

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra měření

## Demodulace signálu z fluxgate senzoru přímým vzorkováním

Marko Savić

Vedoucí: Ing. David Novotný  
Obor: Kybernetika a robotika  
Květen 2022



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Savić** Jméno: **Marko** Osobní číslo: **482739**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávací katedra/ústav: **Katedra měření**  
Studijní program: **Kybernetika a robotika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Demodulace fluxgate senzoru přímým vzorkováním**

Název bakalářské práce anglicky:

**Direct sampling fluxgate sensor demodulation**

Pokyny pro vypracování:

S využitím metody demodulace signálu pomocí přímého vzorkování, implementujte na mikrokontroleru (např. STM32) ekvivalent analogového zpracování signálu z fluxgate senzoru. Mikrokontroler bude časovačem generovat signály pro excitační obvod a zároveň bude pomocí interního DA převodníku nebo pulzně šířkové modulace vytvářet digitálně řízenou zpětnou vazbu. Ověřte parametry zhotoveného senzoru ve dvou nebo tří-osém provedení (šum, stabilita, linearita, šířka pásma).

Seznam doporučené literatury:

- [1] RIPKA, P.: Magnetic sensors and magnetometers. Boston: Artech House, 2021. ISBN 1630817422.
- [2] Vít Záhlava: Návrh a konstrukce DPS, Ben 2010
- [3] VEDRAL, Josef a Jan FISCHER. Elektronické obvody pro měřicí techniku. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-02966-2.
- [4] RIPKA, Pavel a Michal JANOSEK. Advances in Magnetic Field Sensors. IEEE Sensors Journal [online]. 2010, 10(6), 1108-1116 [cit. 2021-01-22]. DOI: 10.1109/JSEN.2010.2043429. ISSN 1530-437x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5443656>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. David Novotný katedra měření FEL**

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

Datum zadání bakalářské práce: **08.02.2022**

Termín odevzdání bakalářské práce: **20.05.2022**

Platnost zadání bakalářské práce:

**do konce letního semestru 2022/2023**

Ing. David Novotný  
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 mému vedoucímu Ing. Davidu Novotnému, který mi horoucně radil a pečlivě vysvětloval, když jsem nevěděl kudy kam, a panu profesoru Řípkovi za to, že mě vřele přijal na Katedru měření. Chtěl bych také poděkovat panu Ing. Vojtěchu Petruchovi, Ph.D., panu Ing. Michalu Dresslerovi a panu Ing. Michalu Janoškovi, Ph.D. za asistenci.

## Prohlášení

Předloženou práci jsem vypracoval samostatně a veškerou použitou literaturu jsem uvedl.

V Praze, 19. května 2022

## Abstrakt

Fluxgate magnetometry se využívají v široké škále aplikací. Dnes jsou v publikacích dostupné a v praxi používané analogové a digitální přístupy zpracování dat. Novou metodu zpracování signálu přináší koncept přímého vzorkování. Obsahem bakalářské práce je vývoj a návrh prototypu fluxgate magnetometru využívající konceptu přímého vzorkování k demodulaci signálu ze snímací cívky.

**Klíčová slova:** fluxgate senzor, fluxgate magnetometr, vzorkovací teorém, přímé vzorkování

**Vedoucí:** Ing. David Novotný

## Abstract

Fluxgate magnetometers are used in a variety of applications. Today the techniques of fluxgate data acquisition that are accessible in academic works and often used in the field are the analog and digital forms. A new method of data acquisition is the concept of direct sampling. The aim of this Bachelor thesis is to document the prototyping of a fluxgate magnetometer that uses the method of direct sampling to demodulate the signal from the pickup coil.

**Keywords:** fluxgate sensor, fluxgate magnetometer, sampling theorem, direct sampling

**Title translation:** Fluxgate sensor signal demodulation using the direct sampling method — using the SMT32 microcontroller

## Obsah

<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>	3.4 Aliasing .....	18
<b>2 Fluxgate senzory</b>	<b>3</b>	3.5 Principy snímání dat z fluxgate senzoru .....	19
2.1 Fluxgate magnetometry .....	3	3.6 Princip přímého vzorkování ....	19
2.1.1 Princip fluxgate senzoru .....	5	3.7 Fluxgate senzor ve zpětnoazebním zapojení .....	21
2.2 Využití fluxgate a dalších magnetometrů .....	7	<b>4 Analýza mikrokontroleru</b>	<b>23</b>
2.2.1 Navigace .....	7	4.1 STM32 .....	23
2.2.2 Vojenské aplikace a bezpečnost	8	4.2 STMCubeIDE .....	24
2.2.3 Neinvazivní testování .....	9	4.3 Časovače .....	26
2.2.4 Magnetické označování .....	9	4.4 ADC .....	27
2.2.5 Geomagnetická a archeologická měření .....	10	4.5 DAC .....	29
2.2.6 Vesmírný výzkum .....	12	4.6 USART .....	29
<b>3 Demodulace signálu</b>	<b>15</b>	4.7 DMA .....	30
3.1 Signálová modulace .....	15	<b>5 Analýza kódu</b>	<b>37</b>
3.2 Fourierova transformace a spektrum signálu .....	16	5.1 Konfigurace projektu .....	37
3.3 Vzorkovací teorém .....	17	5.2 Vzorkování a definice velikostí ..	38
		5.3 Proměnné .....	39
		5.4 Pořadí inicializace .....	40

5.5 Aktivace periférií procesoru a HAL knihovny .....	41	<b>8 Závěr</b>	<b>67</b>
5.6 Tisk .....	42	<b>A Literatura</b>	<b>69</b>
5.7 Ping-pong buffer .....	42		
5.8 Hlavní smyčka <code>while</code> .....	43		
<b>6 Analýza schématu</b>	<b>47</b>		
6.1 Návrh schématu .....	47		
6.1.1 CPU .....	48		
6.1.2 Excitační obvod .....	48		
6.1.3 Zesilovač snímaného napětí ..	49		
6.1.4 Kompenzace .....	50		
6.1.5 Excitace .....	51		
6.2 Návrh digitálního plošného spoje	51		
6.3 Navrhování desky .....	52		
<b>7 Charakteristiky senzoru</b>	<b>61</b>		
7.1 Šum .....	61		
7.2 Linearita .....	61		
7.3 Citlivost a Spotřeba .....	63		



## Obrázky

2.1 Typy paralelních fluxgate senzorů [1] .....	4	3.5 Blokové schéma zapojení fluxgate senzoru v provedení otevřené smyčky. Pick-up je snímací cívka, Gain je zesílení. ....	21
2.2 Spektrum signálu na snímací cívce při excitaci jádra. Nejvyšší amplitudu má signál na druhé harmonické. ...	4	3.6 Blokové schéma zapojení fluxgate senzoru v provedení zpětnovazební smyčky. Pick-up je snímací cívka, Gain je zesílení, AW je anti-windup, sum je akumulátoru (součtový člen) pro jedno vyslání kompenzace, Ki je integrační konstanta, DAC je míněný kompenzační PWM signál, U/I je tranzistorový H-můstek, Kc je konstanta kompenzační cívky. ....	22
2.3 Zapojení analogové konfigurace fluxgate senzoru [1] .....	5	4.1 Obecné blokové schéma mikrokontroleru [13] .....	24
2.4 Zapojení digitální konfigurace fluxgate senzoru [1] .....	6	4.2 Příklad konfigurace MCU v prostředí STMCubeIDE .....	25
2.5 Porovnání fluxgate senzoru s dalšími magnetometry [5] .....	8	4.3 ARR = auto-reload register, CCR = count and compare register [15]. Čítač iniciuje přerušování při dosažení čítače do hodnoty uložené v CCR. ....	27
2.6 Geografické a magnetické póly Země [1] .....	11	4.4 Blokové schéma ADC a postupnou aproximací [17] .....	28
3.1 Hlavní typy modulace signálů ..	16	4.5 Zapojení Rx a Tx signálů mezi dvěma UART kanály [19] .....	30
3.2 Příklad aliasingu při nedodržení vzorkovacího teoremu [10] .....	18	4.6 Diagram toku dat v mikroprocesoru při konfiguraci DMA pro ADC a UART [20] .....	31
3.3 Příklad typické konfigurace při zpracování signálu. S&H je obvod sample and hold [10] .....	19	4.7 Nastavení ADC v STMCubeIDE. ....	32
3.4 Žlutý signál je PWM časovače pro spouštění excitace a růžový signál je PWM pro spouštění ADC (na náběžné hraně) .....	20		

4.8 Nastavení vzorkovacího časovače TIM2 v STMCubeIDE. ....	33	5.8 Zavolání HALovských funkcí, které signalizují z půlky a zcela naplněný paměťový buffer. ....	44
4.9 Nastavení excitačního časovače TIM8 v STMCubeIDE. ....	34	5.9 Hlavní smyčka programu. Zde se vypisuje zpracovaný obsah polovin bufferů. Při výpisu také blikne signalizační LEDka. ....	45
4.10 Konfigurace kompenzačního časovače TIM3 v STMCubeIDE. ...	35	6.1 Konfigurace pinů vedoucí k hlavní desce. ....	48
4.11 Nastavení USART v STMCubeIDE. ....	36	6.2 Zapojení motodriveru DRV8833. ....	49
5.1 Zde je vzhled typické složky projektu. Zvýrazněný je CubeMX grafický konfigurátor. ....	38	6.3 Zapojení zesilovače snímacího signálu. ....	50
5.2 Pozice hlavního souboru programu. ....	38	6.4 Zapojení zpětnovazebního H-můstku ke kompenzační cívce. ...	51
5.3 Direktivy define pro projekt. ...	39	6.5 Zapojení excitační cívky. ....	52
5.4 Použité proměnné. ....	40	6.6 Měď kolem motodriveru. ....	53
5.5 Pořadí inicializace periférií. Důležité je, aby inicializace USARTu byla až po inicializaci DMA. ....	41	6.7 Měď na přední straně desky. ...	54
5.6 Periferie procesoru jsou sice nakonfigurované, je ale potřeba je i aktivovat prostřednictvím HAL knihoven. ....	42	6.8 Přední strana vyrobené desky. ...	55
5.7 Definovaná funkce UartPrintNumArray2Dma() umožňuje efektivní a rychlý výpis obsahu bufferu na USART. ....	43	6.9 Měď na zdadní straně desky. ...	55
		6.10 Spodní strana vyrobené desky. ....	56
		6.11 Postranní pohled na desku. ...	56
		6.12 Kompenzační cívka pro jednu osu. ....	57

6.13 Dvouosý senzor uvnitř kompenzační cívky – pohled zespoda. ....	58
6.14 Dvouosý senzor uvnitř kompenzační cívky – pohled shora.	59
7.1 Naměřená šumovová charakteristika. Jedná se o spektrum demodulovaného signálu. Červené spektrum je rušení v režimu otevřené smyčky. Modré spektrum je rušení v režimu uzavřené smyčky. Je zde patrný efekt kompenzačně. Výrazné tóny ve spektru jsou způsobeny okolním rušením. ....	62
7.2 Naměřená nelinearita senzoru. . .	63
7.3 Generátor magnetického pole. Jde o řízený zdroj proudu a cívku. ....	64
7.4 Návrh na řešení výrazné nelinearity: impedanční oddělovač.	65

## Tabulky

7.1 Spotřeba při 5V .....	63
---------------------------	----





# Kapitola 1

## Úvod

V tomto projektu je cílem vytvořit prototyp digitálního fluxgate magnetometru využívající nový přístup zpracování dat; demoduluje pomocí přímého vzorkování. Jedná se o jednu z variant fluxgate magnetometrů; konceptuálně existují analogové, digitální a kombinace těchto dvou. Tento nový koncept je odnož digitálních fluxgate magnetometrů. Jedná se o elektroniku využívající mikrokontroler STM32 již implementovaný na desce NUCLEOF303RE. Elektronika pro demodulaci signálu je ve formě NUCLEO shieldu, což je deska, která se umístí na NUCLEO pro využití procesoru a jeho periférií. Tento shield je také kompatibilní s deskou Arduino Uno. Konečná konstrukce je cílená jako fluxgate senzor s toroidním jádrem, s dvěma snímacími a dvěma kompenzačními cívkami. Dvě osy je možné využít k detekci magnetického pole ve dvou dimenzích. V této bakalářské práci je popsáno využití fluxgate senzorů obecně, přístup přímého vzorkování a v neposlední řadě postup vývoje softwaru a hardwaru. Ke konci je celý dosavadní vývoj dokumentován měřeními a zhodnocen závěrem.

Testování probíhá se zapojenou jednou osou a jednou kompenzační cívkou. Následující text také pojednává o základních principech fluxgate senzorů, základní využití prostředí STMCubeIDE pro vývoj softwaru, analýza mikrokontroleru a návrh hardwaru z praktického hlediska.



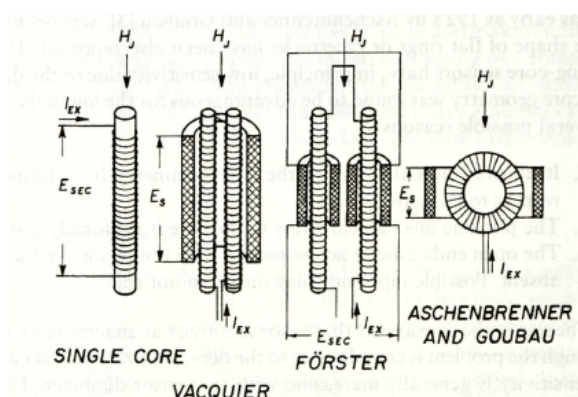
## Kapitola 2

### Fluxgate senzory

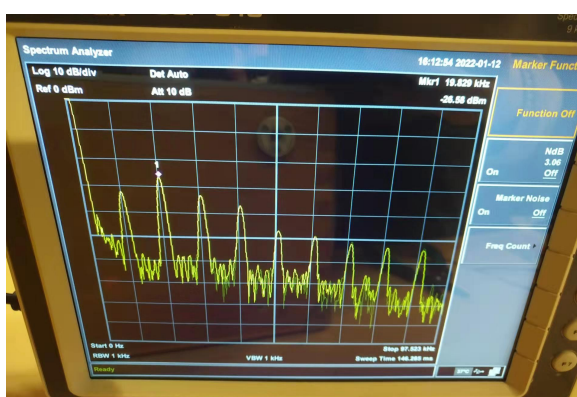
#### 2.1 Fluxgate magnetometry

Fluxgate magnetometry využívají různé geometrie jádra (toroidní, race-track,...), různé materiály pro jádro (nanocrystalline, amorphous...) a různé konfigurace vinutí (ortogonální, paralelní). Nejtradičnější provedení je ortogonální, u kterého je excitované a snímané pole na sebe kolmá [3]. Tato konfigurace však má velké offsety (výstup senzoru v nulovém poli). Typ senzoru využitý v tomto projektu je paralelní, který má obecně lepší stabilitu offsetu. Základní charakteristika pro všechny konfigurace je, že se na ferromagnetické jádro namotá excitační cívka, za pomoci které se jádro magnetizuje. Toho se poté využívá k detekci změn magnetického pole okolí za pomoci snímací cívky. Celá konfigurace se poté typicky kompenzuje zápornou zpětnou vazbou.

Jedna z konstrukcí paralelních fluxgateů je solenoidního typu. Na ferromagnetickou tyčku se dá navinout jediná cívka, která se dá využívat k excitaci, snímání i k zpětné vazbě najednou. Toto činí velice jednoduchou hardwarovou konstrukci. Nevýhodou však je, že se zároveň tato konstrukce chová nepříznivě jako transformátor, a proto se využívá v párech. Většina magnetometrů funguje na bázi vyhodnocování druhé harmonické výstupního signálu. U konstrukce v páru a při opačné excitaci každé z částí se většina nepříznivého pole díky symetrii vyruší. Výhodou této konfigurace je její anisotropie: má vysokou citlivost a odolnost ke kolmým polím. Nevýhodou je, že konfigurace má fyzicky otevřené konce, což vyzařuje rušivé pole, tím pádem je offset s teplotou a časem méně stabilní. Další nevýhodou je energetická



Obrázek 2.1: Typy paralelních fluxgate senzorů [1]



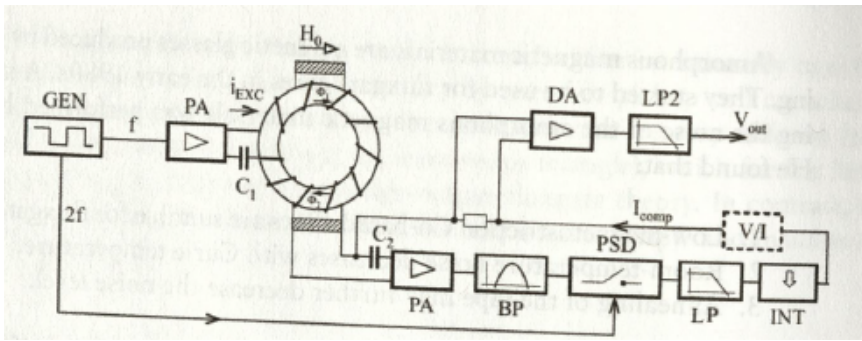
Obrázek 2.2: Spektrum signálu na snímací cívice při excitaci jádra. Nejvyšší amplitudu má signál na druhé harmonické.

náročnost a nízká odolnost vůči rázným změnám pole. Uvést feromagnetikum do saturace vyžaduje větší výkon, a tudíž i větší spotřebu.

Další populární konstrukcí je toroidního jádro. Excitační cívka je navinutá skrz vnitřní otvor toroidu kolem dokola. Snímací cívka se vine jako na solenoid. Toroidní konstrukce má výhody konstrukce párového solenoidu, tvoří totiž uzavřený magnetický obvod. Bývá méně citlivý, zato však jej lze velice precizně konfigurovat rotací vůči snímací cívce, což může zvýšit jeho citlivost, dále při vystavení mechanickému stresu se ničivý efekt rozloží homogenně, a také díky symetrii a uzavřenosti nevyzařuje rušení, jako to je u solenoidní konstrukce. Větší průměr jádra zpravidla zvyšuje citlivost senzoru, pro každý průměr však existuje optimální tloušťka a velikost mezikružů. Počet vinutí jak u excitační, tak u snímací cívky také hraje roli.

V neposlední řadě se využívá ovální konstrukce (racetrack). Senzor je svou konstrukcí citlivější a odolnější vůči kolmým polím. Zachovávají si výhody uzavřeného magnetického obvodu.





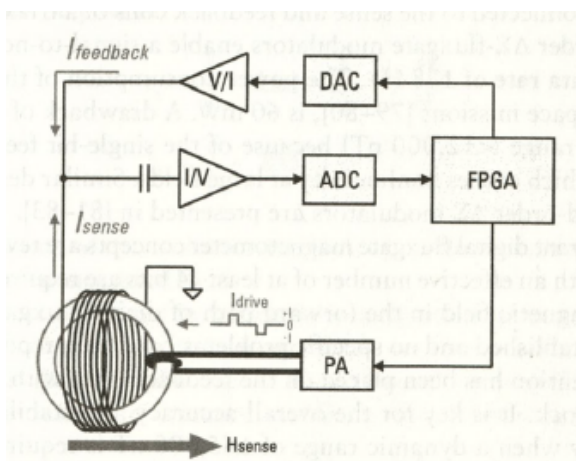
Obrázek 2.3: Zapojení analogové konfigurace fluxgate senzoru [1]

### 2.1.1 Princip fluxgate senzoru

Fluxgate senzory fungují na bázi frekventovaných změn magnetizace ferromagnetického jádra za pomoci excitační cívky. Díky symetrii hysterezní smyčky materiálu jádra se v ideálním případě detekuje snímací cívkou nulové magnetické pole. Opačné orientace magnetizace se symetrií toroidu vzájemně vyruší.

Volba materiálu pro konstrukci je velice specifická vzhledem k potřebným aplikacím. Obecně platí, že materiál jádra by měl mít vysokou permeabilitu, nízkou koercivitu, hladkou magnetickou hysterezní smyčku, malou magnetostrikci, povrch by měl být hladký a s vysokou elektrickou rezistivitou [1].

Probíraný typ analogových magnetometrů extrahuje měřenosnou informaci ze signálu objevující se na druhé harmonické frekvenci excitace jádra. Výstup senzoru je amplitudově modulovaný měřeným polem a fázový detektor ho demoduluje zpět do stejnosměrného napětí, nebo do nízké frekvence. Analogová zpětná vazba má velké zesílení, aby senzor fungoval jako detektor nulového pole. Výstup je poté proud dodávaný do kompenzační cívky. Nelinearita a nestabilita citlivosti jsou potlačeny zpětnovazebním zesílením. První harmonická a další nepotřebné signály na výstupu senzoru jsou občas pro fázový detektor příliš silné, takže předešlé zesílení a filtrace pásmovou propustí jsou nezbytné. K získání optimálního zesílení a také k regulaci senzoru, aby detekoval nulové magnetické pole, je využit integrátor. Zpětná vazba je připojena do kompenzační cívky. Dodáním většího zpětnovazebního proudu přesným a stabilním převodníkem napětí na proud s operačním zesilovačem se zvýší měřicí rozsah instrumentu. Dynamický rozsah fluxgate senzoru se obvykle blíží až 120dB ( $100 \mu T$  rozsah při  $100 pT_{RMS}$  šumu). Kompenzační proud se většinou zjišťuje pomocí měřeného napětí na stabilním rezistoru. K zjištění tohoto napětí je využíván buďto delta-sigma analogově-číslíkový



**Obrázek 2.4:** Zapojení digitální konfigurace fluxgate senzoru [1]

převodník, jehož rozlišení může být 16 až 32 bitů a je používán pro svou rychlost a softwarovou nastavitelnost, nebo integrační A-Č převodník, který je pomalejší, ale lépe potlačuje frekvenci napájecí sítě. Excitační obvod vytváří sinusový nebo čtvercový průběh o frekvenci 10 až 50 kHz. Zvolená frekvence závisí na parametrech jádra, typicky na rezistivitě. Vyšší frekvence do jisté míry zvyšují citlivost měření, a to stejně jako vyšší počet vinutí, to je ale omezené kvůli rostoucí kapacitě vinutí, která může způsobit, že obvod začne rezonovat. Předzesilovač musí mít v sérii zapojený kapacitor, aby zachytil jakékoli stejnosměrné složky proudící skrz snímací cívku a tím zamezil offsetu senzoru. U jednoduchých konstrukcí magnetometru snímací cívka zároveň slouží i jako cívka kompenzační. V tomto případě je nutné, aby snímací cívka byla blízko jádru. Z důvodu udržení citlivosti senzoru je také nutné, aby veškeré připojené obvody měly vysokou impedanci. U složitějších aplikací je vhodné snímací a kompenzační cívku oddělit.

