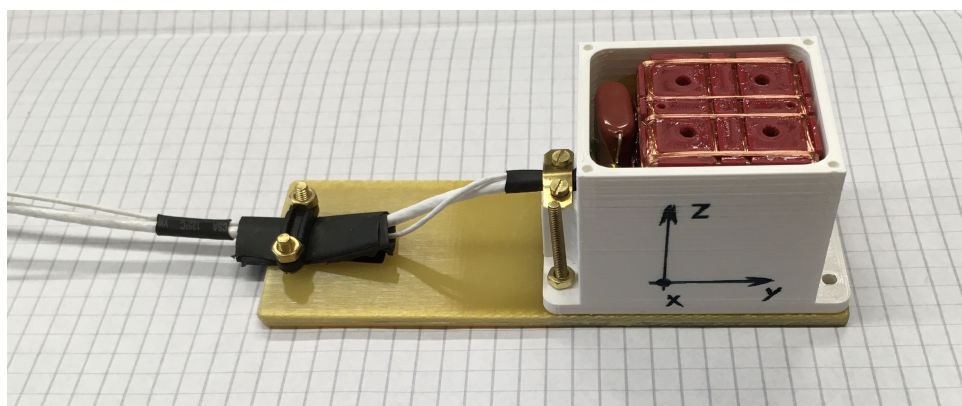
Takto upravená rovnice vystihuje funkci fluxgate, jež spočívá v časové změně relativní permeability, která vede k časové změně magnetického toku a následně indukci napětí, jehož velikost je úměrná působícímu magnetickému poli.

V tomto projektu používaný fluxgate senzor se skládá z magnetického jádra, budící cívky a třech snímacích cívek, což znamená, že se jedná o tříosý fluxgate. Všechny cívky jsou od sebe galvanicky oddělené. Magnetické jádro je typu „race-track“, které je obecně tvořeno magneticky měkkými materiály, například amorfními nebo nanokrystalickými. Jádro se periodicky přesycuje pomocí budícího proudu o frekvenci f_{exc} . Pro nižší hodnoty budícího proudu má materiál jádra vysokou hodnotu relativní permeability μ_r , například 500 - 500 000 dle použitého materiálu, v oblasti nasycení se materiál již jeví, jako by měl μ_r rovnou 1. Tedy další navýšení intenzity budícího pole H vede ke zvýšení magnetické indukce B jen dle hodnoty permeability vakua μ_0 .

Pokud se senzor nachází ve vnějším magnetickém poli o nulové hodnotě, tak v ideálním případě by se magnetický indukční tok v jádře, který vznikl vlivem buzení, vykompenzoval vzhledem ke snímacím cívkám a nevedl by k indukci žádného napětí uvnitř těchto cívek. Ovšem v reálném případě se vlivem nehomogenosti jádra, vinutí a nesouměrnosti mechanického uspořádání senzoru naindukují napětí, nicméně jeho velikost je velmi malá.

Jakmile se ale senzor ocitne v nenulovém vnějším magnetickém poli, tak vlivem jeho intenzity dojde k posunu křivky v rámci hysterezní smyčky buzení jádra, tím pádem je vždy jádro saturováno delší dobu pro jednu polovinu periody budícího proudu než pro druhou. Magnetické toky odpovídající jednotlivým půlperiodám budícího proudu nebudou mít stejnou velikost, čímž součet těchto toků bude v čase proměnný a ve snímacích cívkách se tím pádem bude indukovat napětí.

Fluxgate senzor, který se využívá v této práci, navrhl a zkonstruoval vedoucí této práce Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D. a je navržen na měření magnetických polí o velikosti ± 500 nT, přičemž požadovaný měřicí rozsah magnetometru byl stanoven na ± 100 nT. Vytvořený fluxgate senzor je zachycen na Obrázku 2.1. Tento senzor je vybaven zpětnou vazbou v podobě kompenzačních cívek, jejichž magnetické pole působí proti poli měřenému.



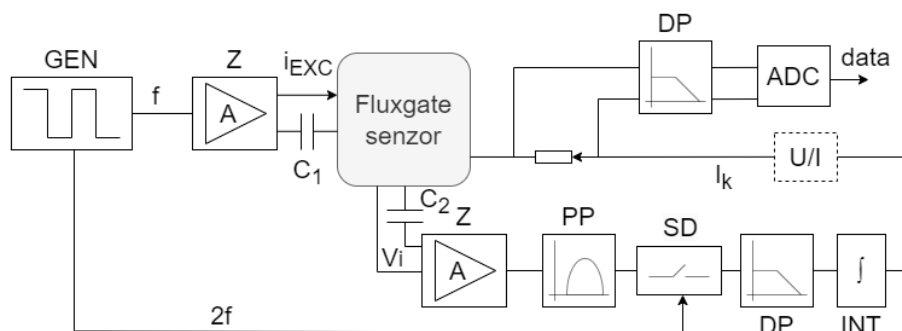
Obrázek 2.1: Vytvořený fluxgate senzor

2.1.2 Zpracování signálu

Navrhovaný měřicí obvod bude fungovat na principu detekce druhé harmonické výstupního signálu z fluxgate senzoru. Tato metoda je stále nejčastěji používaná, přestože se objevila řada jiných způsobů, jak zpracovat signál z fluxgate, ale většinou nepřinesly žádnou významnou výhodu kromě zjednodušení měřicího obvodu [6].

Na Obrázku 2.2 je znázorněno blokové schéma typického magnetometru se zpětnou vazbou, který pracuje na principu detekce druhé harmonické. Analogová zpětnovazební smyčka má velké zesílení, takže senzor pracuje pouze jako indikátor nuly. Výstupní proměnná, která je obvodem měřena, je proud budící kompenzační cívku. Senzor je buzen generátorem (GEN) pracujícím na frekvenci f , budící signál je následně ještě upraven zesilovačem (Z). Obvod generátoru ještě vytváří obdélníkový signál o frekvenci $2f$, který slouží jako reference pro synchronní detektor (SD).

Výstup snímacích cívek je přiveden na zesilovač (Z) a následně na filtr typu pásmová propust (PP), který bývá realizován aktivním RC filtrem. Pro získání dostatečného zesílení je do zpětnovazební smyčky zaveden integrátor (INT). Signál je následně veden zpět do kompenzační cívky. Do zpětné vazby může být také přidán zdroj proudu pro zvýšení rozsahu přístroje. Kompenzační proud I_k je obvykle měřen jako úbytek napětí na vysoce stabilním snímacím odporu. Vstupní zesilovač by měl být oddělen kondenzátorem C_2 , aby se zamezilo průtoku stejnosměrného proudu snímací cívkou, což by vedlo ke zvýšení offsetu senzoru [6].



Obrázek 2.2: Blokový diagram zpracování druhé harmonické signálu z fluxgate magnetometru [6]

2.1.3 State of the art

V této kapitole uvedu několik zástupců z řad komerčně vyráběných magnetometrů a na závěr shrnu jejich nejpodstatnější parametry do tabulky. Společnou vlastností všech čtyř níže uvedených magnetometrů je to, že se

-	Spacemag-Lite	Magson ACM
Rozsah měření [μT]	± 60	± 120
Linearita [%]	-	$\pm 0,025$
Šum @ 1 Hz	50 pT RMS/ $\sqrt{\text{Hz}}$	200 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Napájecí napětí [V]	5 a 3,3	typ. 28
Odběr proudu [mA]	35 (5 V) a 8,5 (3,3 V)	30
Rozměr [mm]	90,2 x 95,9	138 x 55 x 39
Hmotnost [g]	136	249
-	NSS M-Bn25o485	AAC SpaceQuest MAG-3
Rozsah měření [μT]	± 60	-
Linearita [%]	-	$\pm 0,015$
Šum @ 1 Hz	16 nT RMS/Hz	12 pT RMS/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Napájecí napětí [V]	5	15-34 nebo 5
Odběr proudu [mA]	-	30
Rozměr [mm]	99 x 43 x 17	35,1 x 32,3 x 82,6
Hmotnost [g]	85	100

Tabulka 2.1: Parametry představených magnetometrů

Kapitola 3

Návrh elektroniky

Kapitola 3.1 je zaměřená na návrh zapojení měřicího obvodu. Při návrhu jsem vycházel z poznatků uvedených v předchozí kapitole 2.1.2, stejně jako při tvorbě blokového schématu měřicího obvodu. V další kapitole 3.2 se následně zaměřuji na návrh desky plošných spojů, pro jejíž rozměry je požadováno, aby byly ve standardu PC/104. Návrh zapojení a desky plošných spojů jsem provedl v opensource softwaru KiCad.

3.1 Návrh zapojení

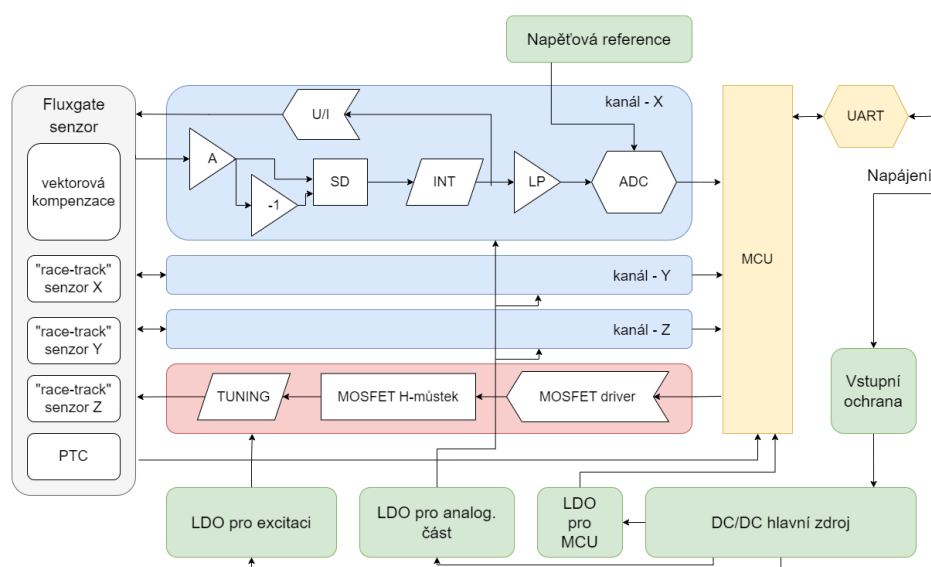
Návrh zapojení fluxgate magnetometru vychází z jeho blokového schématu, které se nachází na Obrázku 3.1. Obvod je rozdělen na analogovou a digitální část tak, aby bylo měření co nejméně rušeno. Hlavním prvkem obvodu je mikrokontrolér (MCU), který zajišťuje řízení excitace, vyčítá data z AD převodníků a také přeposílá naměřená data po periférii UART. Kromě vlastního fluxgate senzoru jsou všechny funkční bloky popsány a vysvětleny v následujících kapitolách.

3.1.1 MCU

Hlavním prvkem obvodu je mikrokontrolér MSP430FR5969, který je založen na 16-ti bitové RISC architektuře s interními hodinami o frekvenci 16 MHz. Dále disponuje pamětí FRAM o 64 kB a pro měřicí obvod jsou důležité zejména 12-ti bitový AD převodník, 3 časovače se třemi respektive sedmi capture/compare registry a možnost sériové komunikace přes UART či SPI [11].

Mikrokontrolér obstarává všechny stěžejní operace, pomocí časovače a jeho registrů řídí buzení jádra fluxgate senzoru. Buzení jádra je zajištěno pomocí dvou PWM signálů o frekvenci přibližně 16,6 kHz, které řídí MOSFET driver, jenž následně skrze H-můstek budí jádro senzoru excitačním proudem.

Výstup třech snímacích cívek fluxgate se zpracovává ve třech navzájem oddělených kanálech, jejichž složení je blíže představeno v následující ka-



Obrázek 3.1: Blokové schéma fluxgate magnetometru

pitole 3.1.4. Každý z kanálů je zakončen AD převodníkem, které společně komunikují s MCU pomocí rozhraní SPI a data z nich jsou vybavována v tzv. daisy-chain módu. Přijatá data se následně zpracují a přeposílají nadřazenému počítači přes rozhraní UART, konkrétně přes driver zajišťující sériovou komunikaci RS-422.

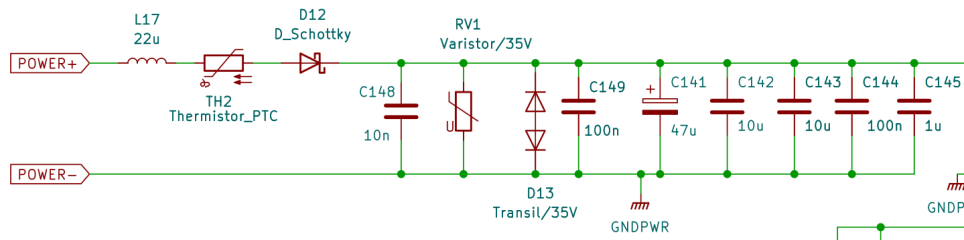
V rámci zajištění spolehlivosti měření se pomocí vnitřních AD převodníků v mikrokontroléru měří úbytek napětí na PTC termistorech jednak v blízkosti fluxgate senzoru, jednak v okolí samotného MCU. Dále se jako tzv. house-keeping veličina měří velikost výstupního napětí DC/DC měniče, jenž představuje hlavní zdroj napětí pro celý obvod, a také výstupní napětí lineárního regulátoru napětí (LDO) pro excitaci fluxgate.

Mikrokontrolér dále zajišťuje řadu podpůrných či vedlejších funkcí, které jsou potřeba k zajištění měření a bezproblémového chodu obvodu. Tyto funkce jsou detailněji přiblíženy v následujících kapitolách zabývajících se praktickou implementací firmwaru.

Samotný mikrokontrolér je napájen z 3,3 V, přičemž se jeho napájení skládá z digitální a analogové části. Digitální část zajišťuje napájení vnitřních obvodů, a proto jsou mezi napájecí pin a digitální zem zapojeny blokovací kondenzátory sloužící jako zásoba energie při poklesu napájecího napětí způsobeném impulsním odběrem logických obvodů. Analogová část slouží zejména jako reference pro AD převodníky apod., tudíž je tlumivkou L_1 zajištěno omezení impulsního odběru proudu a je zde umístěn blokovací kondenzátor. K mikrokontroléru je připojen také externí krystal o frekvenci 16 MHz. K některým pinům byly zapojeny rezistory o velikosti 120 Ω , které potlačují odraz signálu a snižují elektromagnetické rušení vyhlazováním hran procházejících signálů.

frekvenci je možné zvolit v rozpětí 100 kHz - 500 kHz. Při návrhu zapojení jsem vycházel z příkladu typické aplikace od firmy Analog Devices [12], která je výrobcem tohoto měniče, přičemž bylo nutné pozměnit hodnoty některých kritických prvků.

Vstupní napětí je přivedeno z konektoru, který zároveň slouží i k přenosu sériové komunikace RS-422 mezi MCU a nadřazeným počítačem. Na Obrázku 3.4 je zobrazen vstup step-down měniče, jehož zásadní část tvoří vstupní ochrana. Jako první je na vstupu umístěna tlumivka sloužící k tlumení proudových nárazů. Protože sensor je určen pro kosmický výzkum, kde nelze provést výměnu přetavené pojistky, je místo ní použit PTC termistor, který společně s varistorem a transilem chrání obvod proti přepětí. V momentě, kdy dojde na vstupu k přepětí, transil se otevře a začne jím protékat proud. Průtok proudu způsobí ohřev a následný nárůst odporu termistoru, který odpojí obvod od vstupního napětí. Během tohoto procesu úbytek napětí na transilu nepřekročí hodnotu 35 V, čímž je obvod ochráněn. Jako ochrana proti přepólování je použita sériově zařazená Schottkyho dioda. K odrušení napěťových špiček je na vstup paralelně zapojeno několik kondenzátorů.



Obrázek 3.4: Vstupní ochrana měniče

Velikost výstupního napětí DC/DC měniče je závislá na hodnotách rezistorů R_{123} a R_{126} a platí pro ni následující vztah

$$R_{126} = R_{123} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{1,231} - 1 \right). \quad (3.1)$$

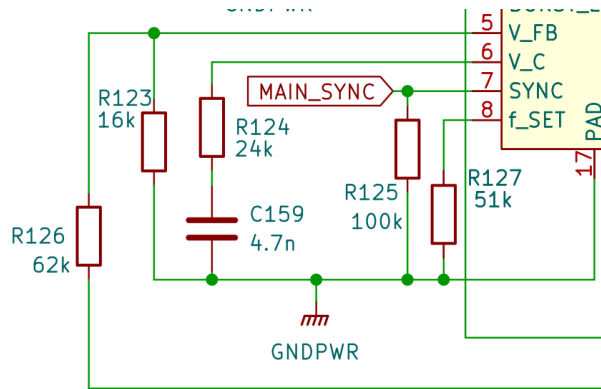
Po dosažení hodnoty $V_{OUT} = 6$ V a přepsání rovnice jsem došel k poměru mezi rezistory a z hodnot vyráběných rezistorů jsem určil takovou kombinaci, jejíž poměr se lišil nejméně od poměru vypočteného

$$\frac{R_{123}}{R_{126}} \doteq 0,258 \Rightarrow R_{123} = 16 \text{ k}\Omega, R_{126} = 62 \text{ k}\Omega. \quad (3.2)$$

Velikost pracovní frekvence f_{SW} měniče jsem zvolil $f_{SW} = 300$ kHz. Interní oscilátor měniče je synchronizován pomocí signálu z MCU o frekvenci právě f_{SW} , ale i přesto je výrobcem požadováno zapojení rezistoru R_{127} k pinu f_SET . Hodnota rezistoru R_{127} pro zvolenou frekvenci je dána jako

$$R_{127} = 8,4 \cdot 10^4 \cdot f_{SW}^{-1,31} \doteq 47,8 \text{ k}\Omega, \quad (3.3)$$

kde f_{SW} se dosazuje v kHz a výsledek je v jednotkách k Ω . Jelikož se nejedná o běžně vyráběnou hodnotu rezistoru, použil jsem rezistor o jiné hodnotě $R_{127} = 51 \text{ k}\Omega$.



