

Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra měření

AMR magnetometr s pulzním buzením

Lukáš Mičan

Vedoucí: Ing. David Novotný
Srpen 2021

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Mičan** Jméno: **Lukáš** Osobní číslo: **487005**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra měření**
Studijní program: **Kybernetika a robotika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

AMR magnetometr s pulzním buzením

Název bakalářské práce anglicky:

AMR magnetometer with pulsed excitation

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte a realizujte pomocný přípravek pro ověření konceptu AMR magnetometru s pulzním napájením AMR můstku. Ověřte možnosti dosažení lepších parametrů v tomto režimu oproti kontinuálnímu napájení (snížení šumu a spotřeby). Přípravek bude řízen mikrokontrolérem STM32 a bude umožňovat regulaci napětí můstku v rozsahu 0-100V a jeho pulzní spínání. Dále bude přípravek digitalizovat napětí na výstupu AMR můstku rychlým AD převodníkem a zpracovaná data posílat do PC po sériové lince. Diskutujte dosažené výsledky a porovnejte s kontinuálně napájeným state-of-the-art AMR magnetometrem.

Seznam doporučené literatury:

- [1] RIPKA, P.: Magnetic sensors and magnetometers. Boston: Artech House, 2001. ISBN 15-805-3057-5.
- [2] Vít Záhlava: Návrh a konstrukce DPS, Ben 2010
- [3] VEDRAL, Josef a FISCHER Jan: Elektronické obvody pro měřící techniku. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-02966-2.
- [4] RIPKA, Pavel a JANOŠEK Michal: 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>
- [5] STITT, R.: Mark. Application Bulletin: Voltage-reference filters [online]. BURR-BROWN, 1991 [cit. 2016-05-18]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sbva002/sbva002.pdf>
- [6] J. Včelák, P. Ripka, A. Platil, J. Kubík, and P. Kašpar: "Errors of AMR compass and methods of their compensation". Sens. Actuators A, vol. 129, pp. 53–57, 2006.

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: **22.01.2021**

Termín odevzdání bakalářské práce: **13.08.2021**

Platnost zadání bakalářské práce:

do konce zimního 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

Tímto chci poděkovat vedoucímu mé bakalářské práce Ing. Davidu Novotnému, za odbornou pomoc, cenné rady, vstřícnost a trpělivost při konzultacích a při zpracování této práce.

Prohlášení

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

V Praze, dne 13. srpna 2021

Abstrakt

Zvýšením napájecího napětí AMR můstku se zvýší jeho citlivost, což lze využít pro zmenšení šumu měření. S vyšším napětím ale kvadraticky roste spotřebovaný výkon na můstku, který vede k jeho zahřívání nebo až ke zničení. Použitím pulzního buzení AMR můstku lze omezit celkový výkon a zároveň můstek provozovat na vyšších napětích s lepší citlivostí.

Cílem práce je tak navrhnout a realizovat přípravek se všemi potřebnými obvody pro měření AMR senzorem, na kterém jsou ověřeny vlastnosti měření při pulzním buzení AMR můstku běžným i vyšším napětím. Mezi zkoumané vlastnosti patří šum a spotřeba senzoru. Prozkoumán je i vliv amplitudy proudu a délky flipovacích pulzů. Dosažené výsledky jsou porovnány s kontinuálně napájenými AMR magnetometry.

Klíčová slova:

magnetometr, AMR, HMC1021, pulzní buzení, STM32, šum, spotřeba

Vedoucí:

Ing. David Novotný
Katedra měření, FEL

Abstract

As sensitivity of AMR sensor rises with higher voltage, it lowers the measurement noise. However, higher AMR bridge voltage results in higher power consumption and more heat dissipated, potentially destroying the sensor. With pulsed excitation of the AMR bridge the total consumed power can be limited while maintaining higher sensitivity resulting from higher voltage.

The goal of this thesis is to design and manufacture experimental device to test AMR sensor with pulsed excitation using higher voltages. Main observed parameters are measurement noise and sensor power consumption. Also the influence of flipping pulse current amplitude and duration is tested. Achieved results are compared with continuously powered AMR magnetometers.

Keywords:

magnetometer, AMR, HMC1021, pulsed excitation, STM32, noise, power consumption

Title translation:

AMR magnetometer with pulsed excitation

Obsah

1 Úvod	1
2 AMR senzor	3
2.1 Flipování	4
2.2 Kompenzace vnějšího pole	5
2.3 Zdroje šumu	6
3 Návrh zařízení	9
3.1 Senzorová deska	10
3.1.1 Kompenzace elektrického offsetu AMR můstku	11
3.2 Řídící elektronika	13
3.2.1 Řízení přípravku	13
3.2.2 Napájení přípravku	15
3.2.3 Buzení AMR můstku	17
3.2.4 Buzení kompenzační cívky	17
3.2.5 Buzení flipovací cívky	22
3.2.6 Zpracování analogového signálu	23
4 Firmware	27
4.1 Nastavení periferií mikrokontroléru	27
4.2 Inicializace komponent magnetometru	28
4.3 Regulace DC/DC Step Up měničů	29
4.4 Buzení AMR senzoru a snímání výstupního signálu	30
4.4.1 Softwarová demodulace dat	31
4.5 Měření v režimu se zpětnou vazbou	32
4.6 Komunikace s PC	33
5 Měření vlastností a vyhodnocení	35
5.1 Spotřeba AMR můstku	35
5.2 Vliv flipovacího proudu	37
5.3 Šum	37
5.3.1 Šum bez zpětné vazby	37
5.3.2 Šum se zpětnou vazbou	40
5.4 Porovnání s kontinuálně napájenými magnetometry	41
6 Závěr	43
Literatura	45
A Obsah DVD	49
B Motivy DPS	51

Obrázky

2.1 Nákres snímacího elementu (převzato z [2])	3	5.1 Spektrum šumu pro různé délky pulzů při napájení 10V	36
2.2 Závislost změny rezistivity (převzato z [9])	4	5.2 Vliv amplitudy a délky flipovacího pulzu na šum senzoru	37
2.3 Elementy se strukturou Barber Pole zapojené do Wheatstonova můstku (převzato z [9])	4	5.3 Zdroje šumu	38
2.4 Spektrum šumu AMR senzoru (převzato z [17])	6	5.4 Spektra šumu při různých napájecích napětích	39
3.1 Blokové schéma magnetometru ..	9	5.5 Spektra šumu měření s otevřenou a zavřenou regulační smyčkou	40
3.2 Sensorová deska	10	B.1 DPS sensorové desky - TOP ...	51
3.3 Závislost odchylky od linearity na koeficientu změny odporu	12	B.2 DPS sensorové desky - BOTTOM	51
3.4 AMR Senzor s kompenzačním rezistorem	12	B.3 DPS řídicí desky - TOP	52
3.5 Řídicí elektronika	13	B.4 DPS řídicí desky - BOTTOM ..	53
3.6 Mikrokontrolér	14		
3.7 Spínané DC/DC Step Up měniče	16		
3.8 Budič AMR můstku	17		
3.9 Blokové schéma budiče kompenzační cívky	17		
3.10 Proudový zdroj	18		
3.11 D/A převodník	19		
3.12 Potlačení zvlnění (převzato z [8])	19		
3.13 Teoretická frekvenční amplitudová charakteristika navrženého filtru bez (oranžová) a s (modrá) potlačením zvlnění	20		
3.14 Schéma simulovaného obvodu .	21		
3.15 Simulované zvlnění výstupu bez potlačení zvlnění	21		
3.16 Simulované zvlnění výstupu s potlačením zvlnění	21		
3.17 Obvod pro zpracování analogového signálu	23		
4.1 Přiřazení fyzických pinů mikrokontroléru	28		
4.2 Odezva DC/DC měniče na skok žádaného napětí	30		
4.3 Zjednodušené časování řídicích pulzů AMR můstku	31		
4.4 Typický průběh měřeného signálu ze senzoru s vyznačenými místy pro odběr vzorků	32		

Tabulky

5.1 Porovnání šumu a spotřeby při napájení 10V	36
5.2 Porovnání šumu a spotřeby pro různá napájecí napětí	39
5.3 Porovnání šumu měření se zpětnou vazbou a bez zpětné vazby	40
5.4 Porovnání šumu měření se zpětnou vazbou s existujícími magnetometry	41

Kapitola 1

Úvod

Senzory magnetického pole jsou v dnešní době široce využívány. Magnetometry lze využít například pro měření magnetického pole planety a s tím spojené využití při navigaci. Lze je využít k detekci a hledání magnetických předmětů, k měření vlastností materiálů a nedestruktivnímu testování, k průzkumu hornin, v archeologii nebo i ve zdravotnictví. Proto jsou magnetometry důležité pro naši civilizaci.

Jeden z prvních a historicky nejpoužívanějších senzorů magnetického pole je mechanický kompas, který umožnil podstatné zpřesnění navigace. S rozvojem technologií byly vynalezeny nové typy senzorů magnetického pole využívající různé fyzikální principy. Fyzikální poznání umožnilo vývoj elektronických senzorů bez mechanických částí jako například senzory založené na Hallově efektu nebo právě senzory využívající anizotropní magnetorezistivitu (AMR), kterým se budeme podrobně věnovat v této práci.

AMR magnetometry pracují na principu změny elektrického odporu senzoru v závislosti na vnějším magnetickém poli a díky vlastnostem jako spolehlivost, dobrá dostupnost a malé rozměry, jsou využívány stále častěji [1].

Jedna z nevýhod tohoto typu magnetometru je nízká citlivost, kvůli čemuž je nutné použití předzesilovače. Důsledkem toho je vyšší šum měření, který je způsoben kombinací tepelného šumu magnetometrického můstku a šumu předzesilovače. Zlepšení citlivosti lze docílit zvýšením napájecího napětí magnetometrického můstku, nicméně s vyšším napájecím napětím kvadraticky roste výkon spotřebovaný na můstku, což vede k vysoké spotřebě energie a k přehřívání senzoru. Proto nelze magnetometrický můstek napájet vyšším napětím trvale. Pulzním buzením lze ale dostatečně snížit spotřebu můstku při zachování vyššího napájecího napětí pro dosažení lepší citlivosti.

Cílem této práce je navrhnout a realizovat přípravek pro ověření konceptu AMR magnetometru s pulzním napájením magnetometrického můstku. Řízení přípravku je zajištěno mikrokontrolérem a součástí přípravku jsou všechny podpůrné obvody potřebné pro měření AMR senzorem. Na navrženém přípravku se ověří možnosti dosažení lepších parametrů v režimu pulzního buzení oproti kontinuálně napájeným state-of-the-art AMR magnetometrům. Hlavními sledovanými parametry jsou šum a spotřeba senzoru.

První část práce se zabývá popisem použitého AMR magnetometru a zdrojů šumu. Navržený přípravek pro měření je detailně představen v druhé

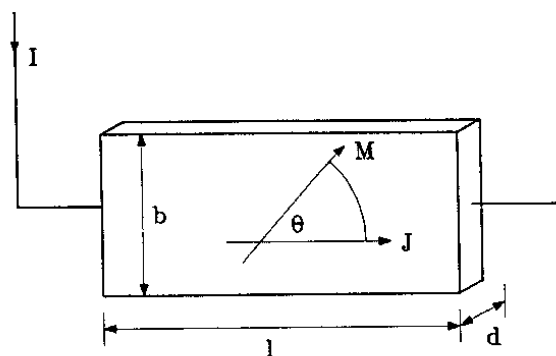
části práce včetně simulace některých součástí obvodu pomocí programu Multisim. Třetí část navazuje popisem řídicího firmwaru, který je napsaný v jazyce C pro mikrokontrolér STM32. Poslední část je zaměřena na měření parametrů navrženého přípravku a porovnání s kontinuálně napájeným AMR magnetometrem.

Kapitola 2

AMR senzor

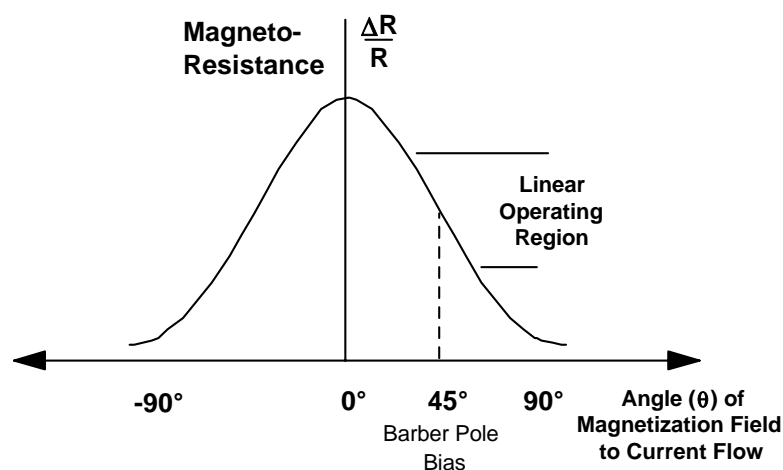
Senzory pracující na principu anizotropní magnetorezistivity (AMR) se vyznačují změnou rezistivity v závislosti na působícím magnetickém poli.

Snímací element AMR senzorů je většinou ve formě tenkého pásku z magneticky měkkých materiálů, jako je například Permalloy. Nákres citlivého pásku je na obrázku 2.1. Při působení magnetického pole na tento pásek dochází k otáčení vektoru jeho vnitřní magnetizace M . Rezistivita snímacího elementu pak záleží na úhlu θ mezi otočeným vektorem magnetizace M a vektorem hustoty proudu J jím protékajícím.

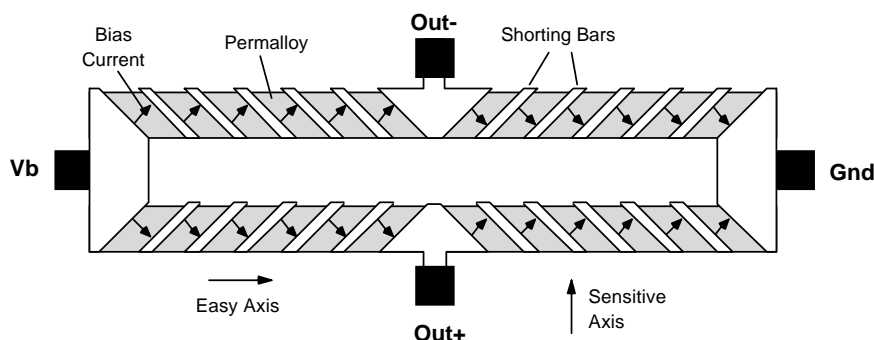


Obrázek 2.1: Nákres snímacího elementu (převzato z [2])

Závislost změny rezistivity na velikosti úhlu θ je znázorněna na obrázku 2.2. Je to sudá nelineární funkce, která pro přesná měření není vhodná, jelikož nelze rozlišit záporné hodnoty od kladných. V oblasti kolem úhlu 45° je ale tato závislost lichá a přibližně lineární, čehož lze využít uspořádáním snímacích elementů do struktury tzv. “Barber Pole” zobrazené na obrázku 2.3. Přidáním pruhů s nízkým odporem šikmo přes citlivý pásek se docílí toho, že proud mezi těmito pruhy teče v úhlu 45° , čímž se posune pracovní bod citlivého pásku do vhodné lineární oblasti. Zapojením snímacích elementů do Wheatstonova můstku lze zlepšit citlivost a linearitu senzoru. Po přivedení napájení pak senzor produkuje na výstupu diferenciální napětí úměrné působícímu magnetickému poli.



Obrázek 2.2: Závislost změny rezistivity (převzato z [9])



Obrázek 2.3: Elementy se strukturou Barber Pole zapojené do Wheatstonova můstku (převzato z [9])

2.1 Flipování

Vzhledem k tomu, že citlivost AMR senzoru je závislá na jeho magnetizaci, musí být intenzita magnetického pole působícího na snímací pásek v senzoru omezena (maximálně 2 mT pro HMC1021 [17]). Působením silnějšího pole může dojít ke změně magnetizace senzoru, což ovlivní jeho citlivost a šum.

Při měření AMR senzory se proto využívá tzv. flipování, které jeho magnetizaci obnoví cíleným působením magnetického pole (více než 4 mT pro HMC1021 [16]) ve správném směru. Díky tomu dojde k obnovení jednotné magnetizace feromagnetických pásek uvnitř senzoru a v důsledku i k obnovení citlivosti. AMR senzory k tomuto účelu často obsahují tzv. flipovací cívku, která je magneticky propojena se snímacím páskem a dovoluje flipování provést. V některé literatuře se flipovací pulzy označují jako SET/RESET pulzy.

Periodické flipování je užitečné i pro měření magnetických polí s nízkou intenzitou, protože zlepšuje vlastnosti senzoru stálou magnetizací a citlivostí. Pomocí flipovací cívky lze magnetizaci senzoru i úplně obrátit. To se využívá

pro periodické flipování do opačných směrů, čímž se moduluje měřená veličina na signál s frekvencí flipování. Výstupní signál ze senzoru má potom obdélníkový průběh, ze kterého lze měřenou veličinu demodulovat synchronním detektorem. Demodulaci lze provést i digitálně, což eliminuje nepřesnosti analogového obvodu detektoru. Tato metoda dovoluje vyloučit elektrický a tepelný offset i drift sensorového můstku a zesilovače zajišťující zpracování signálu [2]. Zároveň je tímto omezen i nízkofrekvenční šum pocházející z elektronických součástek.

Silnější magnetické pole důležité pro flipování musí působit určitou dobu pro dosažení změny směru magnetizace snímacího pásku. Pro použitý senzor HMC1021 se tato doba pohybuje mezi 10 až 50 ns [16], kdy musí působit maximální proud. Delší doba flipovacího pulzu nepřináší žádné podstatné zlepšení vlastností a naopak způsobuje větší zahřívání senzoru [4].