Dalším přístupem je digitální konstrukce fluxgate obvodu. Jak extrahování informace o naměřeném poli, tak výpočet zpětnovazebního proudu se vypočítává digitálně za pomoci mikrokontroleru, FPGA, či dalších výpočetních jednotek. Výhodou tohoto zapojení je, že není potřeba implementovat analogovou pásmovou propust po předzesilovači, fázový detektor, dolní propust a analogový integrátor, protože se namísto toho dá signál zpracovat digitálně. Naopak je potřeba A-Č převodník na převod signálu do digitální formy a Č-A převodník pro převod kompenzační hodnoty na signál. Takovéto provedení je robustnější vůči změnám teploty hardwaru a hodnotám napájení, což udržuje stabilnější offsety. Dále je odolnější vůči elektromagnetickému rušení, které může být v analogovém návrhu způsobeno potenciální obvodovou smyčkou a je také flexibilnější co se týče dynamického rozsahu.

Digitální konfigurace je využita v této práci. Momentálně jsou vyvinuté

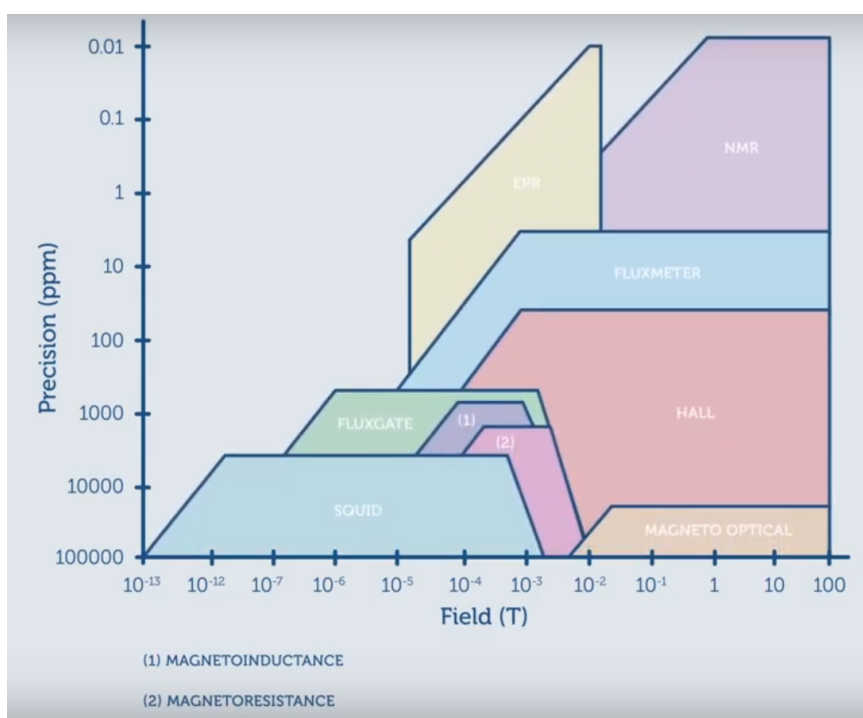
jak fluxgatey v integrovaném obvodu, tak fluxgatey v provedení PCB, více v [4].

## 2.2 Využití fluxgate a dalších magnetometrů

Předchůdci moderního fluxgate senzoru jsou magnetické modulátory a magnetické zesilovače. První patent fluxgate senzoru byl udělen roku 1935 a je připisán H. P. Thomasovi. Fluxgate senzory s větší stabilitou a citlivostí (rozlišení 0.3nT) se vyvinuly teprve během druhé světové války, kde představovaly technologii pro detekci válečných ponorek. Dále se využívaly ke zkoumání zemního terénu, při leteckém snímání magnetického pole a také ve vesmíru. K roku 1958, kdy byl vyslán na oběžné dráhy Sputnik 3, byly do vesmíru vyslány už tisíce tříosých fluxgate magnetometrů. Využívaly se na měsíci planety Země a v hlubokém kosmu. Od roku 1980 se ve stanicích pro měření změn magnetického pole Země spolu s protonovými magnetometry využívaly i fluxgate magnetometry. Fluxgateové kompasy jsou běžně využívány v leteckých a pozemních vozidlových systémech navigace. Dále se využívají v neinvazivních metodách defektoskopie ferromagnetických materiálů. Fluxgate magnetometry se také využívají v proudových senzorech a proudových komparátorech. Pro měření stejnosměrného proudu se fluxgate magnetometry využívají v navigačních a detekčních systémech. Sektory největšího využití fluxgateů jsou dnes bezpečnost a vesmírné aplikace, což jsou také dvě oblasti akcelerující další vývoje fluxgateů [1].

### 2.2.1 Navigace

Magnetický kompas je známý koncept. Je však nutné, aby kompas dosahoval vysoké přesnosti, a protože magnetické póly Země nejsou shodné s geografickými, je potřeba přesně měřit magnetické pole a modifikovat pomocí této informace ukazovaný směr. Problémem jsou regiony za polárním kruhem, kde se nedá spoléhat na běžný kompas. Dalším faktorem, který ovlivňuje výsledek měření kompasem, jsou magnetické materiály a proudové smyčky. Proudové smyčky lze omezit nejen způsobem motání vodičů, jako například TPC (twisted pair cable), u kterých se magnetické pole vzájemně vyruší (a mimo jiné také zvýší odolnost kabelu vůči vnějším vlivům), ale i jednoduchými úspornými řešeními při návrhu sítě či elektroniky. Mnoho magnetických navigačních systémů umožňuje kompenzovat tyto nedokonalosti, musíme však mít na paměti, že tyto systémy potřebují pravidelnou kalibraci. Fluxgateové kompasy jsou široce používány v letectví, pozemní i lodní dopravě a jsou



**Obrázek 2.5:** Porovnání fluxgate senzoru s dalšími magnetometry [5]

součástí moderních GPS systémů. Fluxgaty jsou nejpoužívanější, když navigační systém ztratí signál a spoléhá se na okolní magnetické pole. Tradiční dvouosý fluxgate s toroidním jádrem může lehce dosáhnout přesnosti 0.1°. Navigační systémy jsou také používány při navigaci a orientaci robota, kdy se za pomoci uměle vytvořených magnetických stop, indukčních smyček a radiofrekvenčních stanic robot může orientovat.

## 2.2.2 Vojenské aplikace a bezpečnost

Fluxgate senzory se dodnes používají na ferromagnetických kontrolních stanicích, většinou jako součást sensorového systému. Jedna ze zásadních bezpečnostních aplikací je při hledání neexplodovaných min, bomb, nepoužitých nábojů a dalších nebezpečných objektů zanechaných během válek na bojištích. Před jakoukoliv stavební akcí by se pozemek a terén měl prohledat, aby bylo jisté, že na místě není žádný nebezpečný předmět. Magnetické detektory mohou být malé a lehce přenosné, ale i velké, pro které je zapotřebí vozidlo. Způsoby detekce pozůstatků válečných zbraní nejsou jednoznačné a vyžadují studium. Například bomba o délce 2,4 m je detekovatelná z šesti metrů, zatímco 12.7 mm kalibrová kulka se i z 20 cm odhaluje stěží[1].

Obecně se magnetické senzory používají pro detekci a lokalizaci vozidel a autonomních střel. V této oblasti se však primárně používají u odhalování objektů pod vodou (ponorky). Pro tuto aplikaci přísluší používat fluxgate magnetometry, protože díky vlastnostem vody se dají měřit nejmenší změny magnetického pole, a to také díky tomu, že se fluxgate senzory udržují při konstantní teplotě (jsou stabilní). Detailní snímání ponorek je rozsáhlé téma. Další aplikací jsou komerční systémy označeného zboží, typicky využívané jako magnetové samolepky v knihách, nebo magnetické knoflíky připnuté na oblečení. Tyto značky mohou být fyzicky sejmuty nebo jejich magnetické vlastnosti mohou být narušeny malým, ale intenzivním elektromagnetickým pulzem. Hodnotné obrazy a jiná umění často skrytě obsahují permanentní magnety, aby se detekovalo neautorizované přemístování či krádež. Magnetické pole se na výstavní ploše, trezoru atd. výrazně změní. Podobný koncept se využívá pro oprávnění a identifikaci, například v kreditních kartách a dveřových systémech, tento koncept je však nahrazen komplexnějšími čipovými systémy, které umožňují obsahovat více informací, komunikaci více parametrů či údajů a tím poskytují větší spolehlivost.

### 2.2.3 Neinvazivní testování

Magnetické metody neinvazivního testování zahrnují defektoskopii ferromagnetických materiálů a monitorování materiálových vlastností. Materiálové vlastnosti se testují pomocí Barkenhausenova efektu, magnetoakustického vyzařování, pozorování magnetické hysterezní smyčky a dalších metod[1]. Defektoskopie, tj. detekce homogenity materiálu, detekce trhlin a mikrotrhlin a dalších vlastností, se realizuje pomocí metod stejnosměrného proudu – zkoumáním magnetických částic, metodou úniku magnetické indukce (měřené fluxgatey), anebo využitím střídavého proudu – vířivé proudy.

### 2.2.4 Magnetické označování

Magnetická značka využívá rezonančních vlastností, využívají se například magnetostrikční proužky, které jsou ideálně vyrobené z materiálů s velkou proporcí železa, protože tak mají velký magnetoelastický koeficient, což jim dává tu vlastnost, že zpětně z roztažení vrací nejvíce magnetické síly, co to jde, a také se mohou z magnetizace zpětně maximálně roztahovat. Magnetoelastický koeficient je spjatý s Youngovým modulem materiálu proužku [2]. Magnetostrikční proužky mají schopnost vstřebat maximum magnetického pole, když jsou rozvibrovány v jejich mechanické rezonanční frekvenci. Některé materiály mění svůj Youngův modul s různými stejnosměrnými proudy, takže

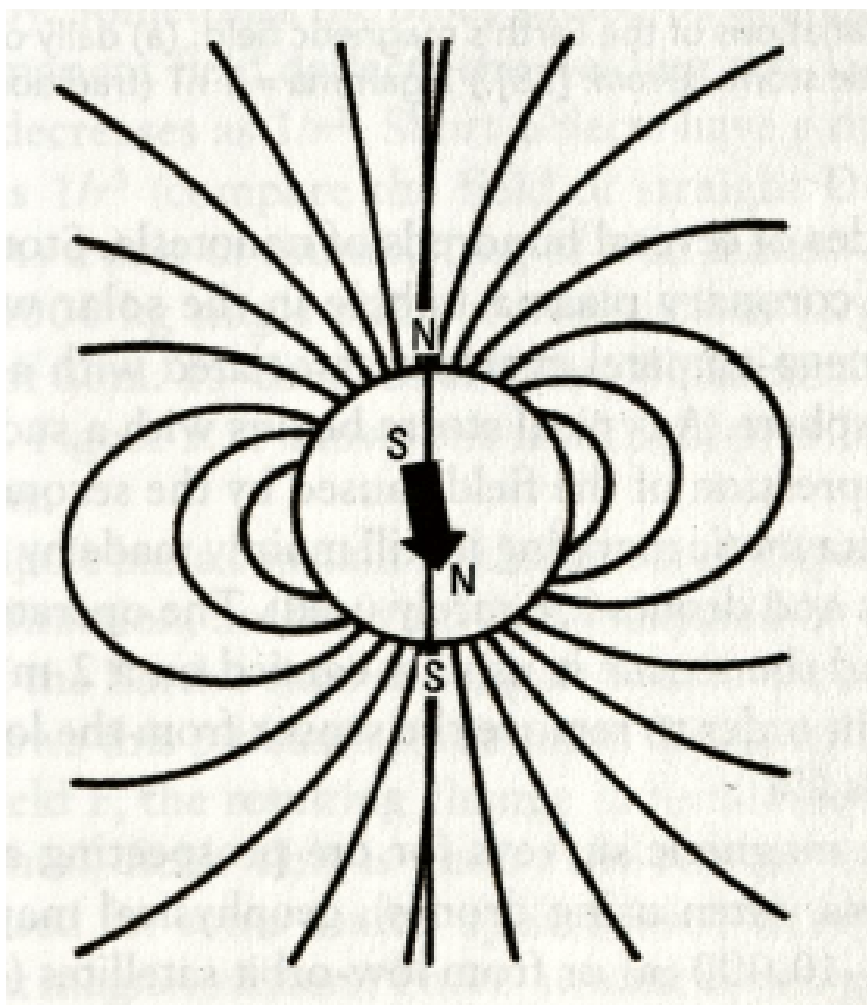
mechanická rezonanční frekvence záleží, kromě na rozměrech, i na aplikovaném stejnosměrném proudu. Magnetické označení ocelových lan, potrubí a kolejí je také běžná záležitost. Dále se používají magnetické čárové kódy, jichž výhodou je možnost použití v nepříznivých podmínkách, kde se vyskytuje vlhkost, voda, prach bláto atd. a také schopnost být neviditelnými.

### 2.2.5 Geomagnetická a archeologická měření

V aplikacích zabývajících se hledáním a dolováním minerálů, mapováním zemského povrchu a kůry a archeologickými vykopávkami, dochází při měření k různým zvaženíhodným anomáliím. Planeta Země má kůru, obal a jádro. Jádro je z většiny tekuté a žhavé, vnitřní část je tuhá. Za zdroj zemského magnetického pole je považováno zemské magnetické dynamo vytvořené vnitřní a vnější strukturou jádra a povrchu. V severní Kanadě, asi 1000 km od geografického severního pólu, leží magnetický severní pól. Realita je taková, že při porovnání severu s konvencí magnetického dipólu, je tento pól jižní (tento pól přitahuje střelku označenou písmenem „N - north“ na kompasu).

Zemské magnetické pole podléhá neustálým proměnám. Magnetické pole na magnetických pólech je k povrchu kolmé s indukcí  $60 \mu T$ . Anomálie se vyskytují v místech, kde jsou magnetizované kameny, oblasti, které obsahují těžitelné kovy a také podstavené železné stavby. Existují místa, kde se indukuje až  $360 \mu T$ . Každodenní změny magnetické indukce se pohybují mezi 10 až  $100 \mu T$ . Sluneční paprsky ze dne na den vytvářejí ionizovaný plyn v ionosféře, vytvářející pak elektrické proudy. Mikropulzace mají periodu mezi 10 ms k jedné hodině, což odpovídá až 10 nT. Magnetické bouře vypukávají několikrát měsíčně a mohou trvat až několik dní s periodou několika stovek nanotesla. Snímání magnetických map se zřídka provádí pomocí vozidel, protože vozidla samotná jsou magnetickými objekty a narušují měření. Nejčastěji se tedy měření vykonává při pěší chůzi s dvou a čtyřmetrovými držáky senzorů, aby senzor nebyl přítomen u lokálních polí povrchového materiálu. Mapování magnetického terénu za pomoci letadel se provádí do 300 m výšky nad zemí, ale letadla již často zastupují drony. Geofyzikální mapování se provádí z výšek 3000 až 10000 m nad zemí, anebo z nízko-oběžných satelitů, které obíhají ve výšce cca 500 km. Aby vozidlo (dron, letadlo a další) neovlivňovalo měření, jsou sensory v těchto případech často zavěšené a tažené.

Magnetické senzory se také používají při spuštění do navrtaných děr v ropném průmyslu. Slouží spolu s inklinometry k navigaci a k pomoci při rozhodování o směru dalšího vrtu. Instrumenty používané ke geofyzikálnímu mapování jsou typicky skalární rezonanční magnetometry, ve kterých se využívají Overhauserovy magnetometry. Fluxgatey se při geofyzikálním snímání



**Obrázek 2.6:** Geografické a magnetické póly Země [1]

používají k vektorovému měření. Oba způsoby potřebují korekci po měření. Detekování změn magnetického pole Země se také úspěšně provádí pomocí gradiometrů. Kompenzují nejen přirozené změny v magnetickém poli, ale také šum způsobený vzdálenějšími zdroji. Jsou vhodné pro identifikaci a lokalizaci malých a blízkých předmětů. Většinou se odhaduje vertikální gradient celého pole tak, že se vezme rozdíl mezi dvěma skalárními rezonantními gradiometry, které jsou od sebe vzdáleny 90 cm a více. Výhodou vertikálního gradientu je, že vertikální složka se snadno definuje jak ve středních, tak i ve vysokých výškách, kde je vertikální složka zemského pole silnější. Vertikální složka zemského pole je často bohatá na informace o ukrytých objektech. Některé gradiometry určené k hledání využívají buďto dva jednoosé fluxgatey dané ve vertikálním směru, nebo multisenzorové systémy.

Geofyzikální metody jsou také využívány pro lokalizaci ukrytých postavených ferromagnetických struktur, jako je například potrubí, nádrže a





riálního elektrojetu (ionosféra), aurorálního proudového systému a dalších fenoménů ve vyšších atmosférách Země. Mnoho zařízení využívaných ve vesmírných misích pro zkoumání planet sluneční soustavy, vyslané do meziplanetárního prostoru, či pro zkoumání komet a asteroidů využívají magnetometrické instrumenty. U planet Země, Jupiter a Saturn existuje teorie, že magnetické pole je generované vzájemnou interakcí kůry planety a žhavého metalického jádra. U Neptunu a Uranu se spekuluje, že nemají metalická jádra a že je jejich magnetické pole generované na povrchu, kde elektrické proudy mohou téci ve vysoko-vodivostní tekuté kůře planety. Venuše výrazné přirozené magnetické pole nemá, kdežto u Merkuru se věří, že je magnetizovaný zbytky svého starého dynamoa. Z výsledků Mars Global Surveyor mise se usuzuje, že Mars nyní nemá přirozené magnetické pole, ale že tomu tak jednou bylo. Toto přirozené pole zanechalo planetární kůru Marsu značně zmagnetizovanou. Ve výšce 100 km nad povrchem bylo naměřeno pole o 1600 nT. Magnetizace kůry Marsu je však omezená na staré, kráterové výšiny vyskytující se na jižní hemisféře planety.

Měření magnetického pole je také nezbytné k provádění energetických měření a měření nabitých částic. Tato měření jsou prováděna jako doprovodná měření k měření plazmy v sluneční soustavě a k energetickým měřením uvízlých nabitých částic. Tyto částice se vyskytují okolo magnetizovaných planet.

Měřicí instrumenty využívané ve vesmíru se dělí na vektorové a skalární. Vektorové jsou mnohem běžnější, protože poskytují informaci o směru. Z řad skalárních magnetometrů byl pro vesmírné aplikace první použit precesní protonový magnetometr v roce 1959[23]. Při vyhovujících podmínkách mohl tento magnetometr měřit až od 20 000 nT. Takto nepřesné měření je značná nevýhoda. Naopak sestava tří jednoosých skalárních magnetometrů tak, aby byly kolmé na sebe, měří zcela přesně s poskytnutím informace o směru všech složek. Výhodou těchto konfigurací je, že se dají kalibrovat vůči známým magnetickým polím. Jejich offset, stabilita s teplotou a stářím závisí na hodnotách jejich elektrických součástí, mechanických rozměrech a schopnosti čelit mimozemskému prostředí. Přes tyto možné nevýhody, vektorové magnetometry mohou docílit rozsahu od 5 pT do 2 mT, jsou lehké a mají malou spotřebu. Teplotní stabilita těchto magnetometrů je robustní a je vyzkoušeno, že jsou velice spolehlivé při, i po, vystavování silné radiaci, která vyzařuje z částic vyprodukovaných solárními událostmi a uvízlými energetickými částicemi v planetárních magnetosférách.