Obrázek 3.5: Zapojení rezistorů R_{123} , R_{126} a R_{127}

Dalším důležitým prvkem, jehož hodnotu bylo nutné vypočítat, byla cívka L_{18} . Proud procházející touto cívkou je snímán sériově zapojeným rezistorem R_{120} . Minimální hodnota indukčnosti cívky je dána vztahem

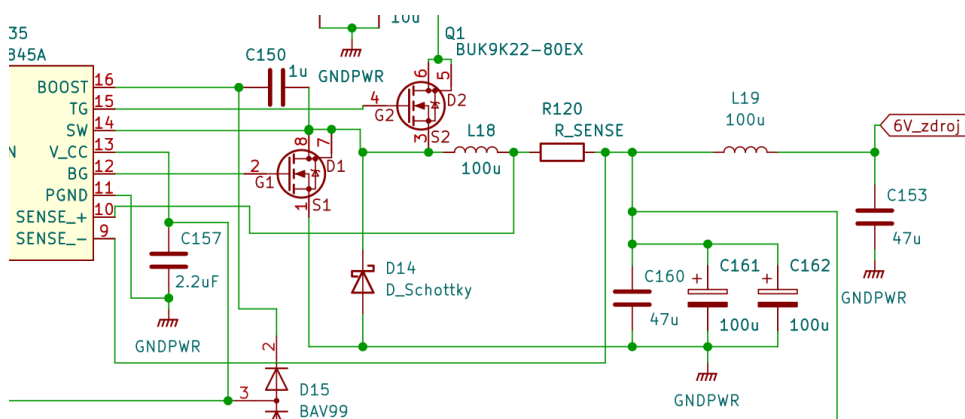
$$L_{18} \geq V_{OUT} \cdot \frac{V_{IN(MAX)} - V_{OUT}}{f_{SW} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot \Delta I_L}, \quad (3.4)$$

kde $V_{IN(MAX)} = 35$ V je maximální velikost vstupního napětí, ΔI_L je saturační proud cívky a dle datasheetu [12] byla jeho velikost zvolena jako

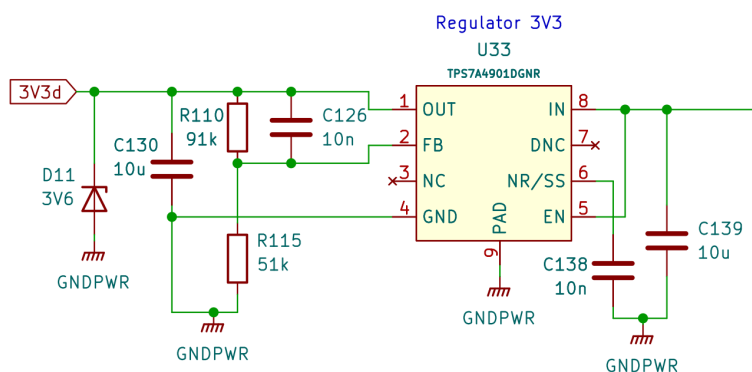
$$\Delta I_L = 0,35 \cdot I_{OUT(MAX)}. \quad (3.5)$$

Proud $I_{OUT(MAX)}$ je maximální výstupní proud měniče, jehož hodnota je pro náš obvod $I_{OUT(MAX)} = 0,5$ A. Po dosazení hodnot do rovnice 3.4 pro velikost indukčnosti platí

$$L_{18} \geq 6 \cdot \frac{30 - 6}{300 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 0,35 \cdot 0,5} \doteq 95 \mu\text{H} \Rightarrow L_{18} = 100 \mu\text{H}. \quad (3.6)$$



Obrázek 3.6: Výstup DC/DC měniče



Obrázek 3.7: Regulátor napětí - 3,3 V

- Čtvrtým regulátorem je opět lineární regulátor od firmy Texas Instruments ovšem jiného typu, kterým je TPS7A47. Jedná se také o regulátor s nastavitelnou hodnotou výstupního napětí, nicméně je schopen napájet zátěž o odběru až 1 A. Výstupní napětí tohoto regulátoru má hodnotu 5,5 V a je určeno pro napájení MOSFET driverů řídicích spínání H-můstku a také je zdrojem napětí pro H-můstek samotný. Z důvodu impulzního charakteru této zátěže byl pro tyto účely navržen samostatný regulátor tak, aby zátěží nebylo ovlivňováno napájení integrovaných obvodů v analogové části obvodu.

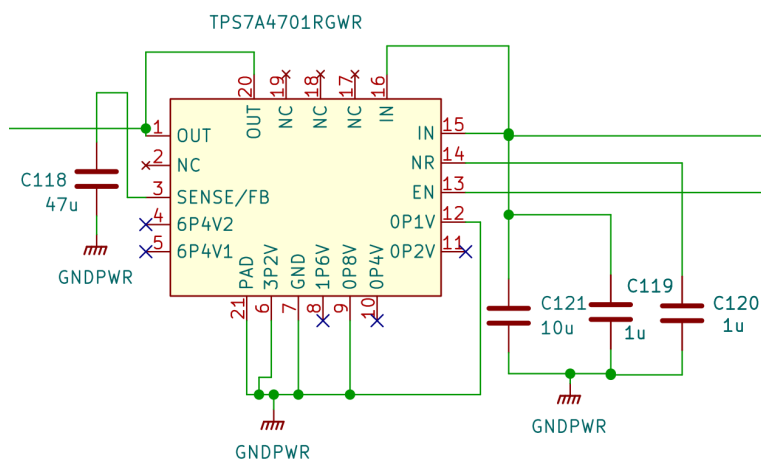
Velikost napětí na výstupu regulátoru je možné nastavit opět pomocí externích rezistorů nebo skrze připojení odpovídajících pinů k zemnímu potenciálu [14]. Jelikož je potřeba nastavit velikost výstupního napětí pouze jednorázově, rozhodl jsem se pro druhý způsob. Princip nastavení spočívá v tom, že příslušným pinům odpovídá určitá velikost napětí a pokud se daný pin uzemní, tak se toto napětí přičte k celkové hodnotě napětí na výstupu. Nevyužité piny se nezapojují. Je důležité poznamenat, že napětí uzemněných pinů se nasčítává k interní napěťové referenci o velikosti $V_{REF} = 1,4 \text{ V}$, výstupní napětí je tedy dáno jako

$$V_{OUT} = V_{REF} + \sum(\text{uzemněné piny}). \quad (3.10)$$

Po odečtení referenčního napětí se suma napětí odpovídající uzemněným pinům musí rovnat 4,1 V, čehož jsem docílil uzemněním pinu 6 - 3,2V, pinu 9 - 0,8 V a pinu 12 - 0,1 V viz Obrázek 3.8.

3.1.3 Excitace fluxgate magnetometru

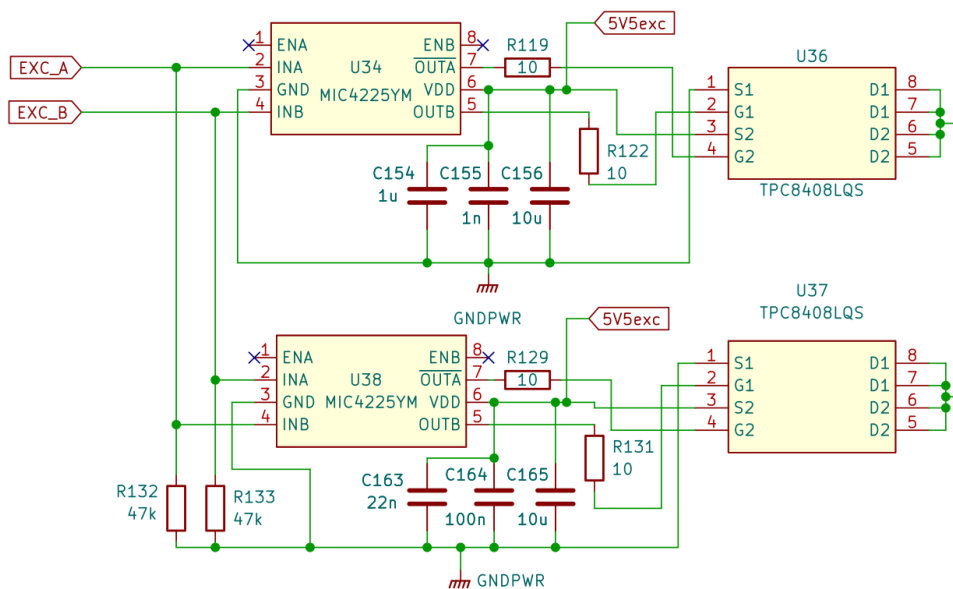
Obvod, který zajišťuje excitaci fluxgate magnetometru, můžeme rozdělit na dvě části. První z nich se skládá ze dvou vysokorychlostních MOSFET driverů MIC4225, jádrem každého z nich je CMOS obvod [15] a jeho spínání je ovládáno pomocí dvou obdélníkových signálů z MCU. Signály mají navzájem opačnou fázi a zároveň se nepřekrývají, což znamená, že v žádný časový



Obrázek 3.8: Regulátor napětí - 5,5 V pro excitaci senzoru

okamžik nejsou oba dva signály zároveň aktivní. Napájecí napětí je v každé větvi stabilizováno pomocí třech paralelně zapojených kondenzátorů, signály řídicí spínání driveru jsou uzemněny pomocí pull-down rezistorů.

Druhou část představují dva integrované obvody obsahující komplementární dvojici MOSFET tranzistorů, jejichž vývody jsou zapojeny tak, že spolu dohromady tvoří H-můstek. Spínání tranzistorů v H-můstku je zajištěno právě pomocí výstupů MOSFET driverů. Elektrody G jednotlivých MOSFET tranzistorů jsou k výstupům driverů připojeny přes rezistory, které slouží ke zpomalení hran procházejících signálů, čímž se zmenšuje velikost rušení.

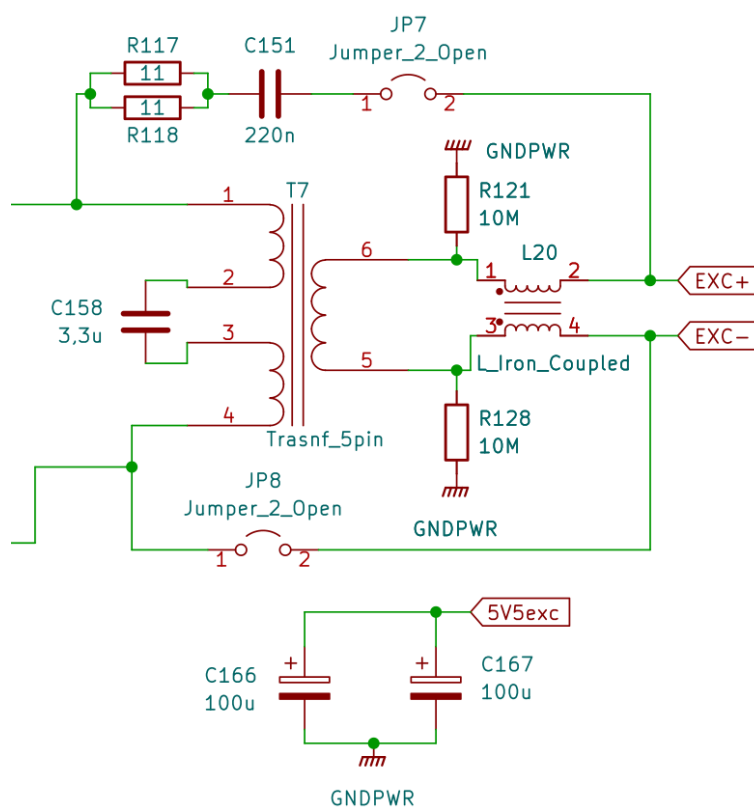


Obrázek 3.9: Obvod excitace

Samotný výstup H-můstku je díky dvěma SMD jumperům rozdělen na dva obvody, které lze využít k buzení fluxgate. První z nich je inspirován

zapojením představeném v článku [16]. Obvod se skládá z transformátoru, který jednak galvanicky odděluje budící cívku senzoru od H-můstku, jednak nastavuje amplitudu excitačního proudu a napětí. Kondenzátor C_{158} , zapojen mezi primární cívky transformátoru, slouží ke stejnosměrnému oddělení těchto dvou cívek a zamezuje přesycení jádra transformátoru stejnosměrnou složkou. Mezi oba výstupy je uvnitř senzoru připojen paralelně kondenzátor a společně s budící cívkou tak tvoří LC rezonanční obvod, přičemž jeho rezonanční frekvence by měla být blízká frekvenci spínání H-můstku. Takto vytvořený rezonanční obvod je buzen výstupem transformátoru a tlumivka L_{20} je od sebe navzájem odděluje, aby do rezonančního obvodu byla dodávána pouze potřebná energie a zároveň, aby kmital na správné frekvenci.

Druhá varianta buzení fluxgate je poměrně jednodušší. Dva paralelně zapojené rezistory slouží k omezení budícího proudu a kondenzátor k oddělení stejnosměrné složky. Toto zapojení má vyšší odběr než prvně uvedené.



Obrázek 3.10: Výstup H-můstku

3.1.4 Měřicí obvod

Tato kapitola je zaměřená na jednotlivé části obvodu, který má za úkol zpracovávat signál ze snímacích cívek fluxgate senzoru. Jak bylo zmíněno v kapitole 2.1.1 jedná se o tříosý senzor, tudíž signál z něj zpracovávají tři kanály o naprosto identickém zapojení, proto budu jejich návrh demonstrovat

pouze na jednom z nich a to na kanálu zpracovávající signál z osy x (dále kanál x).

■ Vstupní zesilovač

Obrázek 3.11 zachycuje vstupní část kanálu x, na kterou se zaměřím jako první. Signál z obou konců snímací cívky je přes konektor přiveden na vstup tlumivky, jejíž úkolem je potlačit souhlasné rušení (tzv. common mode rušení). Pokud se signál vztahuje ke stejnému zemnímu potenciálu, tak se souhlasné rušení indukuje do obou vodičů, které spolu tvoří pár, se stejnou fází i amplitudou [17]. Kondenzátor C_{27} je sériově zapojen k jednomu z výstupů tlumivky a slouží ke střídavému odrušení snímací cívky, tedy potlačuje stejnosměrnou složku rušení. Následně je mezi kondenzátorem C_{27} a druhým výstupem tlumivky připojen rezistor R_{21} , který definuje velikost napětí na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače U_6 , jenž je zapojen jako neinvertující zesilovač. Společně s kondenzátorem C_{27} tvoří derivační článek, jedná se tedy o filtr propouštějící vyšší frekvence. Pro jeho zlomovou frekvenci můžeme psát

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{21} \cdot C_{27}} \doteq 195 \text{ Hz.} \quad (3.11)$$

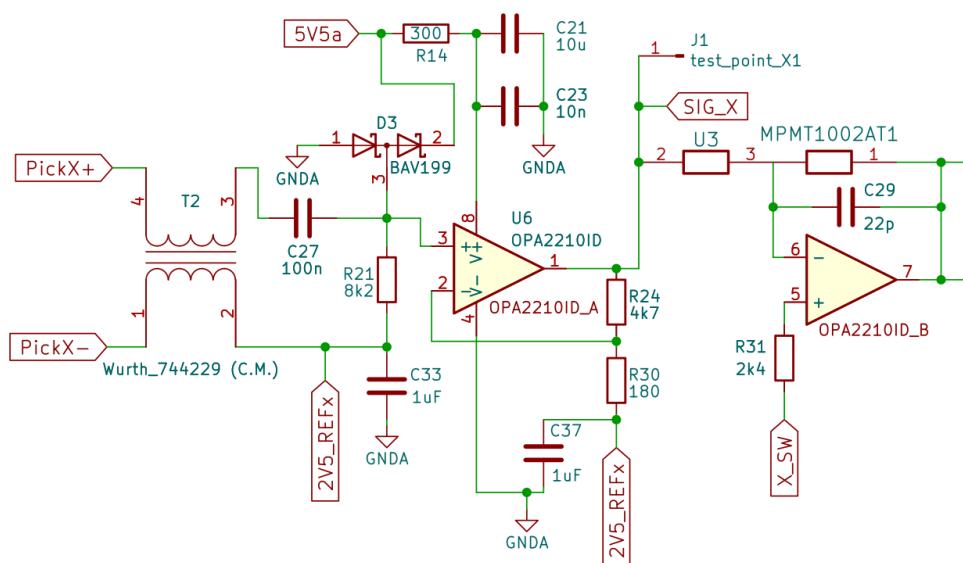
Jako reference pro signál ze snímací cívky slouží po celé délce měřicího obvodu napětí o velikosti 2,5 V. K neinvertujícímu vstupu OZ je také připojena součástka BAV199 sloužící jako ochrana. Při příliš vysokém či nízkém napětí se otevře odpovídající dioda. Dříve než přejdu k popisu samotného OZ je potřeba zmínit, že pro všechny OZ nacházející se v měřicím kanálu, je určeno napájení o velikosti 5,5 V. Ovšem operační zesilovače typu LMP2011 a LMP2012, které jsou také použity v měřicím kanálu, mají maximální velikost napájecího napětí 5,8 V a doporučenou velikost napájecího napětí 5,25 V [18]. Proto jsem se rozhodl snížit napájecí napětí pomocí sériově zapojeného rezistoru o zhruba 0,3 V u všech OZ. Při napájecím proudu zhruba 1 mA vychází velikost odporu dle Ohmova zákona 300 Ω . Ke každému napájecímu vstupu byly také připojeny dva blokovací kondenzátory.

