



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra měření

Protonový magnetometr a zpracování precesního signálu

Proton magnetometer and precession signal processing

Diplomová práce

Studijní program: Kybernetika a robotika

Studijní obor: Kybernetika a robotika

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

Ondřej Bureš

Praha 2021

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Bureš** Jméno: **Ondřej** Osobní číslo: **456990**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra měření**
Studijní program: **Kybernetika a robotika**
Studijní obor: **Kybernetika a robotika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Protonový magnetometr a zpracování precesního signálu

Název diplomové práce anglicky:

Proton magnetometer and precession signal processing

Pokyny pro vypracování:

- Navrhněte a realizujte observatorní protonový magnetometr tak, aby zkonstruované zařízení umožňovalo vzorkování precesního signálu a následné číslicové zpracování v externím počítači nebo výpočetním modulu.
- Otestujte parametry navrženého signálového řetězce a porovnejte výsledná naměřená data pro více konfigurací systému (typ senzoru, princip měření frekvence – snímání hran, proložení ideálním signálem); jako reference bude sloužit Overhauserův skalární magnetometr.

Seznam doporučené literatury:

- [1] J.A. Koehler: "Proton Precession Magnetometers", Rev 2, Comox, BC, Canada, November, 2004
- [2] Paul Horowitz, Winfield Hill: "The Art of Electronics", 3rd edition, Cambridge University Press 2015
- [3] F. Sarreshtedari, F. Mahboubian, M. H. Sardari: "Gradient spin echo enhanced proton precession magnetometer: a novel system for field gradient measurement," Review of Scientific Instruments 91, 075105, 2020
- [4] S. Hollos, R. Hollos: "Signals from the Subatomic World: How to Build a Proton Precession Magnetometer", Abrazol Publishing, 2008

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D., 13138

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

Datum zadání diplomové práce: **13.01.2021**

Termín odevzdání diplomové práce: **21.05.2021**

Platnost zadání diplomové práce:

do konce letního semestru 2021/2022

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

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Čestné prohlášení autora práce

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:

Podpis:

Poděkování

Chtěl bych poděkovat vedoucímu mé diplomové práce Ing. Vojtěchu Petruchovi, Ph.D. za jeho trpělivost a odborné vedení při zpracovávání této práce. Také děkuji rodině za podporu v průběhu celého studia.

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je návrh a realizace protonového magnetometru pro měření magnetického pole Země s možností vzorkování precesního signálu pro následné číslicové zpracování. Dílčí částí je také otestování parametrů navrženého signálového řetězce a porovnání vlastností pro různé použité konfigurace. Motivací je možnost použití zařízení za účelem kalibrace vektorového magnetometru, ověření principu činnosti protonového magnetometru a také porovnání různých způsobů měření frekvence.

Klíčová slova:

Magnetometr, STM32, PPM, Precese protonů, Larmorova frekvence

Abstract

The aim of this thesis is to design and realize proton precession magnetometer intended for Earth's magnetic field measurements with the possibility of signal sampling for subsequent data analysis. A part of this thesis is also testing of the designed signal chain parameters and comparison of the properties for different configurations. The motivation is to use the constructed device as a calibration for the vector magnetometer, verify the principle of the proton precession magnetometer and to compare different frequency measurement methods.

Keywords

Magnetometer, STM32, PPM, Proton precession, Larmor frequency

Obsah

1	Úvod a motivace.....	12
2	Teoretický rozbor	13
2.1	Precesní pohyb protonů	13
2.1.1	Zpracování precesního pohybu protonů.....	13
2.1.2	Metody určení frekvence precesního signálu	14
2.1.3	Využití precesního pohybu protonů.....	15
	Magnetometry	16
2.1.4	Protonové magnetometry	16
2.1.5	Použití protonového magnetometru.....	17
2.2	State of the art	17
3	Návrh a realizace protonového magnetometru.....	19
3.1	Blokové schéma	19
3.2	Napájecí obvody.....	20
3.3	Přepínací obvod.....	21
3.3.1	Přepínací obvod s využitím tranzistoru a relé.....	21
3.3.2	Přepínací obvod bez použití elektromechanického prvku.....	23
3.3.3	Porovnání zkonstruovaných přepínacích obvodů	26
3.4	Nízkošumové zesilovače.....	27
3.4.1	Šumové vlastnosti operačních zesilovačů	27
3.4.2	Šumové vlastnosti bipolárních tranzistorů	27
3.4.3	Nízkošumový zesilovač s využitím operačního zesilovače.....	29
3.4.4	Nízkošumový zesilovač s využitím bipolárního tranzistoru a operačního zesilovače ...	29
3.4.5	Srovnání parametrů zkonstruovaných zesilovačů.....	30
3.5	Pásmová propust.....	32
3.6	Obvody zpracování signálu.....	33
3.6.1	Externí AD převodník.....	33
3.6.2	Interní AD převodník.....	34
3.6.3	Komparátor.....	34
3.7	Mikrokontrolér	35
3.8	Komunikační obvody.....	35
3.9	Návrh DPS	36
4	Firmware.....	38
4.1	Základní koncept kódu	38
4.1.1	Zpracování měřeného signálu.....	38
4.1.2	Komunikace se zařízením	40
4.1.3	Řízení obvodu pro přepínání senzoru	41
4.2	Struktura kódu.....	41

1 Úvod a motivace

4.3	Stavový popis navrženého firmwaru	42
5	Software umožňující analýzu a zpracování dat	43
5.1	Struktura kódu	43
5.2	Použité algoritmy	43
5.3	Možnosti vyvinutého softwaru	45
6	Použité konfigurace systému	46
6.1	Testovací konfigurace	46
6.2	Použité senzory	46
6.3	Použité obvody buzení senzoru	47
6.4	Použitý zesilovač a pásmová propust	47
7	Naměřená data	48
7.1	Určení offsetu měření	48
7.2	Měření parametrů s buzením využívajícím kombinaci tranzistoru a relé	49
7.2.1	Výsledky získané při použití komerčního senzoru	49
7.2.2	Výsledky získané při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT	52
7.3	Měření parametrů s buzením využívajícím konfiguraci šesti tranzistorů	53
7.3.1	Výsledky získané při použití komerčního senzoru	53
7.3.2	Výsledky získané při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT	55
7.4	Souhrn získaných výsledků	57
8	Závěr	59
9	Použitá literatura	60
10	Příloha	I
A	Schéma zapojení	I
B	Navržené plošné spoje	X
C	Tabulky dosažených směrodatných odchylek použitých konfigurací	XIII
D	Průběhy demonstrující určení frekvence signálu pomocí FFT	XV
E	Obsah příloženého CD	XVII

Seznam obrázků

Obr. 1.1: Časový průběh naindukovaného precesního signálu.....	12
Obr. 2.1: Znázornění precesního pohybu protonu	13
Obr. 2.2: Ilustrace naindukovaného precesního signálu	14
Obr. 2.3: Grafické znázornění analytického signálu pro případ harmonického průběhu (modrá – imaginární část, červená – reálná část, zelená – analytický signál) (inspirováno z [8])	15
Obr. 2.4: Blokové schéma zapojení protonového magnetometru (inspirováno z [12])	16
Obr. 2.5: Znázornění magnetického pole uvnitř solenoidu (Převzato z [14])	17
Obr. 2.6: Konfigurace 2 solenoidů s opačným vinutím pro eliminaci elektromagnetického rušení	17
Obr. 2.7: Fotografie profesionálních protonových magnetometrů (vlevo GEM GSM-19T, vpravo PMG-2)	18
Obr. 3.1: Blokové schéma zrealizovaného protonového magnetometru.....	19
Obr. 3.2: Schéma zapojení vstupní ochrany	20
Obr. 3.3: Schéma zapojení spínaného regulátoru LT1777	21
Obr. 3.4: Schéma zapojení lineárních regulátorů, vlevo digitálních obvodů, vpravo analogových	21
Obr. 3.5: Principiální zapojení prvního přepínacího obvodu	21
Obr. 3.6: Schéma zapojení pro demonstraci přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF9640	22
Obr. 3.7: Časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF9640.....	22
Obr. 3.8: Přiblížený časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF9640	23
Obr. 3.9: Časová sekvence k řízení přepínacího obvodu s využitím relé.....	23
Obr. 3.10: Principiální zapojení druhého přepínacího obvodu.....	24
Obr. 3.11: Schéma zapojení druhého přepínacího obvodu.....	24
Obr. 3.12: Časová sekvence k řízení přepínacího obvodu bez využití relé.....	25
Obr. 3.13: Časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF640.....	25
Obr. 3.14: Časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF640.....	26
Obr. 3.15: Porovnání časového průběhu proudu při vybíjení cívky senzoru zkonstruovaných obvodů.....	27
Obr. 3.16: Šumový model tranzistoru (převzato z [25]) (V_s – zdroj signálu, R_s – impedance zdroje signálu, e_n – vstupní napěťový šum tranzistoru, i_n – vstupní proudový šum tranzistoru).....	28
Obr. 3.17: Spektrum napěťové hustoty šumu tranzistoru ZTX851 (převzato z [25]).....	28
Obr. 3.18: Zapojení prvního zesilovače	29
Obr. 3.19: Zapojení druhého zesilovače.....	29
Obr. 3.20: Zapojení třetího zesilovače	30
Obr. 3.21: Porovnání změřených frekvenčních charakteristik použitých zesilovačů se simulací	31
Obr. 3.22: Změřená frekvenční závislost vstupního napěťového šumu použitých zesilovačů.....	31
Obr. 3.23: Schéma zapojení analogového filtru	32
Obr. 3.24: Simulace frekvenčního spektra použité pásmové propusti.....	32
Obr. 3.25: Srovnání naměřeného frekvenčního spektra pásmové propusti se simulací.....	33
Obr. 3.26: Schéma zapojení externího AD převodníku MAX11100.....	34
Obr. 3.27: Schéma zapojení pro změnu stejnosměrné složky měřeného signálu za účelem měření pomocí interního ADC.....	34
Obr. 3.28: Schéma zapojení komparátoru ADCMP609.....	34
Obr. 3.29: Schéma zapojení galvanicky odděleného napájení pro RS-232 komunikaci.....	35
Obr. 3.30: Rozložení jednotlivých bloků na DPS.....	36
Obr. 3.31: Fotografie osazeného plošného spoje řídicího obvodu.....	36
Obr. 3.32: Fotografie osazeného budicího obvodu s využitím kombinace tranzistoru a relé.....	37
Obr. 3.33: Fotografie osazeného budicího obvodu s využitím konfigurace šesti tranzistorů.....	37
Obr. 4.1: Blokový diagram zapojení mikrokontroléru.....	38
Obr. 4.2: Časový průběh komunikace s externím ADC.....	39
Obr. 4.3: Přehled příkazů pro ovládání zařízení	40
Obr. 4.4: Časový průběh řídicích signálů pro dva použité obvody buzení senzoru.....	41
Obr. 4.5: Vývojový diagram navrženého firmwaru.....	42
Obr. 5.1: Ukázka výpisu dat prvního záznamu měření na standardní výstup	45
Obr. 6.1: Blokové zapojení testovací konfigurace.....	46