Velice důležitou roli při měření ve vesmíru je magnetická čistota kosmického vozidla. Kosmická vozidla jsou komplexní směsicí mechanických, elektrických a elektronických částí. Pokud tyto komponenty nejsou striktně navrženy, mohou potenciálně generovat velice silné magnetické pole, negativně

ovlivňující a někdy i znemožňující využívat magnetometry k měření. Baterie, motory, kabeláž, solární panely a všechny materiály vesmírného vozidla musí být navrženy tak, aby minimalizovali vyzařování magnetického pole, které by mohli ovlivnit měření. Design a konstrukce takovýchto vozidel je dodnes tvrdým oříškem pro inženýry. Protože se zatím ukázalo nedosažitelným navrhnout vozidlo s nulovými hodnotami vyzařování, či hodnotami, které by vyhovovali podmínkám pro měření, zvolila se strategie montáže magnetometrů na speciální vzdálenější ramena vozidla (boom), kde bude měření ovlivněno minimálně. Tento způsob je vhodný, protože je známo, že magnetické pole klesá minimálně s třetí mocninou vzdálenosti ( $1/(r^3)$ , kde  $r$  je vzdálenost od zdroje)[1]. Tato ramena musí být pevná a ve shodě s dalšími částmi měřících instrumentů, kterým magnetické pole neovlivňuje měření a které jsou v hlavní kabině (výškoměry). Závislé na aplikacích a misích, tato ramena zatím měla délku 1 až 13 m od hlavní kabiny. Existuje také způsob, jak rozlišit magnetické pole generované vozidlem a magnetické pole okolí, a to pomocí dvou senzorů, které jsou vzdálené od sebe. Výhodou této duální magnetometrické metody je, že je také možné monitorovat změnu magnetického pole vozidla s postupem času. Další výhodou této metody je, že se dá použít na magneticky méně čistá vozidla.

## Kapitola 3

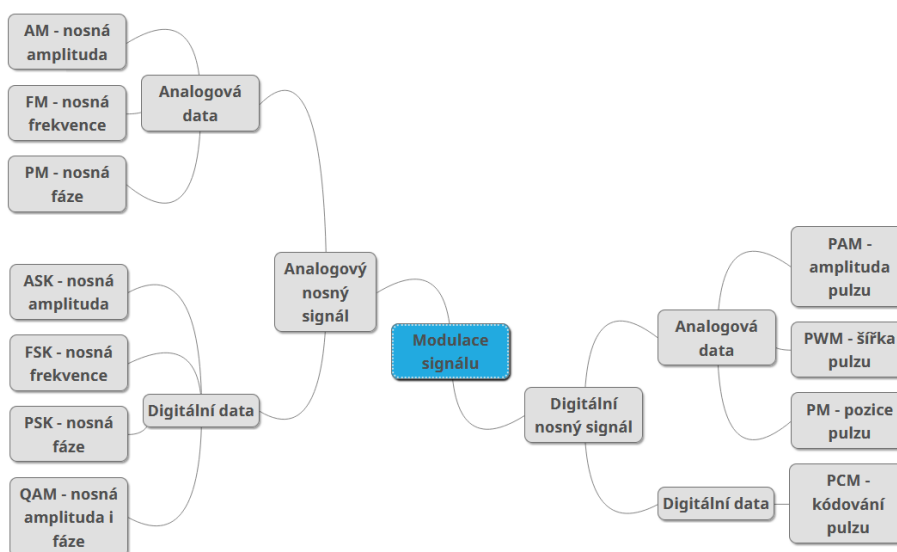
### Demodulace signálu

Signály a obecněji i informace úzce souvisí s modulací a demodulací. Modulace je obecně upravení vysílání komunikačního média, jako například když modulujeme světlo pomocí PWM v aplikaci pro optické závory, aby bylo schopné efektivně přenést informaci. V některých aplikacích, například v radioelektronice, modulace signálu (přidání nosné složky) umožňuje spolehlivější přenos informací díky zvýšení její frekvence a mnohdy i zprostředkovává samotnou informaci [7]. Modulace se také využívá v oblastech optiky [6]. Po modulaci je potřeba dané komunikační médium demodulovat, jinými slovy vyextrahovat z něj informační signál (například z mikrofону, či vinylové desky). V tomto projektu je demodulovaným médiem naindukované napětí na snímací cívce fluxgate senzoru.

#### 3.1 Signálová modulace

Dnešní známé modulační techniky se vyvíjely díky rozšíření radioelektroniky. Analogový informační signál, který se generuje z mikrofону, se před vysláním moduluje tzv. nosným signálem v jeho amplitudě. To znamená, že se informační signál modifikuje na vyšší frekvenci, na které je odolnější vůči rušení, a má tudíž vyšší dosah. Tam kde je maximální amplituda informačního signálu, tam je maximální hodnota peak-to-peak modulovaného signálu. To je pro rádiové stanice na počátku 20. století velký přínos, protože jejich vysílání má vyšší dosah a tím zvyšují počet potenciálních posluchačů. Frekvenční modulace je na druhou stranu modulace frekvence v místech vysoké amplitudy

informačního signálu. Existují modulační techniky jak pro analogový, tak i pro digitální signál.



**Obrázek 3.1:** Hlavní typy modulace signálů

Rozšířený koncept modulace digitálního signálu je PWM (pulse width modulation). Pulzně šířková modulace je signál se střídou, která udává poměr digitální 1 a digitální 0. Střída je definovaná jako  $D = \frac{\tau}{T}$  kde  $\tau$  je délka pulzu (digitální 1) a  $T$  je perioda. PWM má střidu 50% když je v jedné periodě signálu stejný poměr digitální 1 i digitální 0. Signál o střídě 50% se využívá při synchronizaci periférií.

## 3.2 Fourierova transformace a spektrum signálu

Fourierova transformace je ve světě digitálního zpracování signálu základním stavebním kamenem. Pomocí ní lze z reálného signálu zjistit z jakých signálů je složený. Fourierova dopředná transformace nám podává informaci o amplitudě a frekvenci signálů, které skládají výsledný signál. Zpětná Fourierova transformace nám říká, jak vypadá signál složením daných signálů. Výsledné rozložení signálu pomocí Fourierovy transformace se nazývá spektrum signálu. Fourierova transformace existuje jak pro spojité, tak pro diskrétní signály. Také je známý fakt, že přibližně obdélníkový signál lze sestavit ze spočetně mnoha sinusových či kosinusových signálů, které jsou funkce harmonické [8]. V obvodových technikách se lineární obvody charakterizují tím, že mohou měnit harmonické složky vstupního signálu. Toto se projevuje například při průchodu skrz pasivní a aktivní elektronické prvky, nebo se

záměrně pro tento účel využívají elektronické filtry.

Filtry slouží k propouštění vyžadovaných signálů: například existují pásmové propusti, které propustí jen omezený rozsah frekvencí signálu s horním a dolním mezním kmitočtem, horní propusti, které propouští signály nad jejich mezním kmitočtem, dolní propusti, které propouští pouze signály pod jejich mezním kmitočtem a pásmové zádrže, které nepropustí jen specifický kmitočet signálu. Jedním z fenoménů teorie signálu a matematiky je zrcadlení spektra neboli spektrální symetrie. Tento jev vychází z Fourierovy transformace, kde se symetrické funkce transformují na symetrické funkce. Jinak řečeno, každý reálný signál obsahuje stejné množství kladných i záporných průběhů. Princip mé práce se o tento fakt opírá a umožňuje metodu vzorkování pro měření magnetického pole.

### 3.3 Vzorkovací teorém

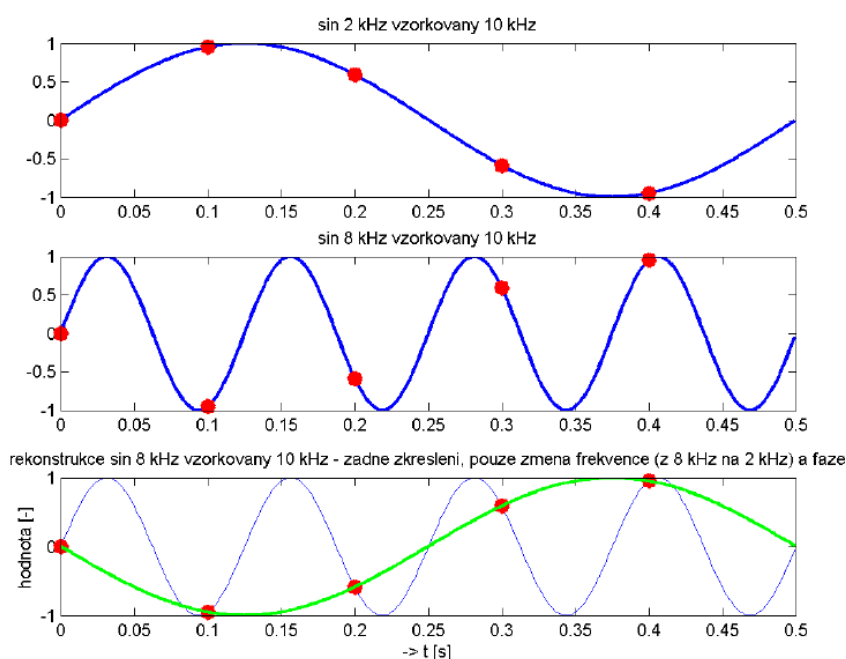
Chyby při získávání dat jakožto výsledek nevhodného vzorkování jsou velice časté. Bez potřebných znalostí vzorkovacího teorému dochází k nepřesné rekonstrukci signálu A-Č převodníkem a následné znehodnocení celého měření. Tento teorém je zapotřebí respektovat jak při získávání dat pomocí A-Č převodníku, tak i při filmovém natáčení [9]. Vzorec vzorkovacího teorému, kde  $f_s$  je vzorkovací frekvence a  $f_{max}$  je maximální frekvence obsažena ve vzorkovaném signálu je:

$$2f_{max} < f_s$$

Jinými slovy je zapotřebí vzorkovat více jak dvakrát vyšší frekvencí, než je maximální frekvence signálu, nebo jinak řečeno, pro rekonstrukci signálu potřebujeme více než dva vzorky za periodu vzorkovaného signálu. Při dodržování této vzorkovací zásady je rekonstrukce signálu pro digitální techniku možná. V opačném případě, pokud bychom například vzorkovali signál o frekvenci 40 Hz vzorkovací frekvencí 20 Hz, tak bychom při rekonstrukci získali zcela odlišný signál od měřeného. Ve filmu je klasickou ukázkou nedodržení vzorkovacího teorému snímek točícího se kola při jízdě na zemi v opačném směru, než by se běžně točilo. To je způsobeno specifickou frekvencí pořizovaných snímků (filmování) a frekvencí točení kola. Pokud se kolo točí s frekvencí 150 Hz a kamera pořizuje film o 120 fps (120 snímků za sekundu) tak podle vzorkovacího teorému z nerovnice  $300 > 120$  vyplývá, že probíhá podvzorkování a tím vzniká aliasing.

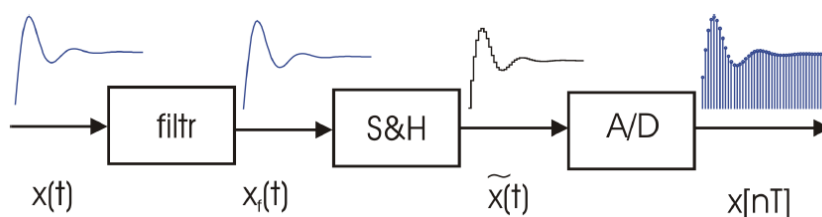
### 3.4 Aliasing

Při diskretizaci signálu získáváme periodické spektrum o periodě  $f_s = \frac{1}{T}$ . Pokud se nedodrží vzorkovací teorém, spektrum signálu se díky symetrii začne překrývat a vzniká tak aliasing. Po překrytí už není možné rozlišit skutečné složky původního signálu, a tím už ani není možné ze spektra zpětně původní signál rekonstruovat. U reálného signálu to znamená, že se rekonstruuje jiný signál, než jsme vzorkovali viz obrázek 3.6.



**Obrázek 3.2:** Příklad aliasingu při nedodržení vzorkovacího teorému [10]

Pokud nastane situace, že snímáme nějaký signál, jehož frekvenci nemůžeme ovlivnit, nebo potřebujeme, aby signál měl právě nějakou frekvenci, a naše technika, jako například A-Č převodník, nemůže uspokojit vzorkovací teorém, anebo když nějaký signál má občasné výrazné výchylky ve své frekvenci, je zapotřebí využít frekvenční filtr. Takto se zamezí aliasingu. Obvodová konfigurace typicky zahrnuje frekvenční filtr, u některých A-Č převodníků obvod S&H (sample and hold) a pak A-Č převodník (ADC).



**Obrázek 3.3:** Příklad typické konfigurace při zpracování signálu. S&H je obvod sample and hold [10]

### 3.5 Principy snímání dat z fluxgate senzoru

Fluxgatové konfigurace jsou typově dvě (detailní rozbor viz kapitola 2). Analogový přístup vyžaduje množství kvalitní elektroniky. Tento přístup má zatím nejlepší výsledky z hlediska šumu, spotřeby a naměřené linearity [22]. Naopak digitální přístup má výhody kvůli jednodušší konstrukci z hlediska elektroniky, vyžaduje však kvůli četnému vzorkování, které je potřebné k softwarovému zpracování signálu ze snímací cívky, velice rychlé ADC, které je drahé. Existují také hybridní formáty, kdy se část signálu zpracuje analogově a část digitálně. Nový přístup, který je v této práci rozebírán je metoda přímého vzorkování. Jde o metodu zahrnující vzorkování signálu pod Nyquistovou frekvencí, což je záměrné nesplnění vzorkovacího teoremu. Vhodnou volbou vzorkovací frekvence, pevně spřaženou s excitačním buzením, lze měřený signál transformovat z 2. harmonické excitace na DC. To jinými slovy znamená signál na frekvenci řádově 20kHz + šířka pásma transformovat na 0Hz + šířka pásma. Díky tomu je možné výrazně snížit složitost a cenu zařízení, protože se využívá všech výhod digitálního přístupu bez potřeby speciálně rychlého AD převodníku.

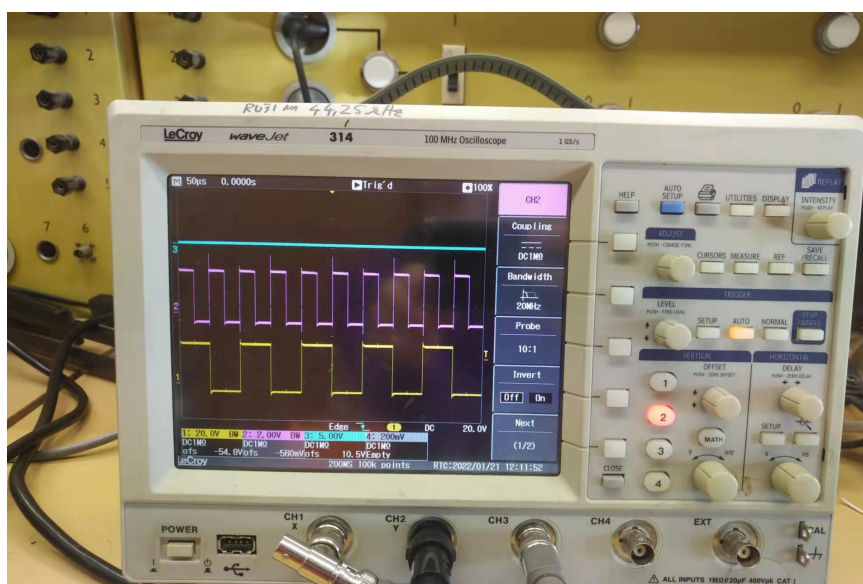
### 3.6 Princip přímého vzorkování

Princip přímého vzorkování využívá aliasingu k tomu, aby se vzorkoval signál v maximální amplitudě bez potřeby elektronického synchronního detektoru a další analogové elektroniky. Tato metoda má potenciál k poskytnutí levnějších magnetometrů a tím je zpřístupnit jak pro výuku, tak pro veřejnost, a sama o sobě může také při vhodné citlivosti, rozsahu a množství rušení nalézt své uplatnění v průmyslových a výzkumných aplikacích.

Maximum amplitudy měřeného magnetického pole je možné za pomoci

ADC zaznamenat pouhým vzorkováním ve správný moment. Z naměřeného napětí poté lze zjistit působící pole. Přesný moment vzorku lze nastavit pomocí mikrokontroleru, který se buďto dá softwarově nastavit na správnou fázi signálu, kdy je signál na snímací cívce v maximu, nebo zvládne nalézt maximum přijímaného signálu sám a díky tomuto analogová detekce fáze pro nalezení maxima již není zapotřebí.

Moment vzorkování je určen přesným a záměrným nedodržením vzorkovacího teorému. Při vzorkování na přesně dvojnásobné frekvenci excitovaného signálu vznikne aliasingový efekt, kdy se maximální amplituda signálu ve spektru překlopí přesně do momentu, kdy se vzorkuje, tedy  $f_s = 2f_{max}$ . Tato technika má využití nejen ve vzorkování a demodulaci dat u fluxgate magnetometrů, ale také v radioelektronických přijímačích [12]. Je k němu potřeba přesný a stabilní oscilátor, aby časování excitace a vzorkování bylo ve výborné synchronizaci. Vzorkovaná frekvence je v případě tohoto projektu v rádech kHz, ale běžně se v radiotechnice využívá v GHz oblasti.



**Obrázek 3.4:** Žlutý signál je PWM časovače pro spouštění excitace a růžový signál je PWM pro spouštění ADC (na náběžné hraně)

Mimo metody přímého vzorkování, která je implementována v homodynních radiofrekvenčních (RF) přijímačích, je také běžná metoda implementována v heterodynních přijímačích. U metody přímého vzorkování implementované v homodynních RF přijímačích není zapotřebí signálového směšovače (signal mixer). Vstup přijímače je přímo napojen na I/O demodulátor. Před vstupem na I/O demodulátor je signál ještě zesílen pomocí nízko-šumového zesilovače (LNA – low-noise amplifier). Heterodynní přijímače směšovač mají, jsou však velice spolehlivé, odolné vůči vnějším elektromagnetickým vlivům, mají nízký šum a široký dynamický rozsah [16].





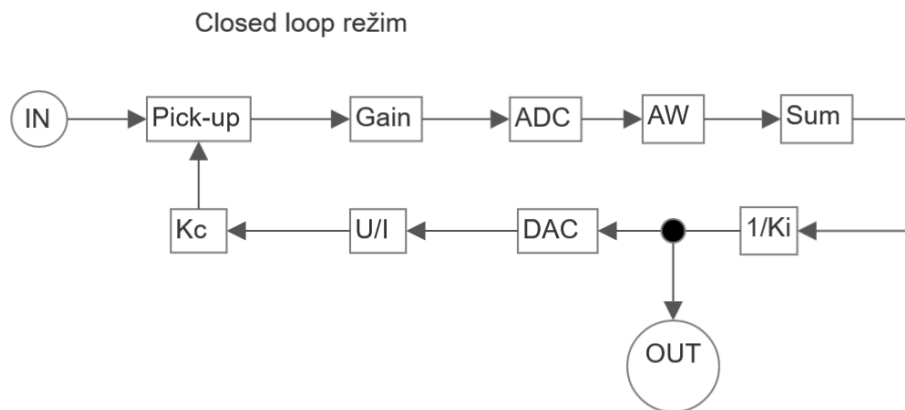
**Obrázek 3.5:** Blokové schéma zapojení fluxgate senzoru v provedení otevřené smyčky. Pick-up je snímací cívka, Gain je zesílení.

### 3.7 Fluxgate senzor ve zpětnoazebním zapojení

Fluxgate senzor je možné provozovat ve dvou režimech - bez zpětné vazby (otevřená smyčka) nebo se zpětnou vazbou (uzavřená smyčka). V režimu otevřené smyčky (open loop) je signál ze snímací cívky filtrován a přímo poslán na vstup ADC, po kterém se signál začne zpracovávat dále. Tento přístup je funkční a jednoduchý, vyžaduje méně elektroniky a jednodušší software. Převedená digitální hodnota je poté přímo převedena na jednotky Tesla (magnetická indukce  $B$ ) za pomoci převodní konstanty získanou kalibrací magnetometru. Na druhou stranu je známo, že v tomto zapojení mají senzory horší linearitu a horší hysterezi. Hystereze se u magnetických senzorů projevuje jako offset po vystavování magnetickému poli. Ideální senzor měří v nulovém magnetické poli naměří nulu, a pokud ne, nazývá se to offset senzoru. Neduhem fluxgate senzorů je permिंगm což je posun offsetu senzoru po vystavení silnému magnetickmu poli.

Zpětnovazební zapojení fluxgate senzoru je elektronicky o něco složitější, využívá více periférií mikrokontroleru a také má o něco složitější software. Zpětná vazba však má nesporné výhody, a to je stabilita senzoru, linearita a menší hystereze. Hardwarově je zapotřebí nejen senzoru s excitační a snímací cívkou, ale také namotanou kompenzační cívkou. Jsou varianty, kdy se kompenzace pouští přímo do snímací cívky, ale varianta uskutečněná v této práci je s kompenzační cívkou namotanou souběžně kolem snímací cívky. Snímaný signál se filtruje a převede se na digitální hodnotu, kde se přenásobí zpětnovazební konstantou, kontroluje se zde, aby napětí nebylo větší, než než je rozsah samotné PWM (0 až 100%); anti-windup. Tato hodnota se vyvede na výstup a z ní se určuje hodnota magnetické indukce. PWM signál na výstupu STM32 se dále zesiluje tranzistorovým H-můstkem a přes R-C síť se generovaný průběh napětí filtruje a převádí na proud do kompenzační cívky.

Je zde zvolena integrační regulace, protože se v praxi osvědčila jako nejlepší. Proporcionální regulace je vhodná pro systém, kde je uvážené dopravní zpoždění signálu. V této konfiguraci dopravní zpoždění není uvážené.