Vyfiltrovaný signál se dále zesílí pomocí neinvertující zesilovače, jehož zesílení je dáno jako

$$A_u = 1 + \frac{R_{24}}{R_{30}} \doteq 27. \quad (3.12)$$

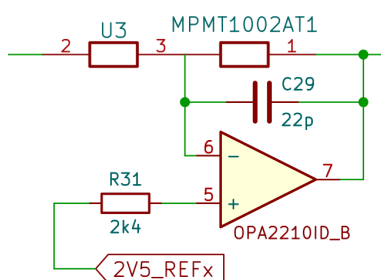
■ Synchronní detektor

Zesílený signál je zpracován další částí obvodu - synchronním detektorem, který funguje jako usměrňovač. Signál X_SW je výstupem analogového spínače a signál SIG_X spolu s referencí 2,5 V jsou připojené na jeho vstup, přičemž spínání je řízeno pomocí mikrokontroléru. Níže popíši, jak se tato část obvodu změní při obou stavech spínače.



Obrázek 3.11: Vstupní část obvodu pro zpracování signálu

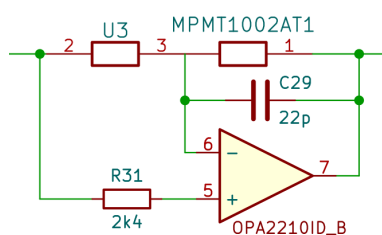
Pokud je řídicí signál z MCU v log. 0, tak se k rezistoru R_{31} na neinverující vstup OZ připojí reference 2,5 V a ze zapojení vznikne invertující zesilovač. Jelikož jednotlivé rezistory v odporové síti mají shodnou velikost 5 k Ω , tak je hodnota zesílení $A_u = -1$.



Obrázek 3.12: Synchronní detektor v rozepnutém stavu

V momentě, kdy má řídicí signál hodnotu log. 1, se k rezistoru na neinverující vstup připojí signál zesílený na předešlém neinverující zesilovači a vznikne zapojení, které je na Obrázku 3.13. Jelikož je mezi vstupními svorkami zesilovače nulové napětí, levý odpor v odporové síti U_3 se neuplatní a vytvořený obvod bude fungovat jako napěťový sledovač.

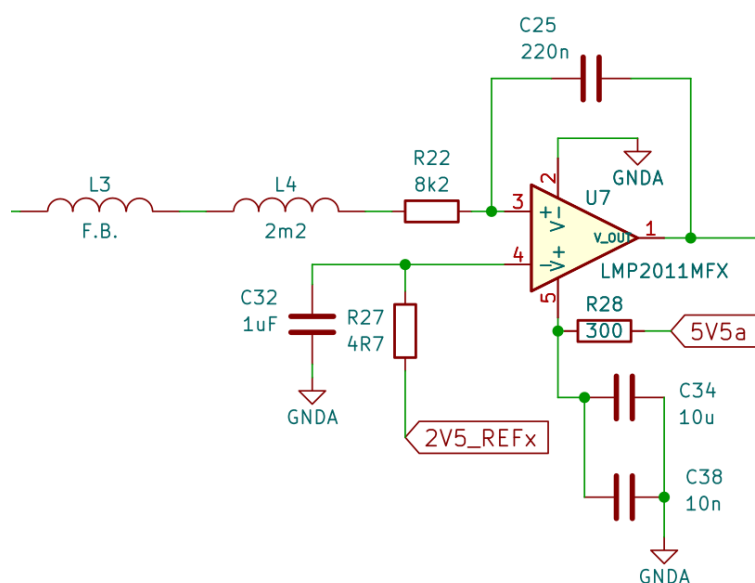
Jakmile se při realizaci správně sesynchronizuje fáze řídicího signálu z MCU se signálem ze snímacích cívek senzoru, na výstupu synchronního detektoru bude v podstatě usměrněný vstupní signál. Protože během půlperiody, kdy je signál „kladný“ (přesněji řečeno pohybuje se nad 2,5 V), se signál nezmění, jelikož projde pouze sledovačem. V druhé půlperiodě se signál přivede na invertující zesilovač se zesílením -1, a tak se pouze změní jeho polarita. Rezistor R_{31} slouží ke kompenzaci vstupního klidového proudu, proto je jeho velikost poloviční oproti jednotlivým rezistorům v odporové síti.



Obrázek 3.13: Synchronní detektor v sepnutém stavu

Integrátor a převodník napětí-proud

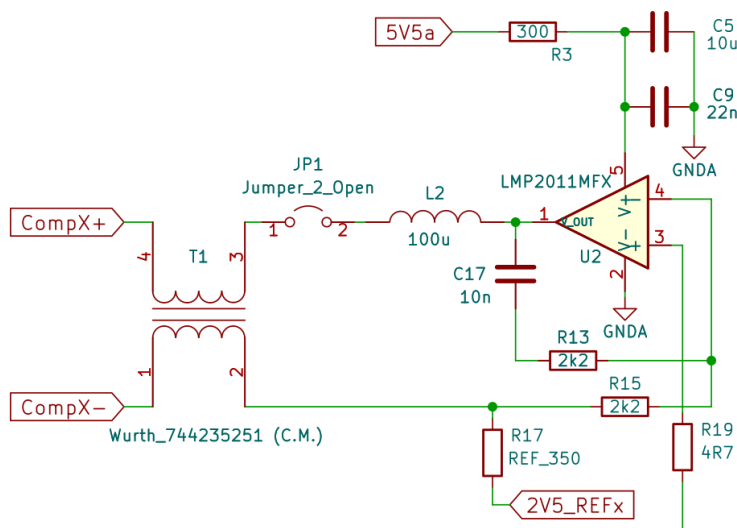
Na vstupu integrátoru jsou dvě tlumivky, jedna z nich je s feritovým jádrem pro potlačení vysokofrekvenčního šumu. Integrátor v tomto zapojení plní roli regulátoru. Integrace usměrněného signálu na jeho vstupu představuje sumu tohoto napětí za daný čas. Takto naintegrované napětí na jeho výstupu ovlivňuje převodník napětí-proud, který se chová jako zdroj kompenzačního proudu pro kompenzační cívku, jež je zapojena v záporné zpětné vazbě s cívkou snímací. Díky záporné zpětné vazbě se magnetické pole kompenzační cívky odečítá od měřeného magnetického pole. Jelikož se integrátor chová jako I regulátor, snaží se vykompenzovat měřené magnetické pole tak, aby na jeho vstupu byl signál o nulové střední hodnotě, resp. o střední hodnotě velikosti reference.



Obrázek 3.14: Zapojení integrátoru s OZ

Na výstupu převodníku napětí-proud je zapojen jumper, který převodník odděluje od kompenzační cívky. Toto oddělení bude nápomocné ve fázi realizace obvodu, protože pokud by kompenzační cívka oddělená nebyla, mohla by nastat situace, že by se integrátor dostal do saturace a ladění fáze synchronní detekce by bylo velmi obtížné. Za jumperem je podobně jako na

výstupu snímací cívky tlumivka potlačující souhlasné rušení. Rezistor R_{17} slouží jako snímací odpor proudu, který ním prochází. Velikost procházejícího proudu je závislá na odporu snímacího rezistoru a napětí na neinvertujícím vstupu převodníku.



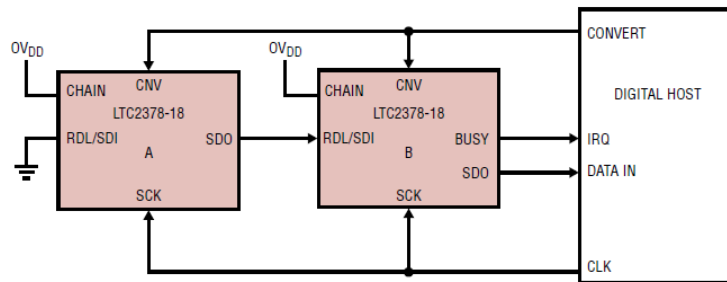
Obrázek 3.15: Převodník napětí-proud

AD převodník

Měření velikosti napětí na výstupu integrátoru, respektive velikosti excitačního proudu, a jeho následný převod do digitálního kódového slova zajišťuje AD převodník LTC2378-18. Jedná se o AD převodník s 18-ti bitovým rozlišením fungujícím na principu postupné aproximace (SAR). Převodník je napájen napětím 2,5 V, má plně diferenciální vstupní rozsah o velikosti $\pm V_{REF}$, přičemž velikost referenčního napětí se rovná $V_{REF} = 5$ V. Spotřeba tohoto převodníku činí 13,5 mW při 1 MSa/s a dosahuje 102 dB SNR a maximálně $\pm 1,75$ LSB INL [19].

Naměřená data jsou převodníkem k MCU posílány pomocí SPI rozhraní. V celém měřicím obvodu se nacházejí tři AD převodníky (každý kanál obsahuje jeden) a s mikrokontrolérem komunikují v tzv. daisy-chain módu, jehož náčrt je na Obrázku 3.16. Sériový datový vstup SDI prvního převodníku je uzemněn a u ostatních slouží k příjmu dat z předchozích převodníků. Proces měření funguje následovně, náběžná hrana signálu CNV aktivuje začátek konverze, během které převodníky měří napětí již zmíněným algoritmem postupné aproximace. Konec konverze indikuje sestupná hrana signálu BUSY posledního převodníku a v daném momentě jsou na výstupech převodníků připravena data k vybavení pomocí hodinového signálu CLK. Tento druh zapojení eliminuje signály typu Chip-Select (CS) od MCU, které slouží k vybavení dat od jednotlivých převodníků zvlášť.

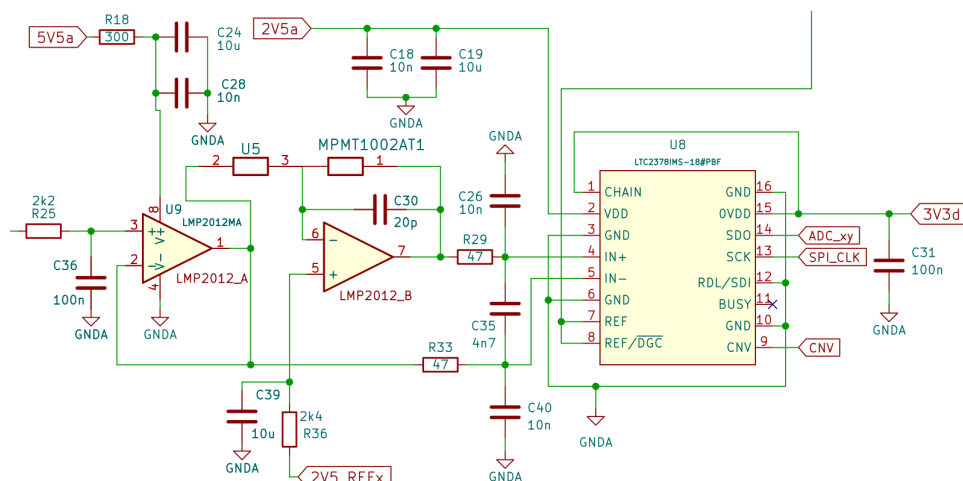
Protože common-mode vstupní rozsah tohoto AD převodníku se pohybuje



Obrázek 3.16: Zapojení AD převodníků v daisy-chain módu [19]

v rozmezí $\langle V_{REF}/2 - 0, 1; V_{REF} + 0, 1 \rangle$ V = $\langle 2,4; 2,6 \rangle$ V, bylo nutné mezi výstup integrátoru a vstup převodníku zařadit obvod, který k měřenému signálu vytvoří takový signál, že střední hodnota součtu těchto signálů bude rovna 2,5 V. Ke vstupu tohoto obvodu, respektive k neinvertujícímu vstupu levého OZ, je připojen RC článek o mezní frekvenci $f_0 \doteq 723$ Hz sloužící k minimalizaci šumu v měřeném signálu. První OZ je zapojen jako napěťový sledovač a jeho výstup je připojen k negativnímu diferenciálnímu analogovému vstupu převodníku, zároveň je přiveden také na vstup invertujícího zesilovače. Rezistory tohoto zesilovače, které se nacházejí v odporové síti, mají shodnou velikost 5 k Ω , a tudíž je velikost zesílení $A_u = -1$. Jelikož je neinvertující vstup připojen přes odpor kompenzující vstupní klidový proud k referenčnímu napětí 2,5 V, signál na výstupu zesilovače bude s původním signálem tvořit diferenciální vstupní signál. K neinvertujícímu vstupu byl ještě přidán blokovací kondenzátor.

Mezi výše představeným obvodem a vstupem AD převodníku je další filtr. Ten zajišťuje minimalizaci příspěvku šumu od obvodu před převodníkem a minimalizaci rušení, které se pak odráží do obvodu před vstupem, způsobené přechodovými jevy při vzorkování [19].

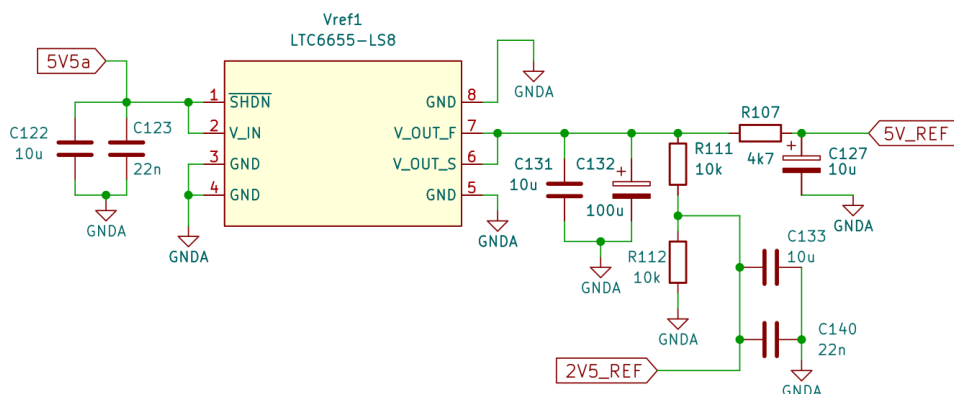


Obrázek 3.17: Zapojení AD převodníku

■ Napěťová reference

Napěťová reference je jednou z nejdůležitějších částí celého měřicího obvodu a pro analogově-digitální převod obzvláště. Nejzásadnějšími vlastnostmi jsou jednak přesnost výstupního napětí, jednak také jeho teplotní drift a časová stálost. Od přesnosti této reference a způsobu jakým je referenční napětí přivedeno k jednotlivým součástkám se odvíjí přesnost měření celého obvodu. Proto je důležité, aby obvod nebyl ideálně vystaven žádnému rušení, což lze výrazně ovlivnit při návrhu rozložení součástek na desce. Dále je důležité, aby rozvod referenčního napětí obsahoval dostatečný počet blokových kondenzátorů.

Jak napájecí pin, tak výstup reference jsou opatřeny dvěma blokovými kondenzátory. Na výstupu reference, na kterém je referenční napětí o velikosti 5 V, je připojen napěťový dělič, přičemž oba rezistory v děliči mají hodnotu 10 k Ω , tudíž na jeho výstupu je napětí 2,5 V. Pro eliminaci možného nežádoucího šumu je výstup reference opatřen dolní propustí - RC filtrem. Referenční napětí 5 V je použito jako reference pouze pro AD převodníky a druhé referenční napětí 2,5 V se využívá pro posunutí signálu ze snímacích cívek fluxgate senzoru.

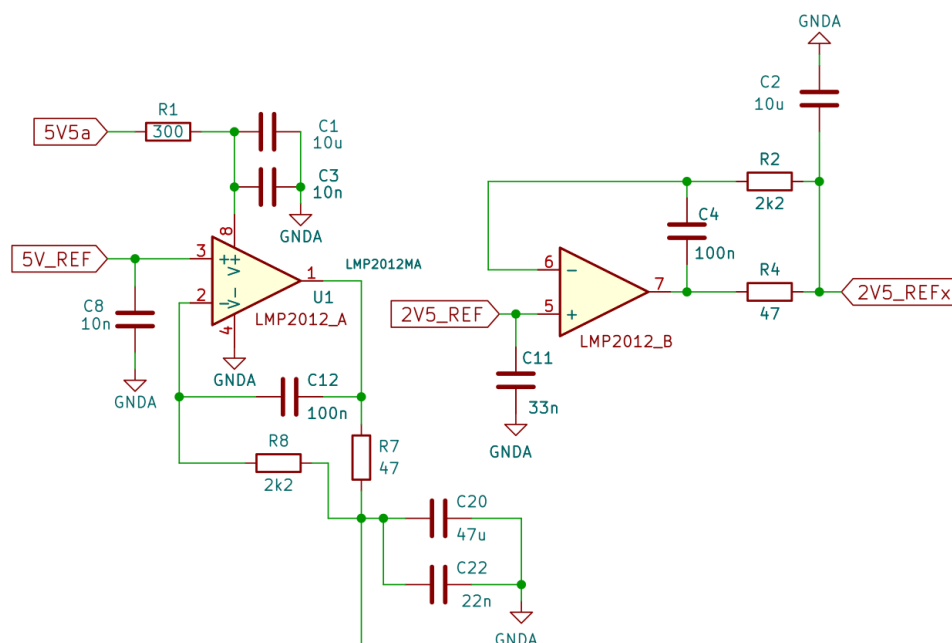


Obrázek 3.18: Zapojení napěťové reference

Výstup napěťové reference by měl být ideálně nezatížený, k tomu slouží zapojení nacházející se na Obrázku 3.19. Jedná se o dva shodné obvody - napěťové sledovače vhodné pro kapacitní zátěže, protože potlačují nestabilitu. Obě referenční napětí jsou přivedena na neinvertující vstupy OZ, které se nacházejí ve společném pouzdře. Neinvertující vstupy jsou vybaveny blokovými kondenzátory, stejně jako výstupy sledovačů, kde zejména u reference pro AD převodník je nutné zajistit stabilitu tohoto napětí. Tento obvod zajišťuje impedanční oddělení napěťové reference od ostatních obvodů.