1 Úvod a motivace

Obr. 6.2: Snímek senzoru zkonstruovaného na ČVUT (převzato z [22])	46
Obr. 6.3: Snímek použitého komerčního senzoru od Geofyziky Brno (převzato z [22]).....	47
Obr. 7.1: Snímek pořízený při měření v Průhonickém parku.....	48
Obr. 7.2: Srovnání naměřených dat s referenčním signálem (Použití komerčního senzoru a buzení s relé).....	49
Obr. 7.3: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a komerčního..... senzoru	49
Obr. 7.4: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a komerčního senzoru.....	50
Obr. 7.5: Přiblížený průběh signálu z AD převodníku v případě použití buzení složeného z kombinace tranzistoru a relé a komerčního senzoru (signál na začátku, uprostřed a na konci).....	50
Obr. 7.6: Porovnání výsledku použitých metod k určení magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, komerční sensor, použití prvních 1000 ms signálu).....	50
Obr. 7.7: Porovnání odchylek oproti referenčnímu signálu pro použité metody určení magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, profesionální sensor, použití prvních 1000 ms signálu)	51
Obr. 7.8: Porovnání určené magnetické indukce pomocí FFT s šířkou binu 10 mHz pro různě dlouhé časové úseky signálu (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, profesionální sensor).....	51
Obr. 7.9: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a senzoru zkonstruovaného na ČVUT	52
Obr. 7.10: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a senzoru zkonstruovaného na ČVUT.....	52
Obr. 7.11: Porovnání výsledku použitých metod k určení magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, sensor vytvořený na ČVUT, použití prvních 1000 ms signálu)	52
Obr. 7.12: Porovnání odchylek oproti referenčnímu signálu pro použité metody magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, sensor vytvořený na ČVUT, použití prvních 1000 ms signálu).....	53
Obr. 7.13: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a komerčního senzoru	53
Obr. 7.14: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a komerčního senzoru	54
Obr. 7.15: Porovnání výsledku použitých metod k určení magnetické indukce (buzení s použitím tranzistorů, profesionální sensor, použití prvních 250 ms signálu)	54
Obr. 7.16: Porovnání odchylek oproti referenčnímu signálu pro použité metody magnetické indukce (buzení s použitím tranzistorů, profesionální sensor, použití prvních 250 ms signálu).....	54
Obr. 7.17: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a senzoru zkonstruovaného na ČVUT.....	55
Obr. 7.18: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a senzoru zkonstruovaného na ČVUT	55
Obr. 7.19: Porovnání výsledku získaného při použití Hilbertovy transformace a komparátoru (buzení s použitím tranzistorů, sensor zkonstruovaný na ČVUT, použití 200 ms signálu).....	56
Obr. 7.20: Porovnání výsledku získaného pomocí FFT s referenčním signálem (buzení s použitím tranzistorů, sensor zkonstruovaný na ČVUT, použití prvních 500 ms signálu).....	56
Obr. 7.21: Porovnání odchylek při použití Hilbertovy metody a komparátoru (buzení s použitím tranzistorů, sensor zkonstruovaný na ČVUT, použití prvních 200 ms signálu).....	56
Obr. 7.22: Porovnání odchylek při použití metody FFT signálem (buzení s použitím tranzistorů, sensor zkonstruovaný na ČVUT, použití prvních 500 ms signálu)	57
Obr. 10.1: Schéma zapojení napájecích obvodů.....	I
Obr. 10.2: Schéma zapojení implementovaných zesilovačů	II
Obr. 10.3: Schéma zapojení použité pásmové propusti	III
Obr. 10.4: Schéma zapojení komparátoru	IV
Obr. 10.5: Schéma zapojení externího AD převodníku	IV
Obr. 10.6: Schéma zapojení obvodu zpracování signálu pro interní AD převodník	IV
Obr. 10.7: Schéma zapojení pro připojení externího přepínacího obvodu.....	IV

1 Úvod a motivace

Obr. 10.8: Schéma zapojení převodníku z UART na RS-232 (neosazen)	V
Obr. 10.9: Schéma zapojení neosazeného převodníku z UART na USB.....	VI
Obr. 10.10: Schéma zapojení použitých LED	VI
Obr. 10.11: Schéma zapojení použitých tlačítek	VI
Obr. 10.12: Schéma zapojení konektorů	VI
Obr. 10.13: Schéma zapojení mikrokontroléru.....	VII
Obr. 10.14: Schéma zapojení přepínacího obvodu využívajícího relé.....	VIII
Obr. 10.15: Schéma zapojení přepínacího obvodu využívajícího konfigurace šesti tranzistorů	IX
Obr. 10.16: Horní vrstva hlavního plošného spoje	X
Obr. 10.17: Spodní vrstva hlavního plošného spoje	XI
Obr. 10.18: Horní vrstva plošného spoje přepínacího obvodu využívajícího konfigurace šesti tranzistorů.....	XII
Obr. 10.19: Spodní vrstva plošného spoje přepínacího obvodu využívajícího konfigurace šesti tranzistorů.....	XII
Obr. 10.20: Plošný spoj přepínacího obvodu využívajícího relé (minimalistický návrh pro frézování)	XII
Obr. 10.21: První sekunda naměřeného průběhu precesního signálu při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a senzoru zkonstruovaného na ČVUT (použito pro demonstraci následujících grafů).....	XV
Obr. 10.22: Frekvenční spektrum signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získané pomocí FFT bez přidání nul	XV
Obr. 10.23: Frekvenční spektrum signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získané pomocí FFT s využitím metody přidání nul pro získání většího frekvenčního rozlišení.....	XV
Obr. 10.24: Přiblížení frekvenčního spektra signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získaného pomocí FFT (frekvenční rozlišení 1 Hz).....	XVI
Obr. 10.25: Přiblížení frekvenčního spektra signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získaného pomocí FFT s využitím metody přidání nul pro získání frekvenčního rozlišení 100 mHz.....	XVI
Obr. 10.26: Přiblížení frekvenčního spektra signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získaného pomocí FFT s využitím metody přidání nul pro získání frekvenčního rozlišení 10 mHz.....	XVI

Seznam tabulek

Tab. 2.1: Srovnání magnetometrů PMG-2 a GEM GSM-19T	18
Tab. 3.1: Srovnání spočtených a naměřených hodnot vstupního napět'ového šumu na frekvenci 2 kHz	31
Tab. 3.2: Srovnání parametrů simulace a zkonstruovaného zařízení	33
Tab. 4.1: Propojení spouštěcích signálů mezi časovači (převzato z [29]).....	39
Tab. 4.2: Popis navržených programových modulů	41
Tab. 5.1: Popis navržených programových modulů	43
Tab. 5.2: Ukázka naměřených dat po importování ze souboru csv	45
Tab. 6.1: Parametry použitých senzorů a použité rezonanční kondenzátory	47
Tab. 7.1: Porovnání dosažených odchylek pro použité metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, komerční senzor).....	57
Tab. 7.2: Porovnání dosažených odchylek pro použité metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, senzor zkonstruovaný na ČVUT).....	57
Tab. 7.3: Porovnání dosažených odchylek pro použité metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím tranzistorů, komerční senzor).....	58
Tab. 7.4: Porovnání dosažených odchylek použité pro metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím tranzistorů, senzor zkonstruovaný na ČVUT).....	58
Tab. 10.1: Určené odchylky pro různě dlouhé časové úseky signálu při použití komerčního senzoru a buzení využívajícího konfiguraci šesti tranzistorů (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky).....	XIII
Tab. 10.2: Určené odchylky pro různě dlouhé časové úseky signálu při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT a buzení využívajícího konfiguraci šesti tranzistorů (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky).....	XIII

1 Úvod a motivace

Tab. 10.3: Určené odchylky pro různě dlouhé časové úseky signálu při použití komerčního senzoru a buzení využívajícího kombinaci tranzistoru a relé (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky)XIV

Tab. 10.4: Určené odchylky pro různě dlouhé časové úseky signálu při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT a buzení využívajícího kombinaci tranzistoru a relé (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky).....XIV

Seznam částí kódu

Část kódu 5.1: Metoda zajišťující výpočet frekvence signálu pomocí komparátoru.....43