**Obrázek 3.6:** Blokové schéma zapojení fluxgate senzoru v provedení zpětnovazební smyčky. Pick-up je snímací cívka, Gain je zesílení, AW je anti-windup, sum je akumulátoru (součtový člen) pro jedno vyslání kompenzace, Ki je integrační konstanta, DAC je mýněný kompenzační PWM signál, U/I je tranzistorový H-můstek, Kc je konstanta kompenzační cívky.

Při použití bez uvážení dopravního zpoždění by se systém mohl začít rozkmitávat. Regulaci obsahující derivační člen se nepoužívá, protože dosahuje vyšší dynamiky při vyšších frekvencích, které se ale zde nevyužijou, protože se měří nízké kmitočty.

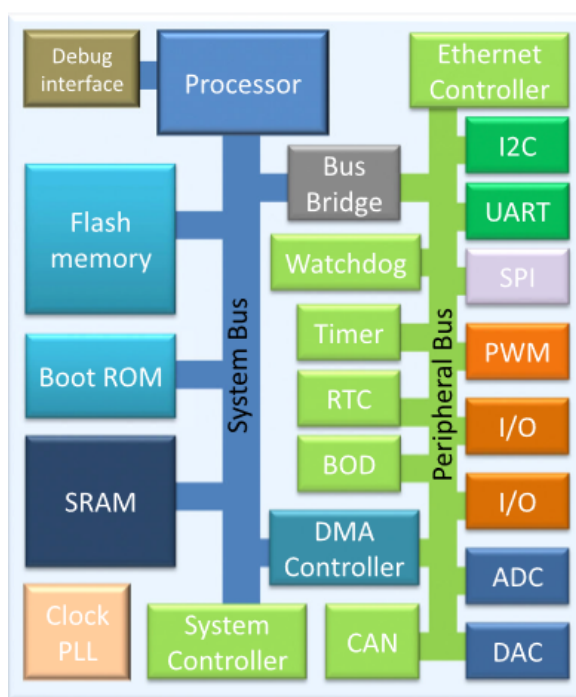
## Kapitola 4

### Analýza mikrokontroleru

Pro účely tohoto projektu je možné vybrat libovolný mikrokontroler, který má dostatečný počet vstupů a výstupů, dostatečně rychlý ADC, dostatečný počet časovačů, využívá DMA kontrolér, umožňuje komunikaci přes USART s dostatečně rychlým přenosem, má dostatečnou velikost paměti a který má DAC. Lze využít jak STM32 NUCLEO tak Arduino. Pro účely tohoto projektu bylo využito NUCLEO-F303RE s STM32F303RE. Dnes je díky vývoji v oblasti architektury počítačů již tenká hranice mezi mikrokontrolery a procesory, STM32 je však mikrokontroler s procesorem ARM.

#### 4.1 STM32

STM32 je třída 32-bitových mikrokontrolerů založená na RISC ARM cortex-M procesorech. Cortex-M3 a Cortex-M4 jsou široce používané řady. Cortex-M3 je první z řady Cortex-M vydaná v roce 2005, a řada Cortex-M4 je vydaná v roce 2010. Tyto řady mají společné několik charakteristik: třístavový pipeline design, Harvardskou architekturu, 32-bitové adresování, 4GB paměti, NVIC přerušovač, MPU, umožňují bit banding a další viz [13]. STM32F303RE je optimální kvůli svému 72 MHz CPU (central processing unit), čtyři 12-ti bitové ADC, čtyři 16-ti bitové časovače, jeden 32-bitový časovač, tři časovače určené pro motorovou regulaci, dva USARTy, 512 kB paměti flash, 80-ti kB SRAM, AHB (advanced high-performance bus) a další viz referenční manuál [14]. Patří k řadě ARM Cortex-M4.



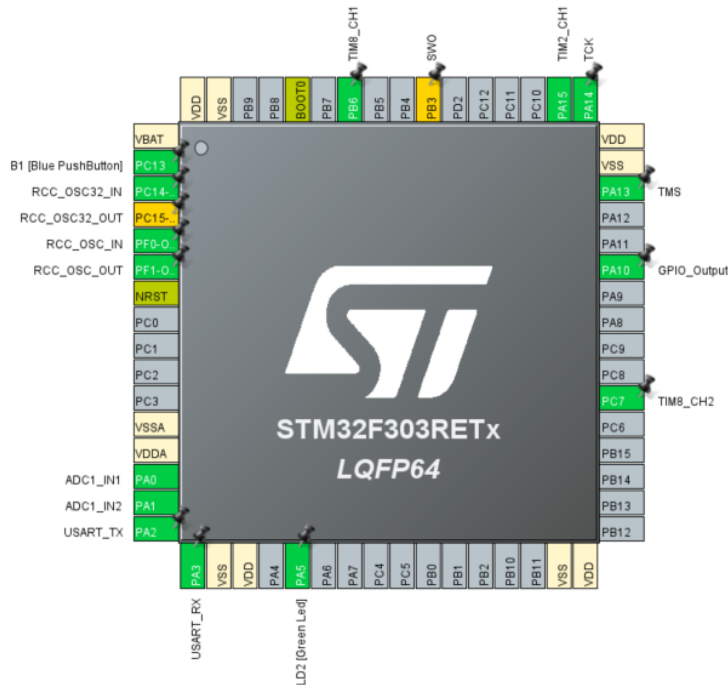
**Obrázek 4.1:** Obecné blokové schéma mikrokontroleru [13]

K vývoji nabízí firma STM desku NUCLEO s již integrovaným STM32F303RE čipem a připojenými periferiemi, jako například s externím krystalovým oscilátorem, LEDkou, I/O piny, tlačítky a dalšími viz referenční manuál k NUCLEOF303RE. Na této desce je praktické se naučit mikrokontroler používat; ale je také v pořádku si pro mikrokontroler navrhnout svou vlastní desku. V tomto projektu se navrhuje deska, tzv. NUCLEO SHIELD, který využívá samičí I/O piny a externě se na NUCLEO napojí. K vývoji se používá jazyk C a vývojové prostředí poskytnuté od STM: STMCubeIDE.

## 4.2 STMCubeIDE

STMCubeIDE umožňuje rychlou konfiguraci mikrokontroleru díky grafickému konfigurovatelnému prostředí CubeMX. Toto prostředí umožňuje konfigurovat mikrokontroler bez detailní znalosti registrů a architektury mikrokontroleru. Je nutné podotknout, že manuální konfigurace, která vyžaduje detailní znalost informací poskytnuté v referenčním manuálu k mikrokontroleru, může být pro začínající i pokročilejší programátory časově náročná, je potřeba manuál nastudovat a mít ho neustále k dispozici, umožňuje však lepší kontrolu v chování mikrokontroleru a přehlednost v konfiguraci. Pro potřeby tohoto projektu je grafická konfigurace v STMCubeIDE za pomoci

CubeMX zcela dostačující.



**Obrázek 4.2:** Příklad konfigurace MCU v prostředí STMCubeIDE

Po konfiguraci mikrokontroleru v grafickém prostředí se ve složce projektu `Src > main.c` objeví automaticky vygenerovaný kód s konfigurací mikrokontroleru. V STMCubeIDE je jedna patrná nevhodnost; při konfiguraci USARTu a DMA totiž záleží na pořadí inicializací těchto dvou periférií, to však CubeMX nezohledňuje. Pro výpis dat z DMA je zcela nezbytné, aby inicializace USARTu byla až po inicializaci DMA. Bez správného pořadí inicializace se na případně připojený terminál nebude nic vypisovat. Při každém automatickém generování kódu se předešlý kód přepíše. Proto je po každém automatickém generování potřeba dané inicializace přehodit. Šikovnější varianta, jak vyřešit tohoto brouka, je v CubeMX nastavit pořadí inicializací. V generovaném kódu jsou komentáři vyznačené sekce pro uživatele. V těchto sekcích se námi napsaný kód i po generování nové konfigurace v CubeMX zachová. Je potřeba dbát na to, aby napsaný kód byl v těchto vyznačených polích, jinak se při dalším automatickém generování kódu automaticky smaže. Po naprogramování je zapotřebí jen připojit pomocí mini-USB programované NUCLEO, program zkompilovat a nahrát.

## 4.3 Časovače

Časovače (timery) jsou vhodné pro generování PWM signálu a spouštění ADC. V mikrokontroleru je možné mít současně spuštěno více časovačů, jsou vzájemně nezávislé, a je také možné je vzájemně synchronizovat. Časovač je složen z 16-ti či 32-bitového čítače (counter), který pokaždé když dočítá do své periody, která je nastavitelná, tak se resetuje. Jedno čítání v časovači odpovídá jednomu taktu procesoru. Pokud je takt procesoru 72MHz, tak 16-ti bitový časovač, který má nastavenou předděličku (prescaler) na nulu, která se nastavuje pro upravení „kroku“ časovače, a s periodou nula bude spouštět frekvencí

$$\frac{\text{takt procesoru}}{(\text{perioda časovače} + 1) \cdot (\text{předdělička} + 1)} = \frac{72MHz}{1} = 72MHz.$$

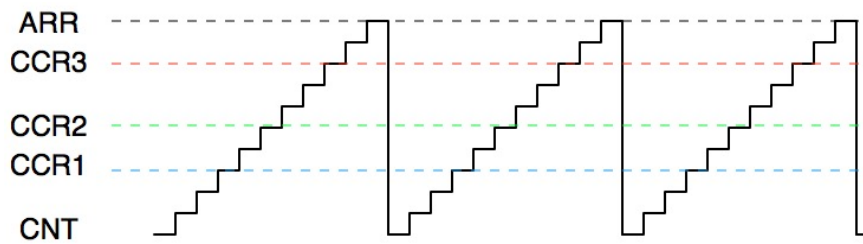
Tohoto přerušení se poté využívá k spuštění jiné akce, jako například střídavé spuštění logické 1 a logické 0 na výstup některého z pinů (PWM). Pro generování excitace jádra pomocí PWM s frekvencí 10 kHz je potřeba zvolit periodu čítače při nulové předděličce na 7200-1. Odečítáme zde jedničku proto, že čítač jako první hodnotu počítá nulu, takže nakonec dopočítá do 7199, což bude 7200. takt, a frekvence tak bude

$$\frac{72MHz}{7200} = 10kHz.$$

Při nastavování předděličky je potřeba dbát na to, že nula znamená dělení zadané hodnoty jedničkou, jedna znamená, že se hodnota dělí dvojkou atd., je tedy potřeba vždy od chtěného čísla zadat „to číslo“ - 1.

Další velice důležitou funkcí časovačů je output compare, značeno OC. To umožňuje časovači, aby inicioval přerušení v moment, kdy časovač dočítá k nějaké nastavené hodnotě, například k půlce své periody. Tohoto se využívá k spuštění například jiného navázaného časovače, který tak bude spouštět s půl-periodovým zpožděním. Konkrétně je toto využito při nastavování správného momentu vzorkování ADC, který je spouštěný časovačem navázaný na OC původního časovače: vzájemné napojení časovačů je hardwarevá záležitost. Pokud chceme například časovače TIM2 a TIM8 propojit, aby TIM8 generoval excitační PWM a spouštěl zároveň TIM2, který bude pomocí OC spouštět ADC vzorkování, je potřeba TIM2, jakožto podřízený časovač, nastavit do podřízeného módu (slave mode; přehled stavů je k mání v referenčním manuálu) a následně zvolit zdroj spouštění (trigger), což je konkrétně pro tyto dva časovače ITR1 (pro jiné časovače se ITR-x liší, viz manuál). Na TIM2 se následně nastaví OC hodnota. Přerušení pro spuštění TIM2 je iniciované doběhnutím periody TIM8.

Vnitřní oscilátor procesoru je sice od jisté míry spolehlivým zdrojem



**Obrázek 4.3:** ARR = auto-reload register, CCR = count and compare register [15]. Čítač iniciuje přerušování při dosažení čítače do hodnoty uložené v CCR.

frekvence, existuje však i přesnější oscilátor: krystal. Ten se do mikrokontrolerů neimplementuje. Jako externí oscilátor má tu výhodu, že není ovlivněn teplotou mikrokontroleru, která zdaleka nemusí být konstantní, a je tudíž přesnější. Jako zdroj frekvence pro časovače, u kterých velice záleží na přesnosti, je vhodné použít právě něj.

## 4.4 ADC

Analogově-číslíkový převodník neboli ADC (analog-to-digital converter), je zcela zásadní pro komunikaci digitálního a analogového světa signálů. Převádí analogový signál na digitální, což znamená, že z nějakého napětí na drátu vytvoří úměrnou hodnotu, kterou poté pošle na výstup. V případě našeho projektu se jedná o napětí indukované na snímací cívice fluxgate magnetometru, které je poté pomocí 12-ti bitového ADC přímo vzorkované a zpracované do mikrokontroleru jako číslo od nuly až po maximální hodnotu výstupu ADC, která je obecně  $2^n - 1$ , kde  $n$  je počet bitů AD převodníku. Hodnota naměřeného napětí se poté získá:

$$\text{Naměřené napětí} = \frac{\text{hodnota výstupu}}{\text{rozlišení ADC}} \cdot \text{referenční napětí}.$$

Pokud tedy máme 12-ti bitové ADC s referenčním napětím 3,3V a na výstupu je decimální hodnota 2048, tak navzorkované napětí je

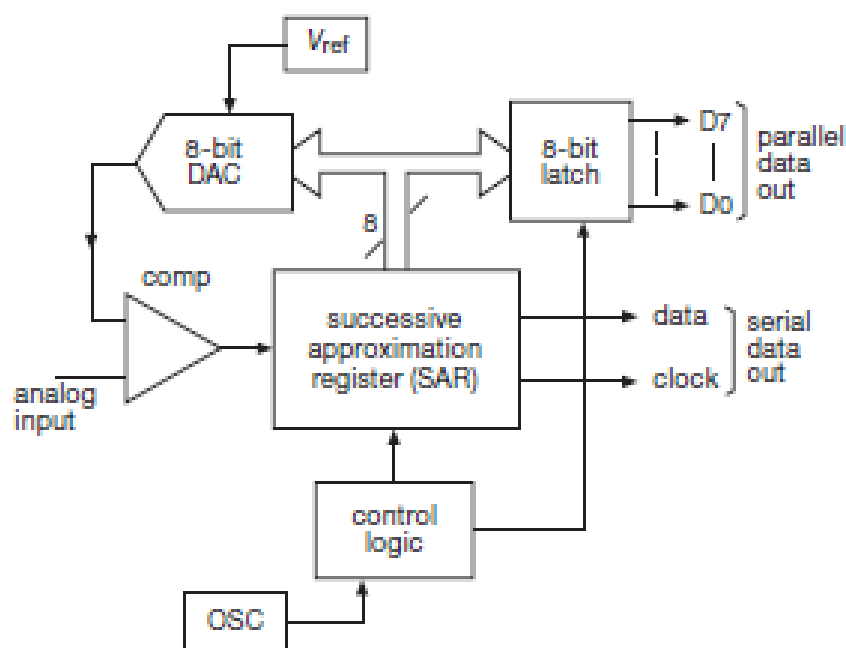
$$\frac{2048}{4096} \cdot 3.3V = 1.65V.$$

Opačný pohled na stejnou záležitost je

$$\text{ADC výstup} = \frac{\text{vstupní napětí}}{\text{referenční napětí}} \cdot \text{rozlišení} = \frac{1,65}{3,3} \cdot 4096 = 2048.$$

Tyto výpočty se vztahují k režimu jednoho vstupu (single-ended). AD převodníků je několik typů: převod s otevřenou smyčkou neboli komparační

(flash), s integrací (dual slope, delta-sigma), a s uzavřenou smyčkou neboli zpětnovazební, či kompenzační (SAR). Základní parametry AD převodníků jsou vzorkovací rychlost (Sa/s), rozlišení a vstupní rozsah ve voltech [17]. Čtyři ADC integrované v mikrokontrolru STM32F303RE jsou 12-ti bitové kompenzační postupně-aproximační převodníky. Mikrokontroler vyhovuje aplikacím, kde se měří magnetické pole ve směru všech tří os, může totiž přijímat najednou tři signály ze snímacích cívek. Typicky jsou převodníky s postupnou aproximací implementované v mikrokontrolerech, mají rozsah 8 až 32 bitů, vzorkovací rychlost dosahuje k MSa/s. K přijmutí vzorku je nutný vzorkovací obvod a k určení vzorkovaného napětí je zapotřebí využít algoritmus binárního vyhledávání, který umožňují zakomponovaný komparátor. ADC může



**Obrázek 4.4:** Blokové schéma ADC a postupnou aproximací [17]

přijímat napětí ve dvou režimech: jednovstupově (single-ended) a diferenciálně (differential) [18]. Nejjednodušší a nejrozšířenější analogové senzory posílají jednovstupové signály. Jsou vytvořené tak, aby jeden vstup senzoru byl připojený do ADC a druhý na společnou zem s mikrokontrolerem. Tuto funkci poskytují všechny základní ADC. Při jednovstupovém zapojení nulová hodnota koresponduje s napětovou úrovní země, zatímco maximální hodnota ( $2^n - 1$ ) bude rovna referenčnímu napětí. Výhoda takového zapojení je, že může být velice levné, zapojení zabírá pouhý jeden vstup a konfigurace je jednoduchá. Slabá stránka je, že takovéto zapojení může být citlivější na rušení na analogovém vstupu a vzdálenost mezi senzorem a by měla být co nejmenší (pro omezení rušivého vlivu). V diferenciálním režimu do ADC vstupují dva signály: kladný a záporný. Měří se rozdíl napětí na těchto dvou vstupech. S jednoduchým ADC, který podporuje pouze jednovstupový převod je možné operaci rozdílu provádět softwarově, jednodušší je však použít ADC, které se



o to již interně stará, a na výstup vyšle už konečnou rozdílnou hodnotu napětí ze vstupů. Hlavní výhodou tohoto zapojení je, že oproti jednovstupovému zapojení měří záporné hodnoty napětí na senzoru. Určení záporného a kladného vstupu ovlivňuje konečnou polaritu měření; výsledné napětí je kladné, pokud měřené napětí na kladném vstupu je větší než napětí na záporném vstupu, a záporné, pokud hodnota napětí na záporném vstupu přesahuje hodnotu napětí na kladném vstupu. Výsledné napětí se počítá podle vzorce:

$$\text{výstup ADC} = \frac{\text{rozdíl napětí}}{\text{referenční napětí}} \cdot \frac{\text{rozlišení ADC}}{2},$$

což je například pro 12-ti bitové ADC

$$\text{výstup ADC} = \frac{-1}{3,3} \cdot \frac{2^{12}}{2} = -620.$$

V konfiguraci tohoto projektu je ADC nastavené tak, aby vzorkovalo v moment, kdy ho spustí OC event iniciovaným TIM2.

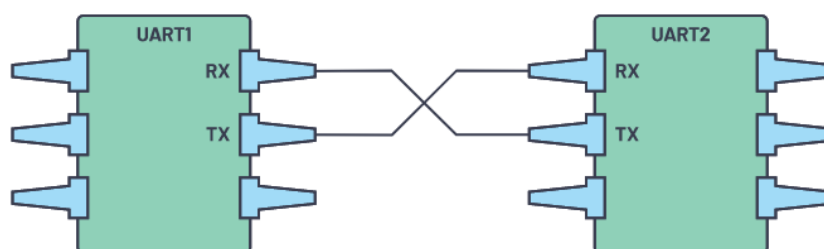
## 4.5 DAC

STM32F303RE má dva 12-ti bitové DAC (digital-to-analog convertor, digitálně-analogové převodníky). DAC se využívá v konfiguraci digitálních fluxgateových magnetometrů v zpětné vazbě pro kompenzaci snímací cívky. Nejstabilnější řešení pro měření pole v konfiguraci fluxgate senzorů je pomocí záporné zpětné vazby: konečná hodnota není dedukována přímo ze snímací cívky, nýbrž z napětí, které je potřebné k tomu, aby se napětí na snímací cívce drželo na nulové hodnotě. DAC na základě navzorkovaného napětí na ADC převede do kompenzace a tím vyruší aktuální napětí na snímací cívce (zapojení viz kapitola 2: Fluxgate senzory).

## 4.6 USART

USART (universal synchronous asynchronous receiver-transmitter) umožňuje sériový přenos dat, protokol má typickou konfiguraci s jedním start bitem, 8 datovými bity s možnou kontrolou parity a jedním stop bitem. Start bit je většinou změna z logické 1 na logickou 0 na jeden takt. Při detekci takové posloupnosti přijímač ví, že může začít přijímat data na frekvenci určenou přenosovou rychlostí (baud rate), který je v bitech za sekundu. Datový rámec je ihned po start bitu a obsahuje přenášené informace. Většinou se

posílá LSB (least significant bit) jako první. V neposlední řadě se pro ověření správného přenosu využívá paritní bit. Počítá se počet jedniček z datového rámece; pokud je počet logických 1 sudý, připíše se ihned za datový rámeček 0, aby se zachovala parita a pokud je počet logických 1 lichý, paritní bit se připíše jako 1, aby se parita vytvořila. V obou variantách je tedy cílem, aby datový rámeček i s paritním bitem měli sudý počet logických 1. Pokud má paritní bit stejnou paritu jako poslaná data, je to alespoň částečná kontrola správnosti přenosu. Na konec se vysílá stop bit, který se vysílá z logické 0 na logickou 1 a může trvat jeden až dva bity. Tím je ukončený jeden datový blok USART přenosu.