2.2 Kompenzace vnějšího pole

AMR senzory často obsahují cívku pro kompenzaci vnějšího magnetického pole. Tato cívka je magneticky spojená se snímacím páskem a dokáže ovlivnit celkové magnetické pole na něj působící. Toho lze využít pro měření v režimu se zpětnou vazbou. Proud kompenzační cívkou je regulovaný tak, aby intenzita magnetického pole na snímacím pásku byla nulová. Intenzita měřeného magnetického pole je potom úměrná proudu tekoucím kompenzační cívkou. Převodní konstanta použitého senzoru HMC1021 je $4.6 \text{ mA}/100 \mu\text{T}$ [17].

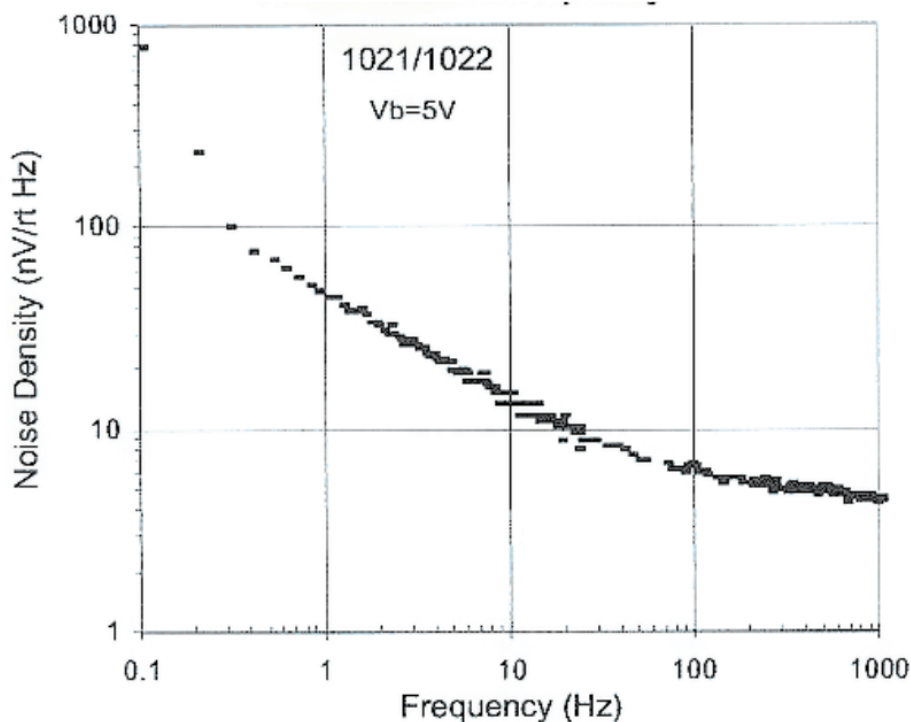
Mezi výhody tohoto přístupu patří větší rozsah měření při zachování dobrého rozlišení, zlepšení teplotního koeficientu citlivosti a zlepšení linearit [1, 2]. To je důsledkem provozování senzoru okolo nuly, kde je nelinearita senzoru nejmenší. Zároveň změna koeficientu citlivosti v závislosti na teplotě má minimální vliv na měřenou hodnotu, protože hodnota ze senzoru je v ideálním případě nulová. Rozsah a rozlišení senzoru závisí hlavně na vlastnostech proudového zdroje.

Nevýhodou měření s kompenzací vnějšího pole je nutnost použití proudového zdroje s vysokým rozlišením a nízkým šumem, což může zvyšovat náklady a zvětšovat potřebný prostor pro elektroniku. Měření se zpětnou vazbou má také mírně vyšší šum než přímé měření senzorem způsobený kombinací šumu senzoru a proudového zdroje kompenzační cívky.

Regulaci proudového zdroje podle zpětné vazby lze realizovat analogovým obvodem nebo digitálním zpracováním signálu. Analogové řízení vyžadující přesné součástky a složitější návrh obvodu ale může dále zvyšovat náklady, zatímco digitální zpracování [7], které je využité v této práci, dovoluje realizaci celé regulace softwarově.

2.3 Zdroje šumu

Mezi hlavní složky šumu v AMR magnetometru patří šum samotného magnetometrického můstku a šum předzesilovače.



Obrázek 2.4: Spektrum šumu AMR senzoru (převzato z [17])

Typická křivka hustoty šumu pro AMR senzory je zobrazena na obrázku 2.4. Skládá se z $1/f$ šumu v nízkých frekvencích, který kolem kmitočtu 10 Hz přechází v tepelný (bílý) šum ve vysokých frekvencích [17]. Velikost tepelného šumu lze vypočítat podle rovnice 2.1:

$$U_{nt} = \sqrt{4k_B T R} \left[\frac{V}{\sqrt{\text{Hz}}} \right], \quad (2.1)$$

kde k_B je Boltzmannova konstanta, T je termodynamická teplota a R je odpor daného rezistoru.

Použitím flipování se omezí vliv nízkofrekvenčního $1/f$ šumu ze součástek pro zpracování signálu a lze proto počítat jen s jejich šumem na frekvenci flipování 1 kHz . Vzhledem k tomu, že předzesilovač pracuje s vysokým zesílením a měřená zátěž má velkou impedanci, je nutné, aby napěťový i proudový šum operačního zesilovače byl malý. Zvolený operační zesilovač OPA2210 toto splňuje s hustotou napěťového šumu $U_{nopa} = 2.2\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a hustotou proudového šumu $I_{nopa} = 400\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ [22].

Šum operačního zesilovače podle obrázku 3.17 se skládá z napěťových a proudových šumů vstupů a vlastního napěťového šumu. Díky nízkému

proudovému šumu použitého operačního zesilovače lze jeho vliv zanedbat. Napětový šum rezistorů připojených k invertujícímu vstupu je vzhledem k jejich velikosti také zanedbatelný. Šum poloviny diferenciálního zesilovače se tedy skládá hlavně z šumu rezistorů připojených k neinvertujícímu vstupu a napětového šumu operačního zesilovače. Lze ho vypočítat podle rovnice 2.2:

$$U_{n_{amp}} = \sqrt{4k_B T R + U_{n_{opa}}^2} \left[\frac{V}{\sqrt{Hz}} \right], \quad (2.2)$$

kde $R = 650 \Omega$ je odpor poloviny můstku spolu s ochranným rezistorem připojené ke vstupu zesilovače. Při teplotě $T = 300 K$ vychází šum poloviny diferenciálního zesilovače $U_{n_{amp}} = 3.93 nV/\sqrt{Hz}$.

Vysoké zesílení zesilovače minimalizuje vliv šumu A/D převodníku a lze ho tak zanedbat. K šumu senzoru přispívá i šum napájecího napětí.

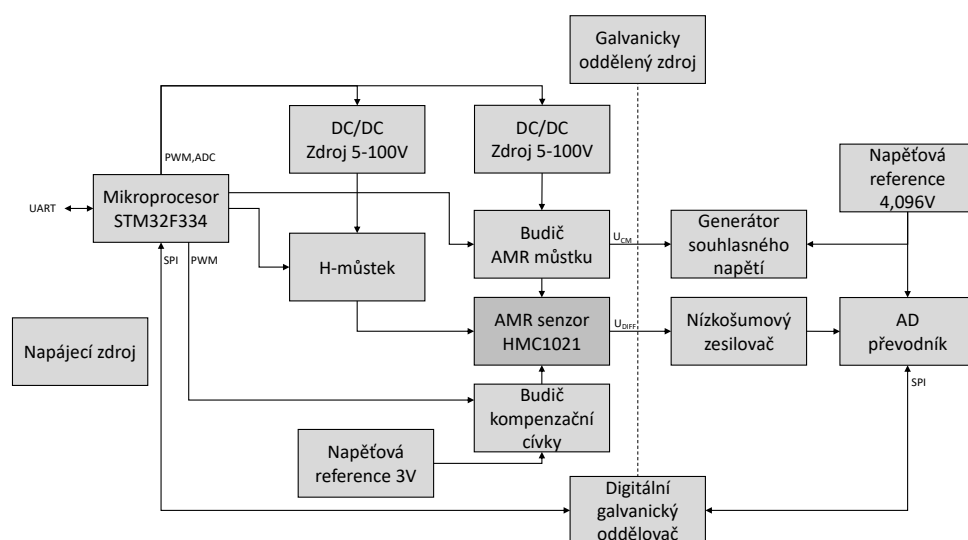
Spodní hranici šumu elektroniky tak lze určit spojením šumu dvou dříve vypočtených polovin diferenciálního zesilovače $U_n = 5.56 nV/\sqrt{Hz}$. Napětový šum se převede na ekvivalentní magnetický šum pomocí vztahu 2.3:

$$B_n = \frac{U_n}{S \cdot U_p} \left[\frac{T}{\sqrt{Hz}} \right], \quad (2.3)$$

kde $S = 10 V/V/T$ je citlivost senzoru a U_p je napájecí napětí můstku. Při napětí $U_p = 10 V$ je spodní hranice magnetického šumu $B_n = 55.6 pT/\sqrt{Hz}$ a se zvyšujícím se napájecím napětím by měla klesat.

Kapitola 3

Návrh zařízení



Obrázek 3.1: Blokové schéma magnetometru

Tato kapitola se podrobně věnuje návrhu přípravku pro ověření vlastností pulzního buzení AMR magnetometru. Blokové schéma celého zařízení je na obrázku 3.1.

Přípravek je rozdělen na dvě části propojené kabelem - řídicí a senzorovou desku. Na senzorové desce, která je popsána v části 3.1, je samotný AMR senzor. Řídicí deska, popsána v části 3.2, obsahuje všechny ostatní součástky. Rozdělením na dvě části je potlačeno rušení měřené veličiny podpůrnými obvody a umožňuje lepší manipulaci s přípravkem při měření.

Řídicí deska se skládá z několika nezávislých částí, které jsou ovládány mikroprocesorem řady STM32 a zajišťují podpůrné funkce pro obsluhu všech částí AMR senzoru. Jedná se o řízení kompenzační a flipovací cívky, napájení AMR můstku a měření jeho výstupního signálu. Dále přípravek zajišťuje zpracování naměřených dat a komunikaci s počítačem prostřednictvím rozhraní UART.

Potřebné vysoké napětí pro pulzní napájení AMR můstku a flipovací cívky je zajištěno pomocí dvou nezávislých spínaných DC/DC Step Up měničů

napětí. Jejich výstupní napětí je nastavitelné v rozsahu od 5V do 100V. Tyto DC/DC Step up měniče jsou detailně popsány v části 3.2.2.

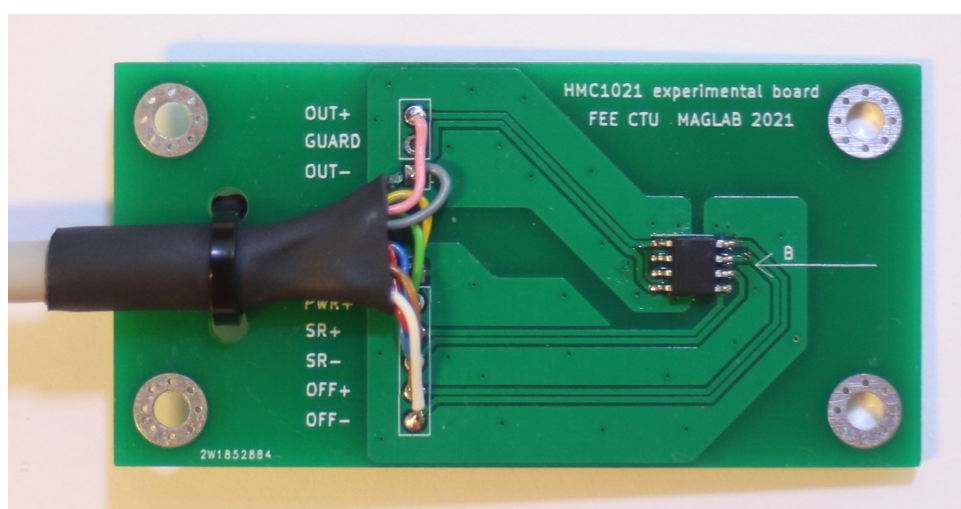
Spínání napájení magnetometrického můstku zajišťuje MOSFET tranzistor. Vzhledem k tomu, že v zařízení jsou použita napětí až 100V, je třeba dbát na dostatečné oddělení a ochranu obvodů. Z toho důvodu jsou využity galvanicky oddělené DC/DC měniče pro napájení high-side částí i galvanicky oddělené budiče tranzistorů.

Kompenzační cívka pro měření v režimu se zpětnou vazbou je buzena proudovým zdrojem, který se skládá ze dvou D/A převodníků a operačního zesilovače zapojeného jako převodník napětí na proud. Navržený zdroj proudu má rozsah $\pm 10 \text{ mA}$ a možnost vypnutí. Jeho návrh včetně návrhu použitého D/A převodníku je popsán v části 3.2.4.

Pro buzení flipovací cívky se běžně používá obvod se spínaným kondenzátorem [17], který je omezený exponenciálním průběhem vybíjení kondenzátoru, jehož délku nelze libovolně nastavit mikroprocesorem. V návrhu zařízení je místo tohoto obvodu využitý H můstek, kde lze přesně nastavit délku, časování a polaritu obdélníkových pulzů, což dává větší prostor pro testování. Návrh použitého H můstku je popsán v části 3.2.5.

Měřený signál z AMR senzoru je nejprve zesílen nízkošumovým předzesilovačem a následně digitalizován rychlým diferenciálním A/D převodníkem. Celá část obvodu zabývající se zpracováním analogového signálu ze senzoru je galvanicky oddělená. To umožňuje eliminaci šumu z ostatních obvodů a pomáhá při měření vyšších napětí díky nezávislosti na nulovém potenciálu celého přípravku.

3.1 Senzorová deska



Obrázek 3.2: Senzorová deska

Senzorová deska nese samotný AMR senzor HMC1021S spolu s kompenzačním rezistorem. Z důvodu minimalizace magnetického rušení senzorová deska neobsahuje žádnou další elektroniku. Ze stejného důvodu nejsou použity ani žádné konektory a propojovací kabel je připojen přímo do otvorů na desce plošných spojů. Pro účely větší flexibility při měření je na desce připravena i možnost propojit citlivý výstupní signál z AMR můstku k řídicí desce pomocí samostatného stíněného kabelu, který má stínění zapojené na souhlasné napětí výstupního signálu. Vzhledem k tomu, že propojovací kabel je přímo připojen do desky plošných spojů, jsou na desce připraveny otvory pro uchycení kabelu a zamezení lámání jeho vodičů. Dále jsou na sensorové desce otvory pro možnost připevnění desky na místo měření.

3.1.1 Kompenzace elektrického offsetu AMR můstku

Kvůli nedokonalosti výroby není magnetometrický můstek vždy perfektně vyvážený a má určitý elektrický offset. Použitý senzor má podle katalogu relativně velký rozptyl offsetu můstku od -16 mV do 18 mV [17]. Vzhledem k využití předzesilovače s velkým zesílením může tento elektrický offset způsobovat významné zmenšení využitelného rozsahu kvůli saturaci použitých operačních zesilovačů. V některých případech může být toto omezení tak velké, že senzor nelze použít. Běžně používaná střídavá vazba senzoru ke vstupům zesilovače dokáže tento problém minimalizovat, nicméně v tomto případě ji nelze využít z důvodu potřeby ustálení výstupu při spínaném buzení senzoru. Na sensorovou desku je proto přidán rezistor pro kompenzaci elektrického offsetu magnetometrického můstku [15]. Výstupní napětí Wheatstonova můstku popisuje rovnice 3.1:

$$U_{diff} = U \cdot \left(\frac{R_2(1 - \alpha)}{R_1(1 + \alpha) + R_2(1 - \alpha)} - \frac{R_4(1 + \alpha)}{R_4(1 + \alpha) + R_3(1 - \alpha)} \right), \quad (3.1)$$

kde U_{diff} je výstupní rozdílové napětí, U je napájecí napětí můstku, R_1 , R_2 , R_3 a R_4 jsou odpory jednotlivých elementů můstku a α je koeficient změny odporu působením měřené veličiny.