Část kódu 5.2: Metoda zajišťující výpočet frekvence signálu pomocí FFT44

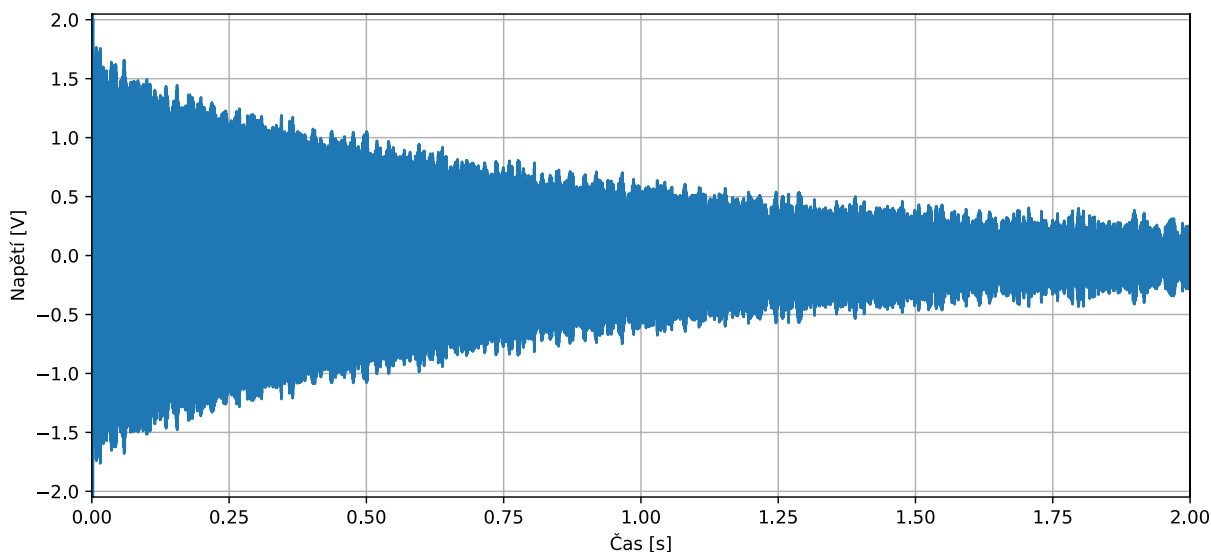
Část kódu 5.3: Metoda zajišťující výpočet frekvence signálu pomocí Hilbertovy transformace44

1 Úvod a motivace

Senzory určené k měření magnetického pole mají v současné době velmi široké uplatnění. Využívají se například v navigačních systémech, v bezpilotních letadlech i v geologii (hledání vzácných kovů). Můžeme je dokonce nalézt v téměř každém chytrém telefonu, kde slouží jako kompas. Používají se ale i v chemii pro určení struktury molekul, jako zobrazovací technika ve zdravotnictví nebo k pozorování aktivity zemského magnetického pole, čímž se zabývá právě tato práce.

K měření magnetického pole Země lze použít několik metod. Často se například používají magnetometry založené na principu magnetorezistivity kvůli jejich nízké ceně nebo vektorové fluxgate magnetometry pro jejich vysokou citlivost a rozsah. Nevýhodou těchto magnetometrů je však jejich závislost na teplotě a dalších proměnlivých veličinách. Z tohoto důvodu se také používají skalární magnetometry založené na principu precese protonů, označované jako protonové magnetometry. Ty jsou totiž závislé pouze na magnetické indukci a gyromagnetické konstantě, a proto jsou ideální k použití jako kalibrace pro zmíněné vektorové magnetometry.

Cílem této diplomové práce je návrh a realizace protonového magnetometru určeného k pozorování aktivity zemského magnetického pole a porovnání různých metod použitelných k určení frekvence precesního pohybu a následně velikosti magnetického pole Země. Primární motivací je zajištění kalibrace vektorového fluxgate magnetometru, s jehož pomocí bude možné testování dlouhodobých parametrů dalších vyvíjených magnetometrů. Podobné konfigurace za účelem kalibrace využívá například také mise ESA¹ Swarm, jejíž úkolem je průzkum zemského geomagnetického pole. Pro tento účel je použit skalární optický magnetometr a vektorový fluxgate magnetometr [1]. Stejněho principu se využívá také v bezpilotních letadlech UAV², používaných například pro geomagnetický průzkum [2].



Obr. 1.1: Časový průběh naindukovaného precesního signálu

¹ European Space Agency

² Unmanned Aerial Vehicle

2 Teoretický rozbor

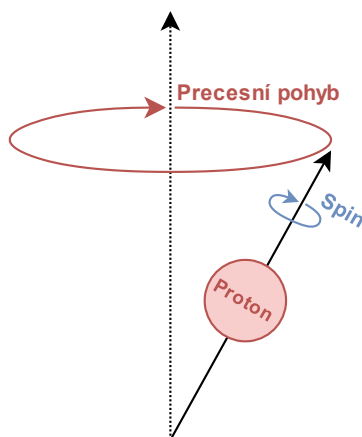
2.1 Precesní pohyb protonů

Jádro atomu se skládá z protonů a neutronů označovaných jako nukleony, které rotují okolo své osy. Proton je na rozdíl od neutronu, který je neutrální, kladně nabitá částice. Vlivem jeho spinu dochází ke generování magnetického pole a následkem toho má proton vlastní moment hybnosti \mathbf{L} a magnetický moment $\boldsymbol{\mu}$. Směr obou momentů je totožný a jejich závislost je dána vztahem (2.1), kde γ_p označuje gyromagnetický poměr [3]. Aby se magneticky aktivně chovalo i celé atomové jádro, musí obsahovat lichý počet nukleonů. Právě proto je nejvhodnější látkou k použití vodík, jehož atomové jádro obsahuje pouze jeden proton. Gyromagnetický poměr pro vodík je roven $\gamma_p = 42.577 \text{ MHz} \cdot \text{T}^{-1}$ [4].

$$\vec{\boldsymbol{\mu}} = \gamma_p \vec{\mathbf{L}} \quad (2.1)$$

Vystavíme-li proton externímu magnetickému poli \mathbf{B} , dojde vlivem jeho vlastního magnetického momentu k vychýlení osy spinu, což vede k vykonávání precesního pohybu. Takový pohyb si lze představit jako pohyb po plášti kužele, jak je znázorněno na obrázku 2.1. Frekvence precesního pohybu protonu, označována jako Larmorova frekvence, je závislá na velikosti magnetické indukce externího pole a vyjádřena Larmorovou rovnicí (2.2) [3]. Precesní pohyb můžeme pozorovat také u otáčejícího se setrvačnicku v gravitačním poli. V takovém případě dochází k precesi vlivem působení gravitační síly na otáčející se těleso s vlastním momentem hybnosti.

$$f = \gamma_p B \quad (2.2)$$



Obr. 2.1: Znázornění precesního pohybu protonu

Velikost magnetické indukce zemského pole v naší zeměpisné šířce odpovídá zhruba hodnotě $50 \mu\text{T}$. Pomocí vztahu (2.2) lze snadno určit, že této hodnotě odpovídá frekvence precese 2128.79 Hz (2.3). Dále je nutné zmínit, že rozdíl magnetického pole 1 nT odpovídá změně frekvence o 42.6 mHz , a proto je při určování frekvence kritické její rozlišení.

$$f = \gamma_p B = 42.577 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 2128.79 \text{ Hz} \quad (2.3)$$

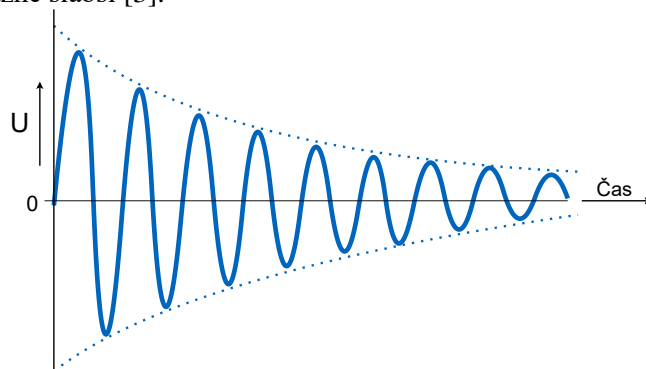
2.1.1 Zpracování precesního pohybu protonů

Vystavíme-li látku s atomy vodíku zemskému magnetickému poli, dojde k vyvolání jejich precesního pohybu. Jednotlivé osy precese jsou však v takovém případě náhodně uspořádány, a proto nelze takový signál zpracovat. Pokud bychom ale dané médium vystavili silnějšímu magnetickému poli, dojde po určité době k uspořádání jejich precesního pohybu v daném směru. K tomu lze použít cívku navinutou okolo média bohatého na vodík, kterou necháme protékat polarizační proud. Stav magnetizace použitého média s časem exponenciálně roste a liší se podle použitého typu. Například pro vodu je časová konstanta přibližně 2.5 sekundy, což znamená, že po 10 sekundách (4 časové konstanty) polarizace dojde k dosažení 98% maximální hodnoty.

2 Teoretický rozbor

Pokud polarizační proud vypneme a odstraníme tak generované magnetické pole, začnou se jednotlivé magnetické dipóly precesním pohybem orientovat do působícího (měřeného) zemského magnetického pole. Podobný efekt můžeme pozorovat u střílky kompasu, pokud k němu budeme přibližovat a oddalovat magnet. V případě, že zvolíme směr generovaného magnetického pole jiný než směr zemského magnetického pole, ideálně na něj kolmý, dojde při odpojení polarizačního zdroje k indukování precesního signálu na navinutou cívku okolo média. Amplituda tohoto signálu s časem exponenciálně klesá, jelikož se jednotlivé osy precese vrací zpět do náhodného uspořádání. Průběh naindukovaného signálu, v literatuře označovaného jako FID³, je znázorněn na obrázku 2.2. Časová konstanta poklesu naindukovaného signálu, v literatuře označovaná jako relaxační čas [5], je pro vodu přibližně 2.1 s [3].

Je velmi důležité, aby vypnutí polarizačního proudu proběhlo výrazně rychleji, než je perioda precese. Pro měřenou velikost magnetického pole Země (přibližně 50 μT) je tedy žádoucí vypnout polarizační proud rychleji než za 470 μs . Pokud by vypnutí trvalo déle než daná perioda, byl by indukovaný signál výrazně slabší [3].



Obr. 2.2: Ilustrace naindukovaného precesního signálu

2.1.2 Metody určení frekvence precesního signálu

2.1.2.1 Rychlá Fourierova transformace

Přesnost protonového magnetometru závisí zejména na použité metodě měření frekvence precesního signálu. V dnešní době existuje několik pokročilých algoritmů, s jejichž pomocí lze frekvenci určit. Jedním z nejrozšířenějších je například algoritmus rychlé Fourierovy transformace (FFT⁴), který slouží k převodu signálu z časové oblasti do frekvenční. Frekvenční rozlišení neboli šířka binu Δf zmíněné metody je dáno vztahem (2.4)

$$\Delta f = \frac{F_s}{N}, \quad (2.4)$$

kde F_s označuje vzorkovací frekvenci a N počet vzorků [6]. To znamená, že pokud budeme měřit zkoumaný signál po dobu dvou sekund se vzorkovací frekvencí milion vzorků za sekundu nebo deset tisíc vzorků za sekundu, bude frekvenční rozlišení stále stejné, 0.5 Hz.