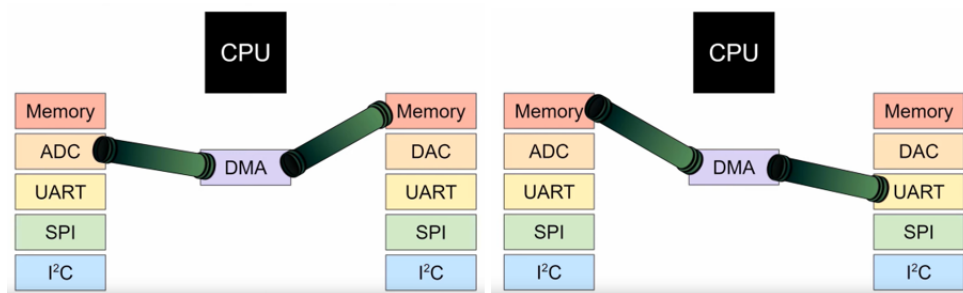
**Obrázek 4.5:** Zapojení Rx a Tx signálů mezi dvěma UART kanály [19]

NUCLEO F303RE má USART již vyvedený a integrovaný do komunikace přes mini-USB, takže přes USB je možné z něj vysílat data, a bez potřeby přepojování drátů na něj nahrát nově vytvořený program, nebo debugovat. Pro běžné vyslání dat přes USART je zapotřebí využívat kapacitu CPU, což ale u jednoho jádra a při souběžné diskretizaci signálu znamená, že ve chvíli vyslání informace znemožňuje přijetí nových dat, protože pro zápis dat do paměti vyžaduje kapacitu CPU. Toto je ale vyřešené přímým přijímáním dat do paměti a posíláním dat z paměti přímo přes USART: pomocí kontroléru DMA.

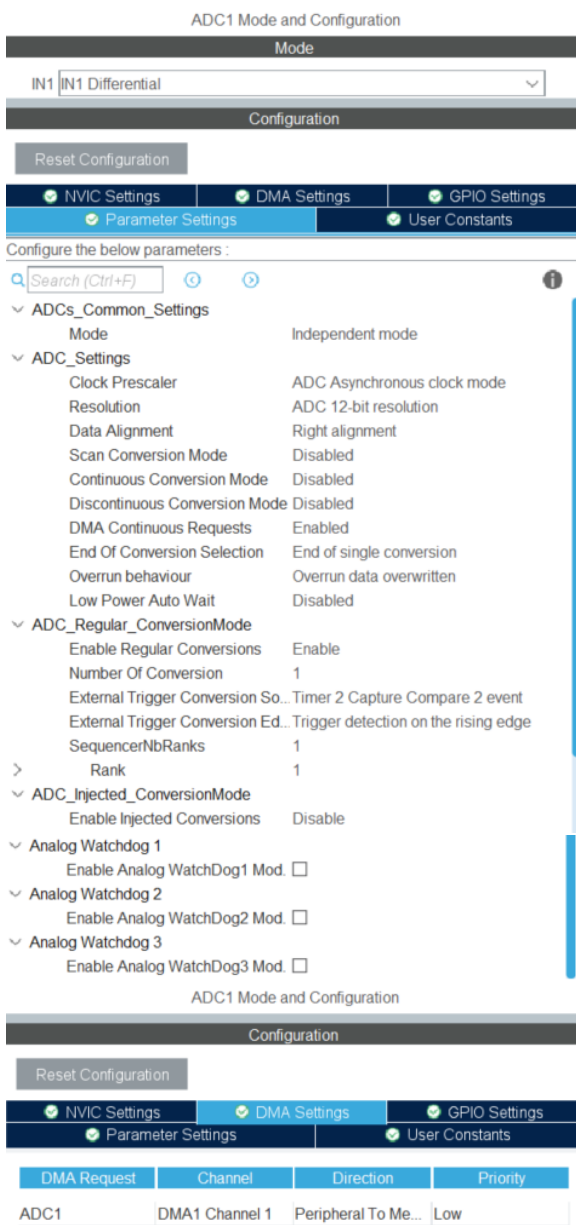
## 4.7 DMA

DMAC (direct memory access controller) je kontrolér umožňující přístup do paměti bez využití CPU. Tohoto se využívá při potřebě souběžného zpracování a výpisu toku dat. V případě tohoto projektu se data z ADC zapisují přímo do paměti, a z paměti se poté přímo vypisují na USART, což se po konfiguraci zobrazuje na terminálu (např. realterm). Při konfiguraci terminálu je potřeba dbát na to, aby shodovali přenosové rychlosti nastavené na USARTu a terminálu. DMA je podle potřeby nastavitelná viz referenční manuál. Při propojení DMA a USARTu je potřeba v konfiguraci nastavit

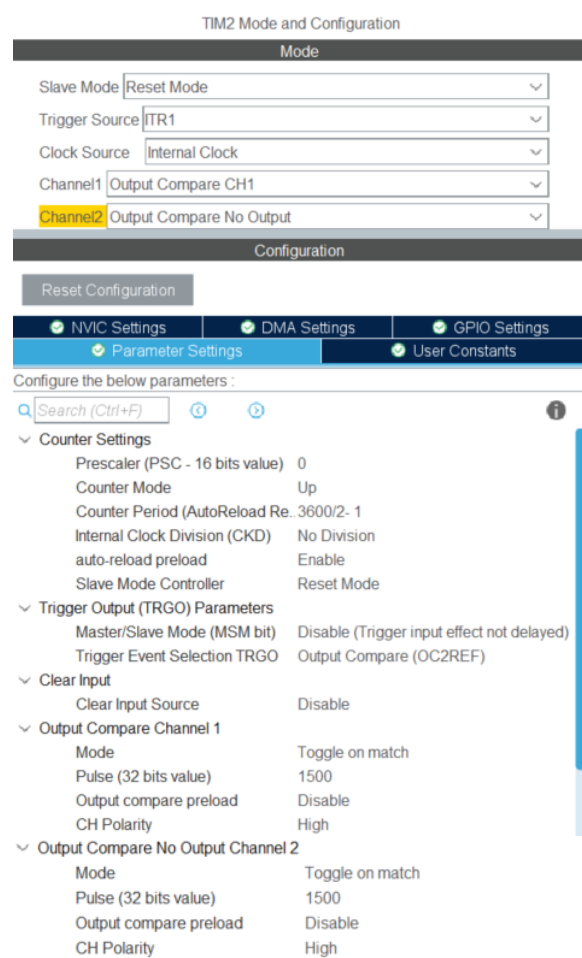
„DMA continuous requests“ na **enable**. Dále je pro počby ping-pong bufferu nezbytné, aby byl konfigurovaný na „circular“ mode.



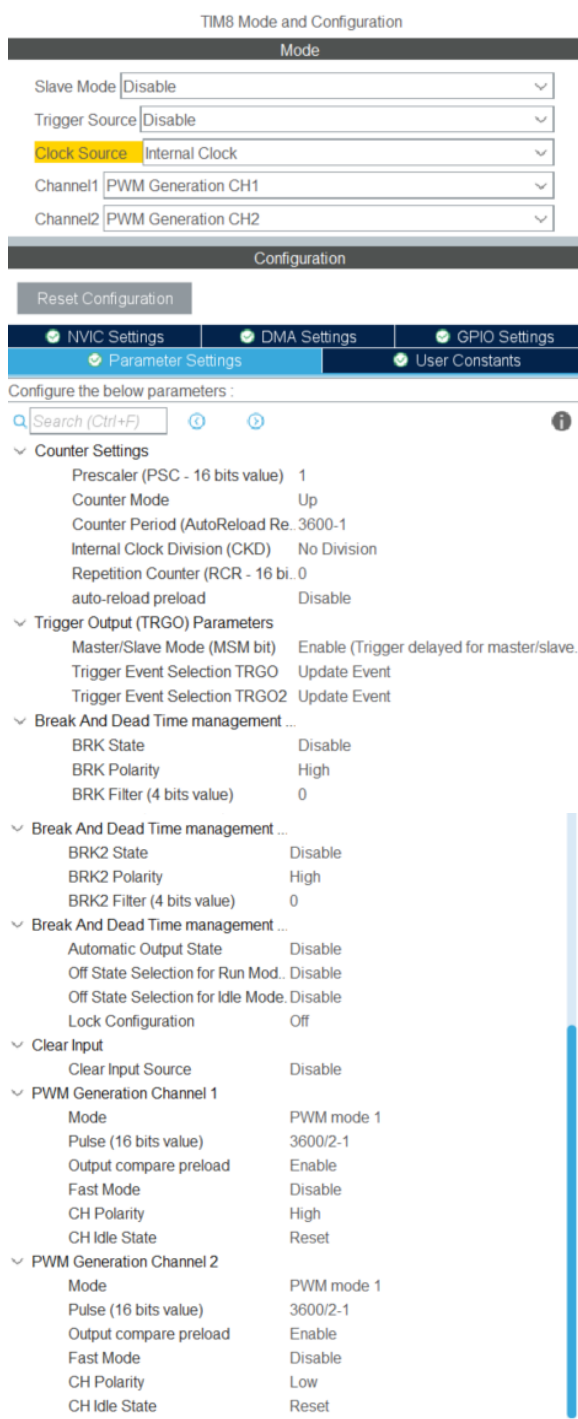
**Obrázek 4.6:** Diagram toku dat v mikroprocesoru při konfiguraci DMA pro ADC a UART [20]



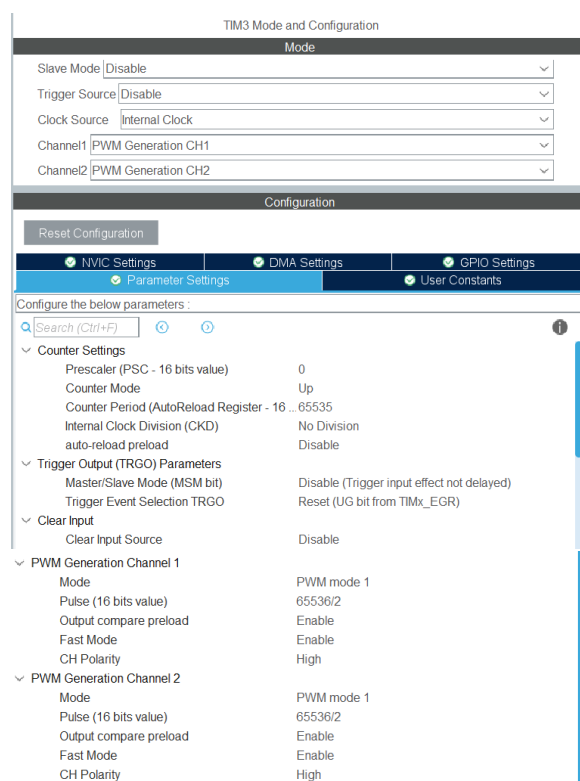
**Obrázek 4.7:** Nastavení ADC v STM32CubeIDE.



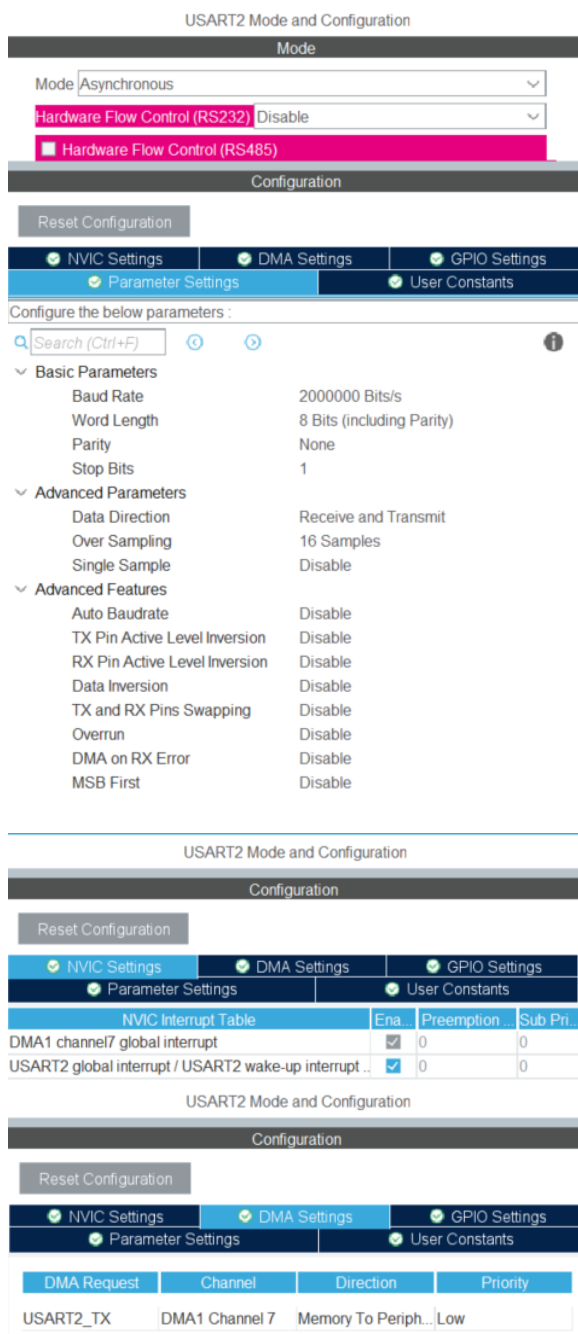
Obrázek 4.8: Nastavení vzorkovacího časovače TIM2 v STM32CubeIDE.



Obrázek 4.9: Nastavení excitačního časovače TIM8 v STM32CubeIDE.



**Obrázek 4.10:** Konfigurace kompenzačního časovače TIM3 v STM32CubeIDE.



**Obrázek 4.11:** Nastavení USART v STM32CubeIDE.



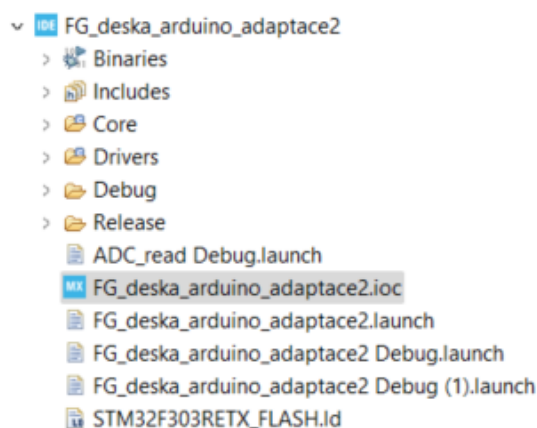
## Kapitola 5

### Analýza kódu

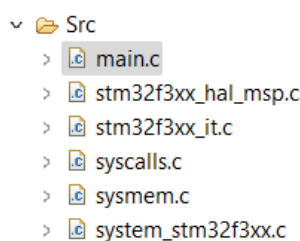
Software je napsán v programovacím prostředí STMCubeIDE, kde je možné využít grafickou konfiguraci procesoru a periférií s automatickým generováním kódu, viz kapitola 4. Pro programování mikrokontroleru je ideální používat programovací jazyk C, který umožňuje šetrně pracovat s pamětí, které je v mikrokontrolerech omezené množství. Dále je vhodné používat i knihovny a funkce, které nejsou příliš náročné na paměť; například je vhodnější paměť alokovat statickými metodami (pole), než dynamickými metodami (funkce `malloc()` a `calloc()`) a je také vhodné si psát funkce podle specifické potřeby. Dají se také definovat proměnné na základě jejich potřebné velikosti a využití, lze využít například datový typ `uint8_t`, který specifikuje bezznaménkové číslo o velikosti 8 bitů apod. Další výhodou jazyka C je přímé pracování s pamětí, které je vhodné pro konfiguraci bitů v registrech. V této kapitole jsou rozebrány konkrétní části softwaru.

#### 5.1 Konfigurace projektu

Před začátkem samotného programování je zapotřebí si vytvořit projekt podle toho, kterou desku či procesor využíváme. Po zadání například desky NUCLEOF303RE se automaticky načtou veškeré periferie, které jsou na této desce k dispozici; USART, LED apod. Dále se v CubeMX grafické konfiguraci mikrokontroleru načtou veškeré konfigurovatelné části mikrokontroleru, které jsou specifické pouze pro vybraný model desky, či mikrokontroleru; ADC1, DMA, TIM3 apod. Konfigurace jednotlivých částí mikrokontroleru jsou všechny k dispozici v referenčním manuálu pro zadaný mikrokontro-



**Obrázek 5.1:** Zde je vzhled typické složky projektu. Zvýrazněný je CubeMX grafický konfiguratör.



**Obrázek 5.2:** Pozice hlavního souboru programu.

ler. Zde je možné se dočíst o funkcích, využitelnosti, obecné použití a také parametry daných částí mikrokontroleru. Po automatickém vygenerování kódu se rozklikne soubor s výchozím názvem `main.c`, který obsahuje hlavní smyčku programu. Detaily o automatickém generování kódu viz kapitola 4. Konfigurace jednotlivých částí mikroprocesoru viz příloha.

## 5.2 Vzorkování a definice velikostí

Vzorkování datového toku z ADC probíhá nepřetržitě a je zapotřebí ho svižně zapisovat a v neprodlené době také vypisovat přes USART. Vhodná velikost bufferu, který slouží jako dočasný prostor pro uložení dat, je zvolená 2048. Je zvolené číslo dostatečně velké, aby se buffer stihl naplnit rozumným množstvím dat a zároveň dostatečně malé, aby se v rozumném čase také souběžně stihl vypsat. Číslo je také zvolené jako násobek dvojky, protože reprezentace tohoto čísla v binární soustavě je 1111111111, což se ve fyzické paměti vhodně ukládá. Polovina bufferu se definuje kvůli tzv. ping-pong bufferu viz tato kapitola. Použití makra `define` je vhodné při častém měnění

```

/* USER CODE BEGIN PD */
#define CLOSED_LOOP
//#define OPEN_LOOP

#ifdef OPEN_LOOP
#define ADC_BUF_LEN 2048
#endif

#ifdef CLOSED_LOOP
#define ADC_BUF_LEN 32
#endif

#define ADC_BUF_HALF (ADC_BUF_LEN/2)
#define PWM_PERIOD ((65536/8)-1)
#define PWM_MID (PWM_PERIOD/2)

#define Ki (((ADC_BUF_HALF)*65536)/PWM_PERIOD)
/* USER CODE END PD */

```

**Obrázek 5.3:** Direktivy define pro projekt.

této konstanty. Stačí ho jednou definovat na úvod psaného kódu a preprocesor všechna následující jména makra v kódu změnit na uvedenou konstantu.

V define je i konfigurované vhodné přepínání mezi dvěma způsoby měření: s kompenzací (closed loop) a bez kompenzace (open loop). Je zde také definovaná integrační konstanta pro zpětnou vazbu a periody PWM signálu.

## 5.3 Proměnné

Datové typy proměnných jsou zvolené v závislosti na velikosti maximálního čísla, které se na výstupu ADC mohou objevit. V našem případě `uint16_t adc_buf1[ADC_BUF_LEN]` je pole s `ADC_BUF_LEN` prvky s každým prvkem zabírajícím 16 bitů v paměti. To v překladu znamená, že jeden prvek v poli může mít maximální hodnotu  $2^{16} - 1 = 65535$ , což zahrnuje maximální hodnotu, která se na výstupu 12-ti bitového ADC může objevit:  $2^{12} - 1 = 4095$ . Datový typ `uint8_t` by se pro tento případ použít nedal, protože má maximální hodnotu  $2^8 - 1 = 255$ , takže by většinu dat přijatých z ADC nemohl uložit a mohl by navíc způsobit nedefinované chování. Naopak pro `uint8_t ascii_pole1[ADC_BUF_HALF*6]` je tento datový typ vhodný,

```
/* USER CODE BEGIN PV */
//pro ADC1
uint16_t adc_buf1[ADC_BUF_LEN];
uint16_t adc_half_buf1[ADC_BUF_HALF];
uint8_t ascii_pole1[ADC_BUF_HALF*6];
uint8_t DMA_status = 2; //0 je halfcplt, 1 je cplt, 2 nacistani do bufferu
float feedbackValX = PWM_MID;
float newData = 0;
/* USER CODE END PV */
```

Obrázek 5.4: Použité proměnné.

protože toto pole ukládá čísla po jednom byte (8 bitů) za sebe do pole v ASCII kódování. Potřebné znaky v ASCII pro výpis čísel, znamének a formátování jsou všechny kódované v decimálním rozsahu 0 až 255.

## 5.4 Pořadí inicializace

Po grafické konfiguraci se v hlavním souboru `main.c` vygenerují také výchozí inicializace periférií. To zahrnuje aktivace GPIO portů a nastavení adres periférií. Ručně se toto provádí pomocí zapisování hodnot do registrů konkrétních periférií v paměti. Každá periferie totiž má své vyznačené adresy v paměti, ze kterých čerpá informaci o uživatelem nastavené nebo výchozí konfiguraci. Konkrétní adresy k jednotlivým perifériím jsou k dispozici v referenčním manuálu k mikrokontroleru. Psát toto ručně může mít značný edukativní význam, STM však už tuto konfiguraci nabízí v HAL knihovnách (hardware abstraction layer). Tato knihovna poskytuje mnoho funkcí pro komunikaci s perifériemi ihned po jejich deklaraci. Výhodou je značné ušetření času při programování, protože velké množství konceptů, jako například „callback“ na zcela naplněný buffer, jsou již navrženy a naprogramovány, jediný potřebný krok k jejich porozumění je si knihovnu funkcí prostudovat. To lze udělat kdykoliv při zvýraznění napsané HAL funkce a stiknutím klávesy F3. Protože při inicializaci periférií dochází k zápisu do registrů, může se občas stát, že některá z inicializací přepíše inicializaci druhou, a to obzvláště, když se inicializují periferie, které na sobě závisí.