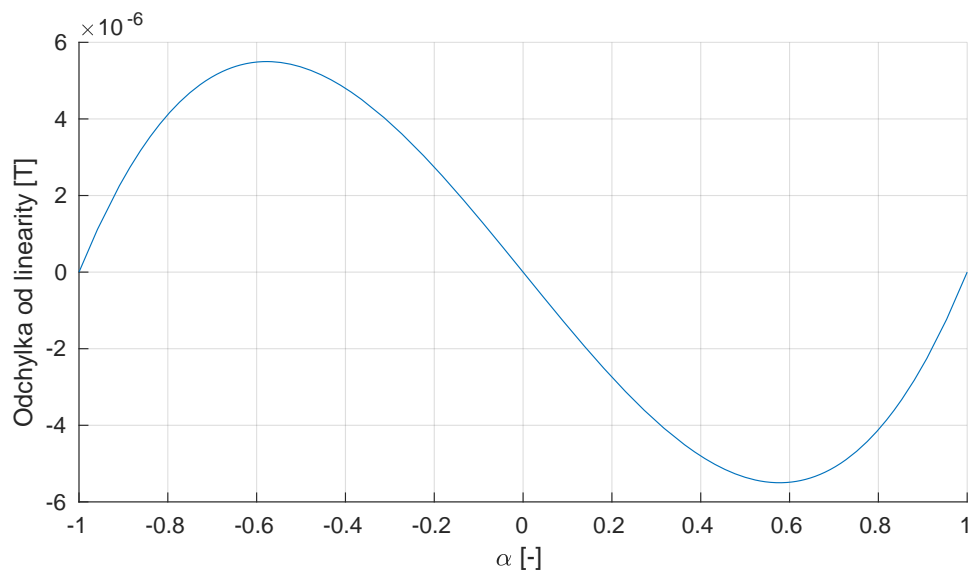
Připojením rezistoru paralelně k jednomu z elementů Wheatstonova můstku v AMR senzoru se snižuje celkový odpor daného elementu můstku a v důsledku eliminuje elektrický offset můstku. Výstupní napětí se chová podle rovnice 3.2:

$$U_{diff} = U \cdot \left(\frac{R_2(1 - \alpha)}{R_1(1 + \alpha) + R_2(1 - \alpha)} - \frac{\frac{R_4 R_x (1 + \alpha)}{R_4(1 + \alpha) + R_x}}{\frac{R_4 R_x (1 + \alpha)}{R_4(1 + \alpha) + R_x} + R_3(1 - \alpha)} \right), \quad (3.2)$$

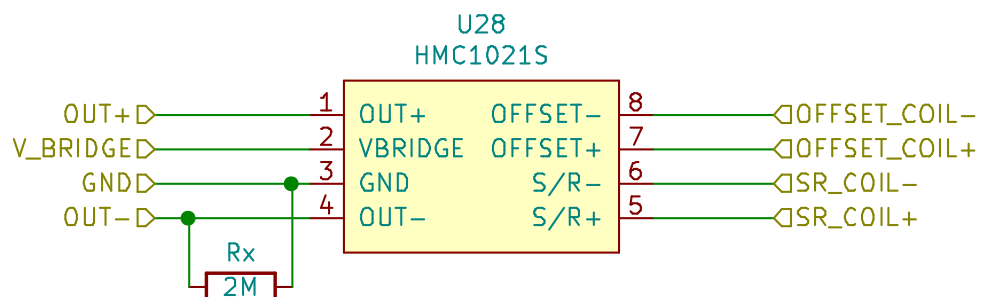
kde U_{diff} je výstupní rozdílové napětí, U je napájecí napětí můstku, R_1 , R_2 , R_3 a R_4 jsou odpory jednotlivých elementů můstku, R_x je velikost kompenzačního rezistoru a α je koeficient změny odporu působením měřené veličiny. Odpor připojeného rezistoru a místo připojení závisí na velikosti a polaritě offsetu daného senzoru.

Pro konkrétní senzor použitý při měření, byl využitý kompenzační rezistor s odporem $2 M\Omega$ připojený mezi vývody OUT- a GND senzoru, který dostatečně potlačil jeho elektrický offset.

Přidání kompenzačního rezistoru vede ke zhošení linearity senzoru při použití v režimu bez zpětné vazby. Teoretická odchylka od linearity pro použitý senzor a kompenzační rezistor je zobrazena na obrázku 3.3. S konstantou citlivosti senzoru $S = 10 \text{ V/V/T}$ se při rozsahu intenzity magnetického pole $\pm 100 \mu\text{T}$ pohybuje koeficient změny odporu v rozsahu $\alpha = \pm 0.001$, kde je maximální odchylka od linearity 14.29 nT nebo $0.014 \% \text{ FS}$ při měření v režimu bez zpětné vazby. Při porovnání s katalogovou hodnotou $0.2 \% \text{ FS}$ [17] je chyba způsobená kompenzačním rezistorem zanedbatelná.

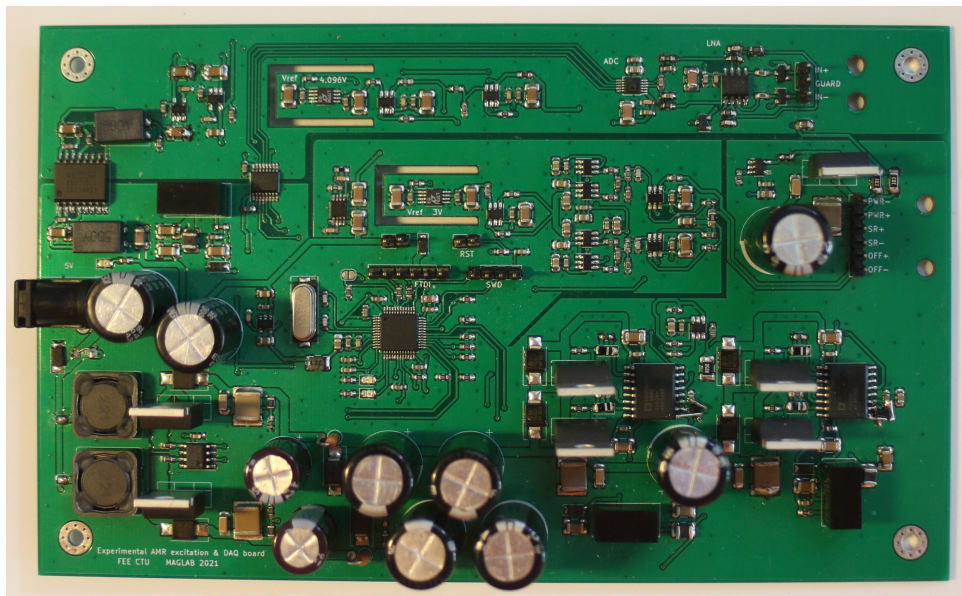


Obrázek 3.3: Závislost odchylky od linearity na koeficientu změny odporu



Obrázek 3.4: AMR Senzor s kompenzačním rezistorem

3.2 Řídící elektronika



Obrázek 3.5: Řídící elektronika

Řídící deska obsahuje všechny nutné obvody pro provoz AMR senzoru. Jednotlivé části jsou popsány v následujících odstavcích.

3.2.1 Řízení přípravku

Celý přípravek je ovládaný mikrokontrolérem, který má za úkol řízení obou DC/DC měničů, řízení proudového zdroje pro kompenzační cívku, spínání napájení magnetometrického můstku, ovládání H můstku pro vytváření fli-povacích pulzů, čtení a zpracování dat z A/D převodníku a komunikaci s počítačem. Firmware zajišťující tyto funkce je popsán v kapitole 4.

Zvolený mikrokontrolér pro řízení přípravku je model STM32F334 od firmy STMicroelectronics [14], který je založený na architektuře ARM Cortex-M4 a pracuje na frekvenci 72 MHz. Jeho důležitou vlastností je, že obsahuje 16 bitový časovač HRTIM se zpožďovací linkou hodinového signálu, díky čemuž může dosáhnout velmi vysoké ekvivalentní frekvence čítače 4.608 GHz. To umožňuje generovat signál PWM s dobrým rozlišením a zároveň s vysokou frekvencí, což je využito hlavně v proudovém zdroji pro kompenzační cívku a v DC/DC meničích.

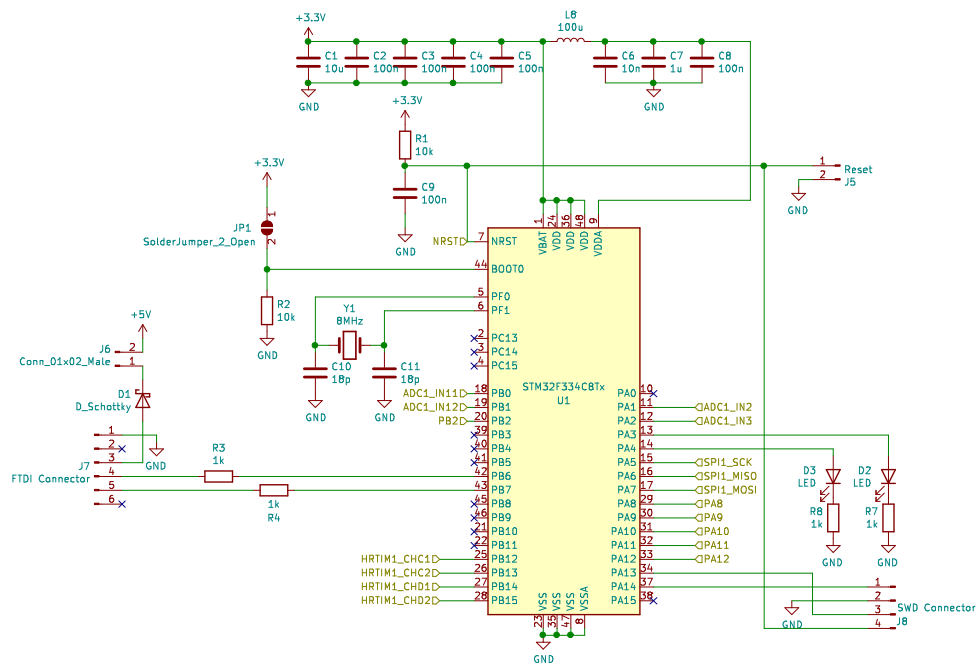
Mikrokontrolér je napájený napětím 3.3V s blokovacími kondenzátory a napájení analogové části mikrokontroléru je navíc filtrováno indukčností. Jako vstupní zdroj hodinového signálu využívá krystalový oscilátor s frekvencí 8 MHz. Pro programování a debugging mikrokontroléru je na desce plošných spojů vyvedeno rozhraní SWD (Serial Wire Debug).

Komunikace s počítačem je zajištěna prostřednictvím sériového rozhraní

UART. To je na desce vyvedeno na piny s rozložením vhodným pro FTDI převodník na USB [18]. Použité rozhraní UART využívá napětí 3.3V stejně jako celý mikrokontrolér. Proto je nutné, aby připojený převodník na USB používal na rozhraní UART také napětí 3.3V. Pro minimalizaci rizika zničení při připojení převodníku s jiným napětím jsou v obvodu implementované sériové rezistory na datových linkách s odporem $1\text{ k}\Omega$. Součástí rozhraní pro FTDI převodník je i napájení 5V. Uživatel má možnost napájet přípravek prostřednictvím tohoto vstupu spojením pinů J6 propojkou. Pro zabránění zpětného napájení převodníku je do obvodu přidána Schottkyho dioda s nízkým úbytkem napětí.

Pro čtení dat z rychlého A/D převodníku v galvanicky oddělené části obvodu je využito rozhraní SPI pracující na frekvenci 18 MHz. Přenos dat mezi oddělenými částmi obvodu je zajištěn pomocí digitálního galvanického oddělovače ADuM141D se třemi kanály ve směru od mikrokontroléru k A/D převodníku a jedním kanálem v opačném směru.

Návržený obvod dále obsahuje pájecí propojku JP1 pro nastavení BOOT režimu mikrokontroléru, dvě LED D2 a D3 pro signalizaci stavu a signál mikrokontroléru RESET vyvedený na piny J5.



Obrázek 3.6: Mikrokontrolér

■ 3.2.2 Napájení přípravku

Přípravek je napájený pomocí napětí 5V, které je přivedeno přes kulatý napájecí konektor. Vstupní napájení je filtrováno pomocí tlumivky s indukčností $100\ \mu H$, za kterou je zapojena vratná pojistka. Pro ochranu proti vyššímu napětí a opačné polaritě je přidána zenerova dioda v nepropustném směru. Vstupní napětí je stabilizováno pomocí dvou elektrolytických kondenzátorů s celkovou kapacitou $2\ mF$. Na toto stabilizované napětí jsou připojeny všechny ostatní části obvodu.

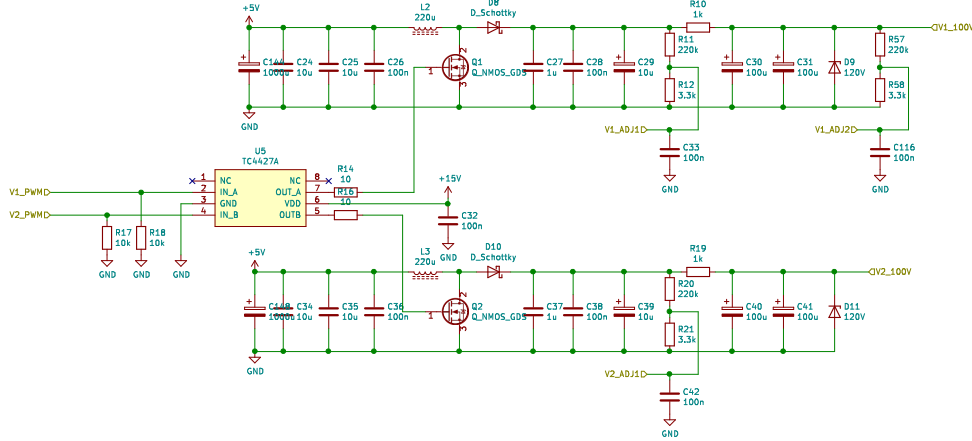
Napětí 3.3V je zajištěno pomocí lineárního regulátoru TI LP2985-3.3. To se využívá pro napájení mikrokontroléru, budičů hradel MOSFET tranzistorů a dalších podpůrných obvodů.

Pro napájení proudového zdroje kompenzační cívky se používá nízkošumový lineární regulátor TI TPS7A49 se zapojeným “bypass” kondenzátorem pro dosažení minimálního šumu výstupního napětí. Jeho výstupní napětí je nastaveno na 4.5V.

Obvod obsahuje tři galvanicky oddělené DC/DC měniče TRACO TBA 1-0513 z 5V na 15V. Dva z nich jsou využity jako galvanicky oddělené zdroje napětí pro hradla high-side tranzistorů v H můstku. Zbývající třetí DC/DC měnič má spojené nulové potenciály a není zapojený jako oddělený. Používá se pro napájení hradla low-side tranzistorů v H můstku a pro napájení hradla tranzistoru, který spíná magnetometrický můstek. Na vstup všech třech měničů je přidán filtr pro minimalizaci rušení a na výstup jsou přidány zenerovy diody s odpory pro omezení proudu kvůli potlačení přepětových špiček při nízkém zatížení zdroje.

Napájení analogové části, která je galvanicky oddělená, je realizováno pomocí galvanicky odděleného DC/DC měniče Recom R05CT05S-R. Jeho vstupní napětí je 5V a výstupní napětí je nastaveno na 5.4V. Pro minimalizaci rušení je na vstup i výstup měniče připojený II filtr podle doporučení výrobce [13]. Výstupní napětí je regulováno na 5V pomocí lineárního regulátoru TI LP2985-5.0. Toto regulované napětí 5V je přes pasivní RC filtr využito pro napájení precizní napěťové reference LTC6655-4.096. Dále je pomocí lineárního regulátoru TI LP2985-1.8 zregulováno napětí 5V na 1.8V, které se využívá pro napájení A/D převodníku a digitálního galvanického oddělovače pro SPI.

Spínané DC/DC Step Up měniče



Obrázek 3.7: Spínané DC/DC Step Up měniče

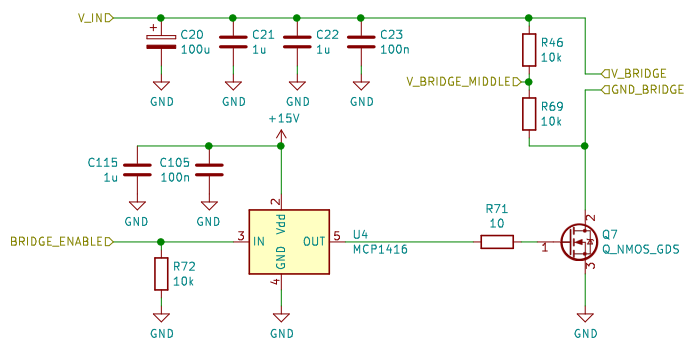
Protože pro napájení AMR můstku a flipovací cívky jsou potřeba vyšší napětí, jsou využity dva DC/DC Step Up měniče. Jsou realizovány pomocí běžného zapojení s cívkou, tranzistorem a diodou. Potřebná minimální indukčnost cívky byla určena podle rovnice 3.3 [12]

$$L = \frac{V_{IN} \cdot (V_{OUT} + V_D - V_{IN})}{\Delta I_{L(P-P)} \cdot f_{SW} \cdot (V_{OUT} + V_D)}, \quad [H] \quad (3.3)$$

kde $V_{IN} = 5V$ a $V_{OUT} = 100V$ jsou vstupní a výstupní napětí měniče, $V_D = 0.63V$ je dopředné napětí použité usměrňovací diody, $f_{SW} = 333kHz$ je spínací frekvence a $\Delta I_{L(P-P)} = 0.1A$ je zvlnění proudu cívkou. Dosazením těchto hodnot dostaneme potřebnou indukčnost cívky $L \approx 143\mu H$. Pro zajištění rezervy pro případné vyšší proudové zatížení byla zvolena cívka s indukčností $220\mu H$. Výstupní napětí regulátoru je stabilizováno keramickými a elektrolytickými kondenzátory s celkovou kapacitou $11\mu F$. Toto stabilizované napětí je přivedeno na rezistorový dělič, který vytváří zpětnou vazbu pro softwarově implementovaný regulátor měniče. Signál zpětné vazby je měřen A/D převodníkem v mikroprocesoru a na jeho základě regulátor nastavuje střihu PWM signálu pro spínání tranzistorů. Podle signálu pro spínání z mikroprocesoru jsou řízena hradla tranzistorů budičem TC4427A.

Vzhledem k tomu, že generované napětí slouží k napájení senzoru, dochází během odměru vzorku k vypnutí měniče kvůli minimalizaci rušení. Z toho důvodu je výstupní napětí stabilizované vysokou kapacitou $300\mu F$ s časovou konstantou vybíjení $\tau = 0.31s$. To zajistí, že při délce pulzu napájení senzoru $400\mu s$ klesne jeho napájecí napětí jen o 0.13% .