Frekvenční rozlišení je možné zlepšit větším počtem naměřených vzorků, tedy delším intervalem měření. Amplituda precesního signálu však s časem klesá, a tak není v našem případě vhodné měření po dobu delší než dvou sekund. Za účelem zvětšení počtu vzorků však můžeme doplnit změřený signál nulami a zvětšit tak frekvenční rozlišení.

2.1.2.2 Časovač v input capture módu s komparátorem

Další metodou použitelnou pro měření frekvence precese je použití komparátoru v kombinaci s časovačem. Rozlišení měřené frekvence v takovém případě závisí na frekvenci použitého časovače. Uvažujme časovač v *input capture* módu s frekvencí 200 MHz. Při měření frekvence 2 kHz dojde tedy ke stotisícinásobnému zvětšení hodnoty časovače a frekvenční rozlišení pro 2 kHz bude 20 mHz (2.5). Měření pomocí komparátoru však může být velmi ovlivněno šumem.

³ Free Induction Decay

⁴ Fast Fourier Transform

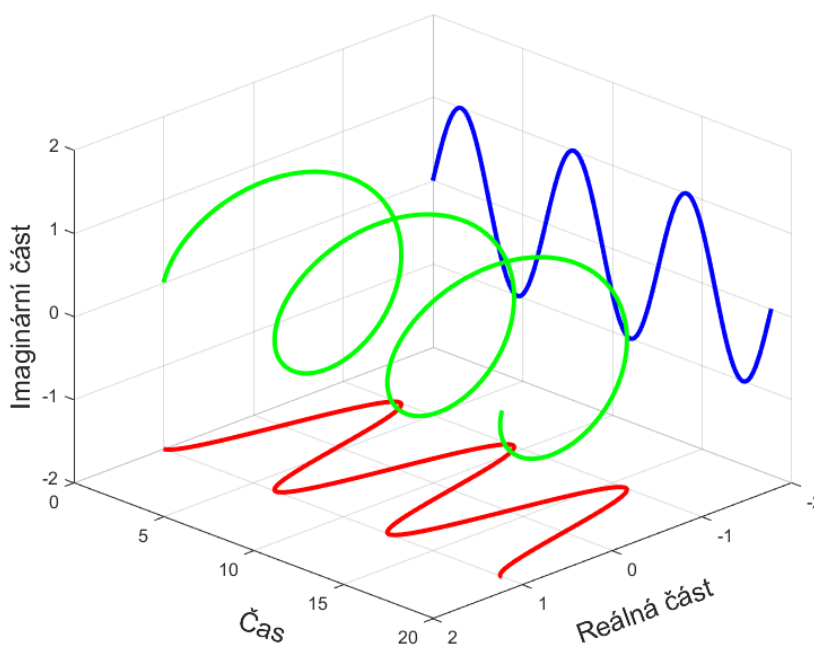
$$\frac{200 \text{ MHz}}{100\,000} - \frac{200 \text{ MHz}}{100\,001} \doteq 20 \text{ mHz} \quad (2.5)$$

2.1.2.3 Analytický signál

K analýze měřených dat se také velmi často využívá analytického signálu, který je reprezentován pomocí komplexních čísel. Reálnou část tvoří skutečná naměřená data a imaginární část Hilbertova transformace naměřených dat. Matematicky lze takový signál vyjádřit pomocí vztahu:

$$s_a(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} = A(t) \cdot \cos(\varphi(t)) + A(t) \cdot j \sin(\varphi(t)). \quad (2.6)$$

Pro bližší představu můžeme na obrázku 2.3 vidět grafické znázornění tří period harmonického signálu převedeného na analytický signál. Zkonstruovaný signál si tedy lze představit jako pohyb popisující jednotkovou kružnici v čase. Díky tomu můžeme snadno určit okamžitou amplitudu a frekvenci, a právě proto se této techniky využívá při frekvenční analýze [7]. V našem případě je možné tuto metodu využít k určení průměrné frekvence a následně magnetické indukce odpovídající měřenému precesnímu signálu.



Obr. 2.3: Grafické znázornění analytického signálu pro případ harmonického průběhu (modrá – imaginární část, červená – reálná část, zelená – analytický signál) (inspirováno z [8])

2.1.3 Využití precesního pohybu protonů

Zpracování precesního pohybu protonů se v dnešní době využívá nejen k pozorování zemského magnetického pole, ale i v několika dalších oborech. Například při určování přesné struktury a chemických vlastností látek pomocí NMR⁵. Oproti protonovému magnetometru však v takovém případě dosahuje generované magnetické pole řádu jednotek Tesla. Nukleární magnetické rezonance se využívá mimo jiné při návrhu léčiv [9] a při kontrole kvality potravin [10]. Dále se tohoto fenoménu využívá při neinvazivním zobrazování lidských tkání pomocí MRI⁶. Existuje sice několik způsobů, jak zachytit strukturu lidského těla, zobrazení pomocí magnetické rezonance je ale jedno z nejpřesnějších [11].

⁵ Nuclear magnetic resonance

⁶ Magnetic resonance imaging

Magnetometry

Senzor magnetického pole neboli magnetometr je zařízení určené k měření magnetické indukce B [T]. Podle toho, zda umožňuje měřit pouze velikost nebo i směr, rozlišujeme magnetometry na skalární a vektorové. Typickými představiteli vektorových magnetometrů, které umožňují měřit velikost i směr magnetické indukce jsou Hallovy sondy, magnetorezistory, fluxgate senzory a indukční senzory. Mezi skalární magnetometry, které jsou schopny měřit jen velikost magnetické indukce, patří například protonový a Overhauserův magnetometr.

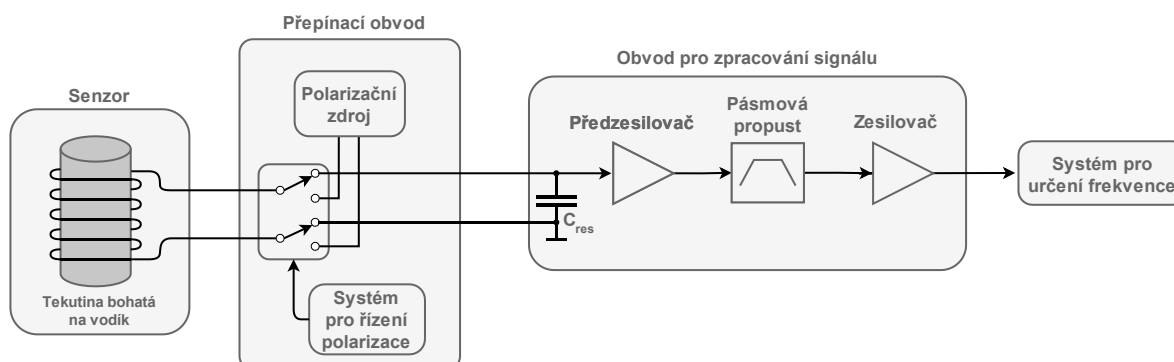
2.1.4 Protonové magnetometry

Magnetometry založené na precesi protonů jsou jedny z nejpřesnějších senzorů magnetického pole, které lze zkonstruovat [5]. Při měření se totiž využívá vztahu (2.2), který vyjadřuje přímou úměrnost mezi indukcí externího magnetického pole a frekvencí precese a není tak závislý na dalších proměnlivých parametrech.

2.1.4.1 Princip činnosti protonového magnetometru

Protonový magnetometr se skládá z několika dílčích částí potřebných pro správnou funkci. Pro zjednodušení můžeme uvažovat zapojení uvedené na obrázku 2.4, které se skládá ze 4 bloků označených jako: senzor, přepínací obvod, obvod pro zpracování signálu a systém pro určení frekvence.

Senzor je typicky tvořen hermeticky uzavřeným polarizačním médiem, okolo kterého je navinuta cívka. Přepínací obvod má za úkol propojení senzoru s polarizačním zdrojem v době polarizace a s měřicím řetězcem v době měření. Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.1.1, je žádoucí minimalizovat čas potřebný k přepnutí z polarizační fáze na měřicí fázi. Měřicí řetězec, na blokovém diagramu označen jako obvod pro zpracování signálu, typicky obsahuje rezonanční kondenzátor, předzesilovač, pásmovou propust a zesilovač. Pomocí systému pro určení frekvence se následně vyhodnotí velikost měřeného magnetického pole.

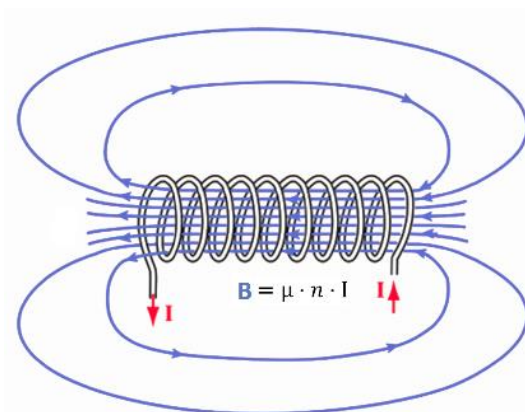


Obr. 2.4: Blokové schéma zapojení protonového magnetometru (inspirováno z [12])

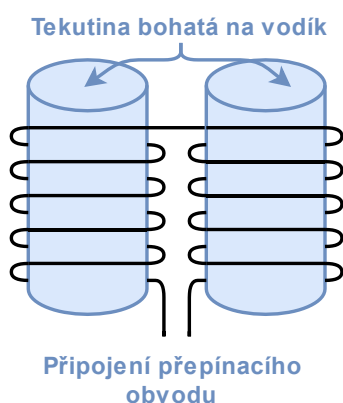
Při polarizaci senzoru dochází vlivem protékajícího proudu cívkou ke generování magnetického pole, jehož velikost by měla být větší než 10 mT [13]. Jelikož je žádoucí polarizovat médium ve směru kolmém na zemské magnetické pole, bývá často použita konfigurace solenoidu [3]. Velikost magnetické indukce uvnitř solenoidu znázorněného na obrázku 2.5 je dána vztahem:

$$B = \mu \cdot n \cdot I, \quad (2.7)$$

kde μ znázorňuje permeabilitu, n hustotu závitů a I protékající proud vodičem. Z důvodu eliminace elektromagnetického rušení je vhodné použití dvou sériově zapojených solenoidů vinutých v opačném směru tak, jak je znázorněno na obrázku 2.6.