Konkrétně při inicializaci USARTu, která je nutná pro výpis dat na terminál, a DMA, který se využívá pro výpis přímo z paměti na USART, je problém, pokud se nejdříve inicializuje USART a poté až DMA. Výsledkem je, že se přes USART na terminál nic nevypíše. Toto je kvůli tomu, že USART využívá DMA k výpisu, a pokud DMA není inicializováno před

```

/* Initialize all configured peripherals */
MX_GPIO_Init();
MX_DMA_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_TIM2_Init();
MX_TIM8_Init();
MX_USART2_UART_Init();

```

**Obrázek 5.5:** Pořadí inicializace periférií. Důležité je, aby inicializace USARTu byla až po inicializaci DMA.

USARTem, tak se USART nakonfiguruje na samostatnou činnost, protože žádné navazující periférie „nevidí“, a konfigurace selže. Pro správné pořadí automatické inicializace je potřeba již od první konfigurace periférií v projektu inicializovat v správném pořadí. Pořadí inicializace se v CubeMX totiž uloží do souboru `*jméno_projektu*.ioc` na řádku `ProjectManager.functionlistsort=...`, kterou lze poté měnit pouze v textovém editoru mimo STMCubeIDE. Pokud se inicializace v `main.c` automaticky generují ve špatném pořadí, je zapotřebí soubor `*jméno_projektu*.ioc` otevřít v textovém editoru, řádek s `ProjectManager.functionlistsort=...` smazat a soubor uložit. Po novém otevření `*jméno_projektu*.ioc` se automatické pořadí inicializace již napraví na správné pořadí.

## 5.5 Aktivace periférií procesoru a HAL knihovny

Jakmile se inicializují periférie, je nutné je aktivovat do zvolených režimů. K tomuto slouží funkce z HAL knihoven. Pro aktivaci časovačů používané k PWM excitaci je možné využít funkci `HAL_TIM_PWM_Start()`, kde je první argument adresa manipulátoru (handler) pro časovač a druhým argumentem je kanál, na kterém je tato akce nakonfigurována. To stejné je v `HAL_TIM_OC_Start()`, kde se aktivuje OC kanál. Ve skutečnosti je v tomto projektu k funkci zapotřebí jen jediný OC kanál, který spouští ADC, a to kanál bez výstupu na piny (kvůli šetření počtem pinů), ale z důvodu možnosti debugování, pozorování a upravování výstupu OC kanálu je vytvořeno i dvojče, které je signálově identické k OC bez výstupu, je ale vyvedené na výstupní pin. Fyzický výstup OC je tak možné pozorovat pomocí osciloskopu. Funkce `HAL_ADC_Start_DMA()` je určena k současné aktivaci ADC a k příkazu, aby se navzorkovaná data ukládala do vyznačené paměti pomocí DMA. V argumentu této funkce je adresa manipulátoru pro ADC (`hadc1`), adresa paměti (`adc_buf1`), a velikost této paměti (`ADC_BUF_LEN`).

```
/* USER CODE BEGIN 2 */
HAL_TIM_PWM_Start(&htim8, TIM_CHANNEL_1);
HAL_TIM_PWM_Start(&htim8, TIM_CHANNEL_2);
HAL_TIM_OC_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_1);
HAL_TIM_OC_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_2);
HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*) &adc_buf1, ADC_BUF_LEN);
/* USER CODE END 2 */
```

**Obrázek 5.6:** Periferie procesoru jsou sice nakonfigurované, je ale potřeba je i aktivovat prostřednictvím HAL knihoven.

## 5.6 Tisk

Pro tisk se standardně v jazyce C používá funkce `printf()`. Tato funkce je univerzální a dá se použít při většině aplikacích spojených s tiskem na grafický výstup. Její univerzálnost je založená na obsáhlé definici v knihovně, na kterou se při zavolání funkce musí hlavní soubor odkazovat. Tento proces je pouze pro účel vypsání obsahu bufferu na terminál zbytečně paměťově náročný. Proto se pro výpis používá funkce `UartPrintUnmArray2Dma()`. Funkce přijme pole `uint16_t` a jeho velikost. Z něj postupně přepíše jednotlivé hodnoty do jednoho souvislého pole po jednom znaku. Stará se o to, aby každé číslo z bufferu bylo správně formátované a připravené na výpis, tj. aby bylo ve správném ASCII kódování a správně oddělené. Na konci funkce se celé pole vypíše pomocí funkce z HAL knihovny `HAL_UART_Transmit_DMA()`, která data z paměti za pomoci DMA pošle přímo na UART bez potřeby CPU.

## 5.7 Ping-pong buffer

Pro efektivní práci s přijímanými daty je využit tzv. ping-pong buffer. Název tohoto konceptu je odvozen od neustálého střídavého plnění a vypisování dvou polovin jednoho bufferu, v našem případě `uint16_t adc_buf1[ADC_BUF_LEN]`. Principem je, že ve stejný čas, kdy se jedna polovina bufferu plní příchozími daty, se také vypisují data z druhé poloviny bufferu. Tím vzniká souběžný systém výpisu a zápisu. Toto je potřebné kvůli tomu, aby se zaznamenala všechna data přicházející z ADC. Proces tedy začíná tak, že se naplní jedna polovina bufferu; ve chvíli, když je plná, se pomocí funkce z HAL knihovny `HAL_ADC_ConvHalfCpltCallback()` ohlásí, že je ve stavu poloviční plnosti, a nepřetržitě pokračuje v plnění druhé poloviny bufferu, která také pomocí funkce `HAL_ADC_ConvCpltCallback()` ohlásí, že je buffer plný. V moment, kdy je jedna z těchto funkcí aktivní, se v ní nastaví

```

void UartPrintNumArray2Dma(uint16_t a[], uint16_t velikost)
{
    uint16_t glob_pos = 0;
    uint8_t i;
    uint8_t digits[8];
    uint16_t val;

    for(uint16_t j = 0; j < velikost; j++){
        //iteruje pres cely adc_half_buf1
        i = 0;
        val = a[j];

        while (val > 0) {
            digits[i++] = val % 10;
            val /= 10;
        }
        for (uint8_t x = 0; x < i; x++) {
            ascii_pole1[glob_pos] = (digits[i - x - 1]) + 0x30;
            glob_pos++;
        }
        ascii_pole1[glob_pos] = '\r';
        glob_pos++;
        ascii_pole1[glob_pos] = '\n';
        glob_pos++;
    }
    HAL_UART_Transmit_DMA(&huart2, (uint8_t*)ascii_pole1, glob_pos);
    // ..._ASCII_ASCII_ASCII_ASCII_ODDELOVAC(\n)...
}

```

**Obrázek 5.7:** Definovaná funkce `UartPrintNumArray2Dma()` umožňuje efektivní a rychlý výpis obsahu bufferu na USART.

identifikátor `DMA_status`, který poté řídí dění v hlavní smyčce.

## 5.8 Hlavní smyčka *while*

Jedna z považovaných rozdílů mikrokontroleru a mikroprocesoru je, že mikrokontroler ke své funkci využívá jednu jedinou nekonečnou smyčku. Zde, za podmínky, že je argument cyklu `while` pravdivý, což je v tomto případě vždy, tato smyčka běží dokola. Je dělená na dvě části; výpis první poloviny bufferu a výpis druhé poloviny bufferu. Pomocí identifikátoru stavu naplněnosti bufferu `DMA_status`, který je modifikován vždy při naplnění jedné

```
//PINGPONG BUFFER
//zavolané když se naplní první polovina bufferu
void HAL_ADC_ConvHalfCpltCallback(ADC_HandleTypeDef* hadc){
DMA_status = 0;
}

//zavolané když se naplní druhá polovina bufferu
void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef* hadc){
DMA_status = 1;
}
```

**Obrázek 5.8:** Zavolání HALovských funkcí, které signalizují z půlky a zcela naplněný paměťový buffer.

z polovin bufferu, se přepíše právě naplněný buffer do pole, které se vzápětí pomocí funkce `UartPrintNumArray2Dma()` vypíše. Nyní je vhodné uvědomit si, jak důležité je, aby výpis byl dostatečně rychlý. Pakliže by výpis byl pomalejší než zápis do paměti, došlo by k přepisování již zaznamenaných dat bez toho, aby se vypsali, a vypsaná data by tak neodpovídala zaznamenaným. Pro jednoduchou kontrolu funkce ping-pong bufferu je vždy při proběhlém naplnění jedné z polovin pomocí funkce `LD2_GPIO_Port()` aktivována LED. Toto je velice vhodná pomůcka při hledání potíží s programem. Po dokončení výpisu se `DMA_status` změní na status naplňování jedné z polovin bufferů. Při začátku každého cyklu se pomocí funkce `LD2_GPIO_Port()` LED zase vypne, aby změny byly viditelné. Při správném průběhu programu LED bliká vysokou frekvencí.

V closed loop režimu se zde do proměnné `feedbackVal` ukládá střída kompenzační PWM v bitech. Pro `feedbackVal = 0` se žádný signál nevysílá a pro `feedbackVal = -PWM_MID` je střída 100%. Anti-windup je implementovaný v prvním IFu `CLOSED_LOOP`.



```

/* Infinite loop */
/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
//HALF CPLT callback
HAL_GPIO_WritePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin, GPIO_PIN_RESET);
if (DMA_status == 0)
{
newData = 0;
HAL_GPIO_WritePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin, GPIO_PIN_SET);
for (uint16_t i = 0; i < ADC_BUF_HALF; i++)
{
adc_half_buf1[i] = adc_buf1[i];
newData += adc_buf1[i]-2048;
}
#ifdef OPEN_LOOP
UartPrintNumArray2Dma(adc_half_buf1, ADC_BUF_HALF);
#endif
DMA_status = 2;
}
//CPLT callback
else if (DMA_status == 1)
{
HAL_GPIO_WritePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin, GPIO_PIN_SET);
for (uint16_t i = 0; i < ADC_BUF_HALF; i++)
{
adc_half_buf1[i] = adc_buf1[ADC_BUF_HALF + i];
newData += adc_buf1[ADC_BUF_HALF + i]-2048;
}
#ifdef OPEN_LOOP
UartPrintNumArray2Dma(adc_half_buf1, ADC_BUF_HALF);
#endif
#ifdef CLOSED_LOOP
feedbackValX += newData / Ki;
if(feedbackValX>(PWM_MID-1)){
feedbackValX = PWM_MID-1;
}
if(feedbackValX<(-PWM_MID)){
feedbackValX = -PWM_MID;
}
htim3.Instance->CCR2 = feedbackValX+PWM_MID;
UartPrintNum2Dma2(feedbackValX);
#endif
DMA_status = 2;
}
}
/* USER CODE END WHILE */

```

**Obrázek 5.9:** Hlavní smyčka programu. <sup>45</sup>de se vypisuje zpracovaný obsah polovin bufferů. Při výpisu také blikne signalizační LEDka.



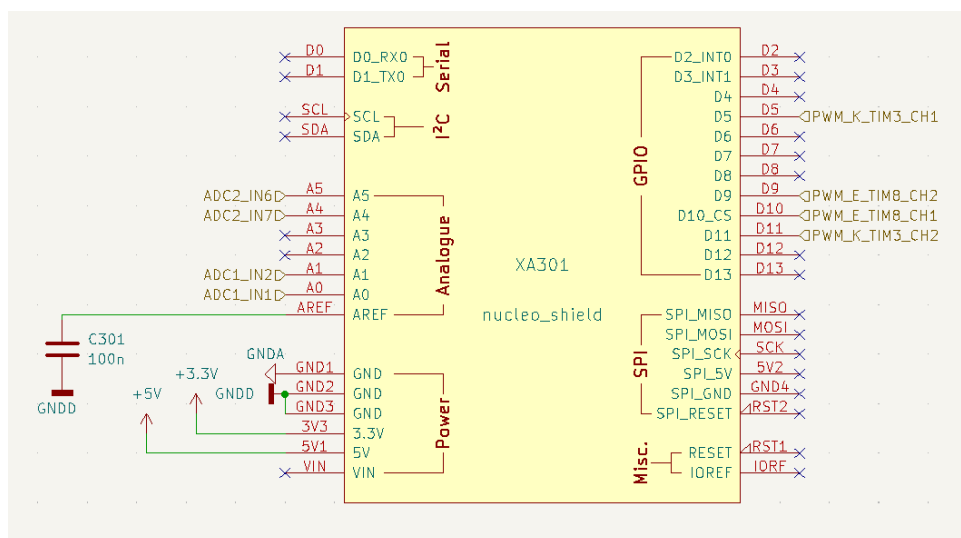
## Kapitola 6

### Analýza schématu

Pro uskutečnění demodulace signálu pomocí přímého vzorkování bylo ideálním řešením navrhnout desku, která bude obsahovat potřebnou elektroniku, aby se signál mohl zpracovat na mikrokontroleru. Další charakteristikou návrhu byla její ergonomická forma; jde totiž o desku, která se přímo nasadí a propojí se samičími piny desek s mikrokontrolery. Kompatibilní je s deskami NUCLEO od ST Microelectronics a ARDUINO. Jde o hardwarový shield, tzn. struktura a dimenze pinů na desce je navržena tak, aby pasovala k odpovídajícím pinům na hlavní desce, a tak byla dokonale propojená s MCU a dalšími periferiemi. Tato kapitola se zabývá metodou návrhu obvodů pro správnou funkčnost a metodou návrhu DPS (digitálního plošného spoje). Deska byla navržena v prostředí KiCAD a vyrobena čínskou firmou JLCPCB. KiCAD je open-source software pro navrhování elektroniky, je volně dostupný ke stažení.

#### 6.1 Návrh schématu

Navrhování schématu je uskutečněno ve schématickém editoru KiCAD. Zde je možné si vytvořit součástky prostřednictvím symbolového a footprintového editoru. Součástku si lze buďto navrhnout tak, aby odpovídala potřebným dimenzím a parametrům, nebo lze využít standardní vytvořenou knihovnu, kde se mnoho součástek již vyskytuje. Při umístění součástek si můžeme zvolit její hodnotu a pozici v obvodu. Hodnoty součástek a další parametry se dají nastavovat ve vlastnostech již vložených součástek. V komplikovanějších návrzích je vhodné mít více schémat, která jsou vzájemně



Obrázek 6.1: Konfigurace pinů vedoucí k hlavní desce.

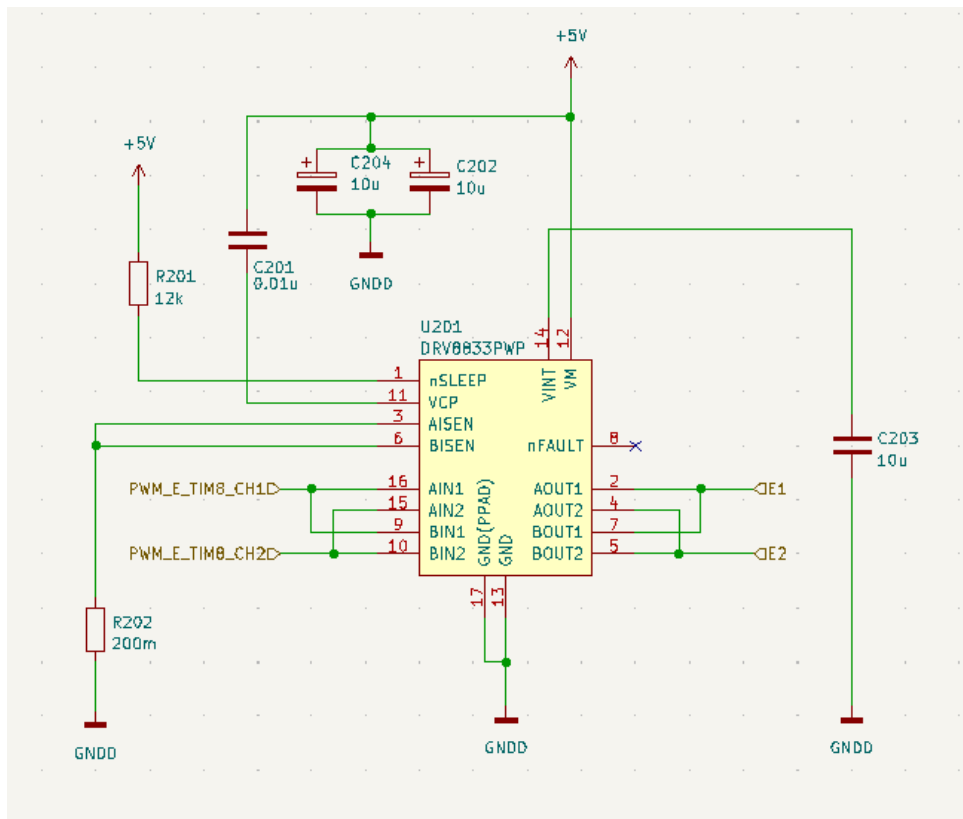
propojená pomocí značek, která se umísťují na specifické místo propojení dvou bodů.

### 6.1.1 CPU

Volba pinů se zcela odvíjí od konfigurace periférií. V integrovaném čipu je možné jisté periférie konfigurovat pouze na specifická místa. NUCELO deska má piny procesoru a periférie vyvedené jak na samčí, tak na samičí piny. Protože pro uskutečnění shieldu lze využít pouze samičí piny, je zapotřebí rozvážně vybírat periférie, aby jejich vývod bylo možné nakonfigurovat na samičí piny. V konfiguraci jsou nastavené diferenciální vstupy pro dva AD převodníky (ADC1\_IN1, ADC\_IN2, ADC2\_IN6, ADC2\_IN7), pro dva kanály excitační PWM (PWM\_E\_TIM8\_CH1, PWM\_E\_TIM8\_CH2) a dva kanály kompenzace (PWM\_K\_TIM3\_CH1, PWM\_K\_TIM3\_CH2). Dále je ještě připojený filtrační kondenzátor k vývodu AREF.

### 6.1.2 Excitační obvod

Pro zesílení excitačních signálů z STM32 se využívá motordriver, což je H-můstek výkonových tranzistorů s integrovanou řídicí logikou. Motordriver se využívá pro zesílení proudu tekoucího do excitační cívky, protože PWM signál buzený mikrokontrolerem, kterým se excitační cívka budí, není sám o

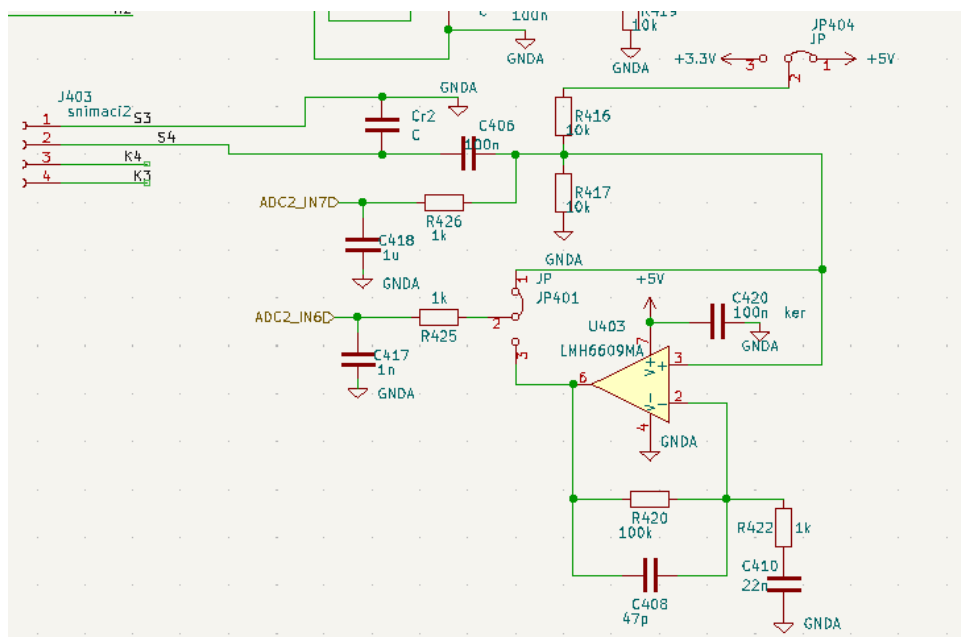


Obrázek 6.2: Zapojení motodriveru DRV8833.

sobě dostatečně silný. Zapojení je uskutečněné podle doporučeného zapojení od výrobce motodriveru Texas Instruments viz datasheet DRV8833 Dual H-Bridge Motor Driver. Poté je přes rezonanční kondenzátor připojený na excitační cívku.