■ 3.1.5 Komunikace

Komunikace mikrokontroléru s okolním světem, kterým je v tomto případě nadřazený počítač je zajištěna pomocí sériové komunikace UART a následně se

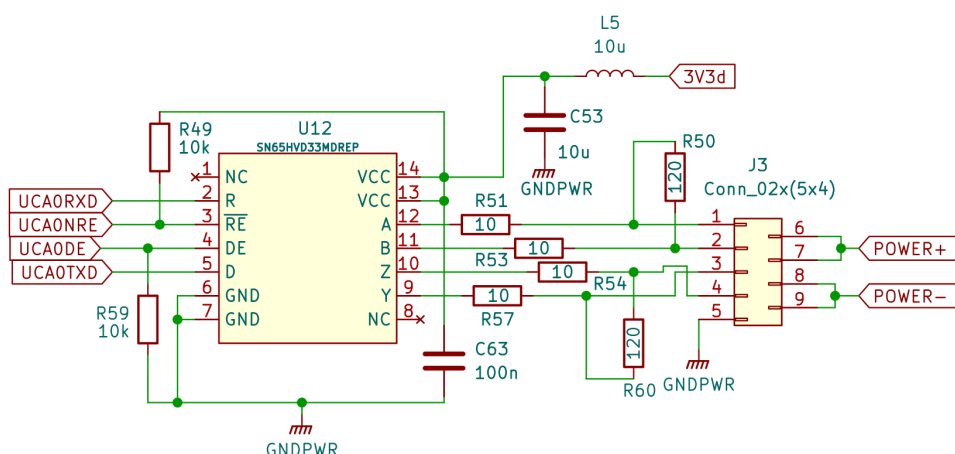


Obrázek 3.19: Referenční napětí pro AD převodník a měřicí kanál

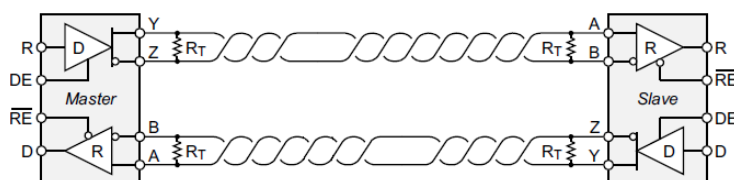
přenášená data převedou pomocí driveru SN65HVD33 na RS-422 komunikaci. Tento driver je kompatibilní také s rozhraním RS-485. Driver je napájen 3,3 V, jeho napájecí vstup je opatřen tlumivkou a blokovacími kondenzátory, a slouží jednak jako přijímač, jednak jako vysílač. Obě tyto části driveru lze nezávisle na sobě aktivovat a deaktivovat pomocí MCU. Přijímač se aktivuje pinem 3 a je aktivní v log. 0, proto je pin připojen pull-up rezistorem k napájecímu napětí, aby ve výchozím stavu byla na tomto pinu definována neaktivní napěťová úroveň. Naproti tomu vysílač se ovládá pinem 4 a je aktivní v log. 1, tudíž je ze stejného důvodu uzemněn pull-down rezistorem.

Piny 12 - A a 13 - B jsou vstupními piny přijímače, přičemž pin B je komplementární k pinu A. Obdobně piny 10 - Z a 11 - Y jsou výstupními piny vysílače a pin Z je komplementární k pinu Y. Při připojování těchto pinů driveru je stěžejní, aby piny obou zařízení byly spolu navzájem správně propojené, což znamená výstup jednoho zařízení na vstup druhého a opačně a zároveň negované piny musí být připojeny opět k negovaným pinům viz Obrázek 3.21.

Při návrhu zapojení driveru jsem vycházel z doporučeného zapojení, které je uvedené v jeho datasheetu [20]. Všechny čtyři piny vedoucí od driveru ke konektoru jsou opatřeny sériovými rezistory a obě vedení vstupní i výstupní jsou zakončena terminátory z důvodu potlačení odrazů na konci vedení. Na Obrázku 3.21 je naznačeno vnitřní uspořádání driveru, na kterém je patrná negace příslušných pinů. Zároveň je na něm nakresleno propojení driveru s druhým zařízením, přičemž se jedná o plně duplexní kanál.



Obrázek 3.20: Zapojení driveru pro RS-422 komunikaci



Obrázek 3.21: Vnitřní uspořádání driveru a jeho propojení s jiným zařízením [20]

3.1.6 Měření napětí a teploty

Pro správnou a spolehlivou funkci celého měřicího obvodu jsou kritická dvě napájecí napětí. První z nich je externí napájecí napětí, které je přivedeno na vstup DC/DC měniče, a druhé je na výstupu regulátoru, který stabilizuje napětí 5,5 V, z něhož je napájena excitace fluxgate senzoru. Není proveditelné, aby měřicí obvod mohl zajistit spolehlivost těchto dvou napětí, nicméně je možné průběžně monitorovat jejich velikost pomocí vnitřních AD převodníků mikrokontroléru.

Jelikož se rozpětí obou napětí pohybují nad maximálním možným, které lze na pin mikrokontroléru přivést, bylo nutné pomocí odporového děliče zajistit, aby na příslušných pinech bylo napětí o maximální hodnotě 3,3 V. Dle [11] je při napájecím napětí MCU 3,3 V možné přivést na jakýkoliv pin napětí o maximální hodnotě 3,6 V, jako bezpečnostní rezervu jsem tedy zvolil 0,3 V. Výpočet odporového děliče nejdříve uvedu pro měření externího napájení. Pro tento odporový dělič platí

$$U_{R_{37}} = U_1 \cdot \frac{R_{37}}{R_{34} + R_{37}}, \quad (3.13)$$

kde $U_{R_{37}}$ je napětí na vstupu interního AD převodníku MCU, kterému odpovídá pin 4 a U_1 je velikost externího napájecího napětí. Jak je uvedeno výše, při největší uvažované hodnotě napětí $U_1 = 50$ V (je bráno v potaz přepětí) musí být na pinu MCU napětí o velikosti 3,3 V. Tuto úvahu lze

zapsat jako

$$3,3 = 50 \cdot \frac{R_{37}}{R_{34} + R_{37}}. \quad (3.14)$$

Rovnici dále upravíme

$$0,066(R_{34} + R_{37}) = R_{37}, \quad (3.15)$$

$$\frac{R_{34}}{R_{37}} \doteq 14,15 \Rightarrow R_{34} = 510 \text{ k}\Omega, R_{37} = 36 \text{ k}\Omega. \quad (3.16)$$

Pro ověření správnosti výpočtu můžeme vypočtené hodnoty dosadit do rovnice 3.13

$$U_{R_{37}} = 50 \cdot \frac{510 \cdot 10^3}{510 \cdot 10^3 + 36 \cdot 10^3} \doteq 3,297 \text{ V}. \quad (3.17)$$

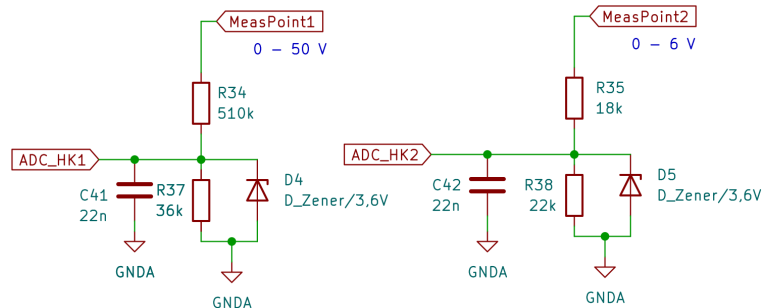
Obdobným způsobem jsem provedl výpočet i pro měření velikosti excitačního napětí

$$U_{R_{38}} = U_1 \cdot \frac{R_{38}}{R_{35} + R_{38}}, \quad (3.18)$$

kde jsem jako jeho maximální hodnotu zvolil s rezervou $U_1 = 6 \text{ V}$. Po dosazení hodnot jsem vypočítal následující poměr velikostí rezistorů

$$\frac{R_{35}}{R_{38}} \doteq 0,81 \Rightarrow R_{35} = 18 \text{ k}\Omega, R_{38} = 22 \text{ k}\Omega. \quad (3.19)$$

V obou případech měření byla paralelně k pinu mikrokontroléru zapojena také Zenerova dioda, aby omezila případné napěťové špičky.

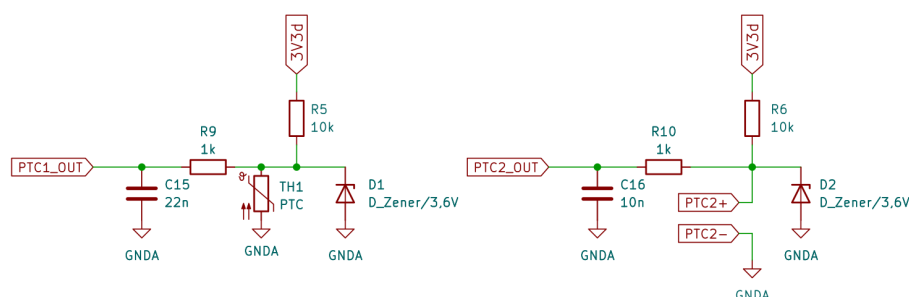


Obrázek 3.22: Měření napětí

Teplota je měřena jednak na samotné desce měřicího obvodu, jednak uvnitř fluxgate senzoru. Obě teploty jsou měřeny identickými PTC termistory TMP61-Q1, jejichž nominální odpor je $10 \text{ k}\Omega$ při teplotě $25 \text{ }^\circ\text{C}$. Rozsah měřitelných teplot se pohybuje v rozmezí $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ až $150 \text{ }^\circ\text{C}$. Vrchní odpor v děliči má, vzhledem k nominálnímu odporu termistoru a doporučení výrobce, velikost $10 \text{ k}\Omega$ [21]. Při teplotě $25 \text{ }^\circ\text{C}$ je tedy na termistoru úbytek napětí ideálně $1,65 \text{ V}$.

Teploty, respektive úbytky napětí na termistorech, jsou také měřeny interními AD převodníky mikrokontroléru. Proto jsou k oběma termistorům paralelně připojeny Zenerovy diody, stejně jako při měření napětí. Před termistorem je navíc připojen ochranný rezistor omezující proud, který je důležitý

zejména u obvodu, jenž měří teplotu senzoru. Protože, pokud by tam ochranný rezistor nebyl, byl by vstupní pin interního AD převodníku připojen přímo ke konektoru, což by v případě chyby v zapojení konektoru mohlo vést k jeho poškození.



Obrázek 3.23: Měření teploty

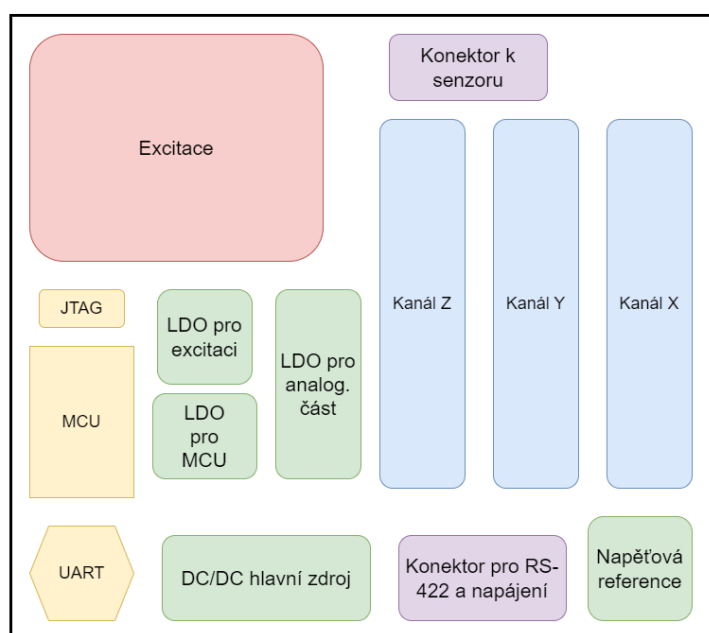
3.2 Návrh DPS

Hlavním faktorem při návrhu desky plošných spojů (DPS) byl požadavek, že se celý měřicí obvod musí umístit na desku standardu PC/104. PC/104 je standard v oblasti vestavěných počítačů, definuje rozměry desky, velikost a umístění montážních děr a také druh konektoru, pomocí kterého se desky propojují mezi sebou a stavějí na sebe do tzv. bloků. Deska, kterou jsem použil pro osazení součástek, se liší od standardu PC/104 pouze druhem použitých konektorů. Specifikace tohoto standardu je uvedena v dokumentu [22].

Vzhledem k celkovému počtu součástek a rozměrům desky jsem se rozhodl pro čtyřvrstvou desku, přičemž součástky budou osazeny na vrchní i spodní vrstvě. Druhá vrstva byla určena jako zemnicí a třetí vrstvou budou vést primárně napájecí cesty, cesty s referenčními napětími a také ostatní cesty, které nebylo možné realizovat ve vrchní či spodní vrstvě např. různá křížení apod.

Na Obrázku 3.24 je nakreslené blokové rozložení jednotlivých částí měřicího obvodu. Toto rozložení se vztahuje na vrchní i spodní vrstvu tzn., že část součástek daného bloku bude osazena na vrchní vrstvě a druhá část na opačné. Rozložení bylo navrženo tak, aby se obvod na desce rozdělil na analogovou část, která přijímá a zpracovává signál ze senzoru, na část napájení s procesorem a driverem pro komunikaci a na část, která slouží k excitaci jádra fluxgate. Poslední hlavní částí je napěťová reference, u které bylo nutné zajistit, aby byla co nejlépe izolovaná od ostatních obvodů.

Jelikož je navrženy obvod prototypem a je určený pro výzkumný projekt, tak jsem všechny součástky pájel ručně, včetně integrovaných obvodů. Některá pouzdra jako např. MCU nebo regulátory napětí mají termální pady, které slouží k odvedení tepla vytvořeného během provozu součástky, a bylo nutné



Obrázek 3.24: Rozložení jednotlivých částí obvodu na DPS

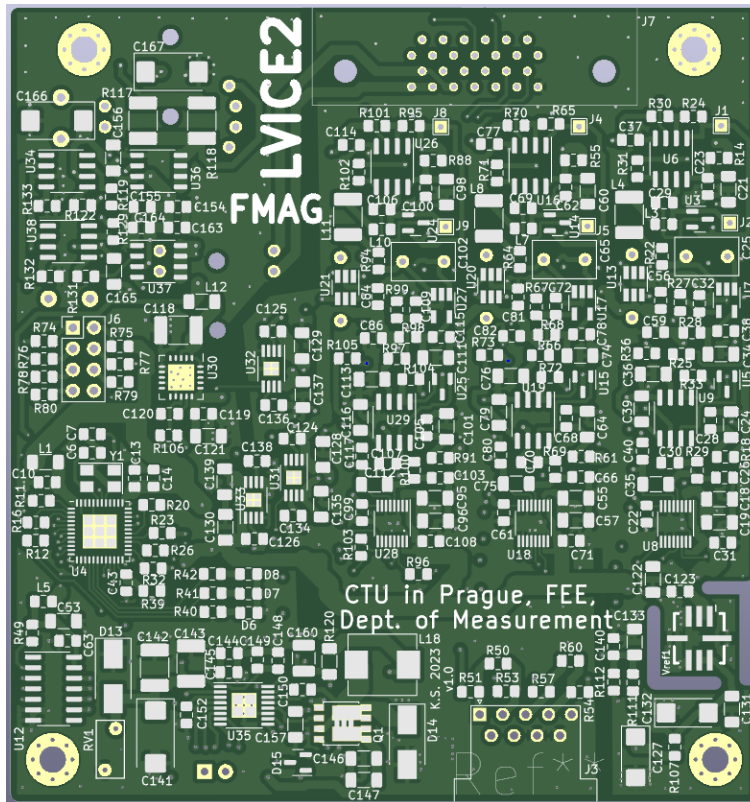
je připájet jako první na prázdnou DPS pomocí horkého vzduchu. Téměř všechny součástky jsou typu SMD o velikostech zejména 0603, 0805 a také 1206.