Obr. 2.5: Znárodnění magnetického pole uvnitř solenoidu (Převzato z [14])



Obr. 2.6: Konfigurace 2 solenoidů s opačným vinutím pro eliminaci elektromagnetického rušení

Naindukovaný signál dosahuje amplitudy maximálně v řádu desítek mikrovoltů, a tak je potřeba jej pomocí nízkošumového zesilovače v kombinaci s pásmovou propustí zesílit a vyfiltrovat. Pro zesílení například 250 000 pak můžeme uvažovat výslednou počáteční amplitudu okolo 2.5 voltů. Pro dosažení takové amplitudy je však žádoucí přítomnost ladícího kondenzátoru tak, aby rezonanční frekvence vzniklého LC obvodu odpovídala zhruba frekvenci precese.

2.1.5 Použití protonového magnetometru

Protonový magnetometr nachází své uplatnění v několika různých oblastech. Například pro geologické mapování [15], průzkum nerostného bohatství, pozorování zemského magnetického pole či kalibraci vektorových magnetometrů. K pozorování zemského magnetického pole a pro účely kalibrace vektorových senzorů se používá konfigurace s jedním senzorem.

V případě geologického mapování či průzkumu nerostného bohatství se obvykle používá takzvaného gradiometru, který je tvořen dvěma samostatnými senzory od sebe vzdálenými několik metrů. Vektor magnetické indukce je v takovém případě měřen současně oběma senzory a gradient je určen rozdílem změřených hodnot [16]. Proměřením dané oblasti tak lze identifikovat lokální zdroje magnetického pole.

2.2 State of the art

V roce 2021 je možné na trhu pořídit protonové magnetometry u několika firem. Pro naše potřeby měření aktivity zemského magnetického pole je žádoucí, aby zařízení pracovalo v rozsahu mezi 35 μT až 60 μT [17]. Z důvodu spolehlivosti měřených údajů je dalším kritériem hodnota rozlišení a absolutní chyba. Vzhledem k tomu, že geomagnetické pole Země je časově proměnlivé, musí být uvažována i doba mezi jednotlivými vzorky.

S ohledem na požadovaná kritéria můžeme dojít k závěru, že vhodnými magnetometry jsou například PMG-2 od české firmy SatisGeo a GEM GSM-19T od kanadské firmy GEM Systems.

2 Teoretický rozbor

Srovnáním parametrů uvedených v příslušných specifikacích [16], [18] byla vytvořena tabulka 2.1, ze které je patrné, že magnetometr GEM GSM-19T disponuje o něco lepšími parametry než PMG-2. Dále je vhodné zmínit, že tato zařízení se cenově pohybují řádově okolo 150 tisíc korun, což je řádově 10krát vyšší cena, než uvažované náklady na zkonstruování zařízení, kterým se tato práce zabývá.

Magnetometr	PMG-2	GEM GSM-19T
Dynamický rozsah	20 μ T – 100 μ T	20 μ T – 120 μ T
Rozlišení	0.1 nT	0.01 nT
Absolutní chyba	\pm 1 nT	\pm 0.2 nT
Nejkratší doba měření	2 s	0.5 s
Komunikační rozhraní	USB	USB, RS232
Pořizovací cena	130 000 Kč	150 000 Kč

Tab. 2.1: Srovnání magnetometrů PMG-2 a GEM GSM-19T



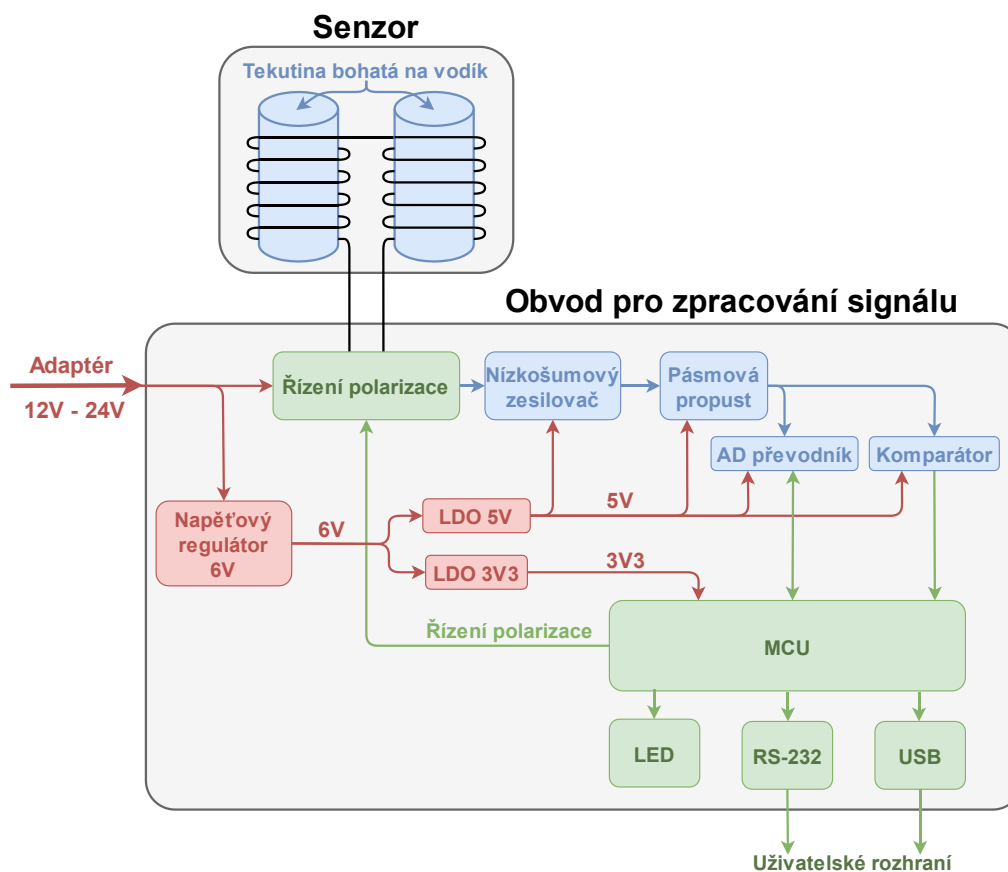
Obr. 2.7: Fotografie komerčních protonových magnetometrů (vlevo GEM GSM-19T, vpravo PMG-2)

3 Návrh a realizace protonového magnetometru

Tato kapitola je věnována návrhu schématu a desce plošných spojů realizovaného protonového magnetometru. Nejprve je zde uveden na blokovém schématu základní princip činnosti, který je dále rozveden do konkrétnějších detailů. Z důvodu přehlednosti jsou v této kapitole uvedeny pouze jednotlivé části schématu zapojení, které je ve své kompletní podobě možné nalézt v příloze. Pro účely návrhu schémat zapojení a desky plošných spojů byl použit open source EDA⁷ software KiCad a pro potřeby simulace program Multisim od National Instruments.

3.1 Blokové schéma

Obrázek 3.1 představuje blokové schéma navrženého zařízení. Zelenou barvou jsou označeny digitální bloky, modře analogové a červeně napájecí bloky. Jak je v zapojení naznačeno, zařízení se skládá ze dvou částí, senzoru a obvodu pro zpracování signálu. Samotný senzor, který se skládá z cívky navinuté okolo polarizačního média, není předmětem této práce. Pro potřeby měření byly použity dvě již zhotovené konstrukce senzoru.



Obr. 3.1: Blokové schéma zrealizovaného protonového magnetometru

Jak je ve schématu uvedeno, pro správný chod zařízení je potřeba zdroj s napájecím napětím mezi 12 a 24 V. Velikost odebíraného proudu se liší v závislosti na použitém senzoru a zdroji. V případě obou použitých senzorových konstrukcí postačí zdroj poskytující proud 2 A pro napětí 24 V a 1 A v případě 12 V. Dále je z důvodu minimalizace tepelných ztrát na DPS⁸ použit spínaný napěťový regulátor, který udržuje na svém výstupu napětí 6 V. Pro napájení mikrokontroléru je napětí následně sníženo na 3.3 V a v případě analogových obvodů na 5 V.

⁷ Electronic design automation

⁸ Deska plošných spojů

3 Návrh a realizace protonového magnetometru

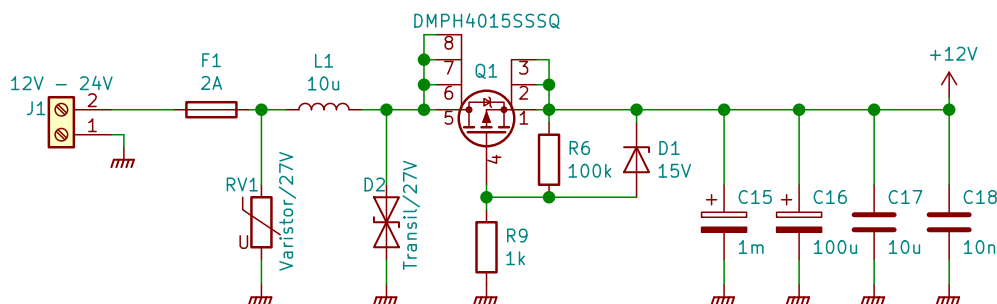
Analogové bloky, ve schématu označené modrou barvou, mají za úkol zesílení a zpracování signálu o amplitudě okolo $10 \mu V_{pp}$. Za účelem zesílení je použit měřicí řetězec se zesílením 250 000, což má za následek změnu amplitudy na hodnotu $2.5 V_{pp}$. Lze si povšimnout, že oproti blokovému schématu uvedenému na obrázku 2.5 je v tomto zapojení pouze jeden zesilovací blok namísto dvou, pojmenovaný *zesilovač*. To je z toho důvodu, že použitá pásmová propust je aktivní filtr se zesílením 250 a při uvažovaném zesílení zesilovače 1000 není potřeba dalšího zesílení. Analogově digitální převodník spolu s komparátorem následně digitalizují signál pro zpracování pomocí mikrokontroléru.