### 6.1.3 Zesilovač snímaného napětí

Potom, co se na snímací cívce naindukují napětí úměrné měřenému je zapotřebí tento signál zesílit, aby se využil maximální rozsah ADC. První od snímací cívky je umístěn paralelní rezonanční kondenzátor. Toho se využívá pro lepší zesílení 2. harmonické (resp. potlačení ostatních signálů než je 2. harmonická) snímaného signálu. V sérii je umístěn další kondenzátor ve funkci horní propusti. Tento kondenzátor blokuje stejnosměrné napětí na které se signál váže, aby se nedostalo zpět na snímací cívku. Větev jdoucí k ADC2\_IN6 má zde dolní propust pro odečítání navázaného stejnosměrného napětí od signálu. Nastavitelný napěťový dělič zvedá stejnosměrnou složku signálu, protože na vstup ADC je možné přivést pouze nezáporné napětí. Poté je zde možné číst přímo surová nebo zesílená data. Toto se volí pomocí

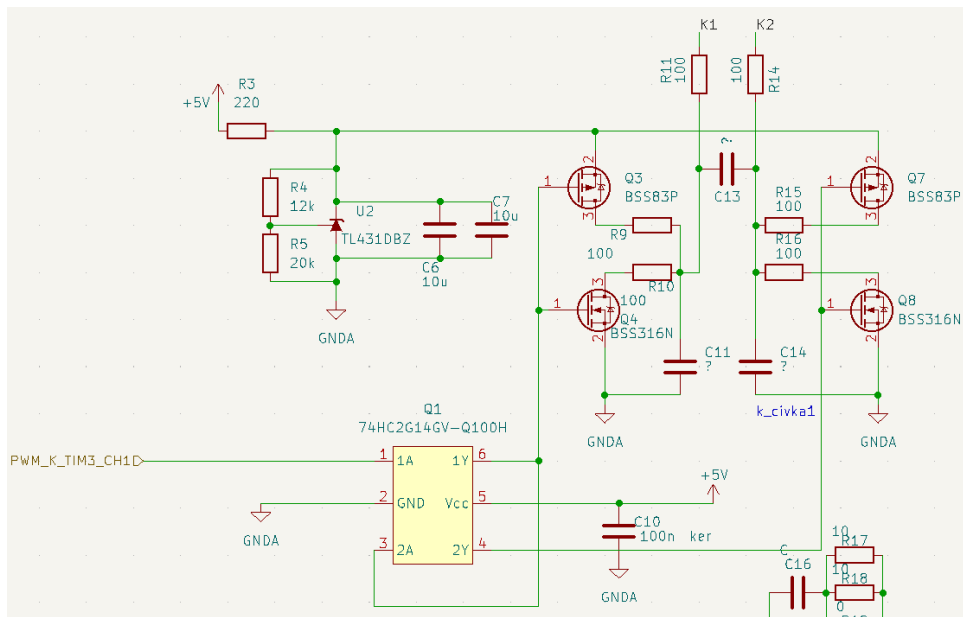


Obrázek 6.3: Zapojení zesilovače snímacího signálu.

tří-pinové propojky. Zesilovač je zde je navržen jako pásmová propust pro ještě lepší zvýraznění 2. harmonické složky signálu, která je měronosná. Napájení OZ je blokováno kondenzátorem pro stabilnější napájení.

#### 6.1.4 Kompenzace

Kompenzace je implementována pomocí tranzistorového H-můstku. Na rozdíl od hodnot excitačního výkonu, kompenzační proud zdaleka není potřeba tak silné. Tranzistorový H-můstek však má stejnou funkci jako motodriver. Je zde vytvořena 4V napěťová reference pomocí napěťové reference pomocí low-cost reference TL431. Paralelně k ní jsou dva stejně velké keramické kondenzátory pro dodání dostatečného proudu při pulzním odběru. H-můstek je řízený jednou PWM, která je využita pro obě polarity. Toto je možné díky invertoru 74HC, který jeden vývod neguje dvakrát, a druhý vývod jen jednou, a tak jsou z jednoho PWM signálu dva PWM signály opačné polarity. Jeden z PWM signálů není na H-můstek přivedený přímo kvůli potenciálnímu zpoždění a desynchronizace PWM signálů. Pokud jsou oba signály PWM připojené na logický invertor, vzniklé zpoždění je pro oba signály zanedbatelné. H-můstek je tvořený komplementárními páry unipolárních NMOS a PMOS tranzistorů. Kondenzátory a teplotně stabilní odpory, které jsou na výstupu H-můstku poté slouží jako dolní propusti.



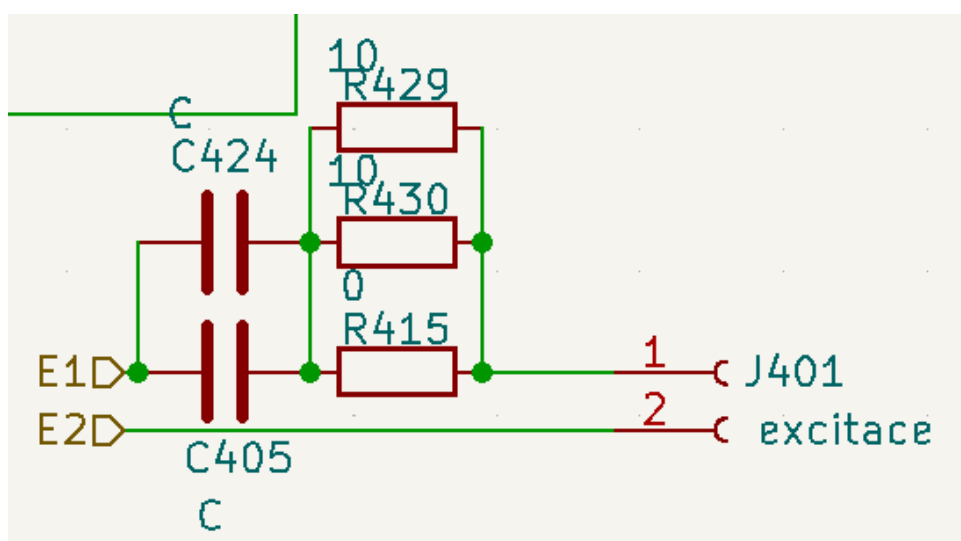
Obrázek 6.4: Zapojení zpětnovazebního H-můstku ke kompenzační cívce.

### 6.1.5 Excitace

Rezonanční kondenzátor je zde umístěn sériově. V sériové kombinaci totiž umožňuje nízkou impedanci obvodu, energie se přelévá mezi indukčností excitační cívky a kapacitou a ke ztrátám dochází jen na odporu vinutí a spínacích prvcích (motordriver). Z hlediska spotřeby je takovýto obvod velice výhodný. Jsou zde zvoleny jak THT (through hole terminal), tak SMD (surface mount device) komponenty. THT komponenty jsou zvoleny proto, že přes ně tečou větší proudy, což by SMD kondenzátory nemuseli vydržet.

## 6.2 Návrh digitálního plošného spoje

Po návrhu schématu celé desky je dalším krokem navrhnout fyzickou desku pomocí PCB (printed circuit board) editoru v KiCAD. Po otevření v PCB editoru a importu součástek a jejich propojení se vygenerují jejich footprinty (fyzický vzhled). Je potřebné dimenzovat desku, umístit součástky na vyhovující místo, zvolit vhodné parametry mědi a součástky propojit. Při navrhování je vhodné dodržovat zásady návrhu viz [21].



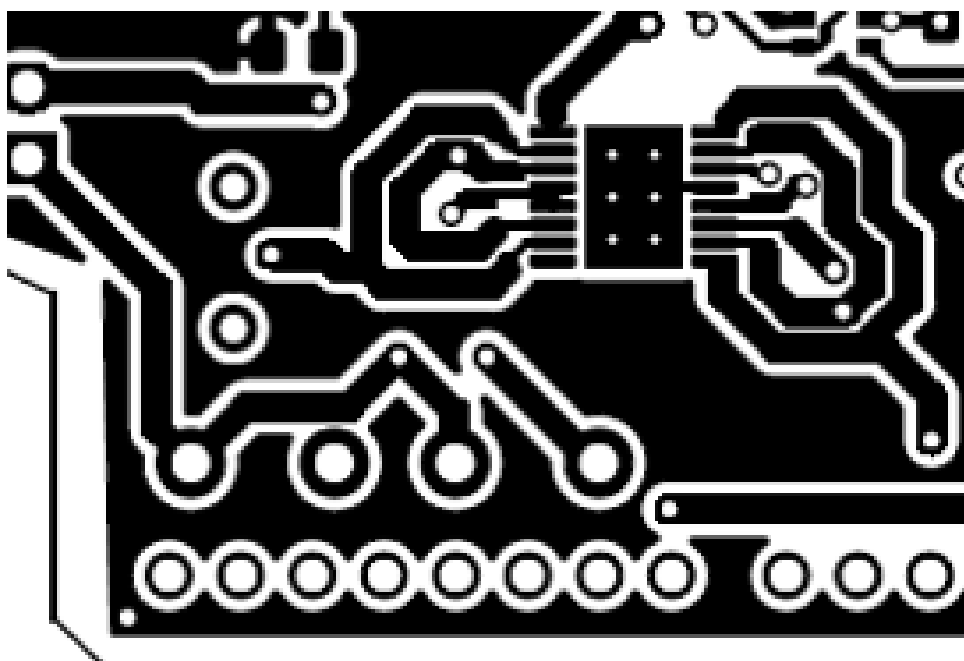
Obrázek 6.5: Zapojení excitační cívky.

### 6.3 Navrhování desky

Většina komponent je na přední straně desky. Nejpodstatnější poznámkou k návrhu u motodriveru je měď rozlitá kolem něj. Protože vodiče z motodriveru vypouští až jednotku Ampéry, je vhodné použít tlustší vodič mědi (0.6mm až 1mm), což je v porovnání s ostatními dvojnásobně větší (0.3mm). Pokud by se tyto vodiče nezvětšily, hrozilo by roztavení v důsledku vysoké tepelné zátěže. Jak vývody do excitace, tak napájení motodriveru jsou tedy na desce k poznání díky jejich výraznější tloušťce. Dále je již jen potřebné rozvrhnout si sekce schématu tak, aby bylo prostorově možné komponenty mezi sebou spojit. Je nutné poznamenat, že délka a rozmístění mědi ovlivňuje funkčnost desky. Až na výjimky je vhodné volit co nejkratší délku vodiče a také minimalizovat smyčky, které generují nežádoucí rušivé magnetické pole. Pro praktičnost, a hlavně pro potlačení rušení, se do míst, kde vodiče nejsou, rozlije měď, kde také reprezentuje zem obvodu. Tato měď absorbuje část možného elektromagnetického rušení, které vzniká ze vodičových smyček i z okolí. Měď je rozlitá na obě strany desky.

Tato uzemňující měď je propojená viami. Via je vodivá dírka mezi vrstvami DPS. Je vhodné viy rozmístit tak, aby se vzájemně obě rozlité země propojovaly. Dále se také používají, pokud na vrchní straně desky již není dostatečné místo, aby se součástky umístily na druhou stranu desky. V případě ručního pájení je možné viy umístit, jak to bude vhodné, klidně i přímo pod pad (plocha pro přiletování) součástky. Takováto strategie ale není vhodná při automatickém osazování (SMT – surface mount technology). U dvoupadových součástek se při letování, pokud je via umístěná přímo pod padem součástky,





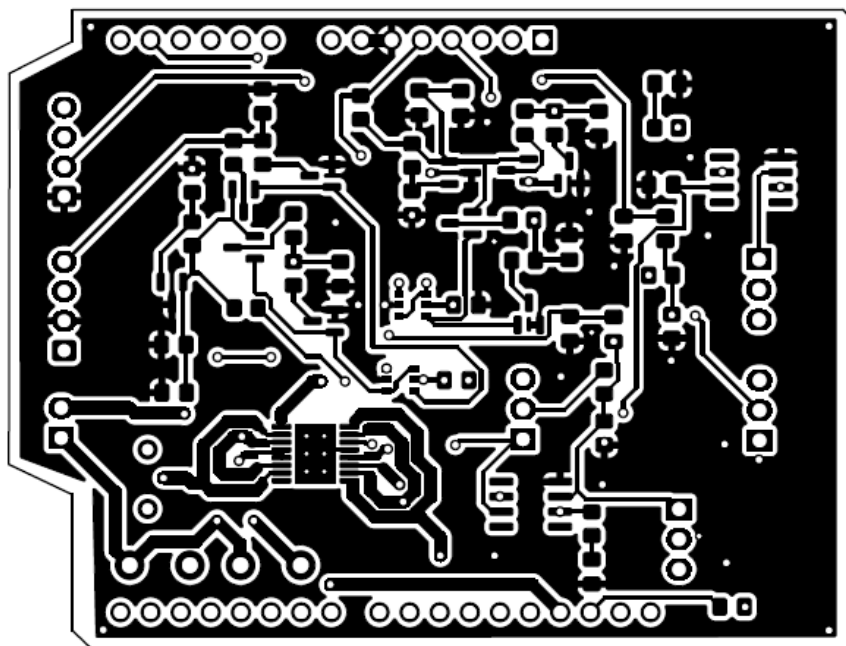
**Obrázek 6.6:** Měď kolem motodriveru.

tato část díky spodní šterbině rychle ochladí a může se postavit bez přiletování druhé části (tombstoneing). Proto se při automatickém osazování volí strategie viy umisťovat mimo pady součástek.

Při návrhu je také nutné rozdělit analogovou a digitální zem. Pakliže by součástky, které jsou analogové měli stejnou zem, jako digitální, vznikalo by značné rušení. Proto je zde motodriver zapojen na odlišnou zem od ostatních součástek.

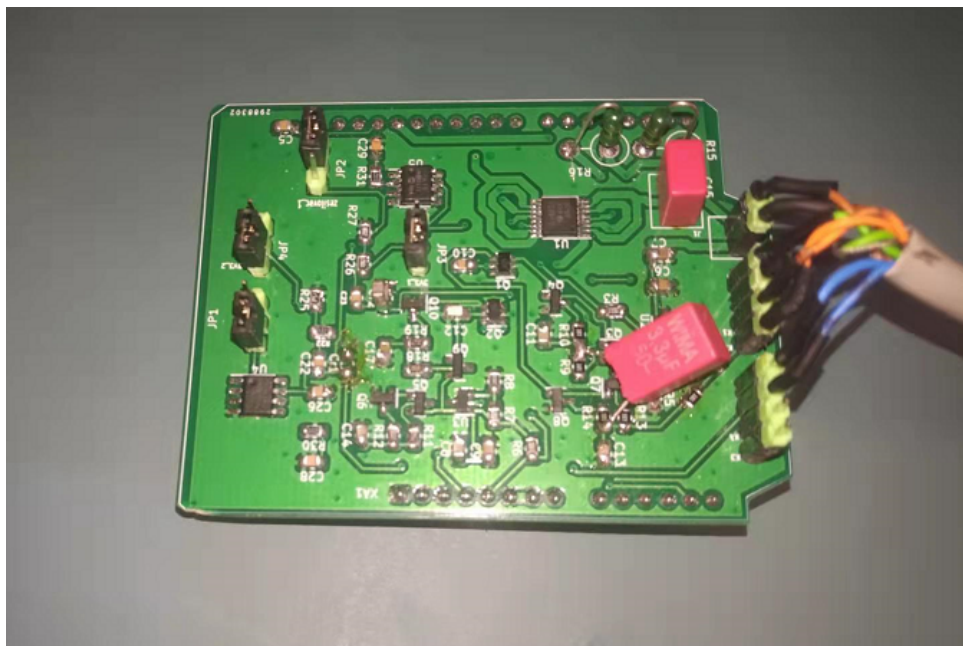
Pro napasování rozměrů desky na NUCLEO je využito rozměrů poskytnuté v KiCAD knihovně Arduino, ve které již byl nakreslený dimenzionálně správný model vrchního napasování shieldu. Tento footprint je přetvořený do odpovídajících rozměrů pro účely návrhu.

Při letování je nutné dbát na to, aby se vysoká teplota z letovacího hrotu nepřenesla na součástky ani na desku příliš dlouho (většinou maximálně 10 sekund), jinak by se mohlo stát, že se součástka nebo DPS zničí. Typicky se ničí pad pod součástkou – může se odtrhnout nebo jen posunout. Případně manuální opravy jsou možné. Většina použitých součástek byla velikosti 0805, což je 80 milů na délku a 50 milů na šířku. Při pájení malých SMD součástek je vhodné použít pinzetu a letovací pastu, která pomůže vhodnému rozmístění naneseného cínu, a tak i vhodnému přiletování. Nepájivá pasta je však velice lepkavý materiál a po dopájení veškerých SMD je vhodné desku namočit do

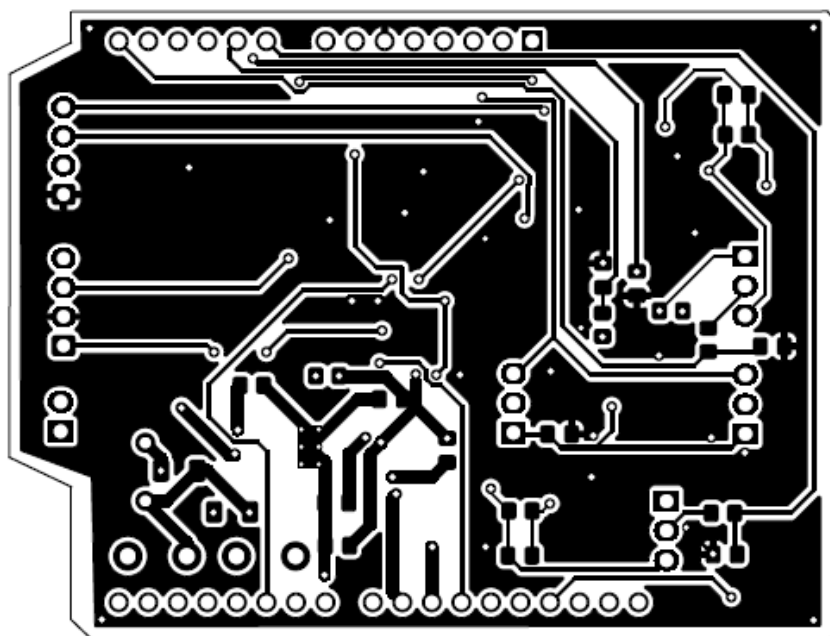


**Obrázek 6.7:** Měď na přední straně desky.

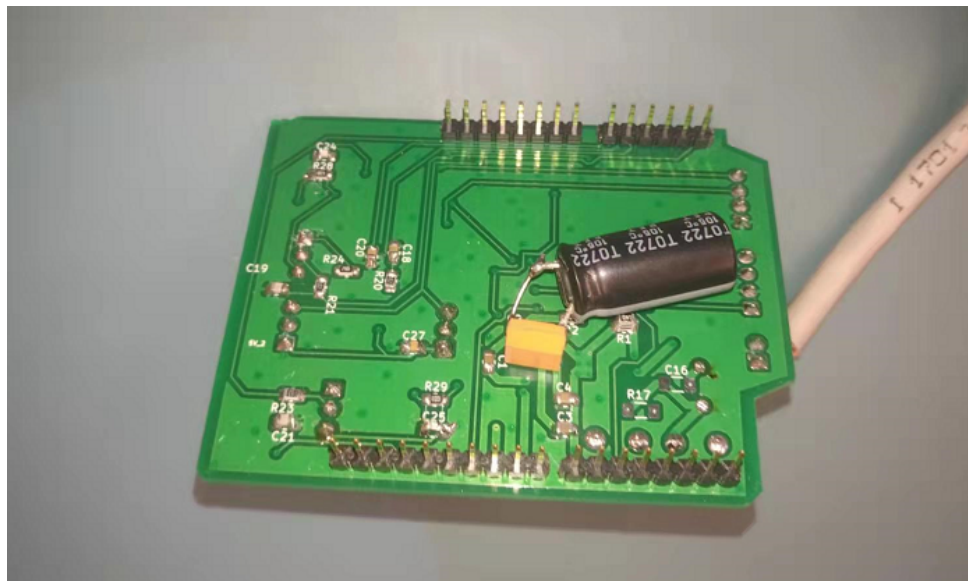
isopropanolového roztoku, který pastu rozpustí. Celá DPS se potopí a nejlépe pomocí kartáčku na zuby vyčistí její povrch a mezi-součástkové prostory. Pozor, roztok a letovací pasta jsou zdraví škodlivé!



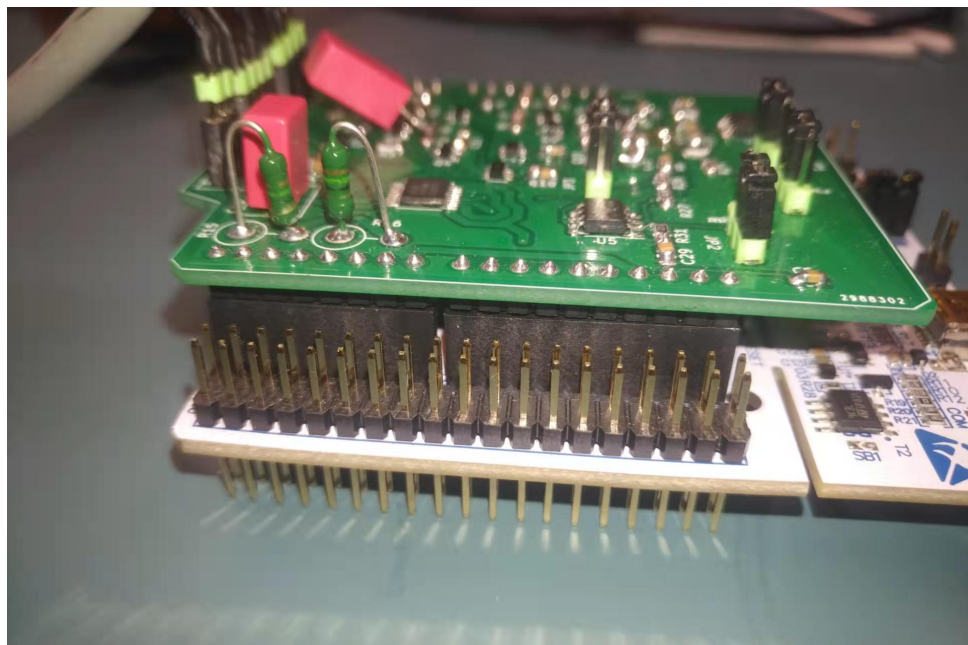
Obrázek 6.8: Přední strana vyrobené desky.