3.2.3 Buzení AMR můstku

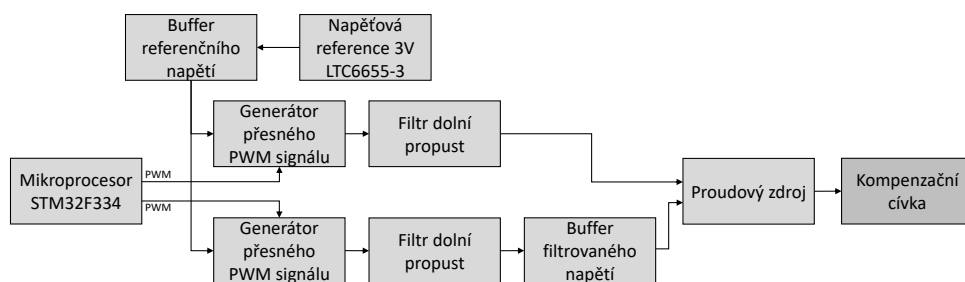


Obrázek 3.8: Budič AMR můstku

Aby bylo možné overit vlastnosti AMR magnetometru s pulzním buzením, je nutné mít možnost spínat napájení můstku. To je zajištěno N-MOSFET tranzistorem IPP320N20N3 s hradlovým budičem MCP1416. Tranzistor spíná magnetometrický můstek do země a vstup napájení můstku je trvale připojen k napájecímu napětí. V blízkosti spínacího obvodu je blokující kapacita sestávající se z elektrolytického kondenzátoru s kapacitou $100\ \mu F$ a dvou keramických kondenzátorů s kapacitou $1\ \mu F$. K lepší stabilizaci spínaného napětí přispívají i kondenzátory v příslušném DC/DC Step Up měnič. Budicí obvod je připravený na spínané napětí až 100 V.

Paralelně k napájecím vstupům magnetometru je připojený odporový dělič vytvářející napětí s poloviční hodnotou napájecího napětí. To slouží pro nastavení souhlasného napětí předzesilovače měřeného signálu. Jeho funkce je podrobněji popsána v části 3.2.6.

3.2.4 Buzení kompenzační cívky

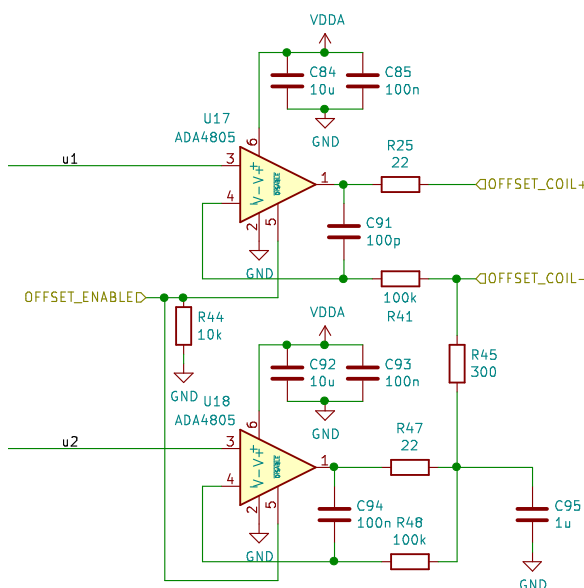


Obrázek 3.9: Blokové schéma budiče kompenzační cívky

Pro účely měření magnetometrem v režimu se zpětnou vazbou obsahuje přípravek potřebné obvody pro buzení kompenzační cívky AMR magnetometru. Typická převodní konstanta kompenzační cívky použitého senzoru HMC1021S je $4.6\ \text{mA}/100\ \mu T$ [17] a cílený rozsah snímání je $\pm 100\ \mu T$. Proto byl zvolen rozsah proudového zdroje $\pm 10\ \text{mA}$, čímž je zajištěna připravenost na možnou

odchylku převodní konstanty a zároveň se použité operační zesilovače nedostanou do blízkosti oblasti saturace, kde by se mohly objevovat nepřesnosti. Blokové schéma budiče kompenzační cívky je na obrázku 3.9. V navrženém budiči jsou využity nízkošumové operační zesilovače ADA4805 s možností vypnutí pro minimalizaci vlivu při měření v režimu s otevřenou smyčkou.

■ Proudový zdroj



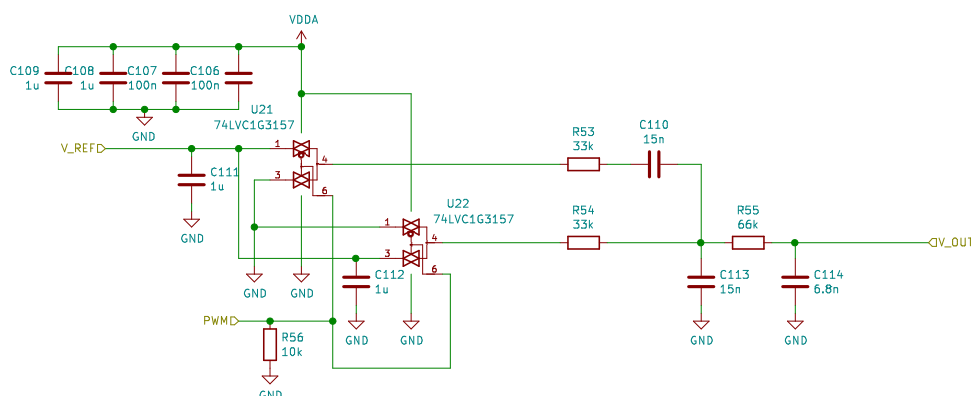
Obrázek 3.10: Proudový zdroj

Hlavní částí navrženého budiče je operační zesilovač v zapojení převodník napětí na proud a jeho vstupní napětí jsou generována dvěma D/A převodníky řízenými mikroprocesorem. Pro zlepšení vlastností navrženého proudového zdroje není rezistor pro snímání proudu připojen na nulový potenciál, jak je u převodníku napětí na proud běžné, ale je připojen na výstup sledovače napětí. Důsledkem toho je, že proud není úměrný vstupnímu napětí převodníku vůči nulovému potenciálu, ale je úměrný rozdílu vstupních napětí převodníku a sledovače podle rovnice 3.4. To umožňuje nastavit výstupní proud i s opačnou polaritou při zachování pouze kladných signálových a napájecích napětí a zároveň lze nastavit pracovní bod kolem středu rozsahu použitých operačních převodníků pro eliminaci horších vlastností při hodnotách v blízkosti saturace.

$$i = \frac{u_1 - u_2}{R_s} \quad (3.4)$$

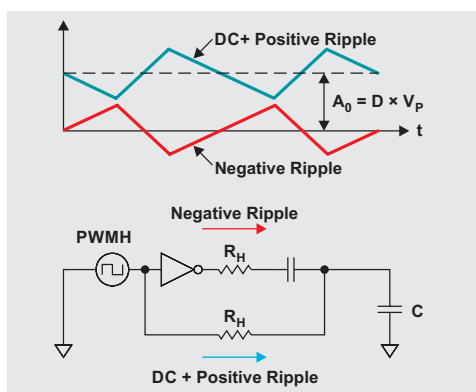
Vyjádřením odporu R_s z rovnice 3.4 lze vypočítat potřebnou velikost snímacího rezistoru v proudovém zdroji. Při započtení požadovaného rozsahu proudového zdroje ± 10 mA a rozsahu vstupního napětí od 0 V do 3 V pak vychází potřebná velikost snímacího rezistoru $R_s = \frac{3-0}{0.01} = 300 \Omega$.

D/A převodník



Obrázek 3.11: D/A převodník

Aby bylo možné ovládat proudový zdroj pomocí mikroprocesoru, jsou využity dva D/A převodníky pro generování vstupních napětí proudového zdroje. Navržený D/A převodník funguje na principu filtrace PWM signálu pomocí filtru dolní propust druhého řádu s potlačením zvlnění. Přidáním obvodu pro potlačení zvlnění [8] k filtru dolní propust se od signálu odečítá jeho invertovaná střídavá složka (viz obrázek 3.12) a zvýší se tím potlačení nežádoucích frekvencí. Vstupní PWM signál z mikroprocesoru ovládá analogové přepínače SN74LVC1G3157, které přepínají mezi referenčním napětím 3 V a zemí. Tím vytvářejí přesný vstupní signál pro filtr dolní propust druhého řádu a k tomu invertovaný signál pro potlačení zvlnění. To umožňuje nastavit výstupní napětí v rozmezí 0 až 3 V lineárně pomocí střídavy vstupního PWM signálu. Referenční napětí 3V je odvozeno z precizní napěťové reference LTC6655-3, která má vstupní napájení filtrované RC filtrem pro potlačení rušení ze zdroje a v plošném spoji je kolem vyfrézovaný otvor pro eliminaci vlivů mechanických pnutí a přenosu tepla z okolních součástek. Referenční napětí je bufferováno pomocí sledovače napětí s přidáním RC filtrem na výstupu pro zlepšení stability při napájení kapacitních zátěží [6].



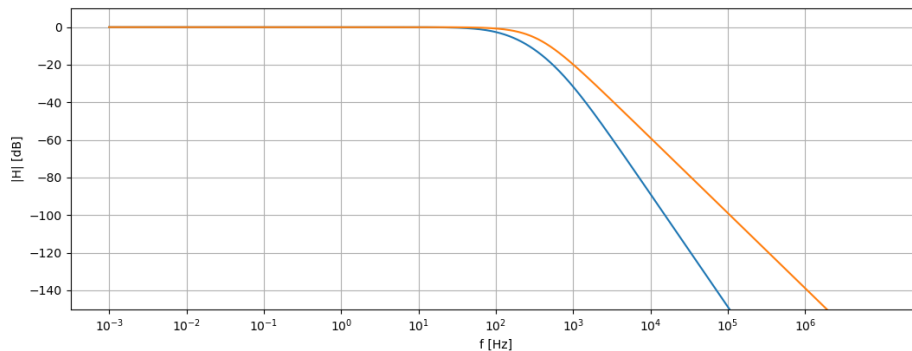
Obrázek 3.12: Potlačení zvlnění (převzato z [8])

Návrh filtru

Cílem navrhovaného filtru je odstranit střídavou vysokofrekvenční složku PWM signálu a zachovat pouze jeho nízké frekvence. Toho lze dosáhnout pomocí filtru dolní propust, který propustí požadovaný signál s nižší frekvencí a minimalizuje zvlnění výstupního signálu na vyšších frekvencích způsobené modulací. Frekvence nosného signálu je 100 kHz a pro návrh byla zvolena mezní frekvence přibližně 200 Hz . Zároveň byly při návrhu brány v potaz běžně dostupné hodnoty pasivních součástek.

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_3 C_3}} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1} \quad (3.5)$$

S pomocí rovnice 3.5 pro mezní frekvenci pasivního RC filtru druhého řádu byly zvoleny hodnoty $R_1 = 33\text{ k}\Omega$, $C_1 = 15\text{ nF}$, $R_3 = 66\text{ k}\Omega$ a $C_3 = 6.8\text{ nF}$. Aby odpovídala mezní frekvence obvodu pro potlačení zvlnění, byly zvoleny stejné hodnoty součástek jako v první fázi filtru dolní propust. Na obrázku 3.13 je graf teoretické frekvenční charakteristiky takto navrženého pasivního filtru dolní propust druhého řádu a porovnání s připojeným obvodem pro potlačení zvlnění. Teoretická mezní frekvence filtru bez potlačení zvlnění je $f_m = 217.3\text{ Hz}$ a útlum při frekvenci 100 kHz je přibližně -100 dB . Po připojení obvodu pro potlačení zvlnění se sníží mezní frekvence na $f_m = 109.2\text{ Hz}$, ale rychlost klesání se zvýší z -40 dB/dek na -60 dB/dek . Útlum při frekvenci 100 kHz je pak přibližně -150 dB , což zajistí dostatečné potlačení střídavé složky vstupního PWM signálu.



Obrázek 3.13: Teoretická frekvenční amplitudová charakteristika navrženého filtru bez (oranžová) a s (modrá) potlačením zvlnění

Simulace

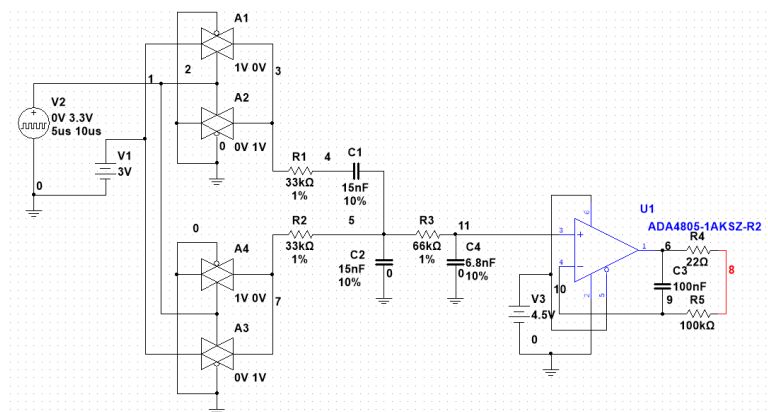
Pro potvrzení vlastností navrženého filtru byla provedena simulace v softwaru Multisim podle schématu na obrázku 3.14. Simulovaný obvod odpovídá jednomu kanálu navrženého D/A převodníku a v simulaci bylo měřeno zvlnění jeho výstupního signálu.

Naměřený průběh napětí výstupu D/A převodníku bez potlačení zvlnění je na obrázku 3.15. Jeho zvlnění je $42\text{ }\mu\text{V}_{pp}$. Naměřený průběh napětí výstupu D/A převodníku s potlačením zvlnění je na obrázku 3.16. Jeho zvlnění

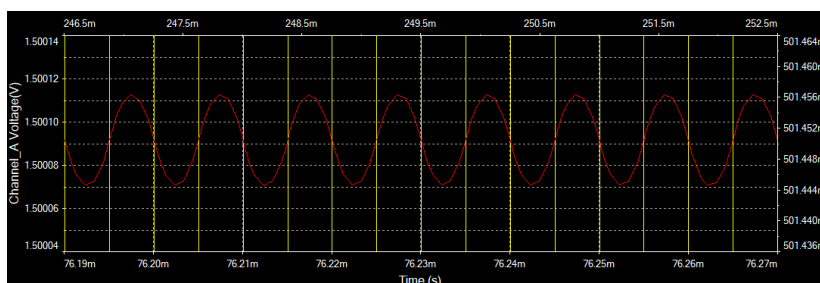
je 136 nV_{pp} . V obou případech je zvlnění výstupu nízké, což je způsobeno vysokou frekvencí vstupního PWM signálu a velkým útlumem filtru při této frekvenci. Při zapojeném potlačení zvlnění je velikost zvlnění výrazně nižší než v případě obvodu bez potlačení. Amplituda výstupního zvlnění přibližně odpovídá utlumenému vstupnímu napětí $3V_{pp}$ a oba filtry se tedy chovají podle teoretických předpokladů.

$$20 \log \left(\frac{42 \cdot 10^{-6}}{3} \right) = -97.1 \text{ dB} \approx -100 \text{ dB} \quad (3.6)$$

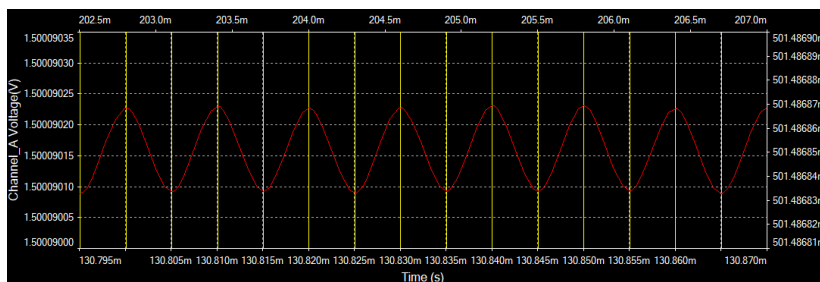
$$20 \log \left(\frac{0.136 \cdot 10^{-6}}{3} \right) = -146.9 \text{ dB} \approx -150 \text{ dB} \quad (3.7)$$



Obrázek 3.14: Schéma simulovaného obvodu



Obrázek 3.15: Simulované zvlnění výstupu bez potlačení zvlnění



Obrázek 3.16: Simulované zvlnění výstupu s potlačením zvlnění

■ Šum kompenzační cívky

Šum celého obvodu pro kompenzaci vnějšího pole lze rozdělit podle zdrojů na šum referenčního napětí a šum operačních zesilovačů v proudovém zdroji.

Napěťová reference LTC6655 přináší do obvodu šum o velikosti $70 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a spolu s šumem sledovače napětí $19.75 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ vypočteným podle vztahů z části 2.3 je celkový šum referenčního napětí $72.74 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Ve sledovači napětí je použitý operační zesilovač OPA207 spolu s $10 \text{ k}\Omega$ rezistory na jeho vstupech.

Šum operačního zesilovače v proudovém zdroji byl určen opět podle vztahů z části 2.3 a vychází na hodnotu $95.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ při použití zesilovače ADA4805 a rezistorů podle obrázku 3.14.

Kombinací šumů referenčního napětí a obou operačních zesilovačů v proudovém zdroji vyjde celkový napěťový šum $153.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, což odpovídá proudovému šumu $0.51 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$ při použití snímacího rezistoru s odporem 300Ω . To způsobí při šířce pásma 200 Hz šum s efektivní hodnotou $7.21 \text{ nA}_{\text{rms}}$, který je přijatelný při porovnání s velikostí nejmenšího bitu LSB 9.53 nA proudového zdroje s ditheringem. Proudový šum zdroje do měření AMR senzorem se zpětnou vazbou přináší ekvivalentní magnetický šum o velikosti $11.1 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$.