Mikrokontrolér má za úkol nejen zpracování signálu, ale také komunikaci s uživatelem a obsluhu senzoru. Jak je detailněji popsáno v kapitole 2.2.1.1, senzor je potřeba před měřením polarizovat a z tohoto důvodu je ve schématu na obrázku 3.1 zeleně označený blok *Řízení polarizace*. Komunikace potřebná ke čtení naměřených dat a pro případné ovládání zařízení je zprostředkována skrze USB a RS-232 rozhraní. Indikace aktuálního stavu zařízení je vizualizována prostřednictvím LED⁹, díky které lze poznat, zda zařízení posílá data, polarizuje senzor, případně měří precesní signál.

3.2 Napájecí obvody

Základním předpokladem k zajištění funkce každého elektronického zařízení je poskytnutí požadovaného napájení. Jelikož protonový magnetometr kombinuje analogové, digitální a výkonové prvky, jsou jejich napájení řádně oddělena.

Zapojení uvedené na obrázku 3.2 poskytuje navrženému zařízení základní ochranu proti možným škodlivým vlivům použitého napájení. Kombinace varistoru, transilu a pojistky zajišťuje ochranu proti přepětí. Pokud by se na vstupu napájení vyskytla napěťová špička, došlo by ke zničení pojistky namísto poškození dalších obvodů. Z důvodu potlačení naindukovaného rušení je dále v obvodu LC filtr složený z cívky L1 a paralelní kombinace 4 kondenzátorů (C15 – C18). Zapojení je dále vybaveno ochranou proti přepólování, kterou zajišťuje tranzistor Q1.



Obr. 3.2: Schéma zapojení vstupní ochrany

Ke snížení napětí z uvažovaných 24 V na 5 V pro analogovou část a 3.3 V pro digitální část je použit nízkošumový spínaný regulátor LT1777. Je to zejména z důvodu minimalizace tepelných ztrát, a tedy nežádoucímu ohřevu regulátorů a následně i plošného spoje. Použité zapojení, které vychází z katalogového listu [19] je uvedeno na obrázku 3.3. Hlavní odlišností tohoto regulátoru oproti ostatním je přítomnost cívky ve schématu označené L2. Jejím úkolem je zpomalení změny proudu, a tedy minimalizaci vzniklého elektromagnetického rušení.

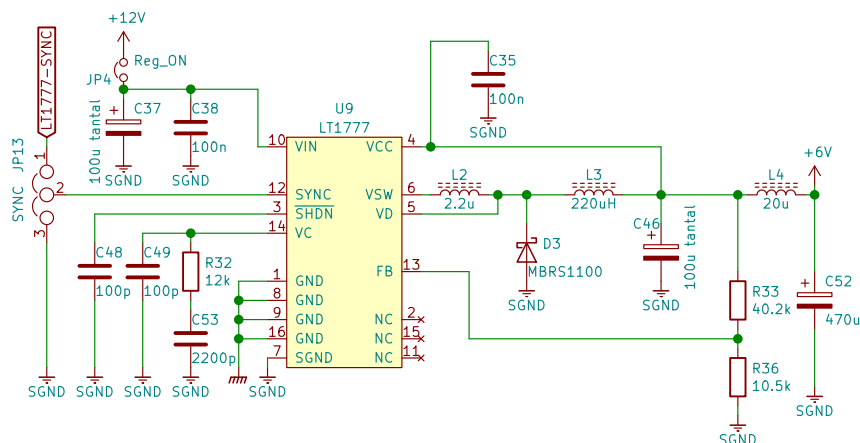
Pro napájení analogových obvodů je použit nízkošumový LDO¹⁰ regulátor TPS7A4700 zejména pro jeho vysokou hodnotu PSRR¹¹. Správné napětí digitálním obvodům zajišťuje regulátor TL1963A. Jejich zapojení uvedené na obrázku 3.4 vychází z příslušných katalogových listů [20], [21].

⁹ Light-emitting diode

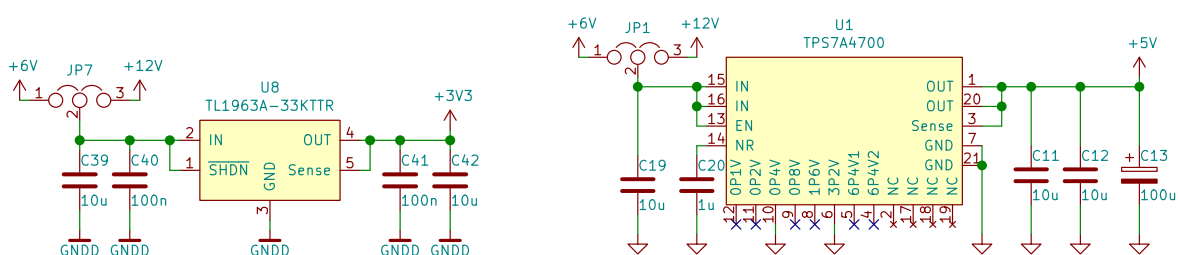
¹⁰ Low-dropout

¹¹ Power supply ripple rejection

3 Návrh a realizace protonového magnetometru



Obr. 3.3: Schéma zapojení spínaného regulátoru LT1777



Obr. 3.4: Schéma zapojení lineárních regulátorů, vlevo digitálních obvodů, vpravo analogových

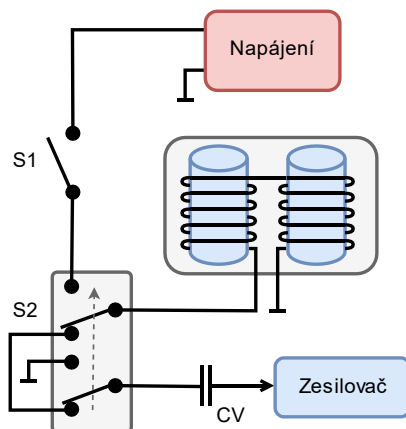
3.3 Přepínací obvod

Úkolem přepínacího obvodu je zajištění správné obsluhy senzoru. Při polarizaci musí obvod umožnit připojení polarizačního zdroje a zároveň ochránit měřící řetězce. Po ukončení polarizace je nutné zajistit dostatečně rychlé vybití cívky senzoru, jak je uvedeno v kapitole 2.1. Za tímto účelem byla použita 2 různá zapojení, která jsou popsána dále v této kapitole.

První zapojení využívá k přepínání kombinaci tranzistoru a relé a vychází ze zapojení již funkčního magnetometru. Bližší informace k tomuto zkonstruovanému zařízení je možné nalézt na stránkách MagLabu [22]. Druhé zapojení využívá k přepínání soustavu tranzistorů a nepotřebuje žádné elektromechanické prvky. Konfigurace tohoto zapojení vychází z článku věnujícího se problematice návrhu protonového magnetometru [3] a byla implementována i v jiných projektech, například [23].

3.3.1 Přepínací obvod s využitím tranzistoru a relé

Principiální zapojení obvodu s využitím tranzistoru a relé je možné nalézt na obrázku 3.5. Spínač S1 zajišťuje připojení napájecího zdroje v době polarizace a následně jeho včasné odpojení při přechodu do měřící fáze. Přepínač S2 propojuje senzor se zesilovačem v době měření a zajišťuje uzemnění zesilovače v době polarizace.

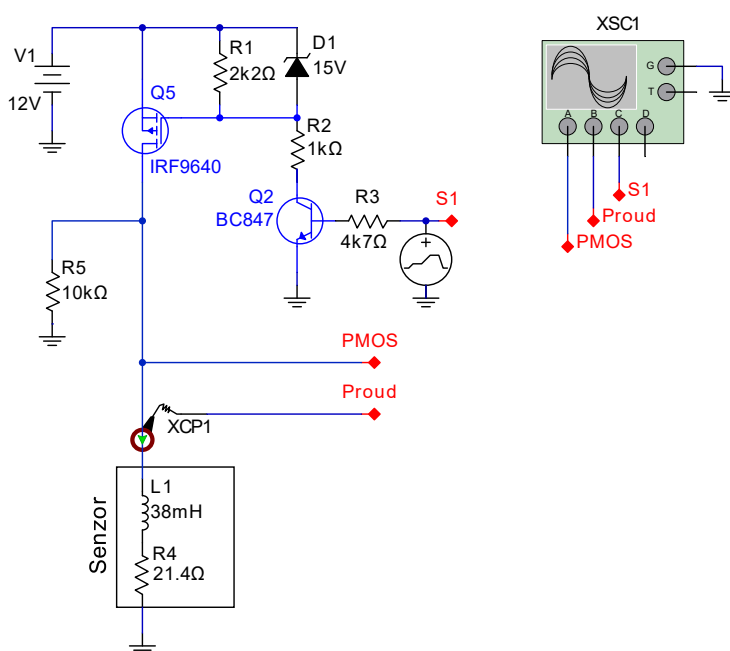


Obr. 3.5: Principiální zapojení prvního přepínacího obvodu

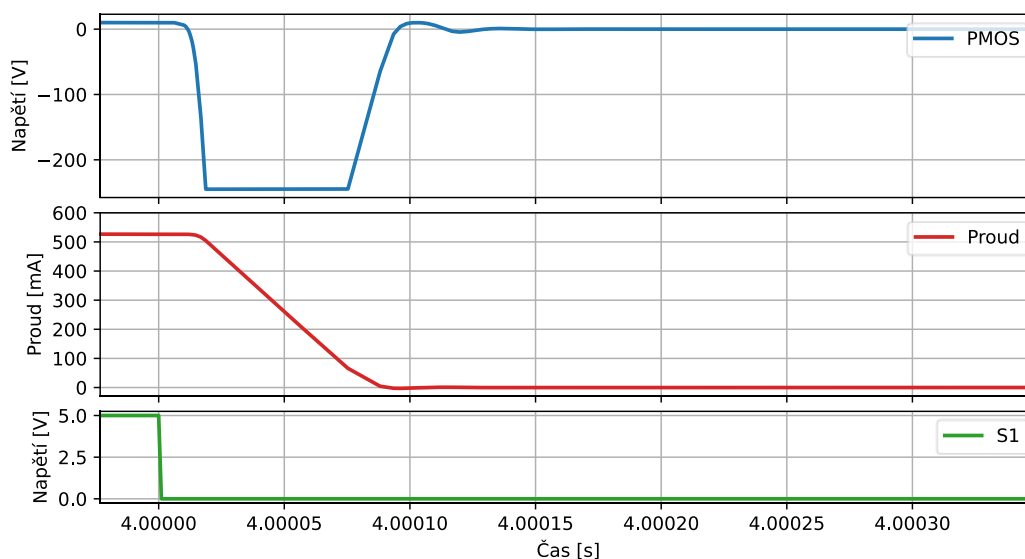
3 Návrh a realizace protonového magnetometru

Při výběru tranzistoru na místo spínače S1 je kritickým parametrem umožnění opakovaného průrazu v závěrném směru. Rozepnutí tranzistoru S1, při uvažovaném procházejícím proudu v době polarizace, má za následek vygenerování vysokonapěťového pulzu. Tento přechodový jev je vyvolán z důvodu zachování energie uložené v magnetickém poli cívky. Proud v takovém případě protéká stále stejným směrem, ale vygenerované napětí je opačné polarity. Aby tomuto přechodovému jevu použitý tranzistor odolal, musí mít označení: „repetitive avalanche rated“.