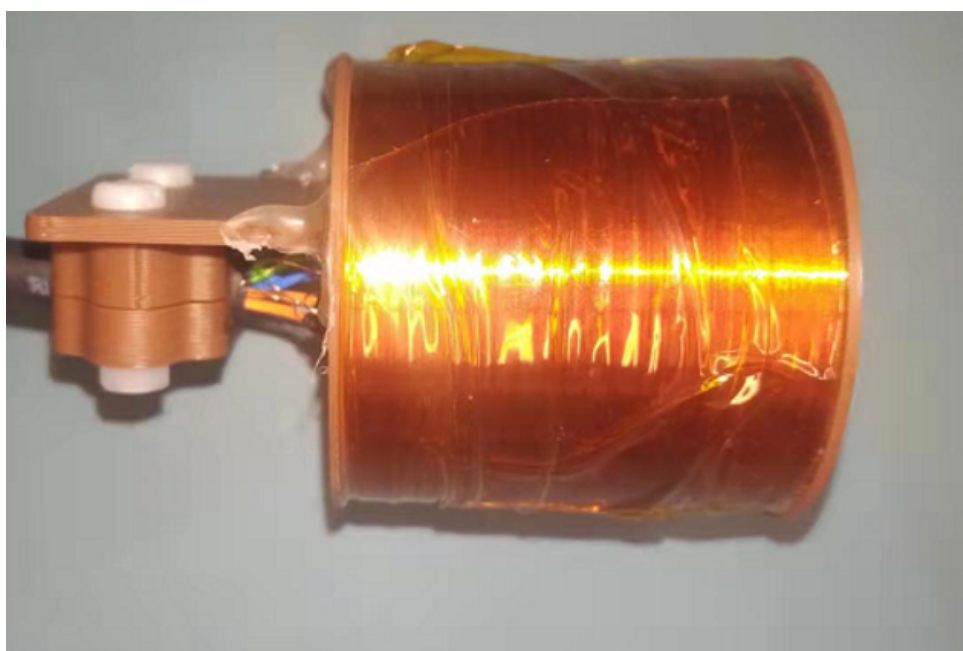
Obrázek 6.9: Měď na zdní straně desky.



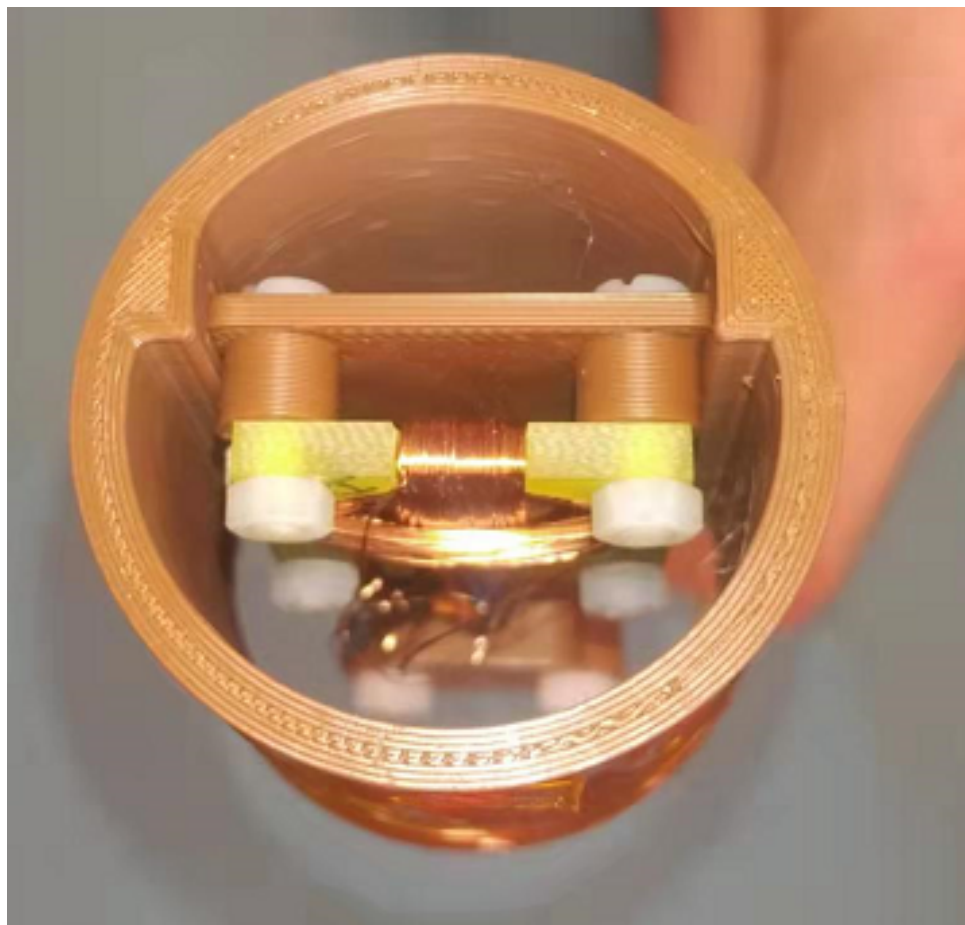
Obrázek 6.10: Spodní strana vyrobené desky.



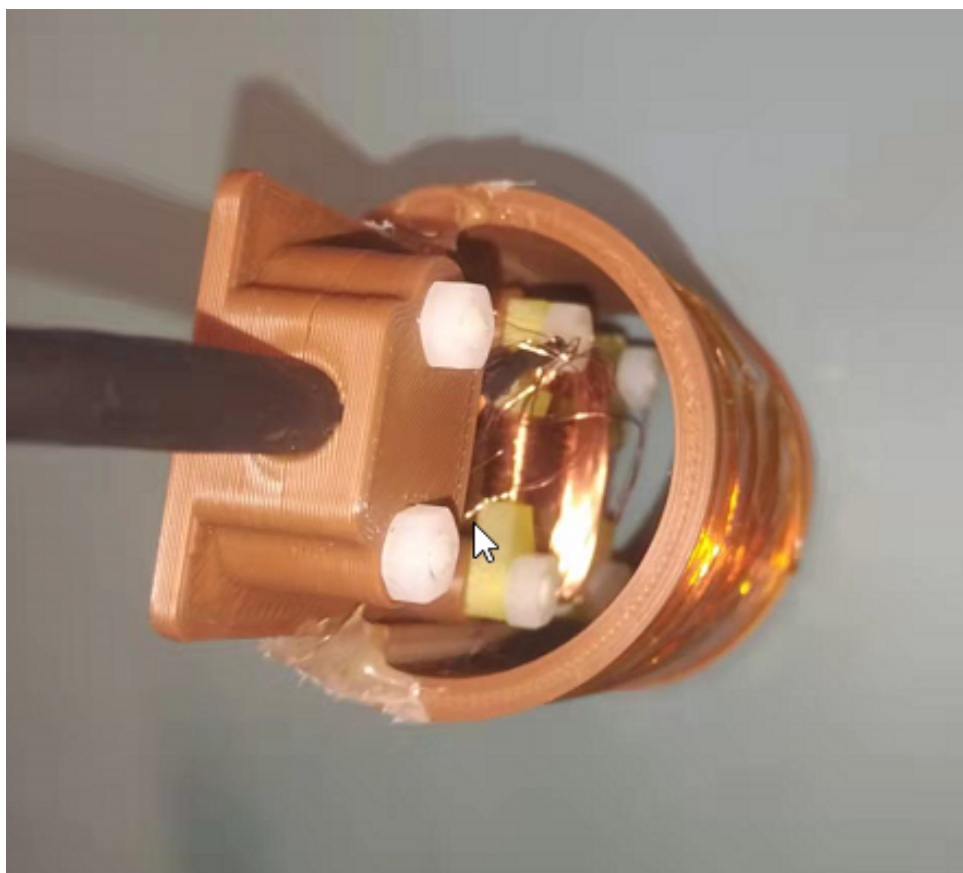
Obrázek 6.11: Postranní pohled na desku.



**Obrázek 6.12:** Kompenzační cívka pro jednu osu.



**Obrázek 6.13:** Dvouosý senzor uvnitř kompenzační cívky – pohled zespoda.



**Obrázek 6.14:** Dvousý senzor uvnitř kompenzační cívky – pohled shora.





## Kapitola 7

### Charakteristiky senzoru

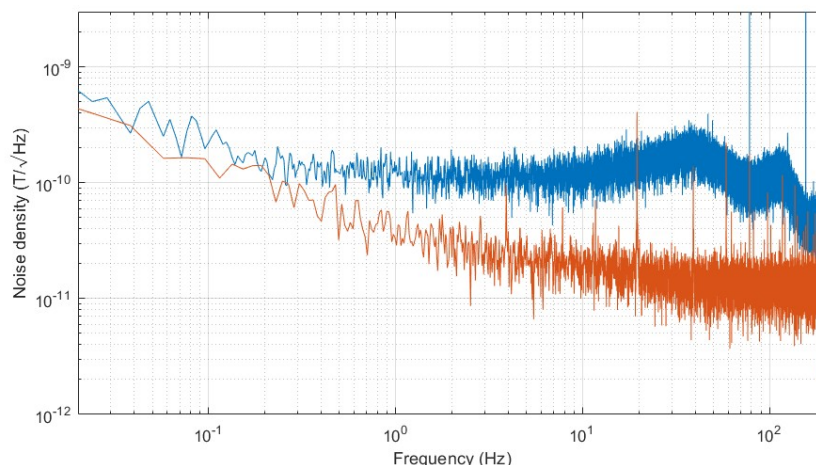
U fluxgate magnetometrů se určují parametry jako šum, stabilita, linearity a šířka pásma. Pro každý parametr existují postupy, jak se změřit. V závěrném měření nedošlo k zjištění všech parametrů. Šířku pásma lze obecně volit pomocí integrační konstanty digitálního regulátoru.

#### 7.1 Šum

Šum senzoru se určuje pomocí vizualizace spektra signálu, který senzor sám na sobě naměří. Jde o metodu, kdy se senzor umístí do magnetického stínění. V ideálním případě senzor snímá jen magnetické pole generované sebou samým. Měření proběhlo v laboratoři pomocí 4 vrstvého stínění z permalloye. Na výsledném spektru je vidět, že zpětnovazební konfigurace zhoršuje šum cca na dvojnásobek pro vyšší frekvence, a pro nízké frekvence se spektra téměř překrývají.

#### 7.2 Linearita

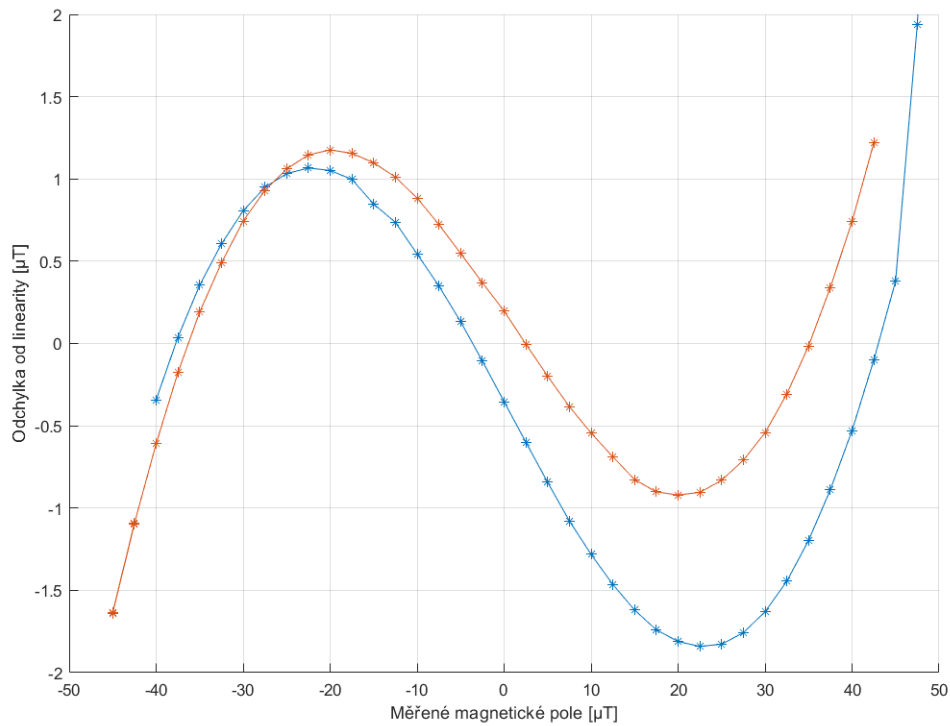
Postupuje se tak, že se s časem inkrementuje magnetické pole generované okolo senzoru. Provádí se tzv. schodovité (sweep) měření. Zaznamenává se



**Obrázek 7.1:** Naměřená šumová charakteristika. Jedná se o spektrum demodulovaného signálu. Červené spektrum je rušení v režimu otevřené smyčky. Modré spektrum je rušení v režimu uzavřené smyčky. Je zde patrný efekt kompenzačně. Výrazné tóny ve spektru jsou způsobeny okolním rušením.

odezva senzoru. Za ideální měření se považuje, že je osa snímací cívky perfektně souběžná s cívkou generující magnetické pole, která se používá pro měření. Po celou dobu měření je stejná teplota, a kromě pole generované cívkou na sensor žádné jiné nepůsobí. Reálně je toto těžko dosažitelné, protože je zde přítomné magnetické pole země, v laboratoři existují rušivé elementy, v okolí jezdí tramvaje a metro a teplota také není v běžných podmínkách zaručena stálá.

V této části měření se přišlo na chybu. Senzor dosahoval nelinearity v řádu jednotek  $\mu T$ , což je oproti běžným sensorům o několik řádů větší. Tato chyba pravděpodobně vznikla nevhodným navžením kompenzačního H-můstku, který nebyl impedančně oddělený od jeho napěťové reference. Při sepnutí H-můstek odeírá tolik proudu, že se projevuje diferenciální odpor napěťové reference, který je pro obvod  $0.2 \Omega$ . Po změně napěťové reference, H-můstek nemůže dodávat přesný pro kompenzaci. Potenciální řešení tohoto problému je implementace impedančního odělovače mezi napěťovou referencí a kompenzační H-můstek. Je zde možné využít napěťový sledovač, který se chová jako ideální zdroj napětí. H-můstek při impedančním oddělení nemůže zpětně ovlivnit referenční napětí dodávané napěťovou referencí.



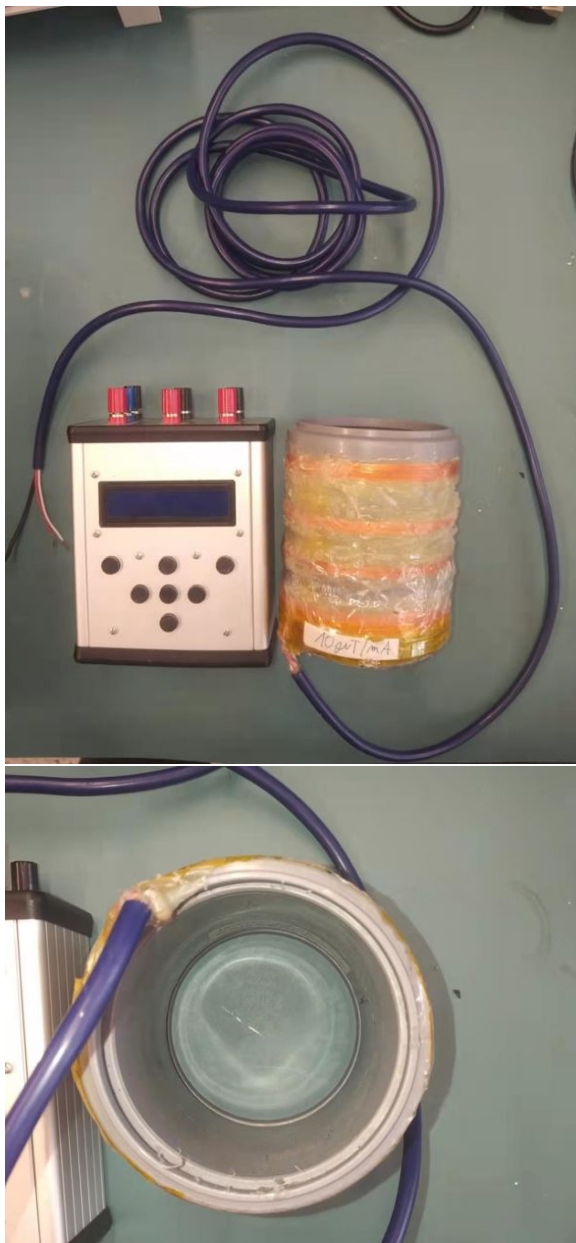
Obrázek 7.2: Naměřená nelinearita senzoru.

## 7.3 Citlivost a Spotřeba

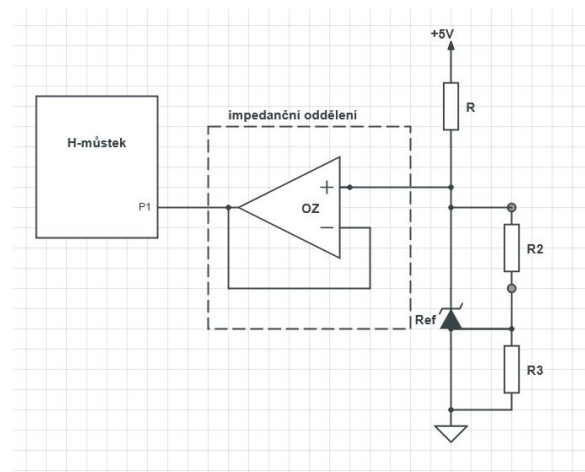
Citlivost se určila pomocí řízeného zdroje proudu připojené na cívku (generátor magnetického pole). Generovalo se pole o velikosti  $\pm 1 \mu T$  a zaznamenávala se odezva magnetometru

Část	Spotřeba
celé zařízení s dvěma kompenzačními cívkami	825 mW
excitační cívka	475 mW
kompenzační cívka	25 mW

Tabulka 7.1: Spotřeba při 5V



**Obrázek 7.3:** Generátor magnetického pole. Jde o řízený zdroj proudu a cívku.



Obrázek 7.4: Návrh na řešení výrazné nelinearity: impedanční oddělovač.



## Kapitola 8

### Závěr

V tomto projektu byl vytvořen software a hardware pro základní provozování fluxgate senzoru s demodulací signálu metodou přímého vzorkování. Prototyp se úspěšně navrhl, nechal se vyrobit (DPS), potřebné součástky byly naletovány a shield se úspěšně připojil na NUCLEO a komunikoval. Z důvodu výrazné nelinearity (jednotky  $\mu T$ ), se další měření do výrobení nového prototypu odkládá. Pro porovnání fluxgate magnetometry z [22] mají podobné šumové hladiny, i když prototyp má o řád vyšší hodnoty. Závažný problém způsobila nevhodná konstrukce kompenzačního H-můstku, jejíž referenční napětí je ovlivňováno aktivitou samotného H-můstku. Jako řešení je návrh impedančního oddělení H-můstku a jeho napěťové reference pomocí sledovače napětí. Celkově však projekt hodnotím jako úspěšným, protože se podařilo otestovat novou metodu demodulace signálu z fluxgate senzoru přímým vzorkováním.





## Příloha A

### Literatura

- [1] RIPKA, Pavel, ed. Magnetic Sensors and Magnetometers. Druhé vydání. Normood, MA: Artec House, 2021. ISBN 9781630817428.
- [2] SONG, Ohsung. Magnetoelastic Coupling in Thin Films. USA, May 1994. ISBN 9781630817428. Diplomová práce. MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY.
- [3] BUTTA, M. Orthogonal Fluxgate Magnetometers. High Sensitivity Magnetometers. Switzerland: Springer, Cham, 2016, s. 63-102. ISBN 978-3-319-34068-5.
- [4] KUBÍK, Jan. PCB FLUXGATE SENSORS. Prague, 2006. DOCTORAL THESIS. CZECH TECHNICAL UNIVERSITY IN PRAGUE.
- [5] Fluxgates: magnetometer technology primer [online]. Youtube: Metrolab Technology USA, 2017 [cit. 2022-05-17]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=314GUagr7o4&t=35s>
- [6] Kawanishi, T. Precise Optical Modulation and Its Application to Optoelectronic Device Measurement. Photonics 2021, 8, 160. <https://doi.org/10.3390/photonics 8050160>
- [7] OETTIG, John. A Comparison of Modulation Techniques for Digital Radio. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS. 1979, 27.(12), 1-11.
- [8] BROKEŠOVÁ, Jana. TEORETICKÉ ZÁKLADY FOURIEROVY SPEKTRÁLNÍ ANALÝZY. Praha, 2008. Skriptum. MFF UK.
- [9] LÉVESQUE, Luc. Nyquist sampling theorem: understanding the illusion of a spinning wheel captured with a video camera. Physics Education.



- [21] ZÁHLAVA, Vít. Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN 978-807-3002-664.
- [22] RIPKA, Pavel. Advances in fluxgate sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2003, 106(1-3), 8-14. ISSN 09244247. Dostupné z: doi:10.1016/S0924-4247(03)00094-3
- [23] NESS, NormanF. Magnetometers for space research. *Space Science Reviews*. 1970, 11(4), 459-521. ISSN 0038-6308. Dostupné z: doi:10.1007/BF00183028