■ 3.2.5 Buzení flipovací cívky

Pro zajištění buzení flipovací cívky byl zvolen obvod s H můstkem, protože poskytuje větší flexibilitu pro vytváření proudových pulzů. Běžně používaný obvod se spínaným kondenzátorem [17] produkuje pouze proudové pulzy s exponenciálním průběhem a jejich délka je pevně určena použitou velikostí kondenzátoru. Nevýhodou tohoto přístupu je vyšší spotřeba energie způsobená exponenciálním průběhem proudového pulzu, kdy proudová špička důležitá pro flipování je velmi krátká a zbytek pulzu s menším proudem nemá na magnetizaci senzoru velký vliv [5, 17].

Zvolený obvod s H můstkem dovozuje vytvářet obdélníkové proudové pulzy se softwarově nastavitelnou délkou a amplitudou. Navíc připojením kondenzátoru sériově k flipovací cívce lze dosáhnout i exponenciálního průběhu pulzů, který je podobný pulzům generovaným obvodem se spínaným kondenzátorem. Vzhledem k tomu, že dostatečnou magnetizaci zajistí i velmi krátké proudové pulzy (až 40 ns) [4, 16], lze dosáhnout malé spotřeby a v důsledku malého zahřívání senzoru.

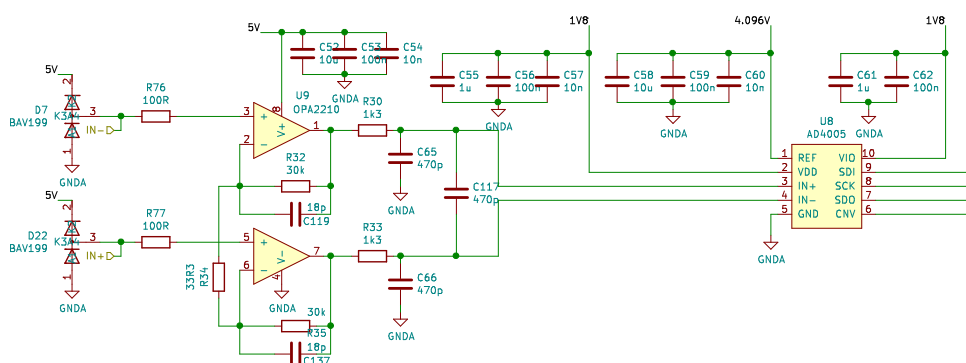
Hlavní částí navrženého obvodu je H můstek připravený na spínání napětí až 100 V z příslušného DC/DC Step Up měniče. To při typickém odporu flipovací cívky 7.7Ω zajistí dostatečný rozsah flipovacího proudu až $\pm 12 \text{ A}$. V H můstku jsou použity čtyři N-MOSFET tranzistory IPP320N20N3. Jejich bezpečné spínání zajišťují dva galvanicky oddělené half-bridge hradlové budiče ADuM4223. Jak je popsáno v části 3.2.2, hradla high-side tranzistorů jsou řízena napětím 15 V z galvanicky oddělených DC/DC měničů se zemí připojenou na střed H můstku. Hradla low-side tranzistorů jsou řízena také

napětím 15V. Použité hradlové budiče disponují funkcí “disable”, díky které je možné celý H můstek kompletně vypnout pomocí mikrokontroléru.

Pro možnost měření spínaného proudu je k H můstku připojený snímací rezistor s odporem $0.05\ \Omega$, jehož výstup je zesílený operačním zesilovačem OPA207 zapojeným jako neinvertující zesilovač. Zesílený signál je následně digitalizován A/D převodníkem v mikrokontroléru.

Byly vyzkoušeny dvě konfigurace spínání H můstku. V první variantě byly spínány protiléhlé tranzistory stejným signálem. Při této konfiguraci byla zátěž plovoucí při H můstku ve vypnutém stavu, což způsobovalo oscilaci flipovacího proudu po sestupné hraně proudového pulzu. Důsledek této oscilace byl řádově vyšší šum senzoru. Ve druhé variantě byly spínány tranzistory na stejné straně H můstku stejným signálem, který byl pro low-side tranzistor invertovaný. Tím je zaručeno, že zátěž je při vypnutém stavu připojena k zemi, což potlačilo oscilaci flipovacího proudu z první varianty.

3.2.6 Zpracování analogového signálu



Obrázek 3.17: Obvod pro zpracování analogového signálu

Analogový diferenciální signál z magnetometrického můstku je zpracován obvodem na obrázku 3.17. Vstupní signál s malou amplitudou je nejprve zesílen pomocí rozdílového zesilovače a následně digitalizován v analogově-digitálním převodníku.

Nastavení souhlasného napětí

Aby bylo možné měřit výstupní signál AMR můstku při napájení vysokým napětím, je celá část obvodu pro zpracování analogového signálu galvanicky oddělená od zbytku přípravku. Nulový potenciál oddělené části obvodu je odvozen podle souhlasného napětí výstupu magnetometrického můstku. Toto souhlasné napětí je vytvářeno rezistorovým děličem, který je připojený paralelně na napájení můstku.

Referenční napětí A/D převodníku $U_{ref} = 4.096\ V$ je generováno operačním zesilovačem OPA207 v zapojení jako napěťový sledovač z precizní napěťové reference LTC6655-4.096. Z referenčního napětí je odvozeno souhlasné napětí

A/D převodníku $U_{CM} = \frac{U_{ref}}{2}$ pomocí rezistorového děliče. Toto souhlasné napětí je také stabilizováno operačním zesilovačem OPA207 v zapojení jako napěťový sledovač. Oba napěťové sledovače obsahují přidaný RC filtr na výstupu pro zlepšení stability při napájení kapacitních zátěží [6].

Pro správnou funkci použitého A/D převodníku je nutné, aby souhlasné napětí převáděného signálu bylo v rozmezí $\pm 125 \text{ mV}$ kolem souhlasného napětí A/D převodníku $U_{CM} = U_{ref}/2 = 2.048 \text{ V}$. To je zajištěno přivedením souhlasného signálu magnetometrického můstku z rezistorového děliče na výstup operačního zesilovače, který vytváří souhlasné napětí A/D převodníku $U_{ref}/2$. Napětí U_{GNDA} mezi nulovými potenciály obou oddělených částí obvodu proto popisuje rovnice 3.8:

$$U_{GNDA} = \frac{U_{m\ddot{u}stek_+} + U_{m\ddot{u}stek_-}}{2} - \frac{U_{ref}}{2} \quad [V], \quad (3.8)$$

kde $U_{m\ddot{u}stek_+}$ a $U_{m\ddot{u}stek_-}$ jsou napětí na napájecích vstupech magnetometrického můstku a $U_{ref} = 4.096 \text{ V}$ je referenční napětí A/D převodníku.

Souhlasné napětí je vyvedeno i na konektor vstupního signálu zesilovače. To lze využít pro snížení rušení měřeného signálu aktivním stíněním.

Zesílení signálu

Citlivost použitého AMR senzoru $S = 10 \text{ V/V/T}$ je poměrně malá a při napájecím napětí můstku 10 V je výstupní napětí senzoru v rozmezí $\pm 10 \text{ mV}$ pro magnetické pole o intenzitě $\pm 100 \mu\text{T}$. Takto malé napětí měřeného signálu je potřeba nejprve zesílit, aby bylo možné signál dobře digitalizovat.

Potřebné zesílení zajišťuje pár nízkošumových operačních zesilovačů OPA2210 zapojených jako vstupní část přístrojového zesilovače. Navržený zesilovač popisuje soustava rovnic 3.9:

$$\begin{aligned} i &= \frac{U_{in_1} - U_{in_2}}{R_2} \\ U_{out_1} &= U_{in_1} + iR_1 \\ U_{out_2} &= U_{in_2} - iR_1, \end{aligned} \quad (3.9)$$

kde U_{in_1} a U_{in_2} jsou napětí měřeného výstupu AMR senzoru, U_{out_1} a U_{out_2} jsou výstupní napětí zesilovače, R_1 a R_2 jsou odpory rezistorů v obvodu zpětné vazby operačních zesilovačů a i je proud jimi tekoucí.

Vyřešením soustavy rovnic 3.9 získáme vztah 3.10 pro výstupní diferenciální napětí U_{out} zesilovače. Z tohoto vztahu vyplývá rovnice 3.11 pro celkové zesílení G zesilovače.

$$U_{out} = U_{out_1} - U_{out_2} = (U_{in_1} - U_{in_2}) \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) \quad [V], \quad (3.10)$$

$$G = 1 + 2 \frac{R_1}{R_2}, \quad (3.11)$$

S pomocí rovnice 3.11 byly zvoleny hodnoty odporu rezistorů $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 33 \Omega$ v obvodu zpětné vazby operačních zesilovačů. Tyto hodnoty

nastavují vysoké zesílení zesilovače $G = 1801$ pro potlačení kvantizačního šumu A/D převodníku. Důsledkem toho je vstupní rozsah zesilovače jen $\pm 2.2 \text{ mV}$, který dodrží maximální vstupní napětí A/D převodníku $U_{ref} = 4.096 \text{ V}$. Nicméně takto malý vstupní rozsah v dané aplikaci nevádí vzhledem k tomu, že senzor je použitý jako detektor nuly v režimu se zpětnou vazbou. Nevýhodou vysokého zesílení je delší doba ustalování výstupního signálu, což může omezit minimální potřebnou délku pulzu spínání magnetometrického můstku důležitou při napájení senzoru vyššími napětími.

Protože nulový potenciál analogové části je určen operačním zesilovačem podle souhlasného napětí pulzně buzeného senzoru (rovnice 3.8), může nastat, zejména během přechodových jevů, situace, kdy vstupní napětí zesilovače nejsou v povoleném operačním rozsahu a mohlo by dojít k jeho poškození. Tento problém řeší přidané ochranné diody spolu se sériovými rezistory na vstupech zesilovače. Aby se omezil vliv ochranných prvků na měření, je důležité zvolit ochranné diody s minimálním svodovým proudem. Z toho důvodu byly zvoleny diody BAV199 s hodnotou svodového proudu maximálně 5 nA [21].

■ Digitalizace signálu

Zesílený signál je digitalizován diferenciálním analogově-digitálním převodníkem AD4005, který pracuje na principu postupné aproximace a nabízí rozlišení 16 bitů s maximální vzorkovací frekvencí 1 MHz. Jako referenční napětí používá $U_{ref} = 4.096 \text{ V}$ a pro správnou funkci použitého A/D převodníku je důležité, aby velikost souhlasného napětí vstupních signálů byla v rozmezí $\pm 125 \text{ mV}$ kolem souhlasného napětí A/D převodníku $U_{CM} = U_{ref}/2 = 2.048 \text{ V}$. Pro potlačení aliasingu je na vstup převodníku přidaný pasivní RC filtr dolní propust s mezní frekvencí $f_c \approx 260 \text{ kHz}$. S mikrokontrolérem komunikuje pomocí sběrnice SPI.

Kapitola 4

Firmware

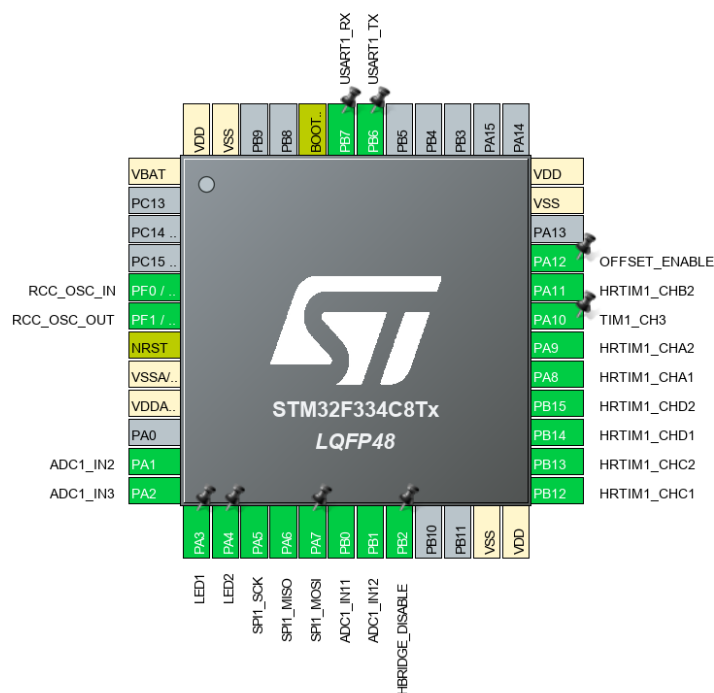
Celý přípravek je řízený mikrokontrolérem STM32F334 s firmwarem napsaným v jazyce C. Pro vývoj bylo zvoleno programovací prostředí STM32CubeIDE spolu s knihovnamy STM32 HAL zjednodušujícími práci s periferiemi mikrokontroléru.

Jednou z hlavních myšlenek při vývoji řídicího firmwaru bylo využití dostupných hardwarových prostředků mikrokontroléru. Použitý mikrokontrolér disponuje mnoha periferiemi, které umožňují automatizaci některých úkonů na hardwarové úrovni bez potřeby zásahu softwaru. Například pro generování přesně časovaných signálů je využito několik časovačů včetně jejich vzájemné synchronizace. Jádro procesoru pak nemusí čekat na uplynutí času generovaného signálu a může se mezitím věnovat jiným úkolům. Podobně je zajištěna i komunikace na sběrnicích SPI a UART pomocí příslušných hardwarových jednotek. Spolu s kontrolérem DMA (Direct Memory Access) zajišťující datové přenosy mezi periferiemi procesoru nebo pamětí tak mikrokontrolér dokáže vykonávat i poměrně složité úkony bez zásahu softwaru a jádro procesoru se může zaměřit na výpočetně náročnější úkoly. [19]

Firmware lze rozdělit do několika samostatných funkčních bloků, které jsou popsány v dalších odstavcích.

4.1 Nastavení periférií mikrokontroléru

Pro vytvoření konfigurace hardwarových periférií mikrokontroléru byl využit nástroj Device Configuration Tool, kde lze v grafickém uživatelsky přívětivém prostředí nastavit parametry jednotlivých periférií a následně vygenerovat kód, který provede potřebné inicializace a nastavení při startu programu. V tomto nástroji jsou proto nastaveny všechny použité hardwarové periferie včetně přiřazení k fyzickým pinům procesoru, které je vidět na obrázku 4.1.



Obrázek 4.1: Přiřazení fyzických pinů mikrokontroléru

4.2 Inicializace komponent magnetometru

Po inicializaci periférií mikrokontroléru se přistoupí k přípravě všech částí magnetometru na měření.

Nejprve se spouští DC/DC Step Up měniče pro napájení AMR můstku a flipování. Softwarově implementované regulátory DC/DC měničů se na začátku inicializují a nastaví se jim potřebné parametry. Protože signál zpětné vazby regulátorů je snímán interním A/D převodníkem v mikrokontroléru, provede se jeho automatická kalibrace a následně se zahájí vzorkování v režimu DMA. Po spuštění A/D převodníku jsou regulátory připraveny a postupně se jim nastaví požadovaná výstupní napětí. Vzhledem k tomu, že na výstupu měničů je relativně velká kapacita, je nutné omezit jejich nabíjecí proud. Pokud by se nabíjecí proud neomezil, dojde k přetížení vratné pojistky a dočasnému přerušení napájení přípravku. Omezení rychlosti nabíjení je dosaženo nastavením pomalejší reakce regulátoru a změnou požadovaného napětí regulátorů postupně. Nejprve se nastaví napětí měniče pro flipování a vyčká se na dosažení cílové hodnoty. Následně se nastaví napětí měniče pro AMR můstek a opět se vyčká na dosažení správného napětí. Startování DC/DC měničů je signalizováno blikáním oranžové LED diody při náběhu měniče pro flipování a červené diody při náběhu měniče pro AMR můstek. Po dosažení nastavených napětí regulátorů začnou signalizační LED trvale svítit.

Důležitým krokem inicializace magnetometru je spuštění SPI kontroléru a nastavení externího A/D převodníku. Protože měření je automatizované

spoluprací několika periférií, je nutné, aby příchozí data na SPI sběrnici byla automaticky uložena do paměti. Toho je docíleno spuštěním kontroléru SPI v režimu DMA. Použitý převodník při komunikaci vyžaduje signál CNV, což je obdoba signálu “slave select” rozhraní SPI. Tento signál zároveň řídí zahájení konverze vzorku v A/D převodníku. Z toho důvodu musí mít tento signál přesně danou délku a časování, čehož je docíleno generováním signálu pomocí časovače. Tento časovač je spouštěn synchronizačním signálem z hlavního časovače měření a stačí ho jen povolit. Následně se provede konfigurace A/D převodníku. Dočasným spuštěním časovače se začnou generovat CNV pulzy důležité pro SPI komunikaci a odešle se konfigurační byte do A/D převodníku. Poté se nastaví signál MOSI do log. 1 pro nastavení A/D převodníku do režimu čtení převáděných vzorků a vypne se časovač pulzů CNV, aby mohla proběhnout inicializace ostatních komponent magnetometru.

Pokud je zapnuto měření v režimu se zpětnou vazbou, dojde k inicializaci ovladače proudu kompenzační cívkou a nastavení jeho parametrů. Velikost proudu se mikrokontrolérem nastavuje prostřednictvím střídy páru PWM signálů generovaných časovači. Proto se spustí příslušné časovače a nastaví se stejná střída 50% obou signálů, která odpovídá nulovému proudu. Poté se nastaví výstupní pin OFFSET_ENABLE na log. 1, čímž se zahájí činnost operačních zesilovačů v proudovém zdroji.

Časovače použité pro generování řídicích signálů H můstku jsou spouštěny synchronizačním signálem z hlavního časovače měření. Proto pro inicializaci H můstku zajišťujícího flipování senzoru stačí povolit použité časovače a nastavit log. 0 na výstupní pin HBRIDGE_DISABLE, kterým se spustí hradlové budiče tranzistorů v H můstku.