Při návrhu DPS jsem se řídil obecnými pravidly, několik hlavních uvedu v následujících větách. Blokovací kondenzátory jsem se snažil umístit co nejbližší k jednotlivým součástkám, ke kterým jsou připojené. Rychle se měnící signály např. SPI komunikace jsou vytvořené úzkými cestami o šířce 0,25 mm. Naopak rozvod napájecích napětí je tvořen co nejširšími cestami. V místech, kde to bylo možné, mají cesty šířku i 2,4 mm, aby při průchodech možných větších proudů nedocházelo k výkonovým ztrátám. Součástky jsou připojené k zemnímu potenciálu více než pouze jedním prokovením, aby bylo dosaženo co nejlepšího propojení. Na vrchní a spodní vrstvě je rozlitá zem propojena množstvím prokovení se zemnicí vrstvou. Tato technika přispívá ke snížení impedance a ke zkrácení zpětných smyček, což vede ke zlepšení elektromagnetické kompatibility (EMC).

■ 3.2.1 Vrchní vrstva

Na vrchní vrstvě DPS je osazena většina kritických součástek jako mikrokontrolér, AD převodníky, driver pro RS-422 komunikaci, napětová reference nebo DC/DC měnič. Při návrhu vrchní vrstvy jsem postupoval tak, že jsem návrh postupně vylepšoval, dokud jsem se nedostal do stavu, že se veškeré části obvodu vměstnaly na DPS. Tento problém se týkal především třech měřicích kanálů, protože jejich návrh jsem upravoval tak, aby jejich šířka ani délka

nebyla příliš velká a navíc bylo nutné je upravit do obdélníkového tvaru. Zároveň bylo při návrhu nutné zajistit, že budou splněny obecné zásady, které jsem zmiňoval výše. Tudíž např. blokové kondenzátory jsou osazeny na stejné vrstvě a co nejbližší odpovídající součástce a různé předřadné odpory nebo napětové děliče jsou na opačné vrstvě či ve větší vzdálenosti. U měřicích kanálů jsou většinou všechny součástky jednotlivých částí na stejné vrstvě. Po dokončení návrhu jsem po celé vrstvě vytvořil rozlitou zem, jejíž rozložení je totožné s druhou vrstvou.

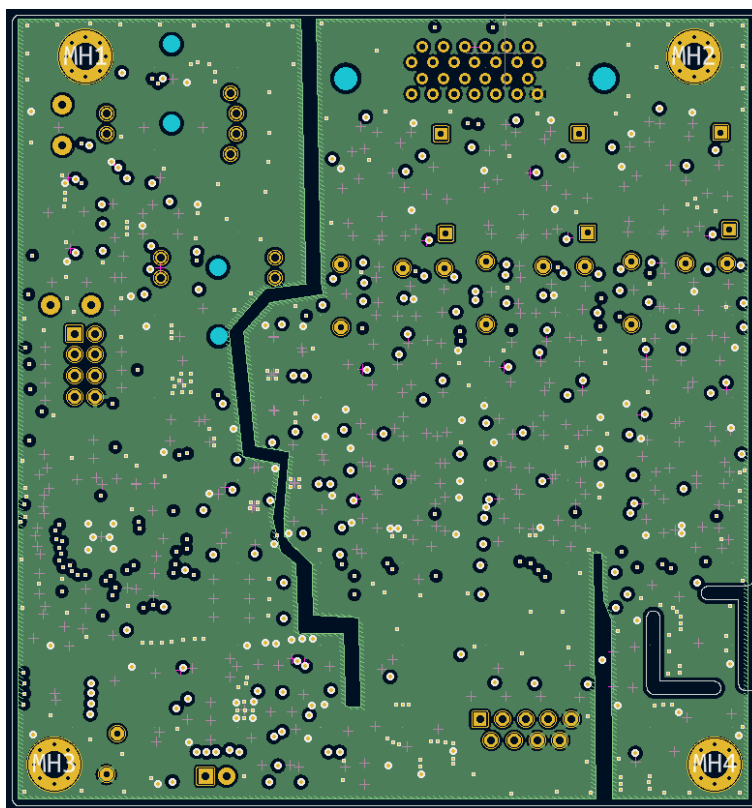


Obrázek 3.25: Vizualizace vrchní vrstvy DPS

3.2.2 Druhá vrstva

Druhá vrstva plní funkci uzemnění, které je tvořeno plochou rozlité země. Jak jsem již zmiňoval v předchozí kapitole, u napětové reference bylo nutné zajistit její dostatečné oddělení od ostatních obvodů. Tomu napomáhá jednak její umístění v rohu a zcela na opačné straně od excitačního obvodu, kde se vyskytují signály o vysokých frekvencích, jednak také výřez v rozlité zemi na této vrstvě viz Obrázek 3.26. Tento výřez slouží k tomu, aby zemní potenciál v blízkém okolí napětové reference nebyl rušen žádnými proudy z digitální části obvodu. V těsné blízkosti napětové reference se nacházejí ještě dva další výřezy ve tvaru písmena L. Jedná se ovšem o výřezy skrze celou tloušťku DPS, které vedou ke snížení mechanického namáhání součástky samotné.

Obdobně jako u napěťové reference, aby byly měřicí kanály během měření co nejméně rušeny a ovlivňovány, bylo nutné oddělit analogové a číslicové země. Zjednodušeně řečeno, napájecí a další impulsní proudy, které protékají číslicovou částí obvodu, nesmí procházet po uzemnění analogové části. Do analogové části, kterou výřez odděluje, patří kromě měřicích kanálů také regulátory, které zajišťují napájení součástek v těchto kanálech.



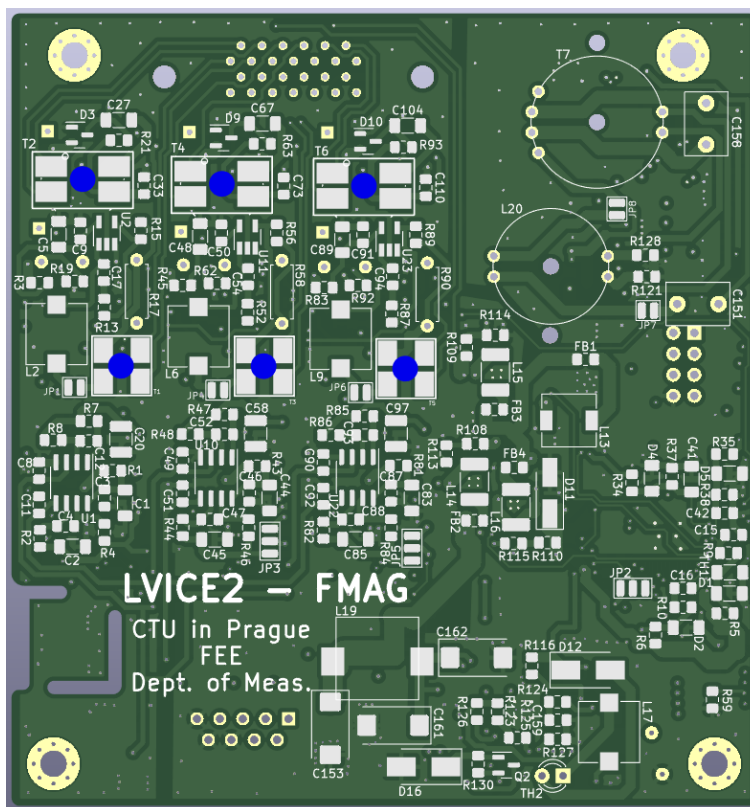
Obrázek 3.26: Druhá vrstva DPS s oblastmi rozlité země

3.2.3 Třetí vrstva

Prvotním záměrem bylo, aby třetí vrstva sloužila k rozvodu napájecího napětí, zejména v analogové části (2,5 V a 5,5 V), ale také například i u excitace (5,5 V). Nicméně s postupem času, kdy jsem propojoval součástky na vrchní a spodní vrstvě, bylo zřejmé, že se třetí vrstva využije i pro vedení cest, které jiným způsobem nebylo možné propojit, např. kvůli křížení s ostatními cestami nebo z důvodu nedostatku potřebného místa. Zmíněné komplikace platily zejména v blízkosti MCU a také v analogové části např. při vedení referenčního napětí.

3.2.4 Spodní vrstva

Poslední z vrstev DPS byla navrhována současně s vrchní vrstvou a nachází se zde část analogového obvodu, výstup H-můstku s transformátorem a tlumivkou, děliče napětí pro měření napětí a teploty mikrokontrolérem a součástky, jejichž umístění není pro funkci DC/DC měniče kritické. Opět stejně jako u vrstvy vrchní, po dokončení návrhu jsem po celé vrstvě vytvořil rozlitou zem, která kopíruje druhou vrstvu, a množstvím prokůvů jsem ji uzemnil. Vizualizaci si lze detailně prohlédnout na Obrázku 3.27.



Obrázek 3.27: Vizualizace spodní vrstvy DPS

Kapitola 4

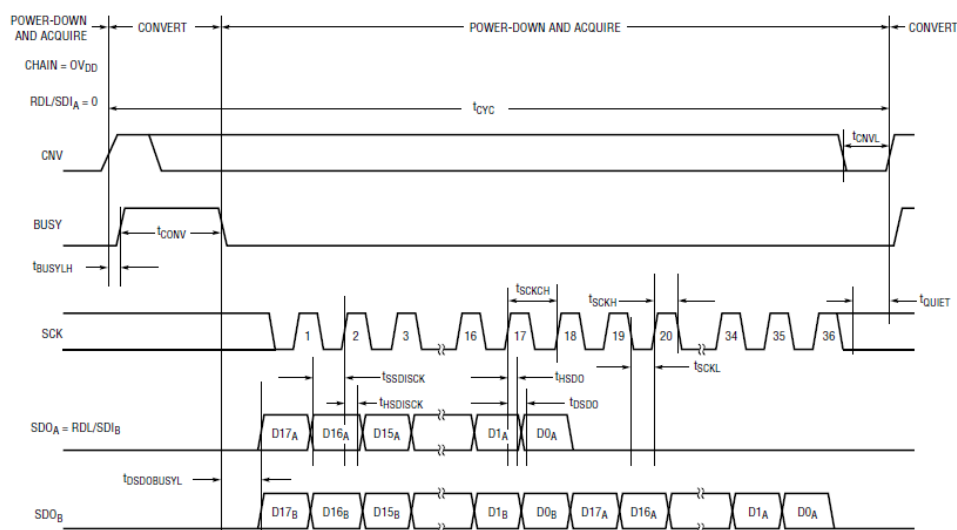
Firmware

Jedním z bodů zadání této práce bylo realizovat základní testovací firmware a to tak, aby bylo možné s tímto firmwarem změřit základní parametry magnetometru. Stěžejním bodem celého firmwaru je vyčítání naměřených dat z AD převodníků, konkrétně přes sériovou sběrnici SPI. V závislosti na rychlosti komunikace po této sběrnici byl odhadnut dostatečný počet vzorků za sekundu na hodnotu 250. Další funkcí firmwaru bylo měření napětí a teploty. Konkrétně měření velikosti externího napětí a napětí, které napájí excitaci. Teplota je měřena jednak přímo u fluxgate senzoru, jednak na DPS na spodní vrstvě v oblasti, kde se nachází část MCU. Všechny výše zmíněné hodnoty se přeposílají nadřazenému počítači.

4.1 Koncept programu

V první části této kapitoly nejdříve osvětlím, jakým způsobem funguje vyčítání dat z AD převodníků a v druhé části se zaměřím na měření napětí a teploty. V první řadě je nutné znát princip, jakým způsobem se ovládá konverze AD převodníků a jakým způsobem se z nich vybavují data. Všechny tyto informace uvádí výrobce ve svém datasheetu [19]. Základní princip měření AD převodníku je nastíněn v kapitole 3.1.4. Pro větší přehlednost uvádím na Obrázku 4.1 časový diagram jednotlivých signálů pro dvě zařízení zapojená v chain módu.

Jak je z časového diagramu patrné, konverze se spouští náběžnou hranou signálu CNV a její dokončení indikuje sestupná hrana signálu BUSY. Po určité době po této sestupné hraně jsou na datovém výstupu AD převodníku, který již komunikuje přímo s MCU - převodník B, připravena platná data. Bit D17_A je platný do první náběžné hrany hodinového signálu. Ačkoliv to z časového diagramu není patrné, nachází se v něm menší chyba. Na základě podrobnějšího popisu v datasheetu jsem zjistil, že data se mění při náběžné hraně hodin a měli by být čteny při jejich sestupné hraně. Po uplynutí 18 hodinových cyklů jsou na výstupu převodníku B již data z převodníku A. Pro kompletnost dodám, že klidový stav hodin je v log. 1. Výstupní data AD převodníků jsou ve formátu dvojkového doplňku.



Obrázek 4.1: Časový diagram zapojení v chain módu [19]

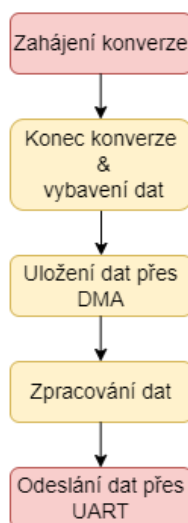
V momentě, kdy jsou data přijata mikrokontrolérem, je nutné je uložit, zpracovat a poslat dále přes UART takovým způsobem, který umožní co největší možnou frekvenci odběru dat. Na Obrázku 4.2 je nakreslen zjednodušený vývojový diagram tohoto procesu. Jakmile jsou data z AD převodníků přijata, dojde k jejich přenesení z adresy přijímacího registru, ve kterém se nacházejí, na adresu v oblasti RAM pomocí přímého přístupu do paměti (DMA) bez toho, aniž by byla touto operací zatěžována centrální procesorová jednotka (CPU). Po dokončení přenosu všech dat v rámci jednoho vzorku (celkem 56 bitů) nastává proces zpracování dat. Při tomto procesu se data převedou z dvojkového doplňku a jejich decimální zápis se převede na ASCII kód tak, aby data byla připravena na odeslání přes UART.

Měření teploty a napětí interním AD převodníkem mikrokontroléru není hlavní měřenou veličinou, a proto je přizpůsobeno vyčítání dat z externích převodníků. Interní AD převodník je implementován jako 12-ti bitový fungující na principu postupné aproximace (SAR) a umožňuje naměřit až 32 vzorků z nezávislých vstupních kanálů bez zásahu CPU. Vstupní kanály mohou být nakonfigurovány jako single-ended nebo jako diferenciální vstupy.

Jelikož má tento magnetometr sloužit jako senzor pro vesmírnou výzkumnou misi a všechna naměřená data posílá pouze nadřazenému počítači, tak z těchto důvodů není firmware ani samotný návrh měřicího obvodu vybaven žádnými prvky, které by interagovaly s uživatelem.

4.2 Inicializace

Před spuštěním hlavní smyčky programu je zapotřebí inicializovat veškeré periferie, které se následně při běhu programu využívají. Procesu inicializace je věnována právě tato kapitola. Prvním krokem inicializace je změna nastavení



Obrázek 4.2: Vývojový diagram procesu vyčítání dat z AD převodníků

frekvence digitálně řízeného oscilátoru (DCO), od jehož frekvence se odvíjí doba jednoho strojního cyklu CPU. Původní hodnota frekvence DCO byla 8 MHz. Abych dosáhl co největšího výkonu CPU zejména při zpracování dat, zvolil jsem nejvyšší možnou frekvenci DCO na 16 MHz, jeden strojní cyklus tedy trvá 62,5 ns.

Jako další v pořadí probíhá konfigurace sériových komunikačních rozhraní - SPI a UART. Nejprve se nastaví funkce příslušných pinů zapsáním hodnot dle [23] do registrů PxSEL0 a PxSEL1. U SPI komunikace se jako zdroj hodinového signálu zvolí hlavní hodiny pro subsystemy (SMCLK) a nastaví se předdělička na hodnotu 16, aby se frekvence SMCLK rovnala 1 MHz. Následně se zvolí, že MCU bude v režimu master a ostatní parametry se nastaví podle požadavků AD převodníků. Tedy klidová úroveň hodin se nastaví na log. 1, data jsou platná na sestupnou hranu a jako první se posílá nejvýznamnější bit (MSB).

Pro komunikaci mezi RS-422 driverem a počítačem používám převodník s galvanickým oddělením UC485 od firmy Papouch, jehož maximální přenosová rychlost je 480 kBd [24], tudíž jsem tuto rychlost nastavil i v MCU. Jako zdroj hodin pro UART jsem opět vybral SMCLK a do příslušných registrů jsem zapsal hodnoty dle Tabulky 30-5 v [23], kde se pro jednotlivé frekvence hodin a velikosti modulačních rychlostí udávají jejich doporučená nastavení.

Po konfiguraci komunikačních rozhraní následuje nastavení vstupních a výstupních pinů mikrokontroléru např. pro řízení konverze AD převodníků. U vstupních pinů se dále nastavuje pull-up/pull-down rezistor a v případě potřeby i to, zda mají vyvolat přerušování při náběžné nebo sestupné hraně signálu.

Dalším důležitým prvkem, který se inicializuje jsou dva časovače TB0 a TA0.

Nejdříve se příslušné piny nastaví jako výstupní a následně se k nim přiřadí jednotlivé capture/compare registry. Oba časovače jsou v „compare“ režimu. Časovač TB0 generuje dva PWM signály pro excitaci jádra fluxgate senzoru s tzv. „dead time“ dobou. Tento časovač čítá v režimu nahoru a dolů (up-down) a jeho mezní hodnota je nastavena tak, aby frekvence generovaných signálů byla $f = 16,6$ kHz. Řídící registry příslušných capture/compare registrů jsou nastavené do módů, které jsou dle [23] výhodné právě pro řízení H-můstku.