Zmíněné požadavky splňuje například MOSFET¹² IRF9640. Pro demonstraci zmíněného chování uvažujme schéma zapojení uvedené na obrázku 3.6. Úkolem tohoto obvodu je polarizace modelu senzoru po dobu 4 sekund a následné odpojení. Časový průběh přechodu z polarizační fáze do měřicí fáze je zachycen na obrázku 3.7. Je z něj patrné, že po rozepnutí tranzistoru S1 dojde na cívce k vygenerování napětí -200 V , zatímco protékající proud postupně klesá. Tento jev je vzhledem k době potřebné pro vybití vstupní kapacity tranzistoru lehce zpožděný oproti řídicímu signálu S1.



Obr. 3.6: Schéma zapojení pro demonstraci přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF9640

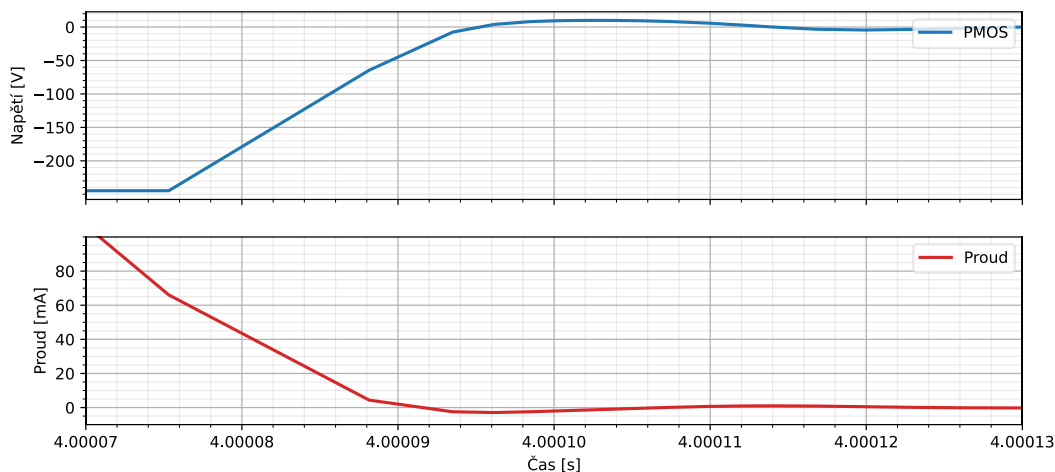


Obr. 3.7: Časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF9640

¹² metal–oxide–semiconductor field-effect transistor

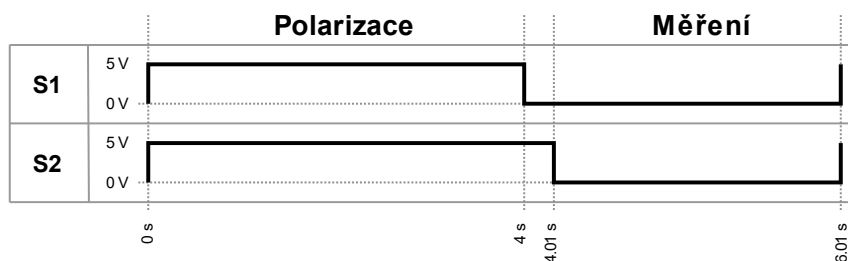
3 Návrh a realizace protonového magnetometru

Pro bližší porozumění chování obvodu v době vybíjení cívky se můžeme podívat na obrázek 3.8. Z uvedeného časového průběhu je zřejmé, že v čase 4.00009 s dojde k poklesu proudu na 0 mA, zatímco napětí na tranzistoru je vzhledem k jeho parazitním kapacitám stále nenulové. Následkem této skutečnosti dochází po krátký časový okamžik k opětovnému nabíjení cívky, tentokrát však proudem protékajícím v opačném směru. Po vybití parazitní kapacity tranzistoru (v čase přibližně 4.000095 s) dojde k vybíjení cívky, a tedy k vygenerování napětí, které je omezeno substrátovou diodou Q5. Za účelem potlačení těchto zákmitů je paralelně k senzoru připojen rezistor R5.



Obr. 3.8: Přibližný časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF9640

Časová sekvence umožňující polarizaci a měření signálu je uvedena na obrázku 3.9. Ve zkonstruovaném zapojení přepínacího obvodu je na místo spínače S1 použit tranzistor IRF9640 a na místo spínače S2 relé od firmy Finder ze série 41.52. Kompletní zapojení je uvedeno v příloze.



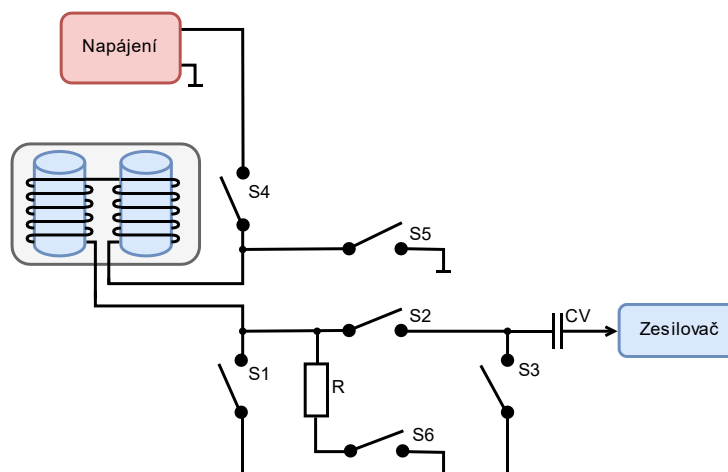
Obr. 3.9: Časová sekvence k řízení přepínacího obvodu s využitím relé

3.3.2 Přepínací obvod bez použití elektromechanického prvku

Použití relé v protonovém magnetometru přináší řadu nevýhod. Například přítomnost feromagnetického jádra a generování vlastního magnetického pole za účelem přepnutí kontaktu. V našem případě můžeme umístit senzor dostatečně daleko od měřicí elektroniky, a tudíž se nejedná o nic závažného. Hlavním problémem je však skutečnost, že relé má omezený počet cyklů sepnutí pohybující se ve stovkách tisíců. Pokud bychom uvažovali periodu měření deset sekund, znamenalo by to při nepřetržitém provozu zhruba 3 miliony sepnutí za rok. Vzhledem k plánovanému charakteru aplikace není tedy relé vhodnou součástí.

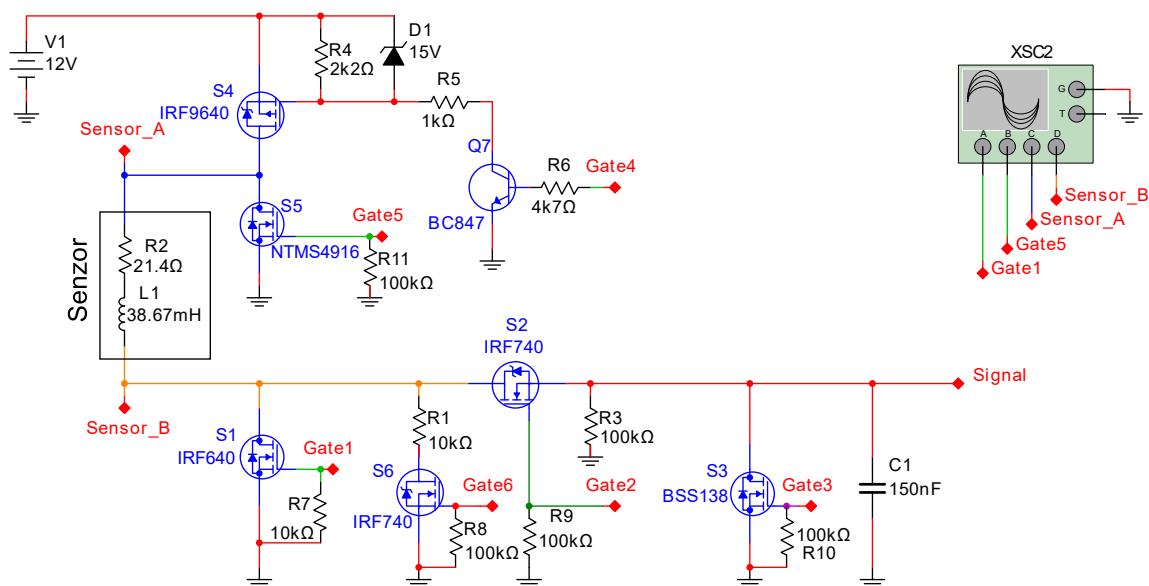
Principiální zapojení přepínacího obvodu využívajícího jen tranzistory můžeme nalézt na obrázku 3.10. Pro jednoduchost jsou v něm tranzistory nahrazeny spínači označenými S1 až S6. Úkolem S1 a S4 je připojení polarizačního zdroje v době polarizace a jeho odpojení v době měření. Spínače S2 a S3 zajišťují připojení senzoru k zesilovací a ochranu měřicího řetězce. Z důvodu eliminace zbytkového proudu procházejícího skrze spínač S4 a následného generování slabého magnetického pole je v této konfiguraci uzemňovací spínač S5, který uzemní senzor v době měření. Eliminaci zákmitů vzniklých ukončením polarizace má za úkol kombinace odporu a spínače S6.