Posledním krokem inicializace magnetometru je povolení časovače, který generuje řídicí signál spínání AMR můstku. Spuštěním hlavního časovače měření se poté dokončí inicializace a zahájí se automatizovaný proces měření AMR senzorem.

4.3 Regulace DC/DC Step Up měničů

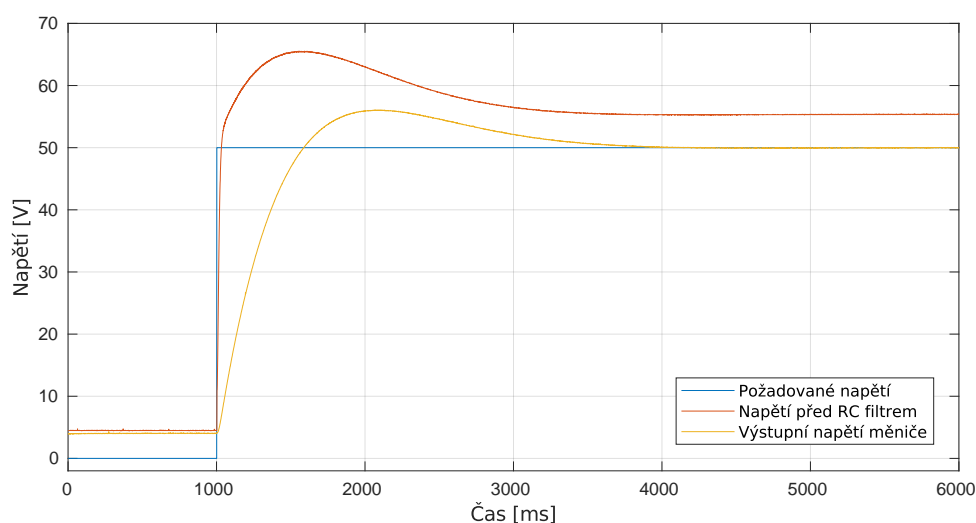
Pro napájení AMR můstku a flipovací cívky vyšším napětím obvod obsahuje DC/DC Step Up měniče. Vzhledem k tomu, že po naběhnutí všech částí obvodu je zátěž měničů téměř konstantní, nejsou na jejich regulátory kladeny velké požadavky. Proto byl pro řízení zvolen softwarový diskrétní PI regulátor, který zajistí v ustáleném stavu regulaci výstupu měničů na požadované napětí [3].

Výstupní napětí měničů je snímané integrovaným A/D převodníkem. Pro minimalizaci zátěže mikrokontroléru využívá integrovaný A/D převodník kanál 1 jednotky DMA k přenosu naměřených vzorků do paměti. Po dokončeném přenosu vzorků je vyvoláno přerušování, kdy proběhne jedna iterace regulační smyčky. Odečtením od žádané hodnoty se získá vstupní regulační odchylka regulátoru. Výsledný akční zásah regulátoru je převeden na střídu PWM signálu a aplikován na příslušné kanály 1 a 2 časovače HRTIM C, které ovládají spínání tranzistorů v měničích.

Kvůli využití integrační složky regulátoru je implementovaný anti-windup, který zastaví integraci při dosažení saturace akčního zásahu a zlepšuje tak vlastnosti regulátoru [3].

Snímání výstupního napětí měničů probíhá před RC filtrem, díky čemuž zpětná vazba regulátoru reaguje rychleji. Průchodem proudu skrz RC filtr ale vzniká úbytek napětí, který je závislý na zátěži a způsobuje tak odchylku od žádaného napětí. To je vyřešeno druhým PI regulátorem, který reaguje na zpětnou vazbu měřenou za RC filtrem a upravuje žádané napětí regulátoru řídicího DC/DC měniče, aby kompenzoval úbytek napětí na RC filtru.

Nastavení parametrů regulátorů proběhlo manuálně. Hlavními kritérii při ladění parametrů bylo omezení kmitání výstupu a dosažení dostatečně rychlé odezvy na změnu žádaného napětí. Odezva obou regulátorů na skok žádaného napětí je na obrázku 4.2.



Obrázek 4.2: Odezva DC/DC měniče na skok žádaného napětí

4.4 Buzení AMR senzoru a snímání výstupního signálu

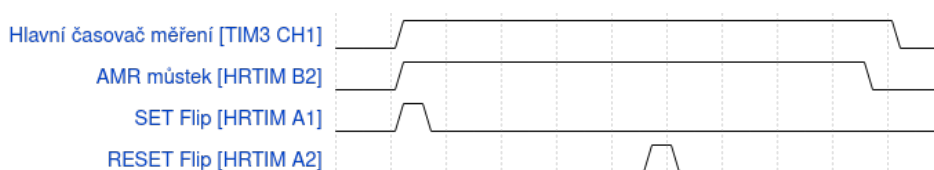
Většina úkonů nutných pro měření AMR magnetometrem je realizována hardwarově pomocí synchronizovaných časovačů s využitím DMA. Naměřené hodnoty jsou následně zpracovány softwarově a odeslány do PC přes rozhraní UART. Na obrázku 4.3 je zobrazen diagram časování jednotlivých řídicích pulzů.

Celý proces měření je řízený časovačem TIM3, se kterým jsou synchronizovány všechny ostatní použité časovače. Nastavením hodnoty děličky a periody časovače se určuje frekvence měření magnetometrem. Událost “Update”, která nastává při restartu časovače po dokončeném cyklu, vyšle signál TRGO, čímž spustí časovače TIM1, HRTIM A a HRTIM B. Kanál 1 řídicího časovače určuje délku jednoho měření. Po vypršení tohoto času se vyvolá přenos na kanále 3 DMA kontroléru, který vypne výstup časovače HRTIM C zápisem

do jeho registru ODISR a omezí tak rušení ze spínaných zdrojů během měření. Zároveň se vyvolá přerušování pro zpracování přijatých dat z A/D převodníku.

Časovač TIM1 zajišťuje periodické čtení dat z A/D převodníku. Hodnota děličky a periody tohoto časovače nastavuje frekvenci vzorkování A/D převodníku. Po spuštění časovače signálem TRGO se na kanále 3 v režimu PWM začnou periodicky generovat pulzy CNV pro zahájení konverze v A/D převodníku. Dosažením hodnoty čítače nastavené na kanále 1 se spustí DMA přenos na kanále 2, který zápisem do registru DR řadiče SPI1 zahájí čtení 16 bitů z A/D převodníku. Po dokončení přenosu se data uloží pomocí kanálu 6 kontroléru DMA do pole v paměti. Tato konfigurace dovoluje nastavit potřebné přesné časování komunikace podle dokumentace A/D převodníku pro bezproblémové vzorkování signálu z magnetometru.

Spínání flipovacích pulzů a napájení AMR můstku je řízeno časovači HRTIM A a HRTIM B. Oba časovače běží v režimu “One Pulse Mode”, kdy po spuštění signálem TRGO proběhne vždy jen jedna perioda. Výhodou časovačů HRTIM je větší množství porovnávacích jednotek, díky čemuž lze generovat i složitější signály. Při nastavování komparačních hodnot je nutné brát v potaz omezení jejich minimální a maximální hodnoty v závislosti na zvolené hodnotě násobičky frekvence. Časovač HRTIM A má na starost ovládání H můstku pro generování flipovacích pulzů. K tomu jsou potřeba 2 signály z kanálů A1 a A2. Generování řídicího signálu pro budič AMR můstku zajišťuje časovač HRTIM B na kanále B2.



Obrázek 4.3: Zjednodušené časování řídicích pulzů AMR můstku

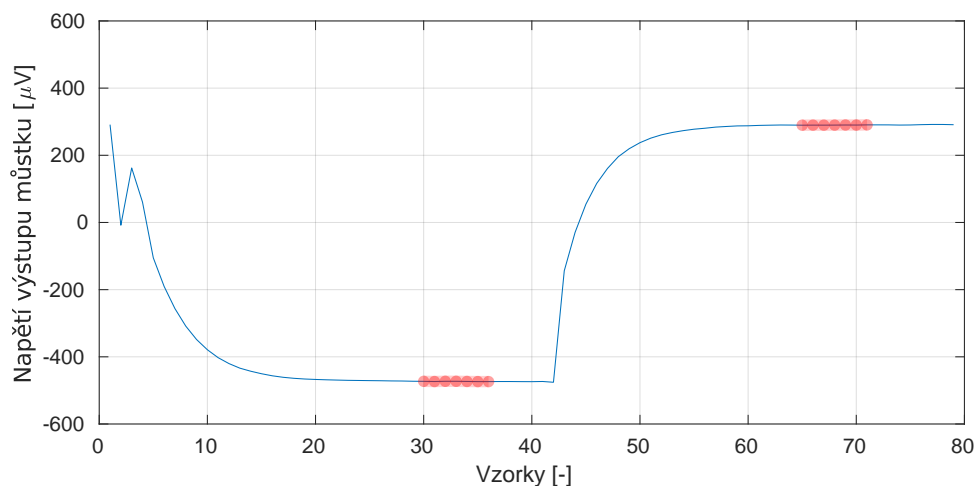
4.4.1 Softwarová demodulace dat

Při přerušování vyvolaným hlavním časovačem měření TIM3 je obnovena činnost DC/DC měničů zapnutím výstupu časovače HRTIM C a ukončeno další čtení dat z A/D převodníku zastavením časovače TIM1. Následně jsou zpracována naměřená data z A/D převodníku. Typický průběh naměřeného signálu je na obrázku 4.4, kde je vidět obdélníková vlna způsobená flipováním. Signál je ovlivněný přechodovými jevy ustalování zesilovače a rušením z flipovacích proudových pulzů.

Protože je při měření využito flipování, je nutné měřenou veličinu demodulovat z naměřených hodnot. Ze získaných vzorků signálu se vyberou dvě části po odeznění přechodových jevu způsobených spínáním můstku a flipováním a z nich se demoduluje měřená veličina pomocí vzorce 4.1:

$$B = \frac{k_{ADC}}{l \cdot S \cdot U} \left(\sum_{i=j_S}^{j_S+l/2} d_i - \sum_{i=j_R}^{j_R+l/2} d_i \right) \quad [T], \quad (4.1)$$

kde d_i jsou naměřené hodnoty z A/D převodníku, j_S a j_R jsou počáteční indexy vybraných částí vzorků po pozitivním a negativním flipovacím pulzu, l je celkový počet vybraných vzorků, k_{ADC} je převodní konstanta z kódového slova A/D převodníku na napětí, S je citlivost senzoru a U je napájecí napětí senzoru.



Obrázek 4.4: Typický průběh měřeného signálu ze senzoru s vyznačenými místy pro odběr vzorků

4.5 Měření v režimu se zpětnou vazbou

Využitím kompenzační cívky integrované v senzoru pro měření se zpětnou vazbou lze zvýšit rozsah magnetometru a zlepšit jeho linearitu, protože v tomto režimu pracuje senzor jen jako detektor nuly. Regulátor nastavuje podle zpětné vazby ze senzoru proud kompenzační cívkou tak, aby součet intenzity měřeného magnetického pole a pole kompenzační cívky byl nulový. Intenzita měřeného magnetického pole je potom úměrná proudu kompenzační cívkou. Nevýhodami tohoto přístupu jsou vyšší spotřeba kvůli potřebě napájet kompenzační cívku a mírně vyšší šum měření způsobený přidáním šumu proudového zdroje.

Pro měření v režimu se zpětnou vazbou je ve firmwaru připraven diskretní softwarový PI regulátor a ovladač proudového zdroje. Měření výstupního signálu senzoru proběhne stejně jako při měření bez zpětné vazby popsané v části 4.4. Po demodulaci signálu je naměřená hodnota předána jako zpětná vazba do regulátoru, který určí velikost akčního zásahu. Z akčního zásahu je následně vypočtena potřebná hodnota rozdílu ovládacích napětí proudového zdroje podle vzorce 4.2:

$$u_1 - u_2 = i \cdot R_s \quad [V], \quad (4.2)$$

kde i je požadovaný proud a R_s je velikost snímacího rezistoru proudového zdroje. Tento vzorec přímo vychází z rovnice 3.4.

Potřebný rozdíl napětí je poté přepočítán na odpovídající střídy PWM signálů podle vzorců 4.3:

$$\begin{aligned} PWM_1 &= \frac{1 - \frac{(u_1 - u_2)}{U_{ref}}}{2} \cdot p \\ PWM_2 &= \frac{1 + \frac{(u_1 - u_2)}{U_{ref}}}{2} \cdot p, \end{aligned} \quad (4.3)$$

kde U_{ref} je referenční napětí D/A převodníku a p je perioda PWM signálu. Určením střídy podle vzorců 4.3 jsou výstupní napětí D/A převodníku nastaveny symetricky kolem středního napětí $U_{ref}/2$. Operační zesilovače v proudovém zdroji se pak nedostanou do blízkosti saturace, což zlepšuje vlastnosti proudového zdroje.

Rozlišení měření je v tomto režimu závislé na rozlišení proudového zdroje a v důsledku na rozlišení PWM signálu. Použité časovače generující PWM signál mají rozlišení 16 bitů. Pro zvýšení měřicího rozlišení je ve firmwaru implementován dithering [20]. Díky vysoké frekvenci časovačů lze měnit v průběhu času nejnižší bit porovnávací hodnoty PWM signálu tak, aby filtrovaný výsledný signál za delší časový úsek měl vyšší rozlišení než samotný časovač. Toto je implementováno pomocí přerušeni vyvolaným po dokončení periody časovače, při kterém je podle předem připravené tabulky [20] upravena porovnávací hodnota časovače. Tabulka implementovaná ve firmwaru umožňuje přidání 4 bitů rozlišení. Díky tomu je dosaženo celkové rozlišení 20 bitů PWM signálu a v důsledku i proudového zdroje.

4.6 Komunikace s PC

Naměřené hodnoty se odesílají do počítače prostřednictvím rozhraní UART. Pro komunikaci je využita hardwarová periferie USART1 s přenosovou rychlostí 576 kbaud, délkou slova 8 bitů, bez parity a s jedním stop bitem. Odesílané hodnoty jsou přenášeny v textovém formátu ASCII se znakem New Line (`\n`) jako oddělovač. Před odesláním jsou proto číselné hodnoty převedeny do textové reprezentace a uloženy do pole znaků. Toto pole je následně předáno pomocí DMA do periferie USART1 a odesláno.

Takto jednoduchý komunikační protokol dovoluje využití univerzálních programů pro komunikaci po sériové lince (např. RealTerm nebo SerialPlot), které zajistí příjem, vizualizaci a ukládání dat pro další zpracování bez nutnosti vytváření specializovaného programu pro komunikaci s měřicím zařízením.

Kapitola 5

Měření vlastností a vyhodnocení

Na realizovaném zařízení byla provedena měření pro prozkoumání vlivu pulzního buzení. Hlavními sledovanými parametry jsou šum a spotřeba senzoru.

Při měření byly získané hodnoty průběžně zaznamenávány na PC a z naměřených dat se poté pomocí Welchovy metody určila spektra hustoty šumu.

5.1 Spotřeba AMR můstku

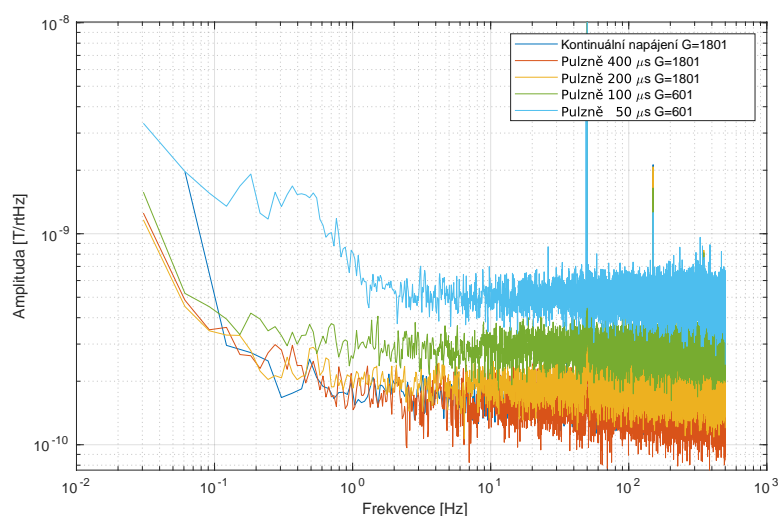
Provozování senzoru s pulzním buzením přináší snížení celkové energie spotřebované pro napájení můstku a v důsledku i nižší zahřívání senzoru. Spotřeba AMR můstku se snižuje se střídou S napájecích pulzů podle vztahu 5.1. Při dané délce t napájecího pulzu je pak spotřeba můstku úměrná frekvenci měření f_m podle vztahu 5.2.

$$P = \frac{U^2}{R} \cdot S \quad (5.1)$$

$$P = \frac{U^2}{R} \cdot f_m \cdot t \quad (5.2)$$

Minimalizací délky pulzu lze dosáhnout vyšších frekvencí měření při zachování stejné spotřeby. Zároveň kratší délka limituje množství energie spotřebované na můstku při jednom pulzu, což je nutné pro zamezení poškození senzoru při napájení AMR můstku vyšším napětím, kdy kvadraticky roste spotřebovaný výkon s napájecím napětím.

Na obrázku 5.1 je porovnání spekter šumu při různých délkách napájecího pulzu s napětím 10 V a při frekvenci měření 1000 Hz. Byly využity obdélníkové flipovací pulzy s amplitudou 3 A a délkou 150 ns, které zajistili dostatečnou míru magnetizace senzoru. Pro kontrolu bylo provedeno měření šumu i s kontinuálním napájením můstku. Zvolené délky pulzů mají za cíl prozkoumat chování navrženého přípravku při limitních hodnotách.