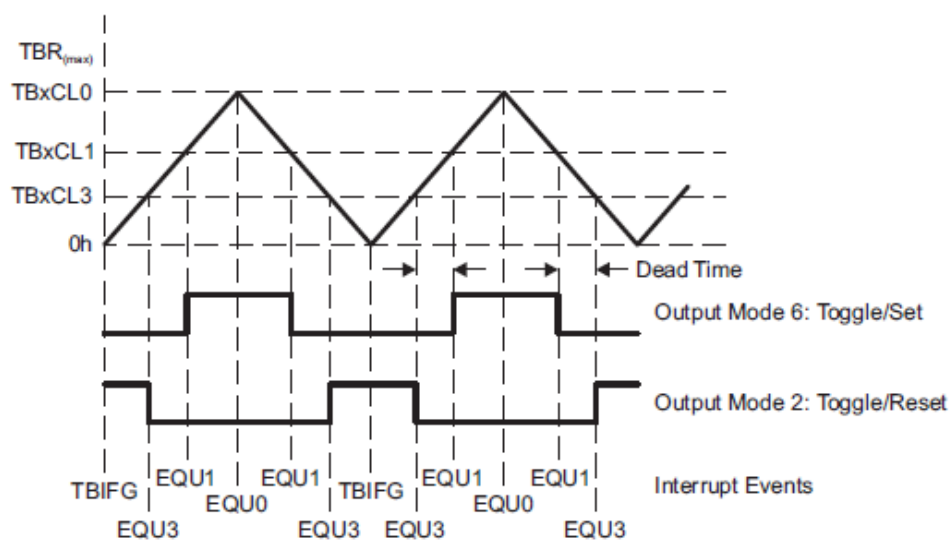
Doba, při které jsou oba signály v log. 0 při změně jednoho z nich, byla navržena na dva impulsy časovače tedy $t_{\text{dead}} = 125$ ns. Pro tuto dobu platí vztah

$$t_{\text{dead}} = \frac{1}{f_{\text{CLK}}} \cdot (\text{TB0CCR4} - \text{TB0CCR5}), \quad (4.1)$$

kde $f_{\text{CLK}} = 16$ MHz je frekvence čítání časovače a TB0CCR4 a TB0CCR5 jsou hodnoty capture/compare registrů 4 a 5. Pro dané hodnoty tedy můžeme psát

$$\text{TB0CCR4} - \text{TB0CCR5} = 2. \quad (4.2)$$

Hodnoty registrů TB0CCR4 a TB0CCR5 byly nastaveny tak, aby splňovaly výše zmíněnou rovnici a zároveň, aby oba signály měli stejnou velikou střihu. Princip funkce časovače TB0 je znázorněn na Obrázku 4.3.



Obrázek 4.3: Časovač v režimu up-down [23]

Časovač TA0 generuje PWM signál pro synchronní detektor a tudíž jeho frekvence musí být dvakrát větší než frekvence signálů budící H-můstek. Tento časovač čítá opět v up-down režimu a počáteční nastavení fáze generovaných signálů je takové, že náběžná hrana signálu pro synchronní detekci se nachází v polovině dead-time doby signálů řídicích H-müstek.

V dalším kroku jsou aktivovány vstupní a výstupní piny MCU, které jsou po zapnutí napájení uzamknuty ve stavu vysoké impedance. Následně se aktivuje přerušení na pinu P4.5, ke kterému je připojen signál BUSY z AD

převodníku. Přerušeni se aktivuje také pro rozhraní SPI, přičemž přerušeni se vyvolá při příjmu dat do přijímacího bufferu.

Následně se provádí inicializace proměnných, které jsou potřebné např. při DMA přenosu dat pro alokaci místa v paměti, při zpracování dat, pro uložení ASCII znaků atd. Nyní se zaměřím na nastavení DMA přenosu, nejprve se zadá zdrojová adresa odkud se data budou přenášet. Tato adresa odpovídá adrese přijímacího bufferu rozhraní SPI a poté se určí cílová adresa. K uložení dat do paměti slouží pole o velikosti sedmi bajtů, přičemž jako cílová adresa slouží adresa prvního bajtu tohoto pole. Dalšími nastavovanými parametry jsou počet přenášených bajtů za jeden datový přenos - 7, režim opakovaného přenosu jednoho bloku dat, zdrojová adresa zůstává konstantní a cílová adresa se během přenosu inkrementuje. Data se během přenosu přenášejí po jednom bajtu a také je zakázáno spouštět DMA přenos během operací čtení, úpravy nebo zápisu CPU do paměti.

Dále se inicializuje interní AD převodník mikrokontroléru. Nejprve se povolí vícenásobné vzorkování a konverze, poté se vybere zdroj hodinového signálu a velikost děličky tak, že je AD převodník řízen hodinami s frekvencí 2 MHz. Zároveň se také nastaví mód měření na sekvenční měření více kanálů, rozlišení převodníku je nastaveno na 12 bitů a jako reference je implicitně nastaveno pro oba kanály napětí AVCC. Nakonec se k registrům, které uchovávají výsledek konverze, přiřadí jednotlivé vstupní kanály, které představují fyzické piny mikrokontroléru a povolí se přerušeni při dokončení konverze.

Posledním krokem inicializace je zapnutí regulátorů napětí, které napájejí integrované obvody 2,5 V a 5,5 V a také zapnutí regulátoru, který zajišťuje napájení excitace. Poté jsou aktivovány časovače, zároveň dochází k jejich vynulování a k nastavení aktuální hodnoty časovače TB0 tak, aby byla zajištěna požadovaná fáze mezi generovanými signály. Nakonec se spouští konverze interního AD převodníku.

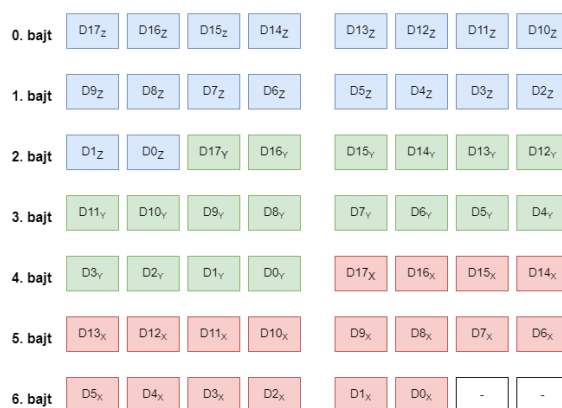
■ 4.3 Hlavní program

Po fázi inicializace se program dostává do své hlavní části, která je tvořena hlavní smyčkou a přerušeni. Obě části popíší v následujících kapitolách.

■ 4.3.1 Hlavní smyčka

Hlavní smyčka je tvořena nekonečným while cyklem. Pokud není nastaven příznak, který odpovídá dokončení DMA přenosu, program nevykonává žádnou akci. V opačném případě začíná procedura zpracování dat. MCU dokáže generovat hodinový signál na SPI sběrnici pouze o konstantní délce osmi pulzů, tudíž některé bajty obsahují data ze dvou AD převodníků tak, jak je to zobrazeno na Obrázku 4.4. Proto se přijatá data musí nejprve rozdělit na tři proměnné, aby bylo možné s nimi dále pracovat. Toto rozdělení je realizováno pomocí operací logických posunů a bitového součinu.

Pro názornost popíši oddělení dat z AD převodníku pro kanál X, tedy bity $D17_X$ až $D0_X$. Nejprve se provede operace bitového součinu čtvrtého bajtu s bajtem $0x0f$, díky čemuž se vynulují první čtyři bity, které pochází z AD převodníku pro kanál Y, a poté se výsledek posune vlevo o 14 bitů. Pátý bajt se celý posune vlevo o šest bitů. Poslední, šestý bajt se posune vpravo o dva bity, což odstraní poslední dva bity, které nepatří mezi vyčítaná data. Tím se vytvoří souvislý blok dat 18-ti bitů, respektive tři bloky dat, každý o velikosti 18 bitů, které je nutné převést ze dvojkového doplňku, ve kterém jsou z AD převodníků vyčítána.



Obrázek 4.4: Uložení dat z AD převodníků v paměti

Převod dat z dvojkového doplňku se provádí následovně. Pokud je nejvyšší bit rovný nule, neprovádí se žádná akce, protože zápis kladných čísel ve dvojkovém doplňku je totožný s klasickým zápisem. Naopak v případě, že je nejvyšší bit roven jedné, jedná se o záporné číslo, u kterého se nejdříve znegují všechny jeho bity. Jelikož jsou data 18-ti bitová a do paměti se ukládají v proměnné o velikosti 32 bitů, je nutné vynulovat všech dvaadvacet nejvyšších bitů, což se opět provede bitovým vynásobením znegovaného čísla a čísla $0x3ffff$. Nakonec se k výsledku bitového součinu přičte jednička a číslo se zapíše jako záporné.

Poslední operací před posláním dat přes UART je převod dat z hexadecimálního zápisu v paměti na ASCII. Nejprve jsem pro tuto úlohu chtěl využít klasickou knihovni funkci `sprintf()`, bohužel tato funkce byla velmi časově náročná a neumožňovala dosáhnout dostatečně velké frekvence odběru dat. Proto jsem se rozhodl vytvořit vlastní funkci pro tento převod, při kterém jsem se chtěl vyhnout operacím dělení a modulo, které jsou obecně pro CPU výpočetně náročné. Proto se převod uskutečňuje metodou postupného odečítání.

Rozsah čísel, které je možné zapsat ve dvojkovém doplňku se určí jako $\langle -2^{N-1}; 2^{N-1} - 1 \rangle$, kde N je počet bitů, tedy pro 18 bitů je rozsah čísel roven $\langle -131\ 072; 131\ 071 \rangle$. Metoda funguje tak, že se od převáděného čísla odečítá nejprve číslo 100 000 a to tolikrát, než bude výsledek rozdílu záporný. V tom momentě dojde ke zrušení posledního odečtení opětovným přičtením čísla 100

000 a počet odečtení než došlo ke změně znaménka převáděného čísla určí první číslici dekadického výsledku. K počtu odečtení se následně přičte číslo 0x30, protože znaky „0“ až „9“ mají v ASCII kódy 0x30 až 0x39. Následně se od zbytku převáděného čísla odečítají stejným postupem desetitisíce, tisíce atd. až z převáděného čísla zbudou pouze jednotky. Na konci této operace jsou v paměti uloženy ASCII kódy všech číslic převáděného čísla, které se mohou jeden po druhém zapsat do vysílacího bufferu rozhraní UART. Pokud je převáděné číslo záporné, uloží se do paměti nejprve ASCII kód pro znak „-“, převáděnému číslu se změní znaménko a poté se převede stejným způsobem jako čísla kladná.

Po odeslání dat vyčtených z externích AD převodníků se v případě, že je dokončena konverze dat, posílají i data z interního AD převodníku. Na základě jeho inicializace se výstupní slova uložená v registrech převádí na velikost napětí jako

$$U_m = (\text{data} \cdot U_{AVCC})/2^{12}, \quad (4.3)$$

kde U_{AVCC} je referenční napětí o velikosti zhruba 3,28 V a dělení počtem úrovní převodníku je realizováno jako logický posun doprava o 12 bitů.

Z odkazu v datasheetu [21] jsem získal naměřené hodnoty teploty a odporu termistoru v celém měřicím rozsahu. Uvedené hodnoty odporu jsem převedl na úbytky napětí a ty následně na výstupní data z AD převodníku. Data z převodníku a hodnoty teploty jsem proložil lineární regresní funkcí, která dosahuje po celém rozsahu průměrné odchylky přibližně 1 %. Předpis lineární funkce poté používám pro výpočet naměřené teploty, která se stejně jako všechny naměřené hodnoty před výpisem převede na ASCII.

Data jsou přes UART přenášena v tzv. blokujícím režimu, což znamená, že při zápisu dat do vysílacího bufferu se čeká dokud není prázdný. CPU je tedy blokována čekáním na uvolnění tohoto bufferu. V momentě, kdy dojde k odeslání všech dat, se proto může vyvolat nová konverze AD převodníků, aniž by hrozila ztráta posledních dat jejich přepsáním daty novými.

■ 4.3.2 Přerušování

Přerušování je asynchronní událost, při jejímž příchodu je přerušena činnost CPU, je vyvolána obsluha přerušování, a poté činnost CPU pokračuje na místě, kde bylo přerušování vyvoláno [25]. V mém programu využívám přerušování při dokončení konverze AD převodníků v měřicích kanálech a interního AD převodníku, při příchodu dat po SPI rozhraní a při dokončení DMA přenosu dat.

Dokončení konverze AD převodníků v měřicích kanálech signalizuje sestupná hrana signálu BUSY na pinu P4.5, která vyvolá přerušování. V obsluze tohoto přerušování se deaktivuje signál CNV na pinu P3.7, který spouští konverzi a zároveň se aktivují hodiny na SPI, respektive se vygeneruje prvních osm hodinových pulzů zapsáním dat, jejichž obsah je irelevantní, do vysílacího bufferu.

Další událostí, která vyvolá přerušení, je příchod dat do přijímacího bufferu SPI. Pokud se z AD převodníků již nevyčetla všechna data, opět se aktivuje hodinový signál o osmi pulzech. Zároveň se ihned zahájí DMA přenos přijatých dat.

Po dokončení DMA přenosu, tedy po přenosu všech sedmi bajtů s přijatými daty, se v obsluze přerušení pouze aktivuje příznak, který udává, že je DMA přenos dokončen. Stav tohoto příznaku je kontrolován v hlavní smyčce a spouští zpracování přijatých dat.

Poslední událostí vyvolávající přerušení je dokončení konverze interního AD převodníku mikrokontroléru. Při obsluze tohoto přerušení se pouze vyčítají výsledky konverzí z jednotlivých registrů a nastaví se příznak o dokončení tohoto procesu.

Kapitola 5

Realizace

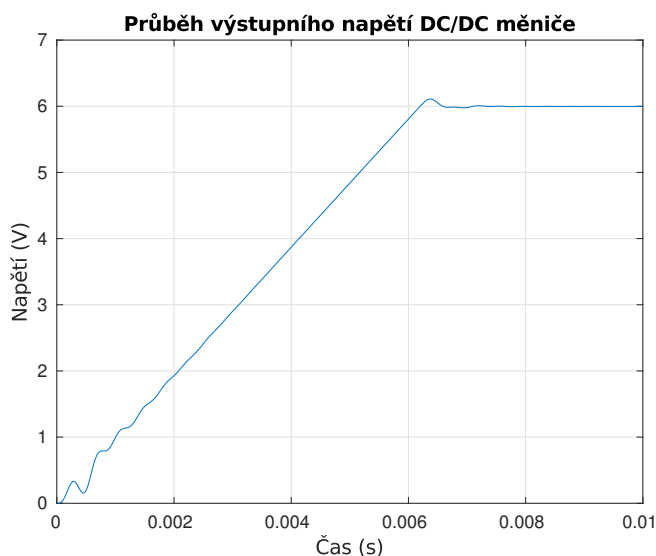
Jakmile byla DPS vyhotovena externí firmou, začal jsem s jejím postupným osazováním a oživováním. Následně po osazení desky přišlo na řadu testování firmwaru a seřízení měřicího obvodu, aby bylo možné naměřit základní parametry prototypu navrhovaného magnetometru.

5.1 Hardware

Osazování součástek na DPS začalo tak, abych mohl postupně oživovat jednotlivé části měřicího obvodu. Proto jsem nejprve začal s osazováním DC/DC měniče. Bohužel hned tuto první část se mi nejprve nepodařilo oživit. Na výstupu měniče bylo napětí o velikosti zhruba 2 - 3 V v závislosti na vstupním napětí, místo původního napětí 6 V, pro které byl měřicí obvod navrhnut. Korektnost zapojení navrženého obvodu DC/DC měniče byla ověřena v simulačním softwaru analogových elektrických obvodů LTSpice od firmy Analog Devices, která je výrobcem i samotného integrovaného obvodu měniče LT3845A. Při simulaci byla na výstup obvodu připojena zátěž o velikosti 33 Ω . Jak je patrné z Obrázku 5.1 simulace potvrdila, že návrh zapojení obvodu DC/DC měniče je korektní. Samotné schéma zapojení v LTSpice je zachyceno na Obrázku B.1 v Příloze B.

V dalším kroku jsem pokračoval s osazováním obvodů regulátorů napětí, mikrokontroléru a napěťové reference. Aby byl obvod DC/DC měniče izolován od zbytku měřicího obvodu, tak výstupní tlumivka L_{19} (viz Obrázek 3.6) nebyla osazena a napájení o velikosti 6 V bylo zajištěno laboratorním zdrojem. Poté co došlo k úspěšnému oživení mikrokontroléru, všech regulátorů i napěťové reference zbývalo osadit obvod excitace a nakonec i analogovou část.