Obrázek 5.1: Spektrum šumu pro různé délky pulzů při napájení 10V

Šum měření s kontinuálním napájením je téměř identický jako šum při spínaném napájení s délkou pulzu $400 \mu s$. Rovněž při délce napájecího pulzu $200 \mu s$ byl šum podobný kontinuálnímu napájení jen s mírným zhoršením. Použití delších pulzů než $400 \mu s$ tak nepřinese na realizovaném zařízení žádné významné zlepšení vlastností senzoru.

Při zkoušení různých nastavení senzoru bylo pozorováno, že při vysokém zesílení $G = 1801$ se výrazněji projevuje snížení šířky pásma operačních zesilovačů. Důsledkem toho je pomalejší ustálení zesíleného signálu ze senzoru s naměřenou časovou konstantou $30 \mu s$, což odpovídá parametrům použitého operačního zesilovače OPA2210 s $GBWP = 18 MHz$ [22].

Kvůli zmenšené šířce pásma je nutné před změřením signálu počkat na jeho dostatečné ustálení, což omezuje minimální délku napájecího pulzu. Pro vyzkoušení kratších délek pulzu bylo proto nutné snížit zesílení na $G = 601$, které sice snížilo časovou konstantu na $10 \mu s$, ale zároveň negativně ovlivnilo celkový šum elektroniky. Měření s kratšími napájecími pulzy tak vykazují vyšší hodnoty šumu. Provozování senzoru s délkami pulzů napájení kratšími než $200 \mu s$ se zdá realizovatelné, ale vyžaduje použití rychlejšího operačního zesilovače. V tabulce 5.1 je porovnávána spotřeba a šum senzoru podle střídavy měření.

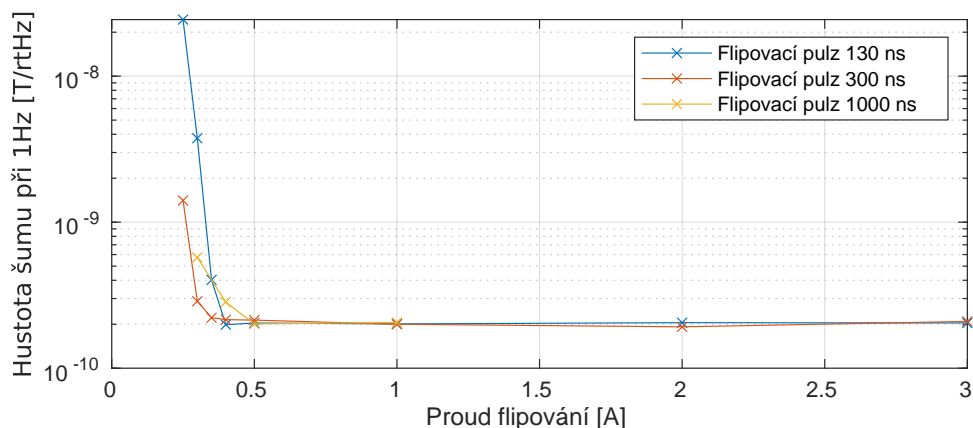
Pulz [μs]	Šum @ 1 Hz [pT/\sqrt{Hz}]	Šum @ 10 Hz [pT/\sqrt{Hz}]	Spotřeba [mW]	Střída [%]
-	171	160	90.90	100
400	173	162	36.36	40
200	201	194	18.18	20
100	281	274	9.09	10
50	745	507	4.54	5

Tabulka 5.1: Porovnání šumu a spotřeby při napájení 10V

5.2 Vliv flipovacího proudu

Vzhledem k tomu, že obvod generující flipovací pulzy umožňuje nastavit jejich amplitudu i délku, byla provedena měření pro určení vlivu na šum senzoru. Při měření s pulzním napájením AMR můstku o délce $200 \mu s$ a s frekvencí měření 1000 Hz byly vyzkoušeny délky obdélníkových flipovacích pulzů 130 ns , 300 ns a $1 \mu s$. Kratší délky pulzů se nepodařilo změřit kvůli nedostatečné rychlosti otevírání tranzistorů v H můstku.

Naměřené hodnoty hustoty šumu při 1 Hz jsou na obrázku 5.2. Pro všechny vyzkoušené délky flipovacích pulzů se od amplitudy proudu 0.5 A šum senzoru nemění a celkový šum měření je omezený ostatními složkami šumu magnetometru. Při flipovacích proudech menších než 0.5 A rychle roste šum senzoru. Z toho vyplývá, že pro dostatečnou magnetizaci senzoru stačí i krátké flipovací pulzy s délkou 130 ns , což souhlasí s výsledky z literatury [4]. Pro minimalizaci spotřeby při zachování nízkého šumu se zdají být podle měření nejlepší pulzy o amplitudě alespoň 0.5 A a délce 130 ns .



Obrázek 5.2: Vliv amplitudy a délky flipovacího pulzu na šum senzoru

5.3 Šum

S využitím pulzního buzení lze senzor napájet vyšším napětím, se kterým se zvyšuje jeho citlivost. Zvýšení citlivosti senzoru pak zvyšuje i odstup signálu od šumu. Prozkoumáním vlastností senzoru při pulzním napájení vyšším napětím se zabývají následující měření.

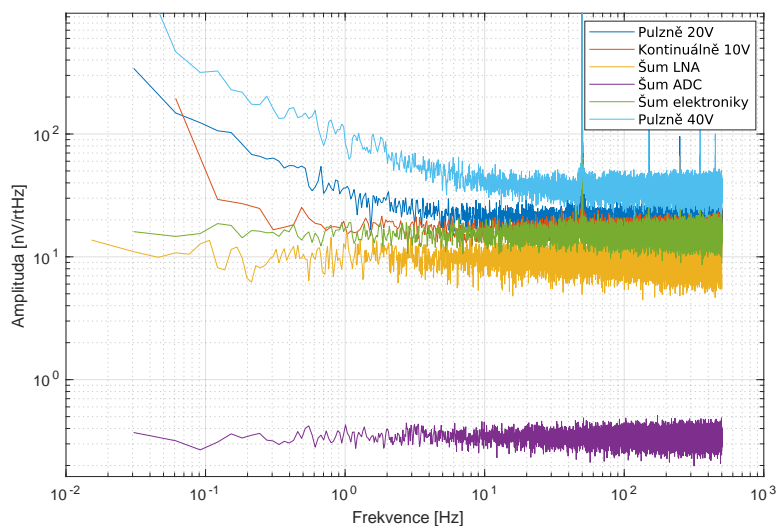
Flipování bylo prováděno stejně jako v části 5.1. Měření probíhala s frekvencí 1000 Hz při nastaveném zesílení $G = 1801$ a s délkou napájecího pulzu $200 \mu s$. To poskytuje kompromis mezi velikostí šumu (viz tabulka 5.1) a délkou pulzu kvůli minimalizaci poškození senzoru.

5.3.1 Šum bez zpětné vazby

Z důvodu snahy o zabránění poškození senzoru bylo vyzkoušeno maximální napájecí napětí senzoru 40 V , při kterém se už senzor výrazně zahříval a

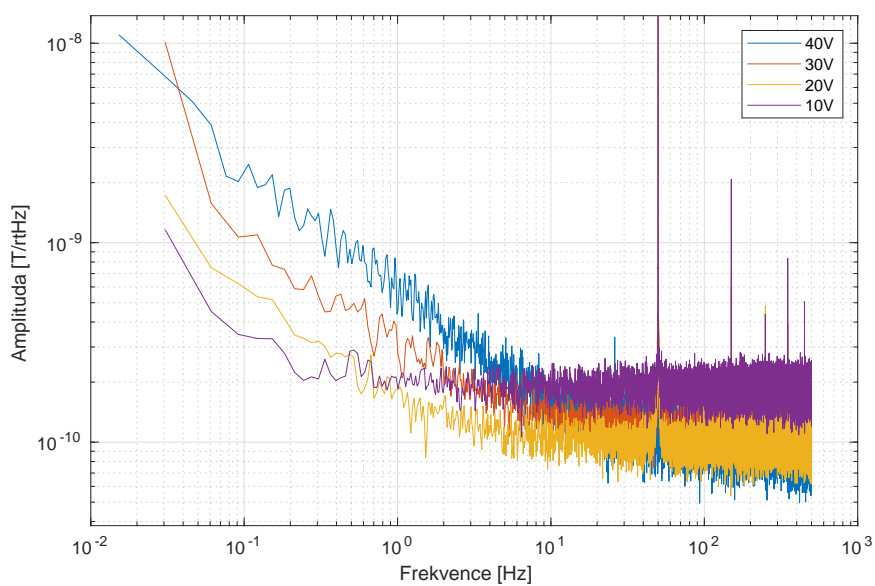
nepřinášel lepší výsledky měření. Pro vyzkoušení vyšších napájecích napětí by byly nutné kratší napájecí pulzy, což na realizovaném zařízení nepřináší dobré výsledky kvůli důvodům diskutovaným v části 5.1.

Na obrázku 5.3 jsou zobrazena spektra napětových šumů různých částí obvodu. Pro kontrolu byl změřen celkový šum elektroniky zajišťující obsluhu senzoru včetně jeho napájení připojením rezistorového můstku s ekvivalentním odporem jako má použitý AMR senzor. Šum A/D převodníku je při zesílení zesilovače $G = 1801$ zanedbatelný. Vyšší šum elektroniky je způsoben hlavně šumem zesilovače (LNA), který má vyšší šum než očekávaná katalogová hodnota. Porovnáním spekter šumu elektroniky a šumu měření s kontinuálním napájením 10V je vidět, že celkový šum měření začíná být výrazně omezený šumem elektroniky už od frekvence 0.5 Hz . Zvyšování napájecího napětí můstku vedlo ke zhoršení napětového šumu, zejména pak ke zvýšení vlivu nízkofrekvenčního $1/f$ šumu.



Obrázek 5.3: Zdroje šumu

Spektra magnetického šumu pro různá napájecí napětí AMR můstku jsou ukázána na obrázku 5.4. Porovnáním šumů pro pulzní napájení 10V a 20V je vidět, že dvojnásobné zvýšení citlivosti senzoru redukovalo magnetický šum na vyšších frekvencích zhruba na polovinu. Další zvyšování napájecího napětí způsobilo vyšší napětový šum, kvůli čemuž se i přes zvýšení citlivosti senzoru nepodařilo dosáhnout lepších výsledků oproti napětí 20V. Se zvyšujícím se napájecím napětím výrazně roste vliv nízkofrekvenčního $1/f$ šumu, čímž se zhoršují vlastnosti senzoru na frekvenci 1 Hz často používané pro porovnávání magnetometrů. Porovnání šumu a spotřeby pro různá napájecí napětí můstku je v tabulce 5.2.



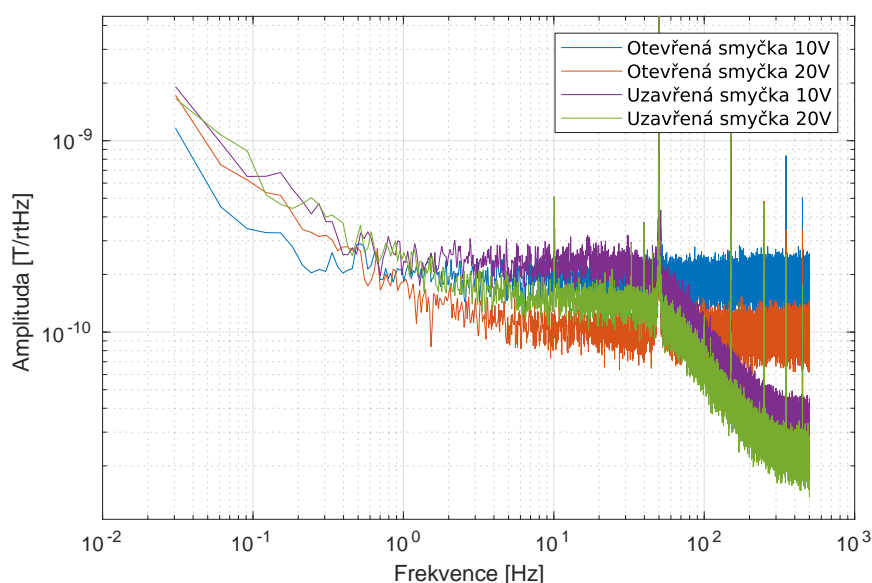
Obrázek 5.4: Spektra šumu při různých napájecích napětích

Napětí [V]	Šum @ 1 Hz [pT/ \sqrt{Hz}]	Šum @ 10 Hz [pT/ \sqrt{Hz}]	Spotřeba [mW]
10	201	194	18.18
20	175	103	72.72
30	291	146	163.63
40	586	163	290.90

Tabulka 5.2: Porovnání šumu a spotřeby pro různá napájecí napětí

5.3.2 Šum se zpětnou vazbou

Měřením v režimu se zpětnou vazbou lze podstatně zvětšit rozsah magnetometru a zlepšit jeho linearitu. Na obrázku 5.5 je porovnání spekter šumu při měření s pulzním buzením pro otevřenou a zavřenou smyčku. Jelikož se šum při měření se zpětnou vazbou skládá z šumu magnetometru s otevřenou smyčkou a šumu proudového zdroje zpětné vazby, byla pro porovnání zvolena měření s pulzním buzením můstku o napětí 10V a 20V, která měla podle tabulky 5.2 nejlepší výsledky.



Obrázek 5.5: Spektra šumu měření s otevřenou a zavřenou regulační smyčkou

Šum při měření se zpětnou vazbou v nižších frekvencích kopíruje s mírným zhoršením šum příslušných měření bez zpětné vazby. Od frekvence 50 Hz se šum začne změnšovat vlivem útlumu PI regulátoru. V tabulce 5.3 jsou naměřené vlastnosti při měření se zpětnou vazbou porovnané s měřením bez zpětné vazby.

	Šum @ 1 Hz [pT/ \sqrt{Hz}]	Šum @ 10 Hz [pT/ \sqrt{Hz}]
Otevřená smyčka 10 V	201	194
Uzavřená smyčka 10 V	232	224
Otevřená smyčka 20 V	175	103
Uzavřená smyčka 20 V	209	145

Tabulka 5.3: Porovnání šumu měření se zpětnou vazbou a bez zpětné vazby

5.4 Porovnání s kontinuálně napájenými magnetometry

Z hlediska spotřeby AMR můstku slouží dobře pro porovnání tabulka 5.1, kde je vidět, že při použití $400 \mu s$ pulzů je šum měření téměř stejný jako pro kontinuální napájení. Při frekvenci měření $1000 Hz$ pak spotřebovává pulzně napájený můstek jen 40 % energie oproti kontinuálně napájenému můstku. S $200 \mu s$ dlouhými pulzy se šum mírně zhoršil, ale byl stále porovnatelný s kontinuálním napájením a spotřeba klesla při tomto nastavení na 20 %.

Porovnání dosažených výsledků šumu s existujícími magnetometry je v tabulce 5.4. Spektrum šumu realizovaného zařízení je negativně ovlivěno vyšším šumem elektroniky pro zpracování signálu s hodnotou $150 pT/\sqrt{Hz} @ 1 Hz$. Porovnávané magnetometry dosahují šumu elektroniky $38 pT/\sqrt{Hz} @ 1 Hz$ [7], resp. $46 pT/\sqrt{Hz} @ 1 Hz$ [10]. Při měření bez zpětné vazby tak realizovaný magnetometr nedosahuje předpokládaných parametrů. V režimu se zpětnou vazbou nicméně dosahuje zařízení porovnatelného šumu se state-of-the-art magnetometry využívající stejný senzor HMC1021. Magnetometry se senzorem HMC1001 vykazují nižší šum měření díky nižšímu šumu použitého senzoru. Starší projekty magnetometrů dosahují vyšších hodnot šumu.

Senzor	Napětí [V]	Šum @ 1 Hz [pT/\sqrt{Hz}]	Poznámka
HMC1021	10	232	Navržené zařízení
HMC1021	20	209	Navržené zařízení
HMC1021	10	150	[7] (2019)
HMC1021	5	221	[10] (2016)
HMC1023	5	900	[11] (2005)
HMC1001	5	180	[11] (2005)

Tabulka 5.4: Porovnání šumu měření se zpětnou vazbou s existujícími magnetometry

Kapitola 6

Závěr

V této práci byl navržen a realizován přípravek pro ověření konceptu pulzního napájení AMR můstku. Realizovaný přípravek řízený mikrokontrolérem STM32 obsahuje všechny potřebné obvody pro obsluhu AMR senzoru. Pro účely vyzkoušení napájení AMR můstku vyšším napětím při pulzním buzení byl úspěšně vyvinut softwarově řízený spínaný DC/DC měnič s možností regulace výstupu v rozsahu 5V-100V. Generování flipovacích pulzů bylo s dobrými výsledky zajištěno méně tradičním obvodem s H můstkem bez vazebního kondenzátoru. V obvodu pro buzení kompenzační cívky byl vyzkoušen D/A převodník obsahující filtr s potlačením zvlnění, který dostatečně tlumí rušení pocházející ze vstupního PWM signálu. Galvanicky oddělená část obvodu pro zpracování signálu z AMR senzoru disponuje A/D převodníkem s dostatečně nízkým šumem a rozlišením. Použité řešení zesilovače signálu se ale ukázalo jako méně vhodné kvůli vyššímu šumu oproti katalogovým hodnotám. Také relativně velké zmenšení šířky pásma zesilovače při nastaveném vysokém zesílení se ukázalo jako omezující faktor při kratších délkách napájecích pulzů. Obvod pro nastavení souhlasného napětí A/D převodníku v galvanicky oddělené části na souhlasné napětí AMR můstku reagoval dostatečně rychle.