Nakonec jsem se ještě vrátil k nefunkčnímu DC/DC měniči a po konzultacích s vedoucím jsem se zaměřil na pin číslo 5 - V_{FB} , který je prostřednictvím napěťového děliče připojen k výstupnímu napětí a zajišťuje tak zpětnou vazbu. Ukázalo se, že tento pin je velmi citlivý vůči rušení, a tak jsem se pokusil zvýšit jeho impedanci snížením hodnot rezistorů v děliči. Velikost rezistoru



Obrázek 5.1: Časový průběh simulace obvodu DC/DC měniče v LTspice

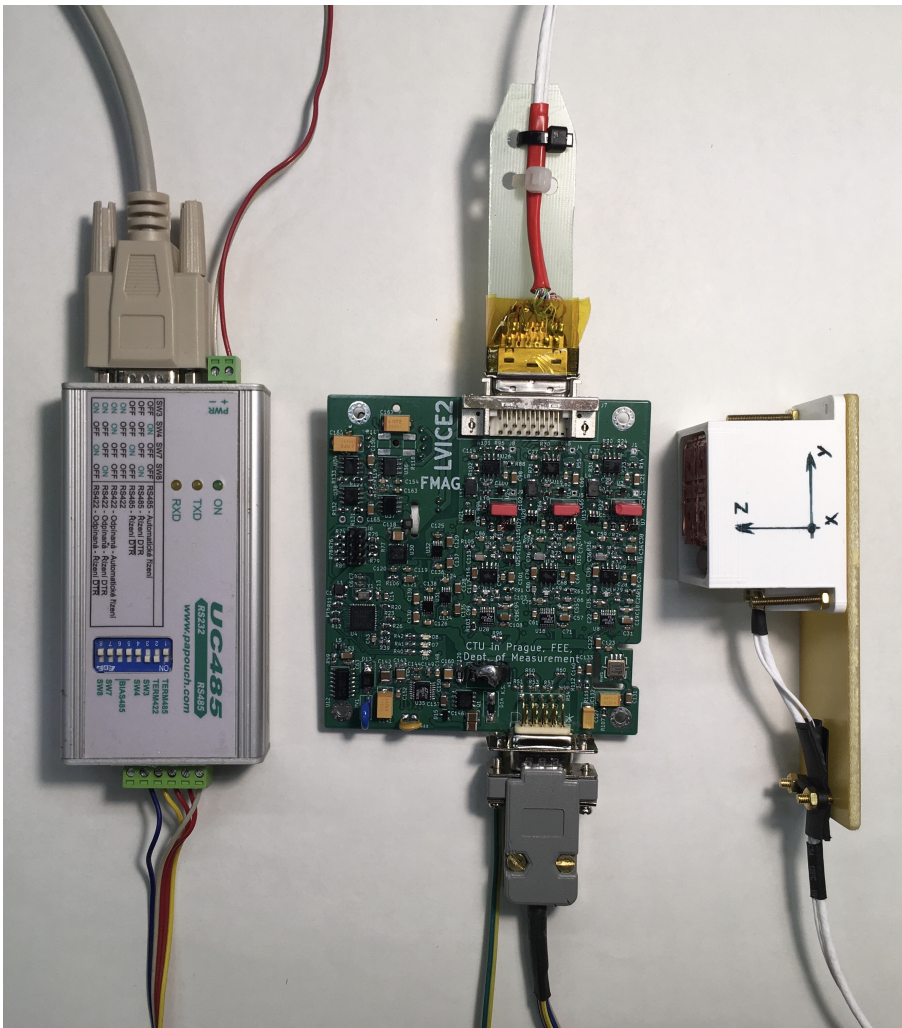
R_{123} byla změněna na $1,2 \text{ k}\Omega$ a hodnota rezistoru R_{126} na $4,7 \text{ k}\Omega$. Takto upravený obvod již fungoval korektně, v rozsahu vstupního napětí $7,5 \text{ V} - 32 \text{ V}$ bylo na jeho výstupu $6,12 \text{ V}$. Nicméně, i přesto zůstal obvod DC/DC měniče izolován a napájení měřicího obvodu nadále zajišťoval laboratorní zdroj.

Na Obrázku 5.2 je vyfocena osazená vrchní strana desky měřicího obvodu spolu s fluxgate senzorem a převodníkem sériové komunikace RS-232 na RS-422. Všechny tyto tři součásti tvoří výsledný tříosý vektorový fluxgate magnetometr, který je schopen vyčítaná data odesílat do počítače. Pro úplnost je na Obrázku 5.3 zachycena spodní strana desky měřicího obvodu.

5.2 Firmware

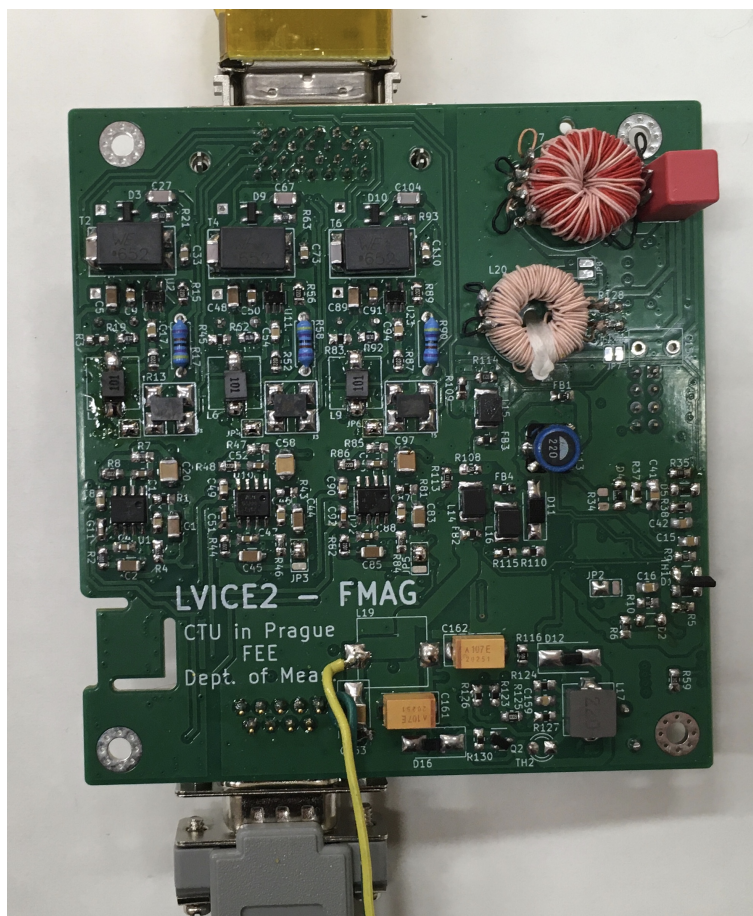
Po kompletním osazení DPS přišlo na řadu testování firmwaru, který jsem testoval po jednotlivých částech. Nejprve jsem ověřil funkčnost obou časovačů, které generují jednak PWM signály pro excitaci jádra fluxgate, jednak PWM signál pro synchronní detekci. Pomocí osciloskopu jsem také doladil nastavení fáze mezi synchronní detekcí a excitací tak, aby se náběžná hrana signálu pro synchronní detekci nacházela v oblasti, kde jsou oba signály zajišťující excitaci v log. 0 (tzv. „dead time“ doba).

Jako další v pořadí bylo zprovoznění komunikace mikrokontroléru s RS-422 driverem a poté zprovoznění komunikace mezi driverem a převodníkem UC485, který byl již připojen přes USB k počítači. Jakmile byla zprovozněna komunikace mezi MCU a počítačem, bylo otestováno vyčítání dat z AD převodníků. Nejpodstatnější částí bylo zajištění, co nejvyšší frekvence odběru dat.

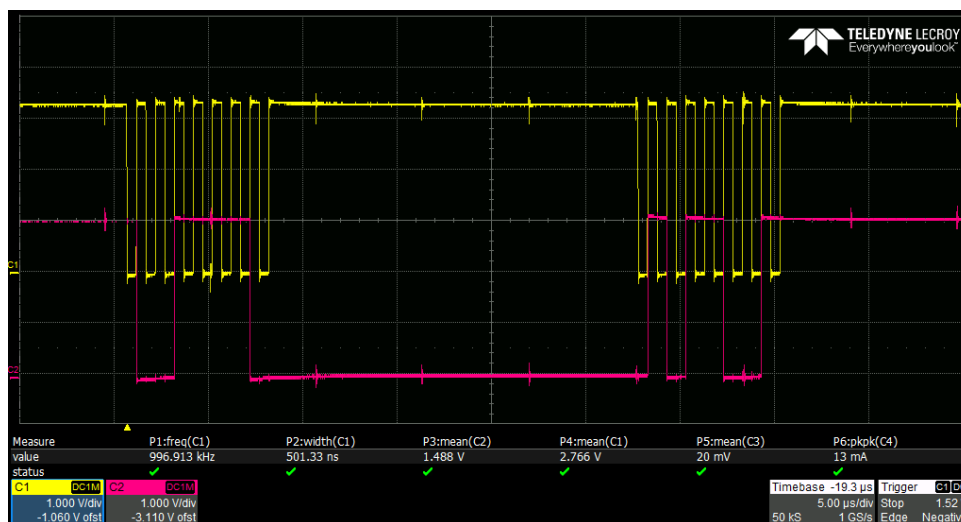


Obrázek 5.2: Převodník sériové komunikace RS-232 na RS-422, osazená DPS měřicího obvodu a fluxgate senzor

Jak jsem již zmiňoval v předchozí kapitole 4, úkolem bylo docílit odběru alespoň 250 vzorků za sekundu. Nicméně, zde jsem narážel na omezení, které bylo dáno dobou vykonání převodu dat z hexadecimálního tvaru na ASCII, a zabíralo podstatnou část času mezi odběrem dvou vzorků dat z AD převodníků. Jelikož rozdělení a následný převod přijatých dat z dvojkového doplňku zabíral minimum času oproti převodu dat na ASCII, snažil jsem se vyzkoušet různé způsoby tohoto převodu. Přesto se mi nepodařilo nalézt rychlejší způsob převodu než byla metoda postupného odečítání. Nakonec jsem k původnímu firmwaru přidal průměrování ze 4 vzorků dat, přičemž až výsledek tohoto průměrování je odeslán. S takovouto výslednou podobou firmwaru jsem dosahoval frekvence odběru zhruba 230 vzorků dat z AD převodníků za sekundu. Na Obrázku 5.4 je vykreslen průběh komunikace po SPI při ladění firmwaru.



Obrázek 5.3: Osazená spodní strana DPS



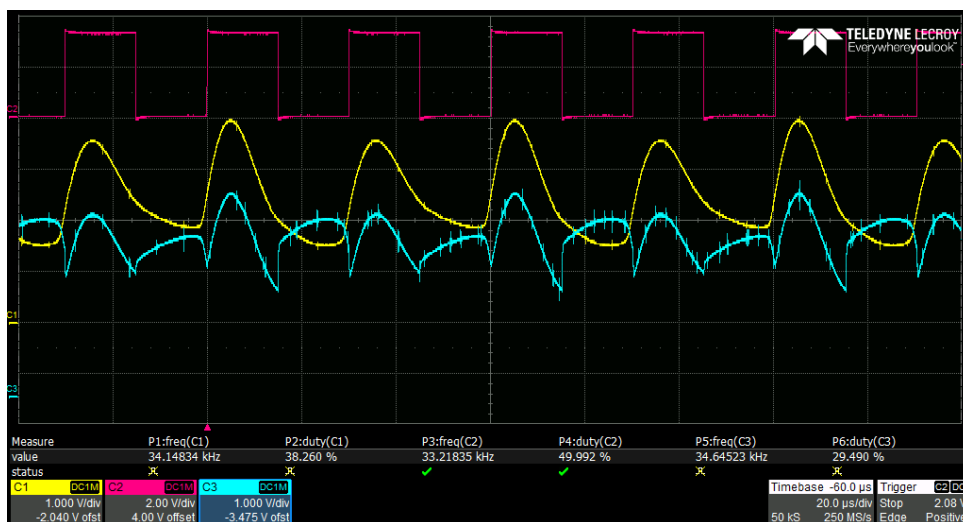
Obrázek 5.4: Vychítání dat z AD převodníků přes SPI - hodinový signál (žlutá) a vyčítaná data (červená)

5.3 Seřízení měřicího obvodu

Po osazení DPS a ověření funkčnosti firmwaru jsem pokračoval stěžejním úkolem, kterým bylo správné nastavení měřicího obvodu a to konkrétně nastavení fáze signálu synchronní detekce vůči signálu na výstupu neinvertujícího zesilovače, který se nachází na počátku měřicího kanálu.

Nejprve došlo k upravení zesílení tohoto zesilovače na hodnotu 5,7 ve všech měřicích kanálech, výměnou rezistorů o velikosti 1 k Ω za původní rezistory o hodnotě 180 Ω . Také všechny tři jumpery, které se nacházejí v obvodech U-I převodníků, zůstaly rozpojené, aby nebyla uzavřena zpětná vazba. Poté jsem ještě na vstup každého měřicího kanálu paralelně zapojil ladící kondenzátory o velikosti 100 nF, které měli být původně zapojené přímo u senzoru, ale nepodařilo se je tam vměstnat.

S takto upraveným měřicím obvodem jsem empiricky nastavil fázi signálu synchronní detekce tak, aby se půlperioda, ve které je signál v log. 1, co nejvíce překrývala s částí zesíleného signálu, která se nachází nad referenčním napětím 2,5 V. Výsledné nastavení fáze je zachyceno na Obrázku 5.5.



Obrázek 5.5: Nastavení fáze signálu synchronní detekce (červená) vůči signálu na výstupu neinvertujícího zesilovače (žlutá), třetí průběh (modrá) vykresluje výstup synchronního detektoru

V další fázi jsem již propojil jumpery v obvodech U-I převodníků, které budí kompenzační cívky. U kompenzačních cívek bylo nutné ověřit, zda jsou zapojené vůči snímacím cívkám v záporné zpětné vazbě či nikoliv. Pokud by byly zapojené do kladné zpětné vazby, výstupy integrátorů by se nacházely v saturaci. Nakonec se potvrdilo, že kompenzační cívky jsou zapojeny v záporné zpětné vazbě a tudíž již nebylo potřeba dále upravovat fázi signálů tak, aby se invertovala opačná půlplna zesíleného signálu na výstupu neinvertujícího zesilovače.

5.4 Měření základních parametrů

Posledním úkolem v zadání této práce bylo naměření základních parametrů vytvořeného prototypu magnetometru. Rozhodl jsem se naměřit linearitu magnetometru v rozsahu ± 600 nT a také jeho šum, respektive spektrální hustotu šumu. Po oživení měřicího obvodu a jeho nastavení, díky kterému jsou data ze senzoru korektně zpracovávána, jsem ponechal zesílení vstupního neinvertujícího zesilovače na hodnotě 5,7 a provedl jsem měření. Následně jsem změnil zesílení vstupního zesilovače zpět na hodnotu zhruba 27 a měření bylo opakováno. Níže uvedené výsledky se vztahují k zesílení vstupního zesilovače o hodnotě 27, protože dosahovaly podstatně lepších výsledků, zejména při měření linearitu.

5.4.1 Měření linearitu

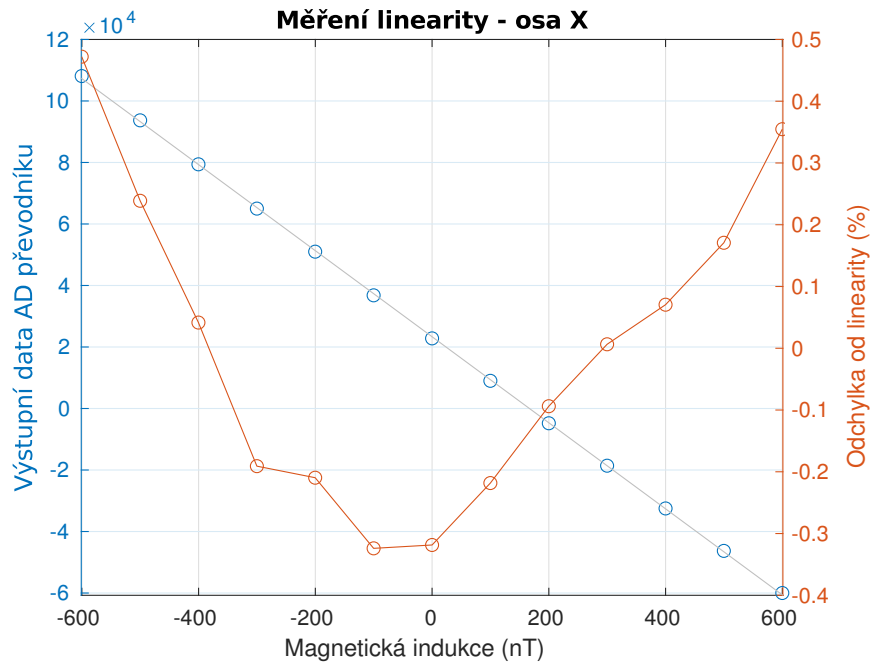
Měření linearitu probíhalo v laboratoři skupiny MAGLAB, uvnitř Helmholtzových cívek. Toto zařízení, které pracuje se zpětnou vazbou od magnetometru umístěného uvnitř cívek, je schopné generovat libovolný vektor magnetického pole a zároveň vyrušit vliv vnějšího magnetického pole, v tomto případě magnetického pole Země. To je při měření se zkonstruovaným senzorem nutností, protože velikost magnetického pole Země by ho přivedla do saturace.

Jak jsem již zmiňoval, linearita byla měřena v rozsahu ± 600 nT a měření bylo prováděno po 100 nT. Naměřené body byly následně proloženy přímkou pomocí metody nejmenších čtverců a ze zjištěných hodnot směrnice přímky a jejího offsetu byly vypočítány odchylky od linearitu vůči měřenému rozsahu.

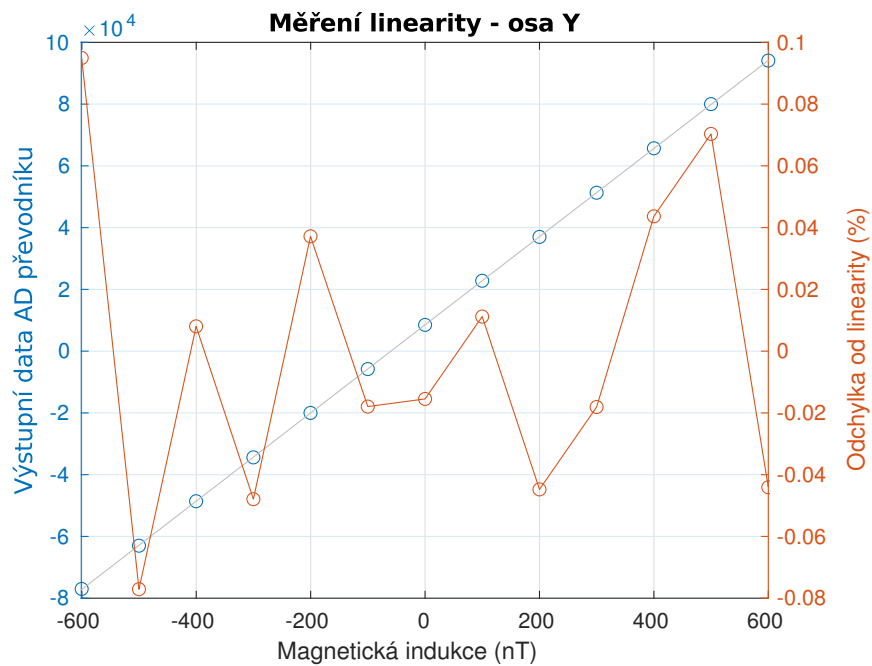
Jak je patrné z Obrázků 5.6 - 5.8 linearita osy x je značně horší na rozdíl od ostatních dvou os, v nejhorsím případě až o 0,4 %, neboť linearita této osy je v rozmezí -0,35 % až 0,5 %. Za povšimnutí také stojí tvar křivky, která propojuje odchylky od linearitu v jednotlivých bodech. Její tvar se podobá parabole s vrcholem zhruba v polovině měřeného rozsahu. Naopak křivky odchylek u ostatních dvou os y a z mají celkem podobný tvar a obě tyto osy dosahují linearitu zhruba $\pm 0,1$ % z měřeného rozsahu.

5.4.2 Měření šumu

Měření šumu probíhalo ve speciální nádobě, jejíž magnetické stínění ruší téměř dokonale vliv magnetického pole Země, po dobu 30 minut. Po měření linearitu jsem měl k dispozici u všech os směrnici lineární regrese a měření šumu sloužilo také k získání velikosti offsetu magnetometru. Pomocí těchto parametrů jsem byl schopen převést výstupní data AD převodníků na konkrétní měřenou fyzikální veličinu, kterou je magnetická indukce B . Proto jsem mohl přistoupit k výpočtu spektrální hustoty šumu z naměřených dat pomocí skriptu, který mi poskytl vedoucí práce. Ze spektrální hustoty je pro magnetometry nejvíce užitečná hodnota na frekvenci 1 Hz. Velikost šumu při



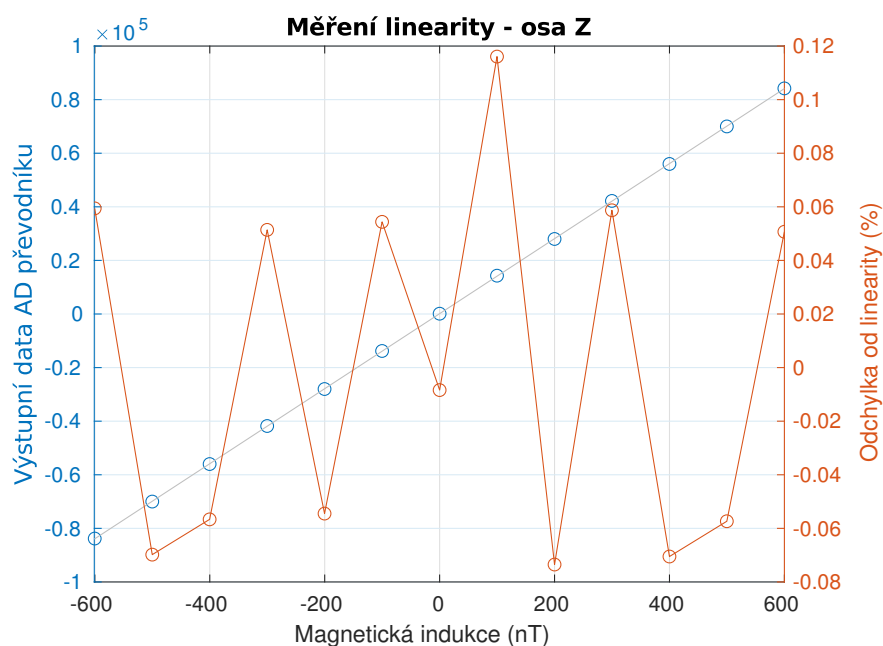
Obrázek 5.6: Měření linearity - osa X



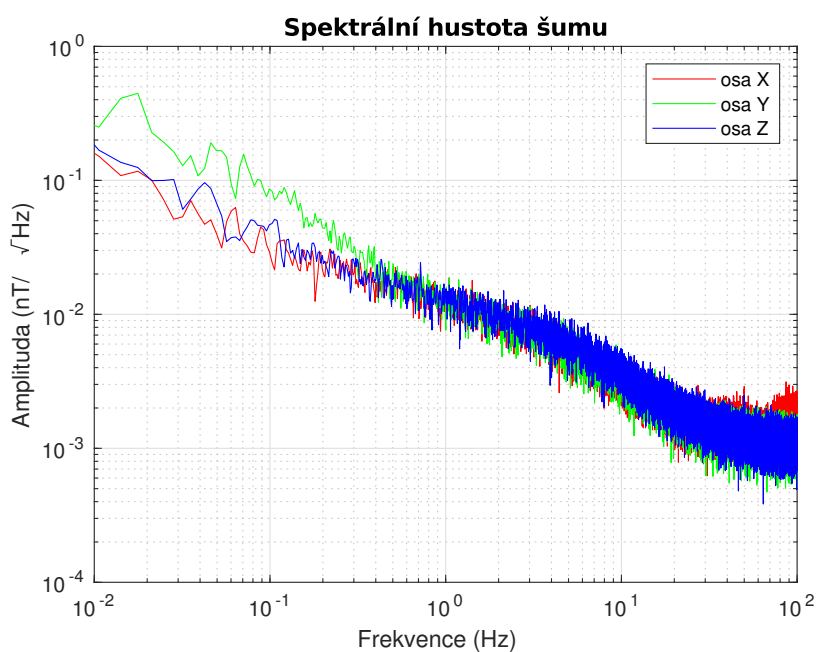
Obrázek 5.7: Měření linearity - osa Y

frekvenci 1 Hz byla největší na ose Z a to o velikosti $16 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$. Výsledné spektrum je vykresleno na Obrázku 5.9.

Pro lepší vizuální demonstraci toho, jak šum magnetometru ovlivňuje jeho

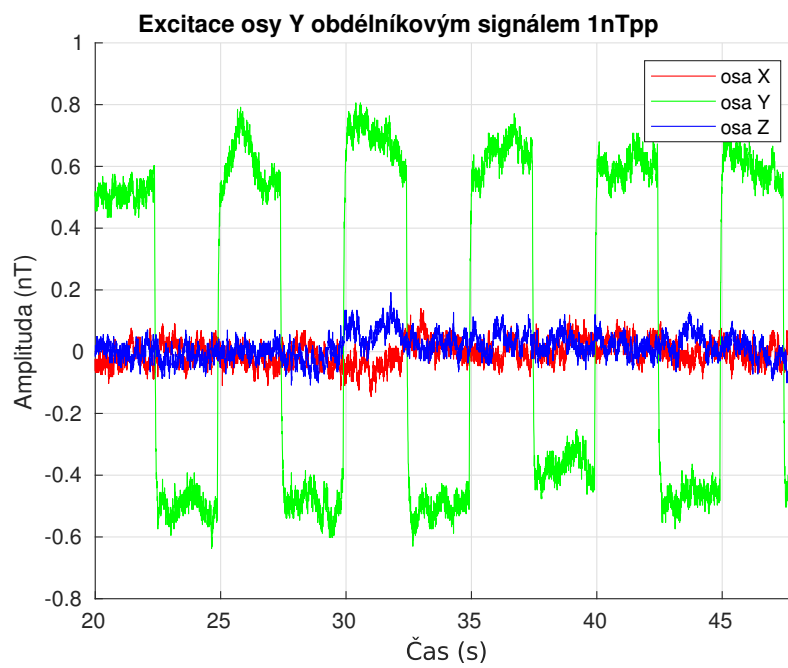


Obrázek 5.8: Měření linearity - osa Z



Obrázek 5.9: Spektrální hustota šumu dat vzorkovaných rychlostí 232 Sa/s

měření, byla do totožné nádoby se stíněním přidána excitační cívka, která budila osu Y magnetometru obdélníkovým signálem s amplitudou 1 nT_{p-p} po dobu 60 s. Naměřená data, zbavená stejnosměrné složky, jsou zobrazena na Obrázku 5.10.



Obrázek 5.10: Excitace osy Y obdélníkovým signálem o amplitudě $1\text{nT}_{\text{p-p}}$, vzorkovací rychlost 230 Sa/s

Kapitola 6

Závěr

V rámci této bakalářské práce jsem navrhl zapojení měřicího obvodu fluxgate magnetometru a posléze jsem provedl i návrh desky plošných spojů, na kterou jsem osadil všechny součástky kromě samotného fluxgate senzoru, jenž je k desce připojen skrze konektor. Vytvořil jsem firmware umožňující vyčítání dat z AD převodníků a měření vybraných napětí a teplot, naměřené hodnoty jsou posílány přes rozhraní UART. Ve fázi realizace byl následně téměř celý systém oživen a nakonec se mi podařilo změřit základní parametry tohoto prototypu magnetometru - linearitu a šum.

Požadovaný měřicí rozsah magnetometru o velikosti ± 100 nT je se značnou rezervou splněn. Tato rezerva je pro případ, že by se nepodařilo korektně vysunout senzor a jeho měření by tudíž bylo ovlivněno magnetickým polem vlastního satelitu.

V Tabulce 6.1 jsou shrnuty základní parametry vytvořeného fluxgate magnetometru. V porovnání s parametry magnetometrů, které jsou uvedené v kapitole 2.1.3, má vytvořený magnetometr o několik řádů menší rozsah měření, nicméně pro jeho zamýšlenou aplikaci ve vesmírné misi naprosto postačující. Velkým nedostatkem tohoto magnetometru je jeho velká odchylka od linearitu, která je o řád horší oproti běžně dostupným magnetometrům. Menší velikosti šumu na frekvenci 1 Hz dosahuje pouze jeden z uvedených magnetometrů a to firmy AAC Clyde Space. Velkou výhodou tohoto magnetometru je poměrně velký rozsah napájecího napětí, ovšem odběr proudu je značně větší oproti ostatním magnetometrům.

V samotném závěru této bakalářské práce bych rád uvedl vlastnosti realizovaného magnetometru, které by měly být předmětem dalšího vylepšování tohoto prototypu. V první řadě je nutné zmínit zdroj napájení pro celý obvod - DC/DC měnič. Obvod měniče sice již funguje, ovšem je nutné ještě změřit jeho účinnost, aby mohl být připojen ke zbytku obvodu. To je, dle mého názoru, největší nedostatek, který se objevil ve fázi realizace, a jeho zprovoznění by potvrdilo kompaktnost celého měřicího obvodu. Další prostor pro zlepšení je v linearitě magnetometru, kterou nejvíce ovlivnila data naměřená v ose X. Takže se nabízí otázka, zda tuto odchylku oproti ostatním osám způsobuje měřicí obvod či senzor samotný. Dalším parametrem, který

by měl být vylepšen, je frekvence vyčítání dat z AD převodníků, která je velmi omezena převodem dat v mikrokontroléru na ASCII. Domnívám se, že nalezení časově méně náročného či vylepšení stávajícího postupu by vedlo ke znatelnému zvýšení této frekvence.

Rozsah měření [nT]	± 600
Linearita [%]	$\pm 0,5$
Šum @ 1 Hz	$16 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$
Napájecí napětí [V]	8 - 35
Odběr proudu [mA]	160 (6 V)
Rozměr [mm]	90,2 x 95,9 (PC/104)

Tabulka 6.1: Základní parametry vytvořeného fluxgate magnetometru

Příloha A

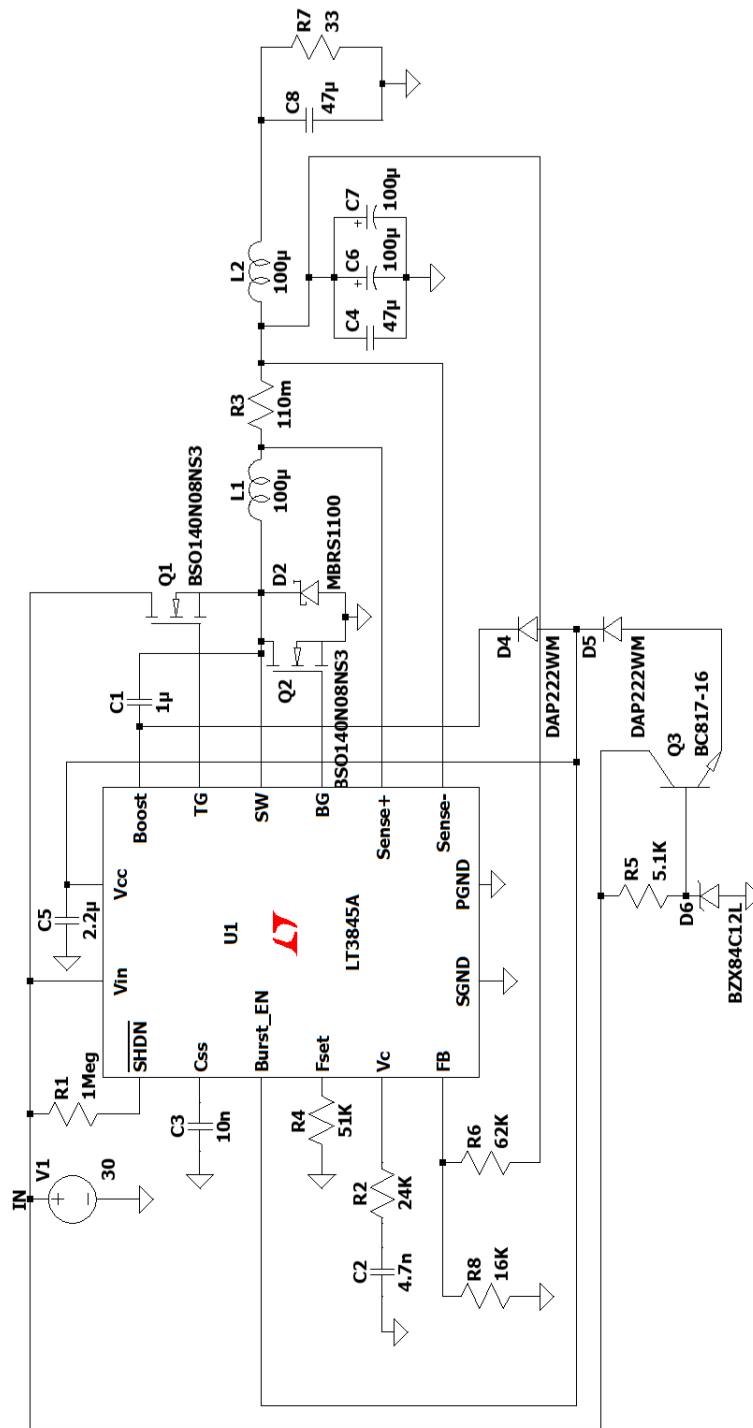
Literatura

- [1] esc Aerospace s.r.o.. Tisková zpráva esc Aerospace s.r.o. [online]. 2022. Dostupné z: <https://lvice2.cz/>
- [2] Wikipedie: Otevřená encyklopedie. Librační centrum [online]. 2022 [citováno 7. 1. 2023]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Libra%C4%8Dn%C3%AD_centrum
- [3] esc Aerospace s.r.o. a konsorcium LVICE². LVICE² [online]. 2022 [cit. 2022-11-22]. Dostupné z: <https://lvice2.cz/>
- [4] Texas Instruments. Datasheet DRV425 fluxgate senzor odkaz https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv425.pdf?ts=1669196498428&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FDRV425
- [5] FEL ČVUT. Česká expedice našla čeljabinský meteorit [online]. Dostupné z: <https://intranet.fel.cvut.cz/cz/aktuality/2013/meteorit.html>
- [6] Ripka Pavel (ed.). Magnetic sensors and magnetometers. Artech house, Boston. ISBN:1-5805-3057-5. c2001.
- [7] Bartington instruments Ltd. Spacemag-Lite Three-Axis magnetometer [online]. Dostupné z: https://gmwassociates.wpenginepowered.com/wp-content/uploads/2021/04/Spacemag-Lite_DS2714.pdf
- [8] Magson GmbH. Attitude Control Magnetometer MACM [online]. 2016. Dostupné z: https://www.magson.de/pdfs/ACM_short_data_sheet.pdf
- [9] NewSpace Systems. Magnetometer performance NMRM-Bn25o485 [online]. Dostupné z: https://www.newspacesystems.com/wp-content/uploads/2022/07/NewSpace-Magnetometer_V11.2.pdf



Příloha B

Schéma DC/DC měniče v LTspice



Obrázek B.1: Schéma zapojení obvodu DC/DC měniče při simulaci v LTspice