Na realizovaném přípravku byla provedena měření šumu při pulzním napájení AMR můstku. Kvůli horším vlastnostem zesilovače signálu se nepodařilo dosáhnout lepších hodnot šumu oproti state-of-the-art AMR magnetometrům. Při zvýšení napájecího napětí na 20V bylo pozorováno snížení magnetického šumu způsobené zlepšením citlivosti senzoru. Další zvyšování napájecího napětí senzoru nepřineslo zlepšení, ale naopak vedlo ke zvýšení nízkofrekvenčního $1/f$ šumu. Pulzní buzení AMR můstku při napájecím napětí 10V vykazuje podobné hodnoty šumu jako při kontinuálním napájení a ukazuje tak možnost snížení spotřeby a zahřívání AMR můstku.



Literatura

- [1] RIPKA, Pavel a Michal JANOSEK. Advances in Magnetic Field Sensors. *IEEE Sensors Journal* [online]. 2010, **10**(6), 1108-1116 [cit. 2021-8-9]. ISSN 1530-437X. Dostupné z: doi:10.1109/JSEN.2010.2043429
- [2] RIPKA, Pavel. *Magnetic sensors and magnetometers*. Boston: Artech House, 2001. ISBN 15-805-3057-5.
- [3] ÅSTRÖM, Karl J. a Richard M. MURRAY. *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*. V2.11b. Princeton University Press, 2008. ISBN 978-0-691-13576-2.
- [4] HADJIGEORGIOU, Neoclis, Konstantinos PAPAFOOTIS a Paul P. SOTIRIADIS. Exploring AMR Sensors- Performance Limits Using an Agile, High-Speed Set—Reset Pulse Generation Circuit. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2020, **56**(9), 1-10 [cit. 2021-8-9]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2020.3009870
- [5] HAUSER, H., P.L. FULMEK, P. HAUMER, M. VOPALENSKY a P. RIPKA. Flipping field and stability in anisotropic magnetoresistive sensors. *Sensors and Actuators A: Physical* [online]. 2003, **106**(1-3), 121-125 [cit. 2021-8-9]. ISSN 09244247. Dostupné z: doi:10.1016/S0924-4247(03)00148-1
- [6] STITT, R. Mark. Improved Voltage Reference Filter Has Several Advantages. *Texas Instruments* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/sbva010/sbva010.pdf>
- [7] NOVOTNY, David, Vojtech PETRUCHA a Michal JANOSEK. A Digitally Compensated AMR Magnetometer. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2019, **55**(1), 1-5 [cit. 2021-8-9]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2018.2873235
- [8] NOEMAN, Ahmed. Designing high-performance PWM DACs for field transmitters. *Analog Design Journal* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/slyt795/slyt795.pdf>
- [9] CARUSO, Michael J., Tamara BRATLAND, Dr. Carl H. SMITH a Robert SCHNEIDER. A New Perspective on Magnetic Field

- Sensing. *Honeywell Aerospace* [online]. [cit. 2021-8-10]. Dostupné z: https://aerospace.honeywell.com/content/dam/aerobt/en/documents/learn/products/sensors/technical-articles/ANewPerspectiveonMagneticFieldSensing_ta.pdf
- [10] FÚRA, Viktor. *Dvojitý vektorový AMR magnetometr*. Praha, 2016. Diplomová práce. ČVUT Fakulta elektrotechnická.
- [11] ZIMMERMANN, E., A. VERWEERD, W. GLAAS, A. TILLMANN a A. KEMNA. An AMR sensor-based measurement system for magneto-electrical resistivity tomography. *IEEE Sensors Journal* [online]. 2005, **5**(2), 233-241 [cit. 2021-8-12]. ISSN 1530-437X. Dostupné z: doi:10.1109/JSEN.2005.843889
- [12] LI, Jasper. How to Select a Proper Inductor for Low Power Boost Converter. *Texas Instruments* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/slva797/slva797.pdf>
- [13] Very low noise filter for isolated DC/DC converters. *Recom Power* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: <https://recom-power.com/en/rec-n-very-low-noise-filter-for-isolated-dcldc-converters-46.html>
- [14] STM32F334x4, STM32F334x6, STM32F334x8 Datasheet. *STMicroelectronics* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f334k4.pdf>
- [15] Handling of Sensor Bridge Offset: AN-212. *Honeywell Aerospace* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: https://aerospace.honeywell.com/content/dam/aerobt/en/documents/learn/products/sensors/application-notes/AN213_Set_Reset_Function_of_Magnetic_Sensors.pdf
- [16] Set/Reset Function of Magnetic Sensors: AN-213. *Honeywell Aerospace* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: https://aerospace.honeywell.com/content/dam/aerobt/en/documents/learn/products/sensors/application-notes/AN213_Set_Reset_Function_of_Magnetic_Sensors.pdf
- [17] 1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022. *Honeywell Aerospace* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: https://aerospace.honeywell.com/content/dam/aerobt/en/documents/learn/products/sensors/datasheet/N61-2056-000-000_MagneticSensors_HMC-ds.pdf
- [18] FT232R USB UART IC Datasheet. *FTDI Chip* [online]. 2020 [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: https://ftdichip.com/wp-content/uploads/2020/08/DS_FT232R.pdf
- [19] STM32F334xx advanced Arm®-based 32-bit MCUs: Reference manual. *STMicroelectronics* [online]. 2020 [cit. 2021-8-9]. Dostupné

z: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0364-stm32f334xx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf

- [20] PWM resolution enhancement through a dithering technique for STM32 advanced-configuration, general-purpose and lite timers. *STMicroelectronics* [online]. 2017 [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00119042-pwm-resolution-enhancement-through-a-dithering-technique-for-stm32-advancedconfiguration-generalpurpose-and-lite-timers-stmicroelectronics.pdf
- [21] BAV199 - Dual Surface Mount Low Leakage Diode. *Diodes Incorporated* [online]. [cit. 2021-8-9]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds30232.pdf>
- [22] OPAx210 2.2-nV/Hz Precision, Low-Power, 36-V Operational Amplifiers. *Texas Instruments* [online]. [cit. 2021-8-12]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa210.pdf>



Příloha A

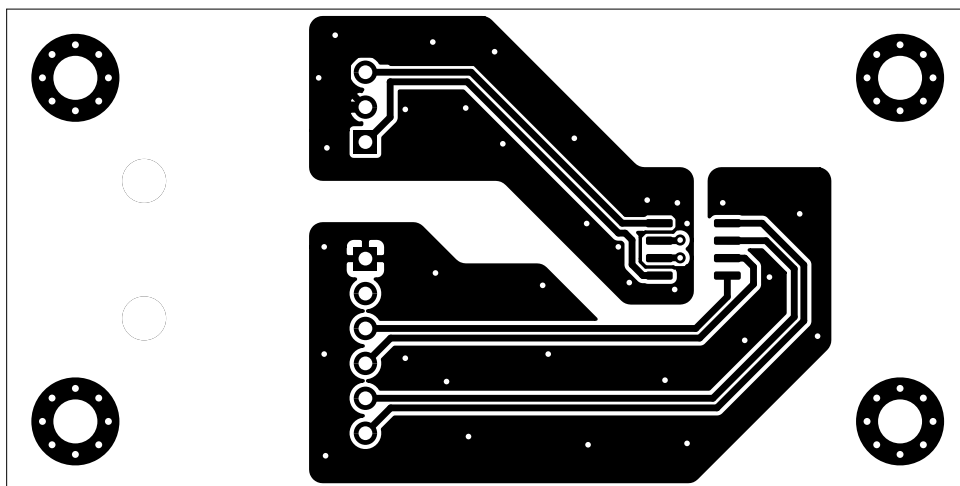
Obsah DVD

Součástí DVD přiloženého k této práci je schéma a návrh DPS ve formě projektu v programu KiCAD a zdrojové soubory firmwaru jako projekt vývojového prostředí STM32CubeIDE. Pro lepší přístupnost jsou stejná data uložena i na GIT repozitáři dostupném na adrese <https://gitlab.com/lukasmican/amr-magnetometer>

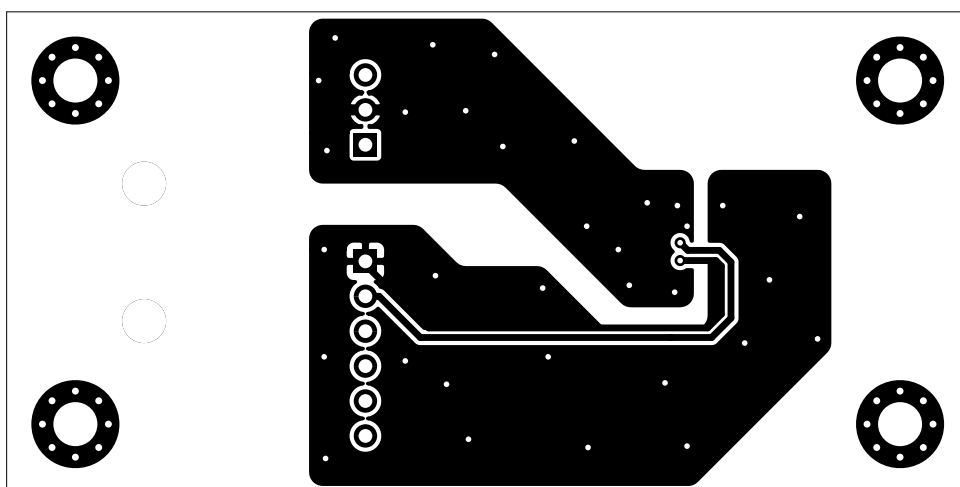
V kořenové složce na přiloženém DVD jsou složky *hardware* a *software*. Ve složce *hardware* se nachází hlavní projektový soubor *AMR_1D_magnetometer.pro* programu KiCad spolu s dalšími potřebnými soubory. Složka *software* obsahuje pracovní prostředí programu STM32CubeIDE obsahující všechny zdrojové kódy využití ve firmwaru navrženého zařízení.

Příloha B

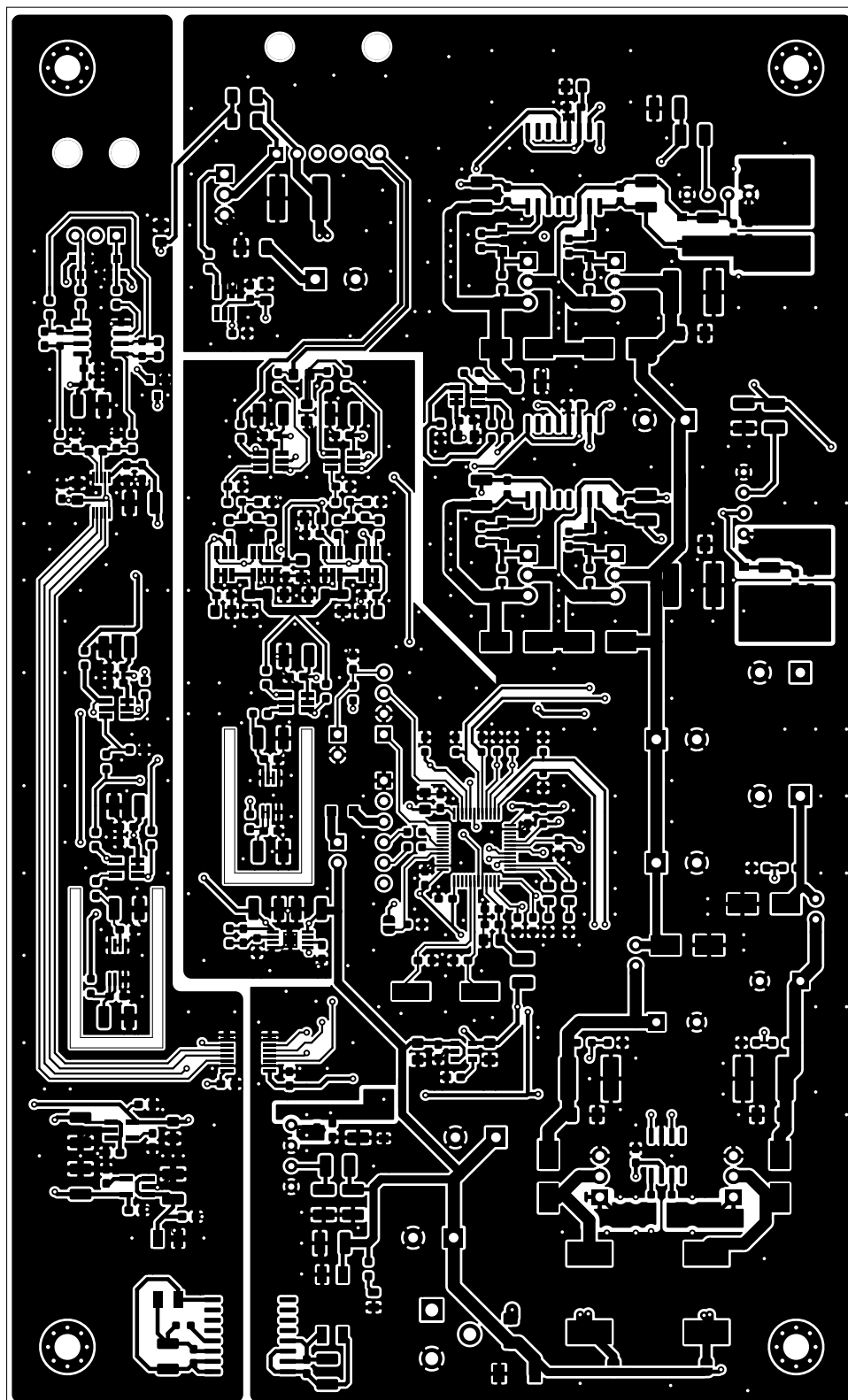
Motivy DPS



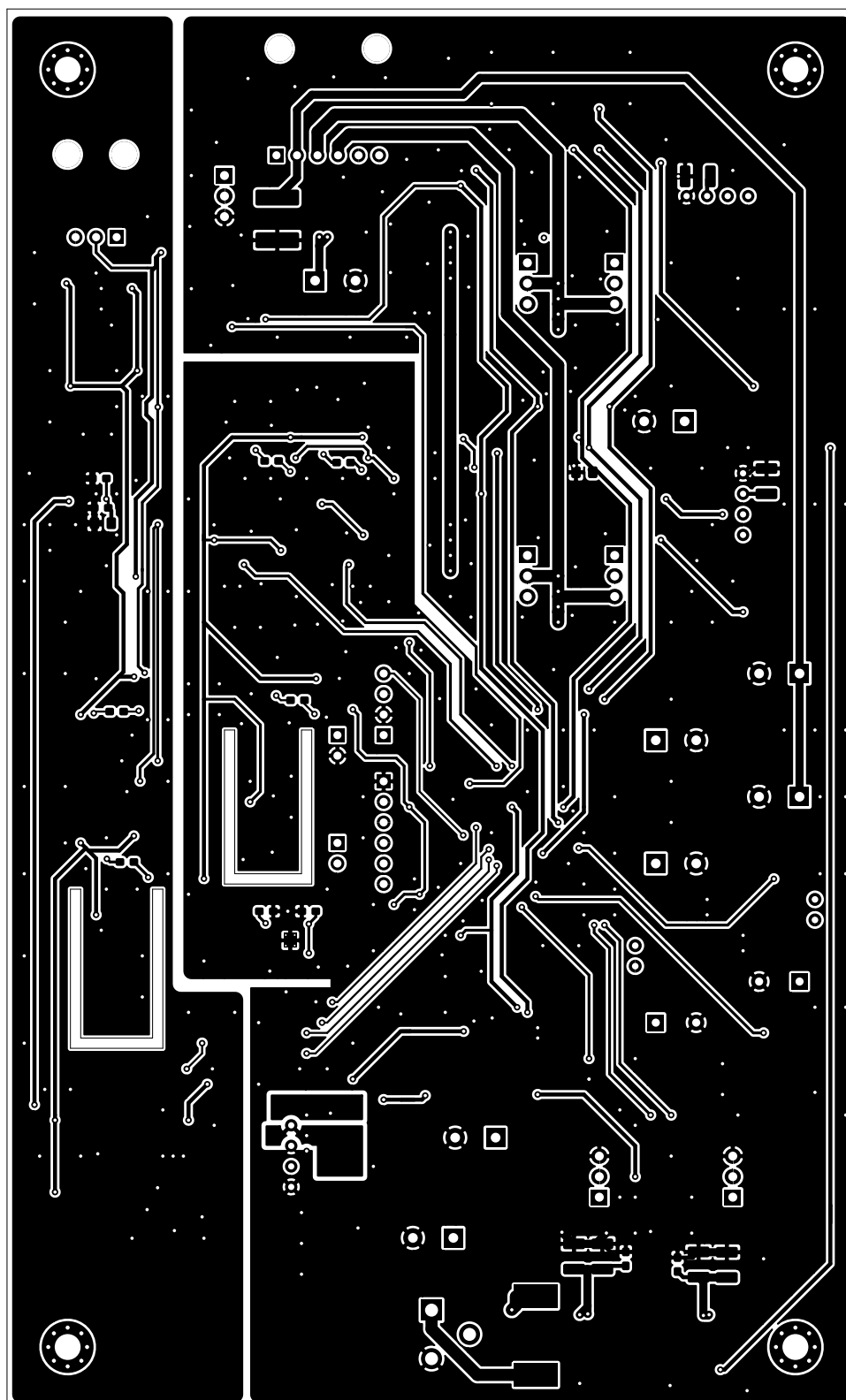
Obrázek B.1: DPS sensorové desky - TOP



Obrázek B.2: DPS sensorové desky - BOTTOM



Obrázek B.3: DPS řídicí desky - TOP



Obrázek B.4: DPS řídicí desky - BOTTOM