3 Návrh a realizace protonového magnetometru



Obr. 3.10: Principiální zapojení druhého přepínacího obvodu

Na místo spínače S4 můžeme použít MOSFET s P kanálem, zatímco ostatní spínače (S1, S2, S3, S5, S6) je vhodné nahradit za N kanálové MOSFETY. Schéma zapojení s ohledem na použité tranzistory je uvedeno na obrázku 3.19. Oproti předchozímu zapojení spínacího obvodu (obr. 3.6) nedojde v tomto případě (vzhledem k substrátové diodě tranzistoru S5) k průrazu tranzistoru S4, ale k průrazu tranzistoru S1. Přes tento tranzistor dojde k vybíjení cívky skrze substrátovou diodu uvnitř tranzistoru S5. Pro potřeby následného měření je však tranzistor S5 po padesáti mikrosekundách sepnut. Jelikož u použitého tranzistoru IRF640 dojde k průrazu při napětí V_{DS} přibližně 250 V, musí tranzistory S2 a S6 odolat výrazně většímu průraznému napětí. Z tohoto důvodu je na jejich místě tranzistor IRF740, u kterého dojde k průrazu až při V_{DS} větším než 400 V.

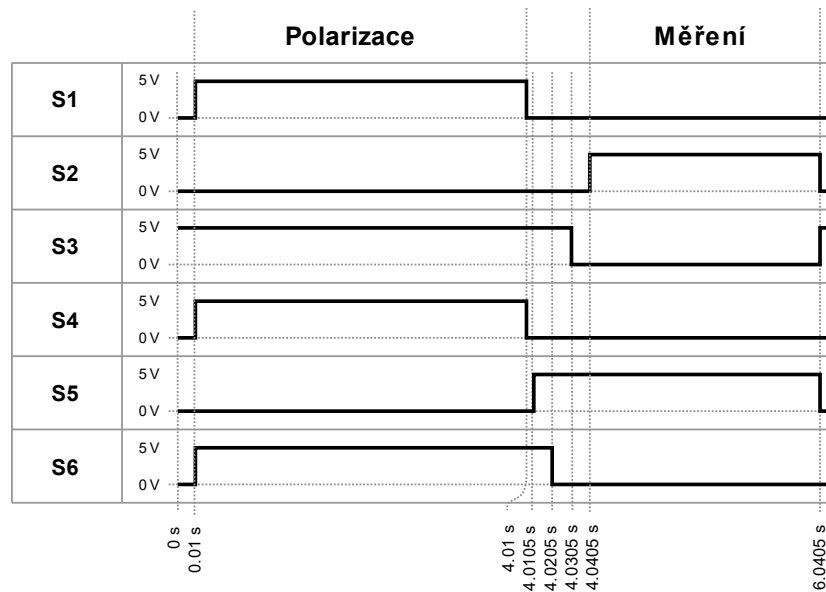


Obr. 3.11: Schéma zapojení druhého přepínacího obvodu

Použitá časová sekvence k řízení tranzistorů S1 až S6 je uvedena na obrázku 3.12. Na začátku je sepnut pouze tranzistor S3, který má za úkol ochranu zesilovače. Po deseti milisekundách dojde k sepnutí tranzistorů S1 a S4, jejichž úkolem je polarizace senzoru. Také je sepnut tranzistor S6, který paralelně k cívce připojí rezistor R1. Účelem tohoto rezistoru je potlačení překmitu, který vznikne při vybíjení cívky na konci polarizace.

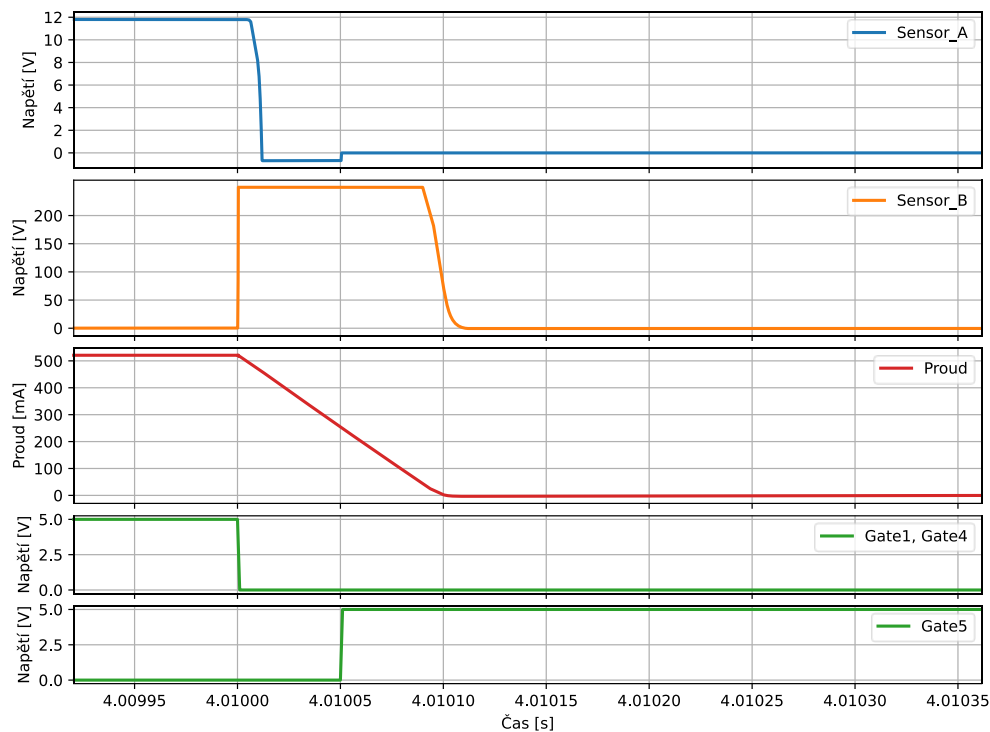
V čase 4.01 sekund dojde k vypnutí tranzistorů S1 a S4, a tedy k ukončení polarizace. Pro potřeby následného měření je po padesáti mikrosekundách sepnut tranzistor S5. Po uplynutí dalších deseti milisekund dojde k rozepnutí tranzistoru S6 a také S3. Následně se v čase 4.03005 s sepne tranzistor S2. To má za následek připojení senzoru k měřicímu řetězci, a tedy začátek měřící fáze, která trvá dvě sekundy. Pro další měření je možné danou časovou sekvencí od začátku opakovat.

3 Návrh a realizace protonového magnetometru



Obr. 3.12: Časová sekvence k řízení přepínacího obvodu bez využití relé

Na obrázku 3.13 je znázorněn časový průběh přechodového jevu při ukončení polarizační fáze. Modrý a oranžový signál označuje napěťové úrovně senzoru, červená barva reprezentuje proud protékající senzorem a zelená barva znázorňuje řídicí signály. V čase 4.01 s dojde k vypnutí tranzistorů S1 a S4, a tedy průrazu tranzistoru S1, což má za následek vybíjení cívky senzoru. Časový průběh signálu *Sensor_A* zachycuje úbytek napětí na substrátové diodě uvnitř tranzistoru S5. Jelikož v čase 4.01005 s dojde k sepnutí právě tranzistoru S5, začne se cívka vybíjet přes vnitřní odpor, což má za následek vzrůst napětí z -0.6 V na hodnotu blízkou nule.

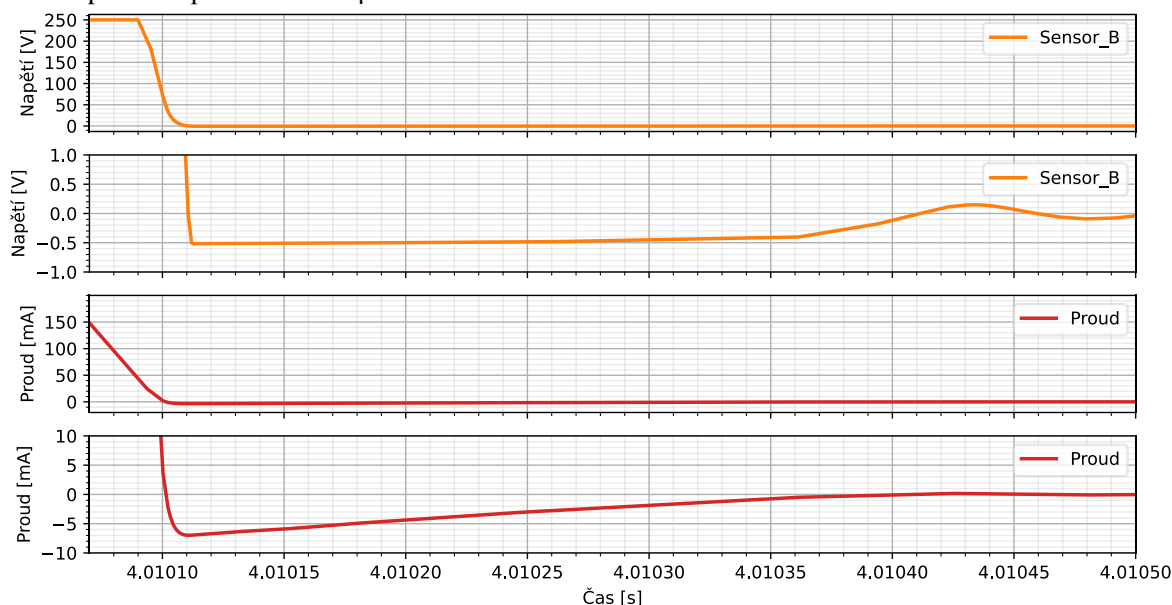


Obr. 3.13: Časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF640

Podobně jako u předchozího zapojení můžeme pro bližší porozumění chování vybíjení cívky nalézt obrázek 3.13. Uvedené časové průběhy zachycují napětí na tranzistoru S1 a proud protékající senzorem. Z důvodu větší přehlednosti jsou oba signály zobrazeny dvakrát, jednou v plném rozsahu a podruhé s přiblížením na podstatnou část.

3 Návrh a realizace protonového magnetometru

Ze zmíněného průběhu si můžeme povšimnout, že v čase 4.0101 s poklesne proud na 0 mA, zatímco napětí na tranzistoru je vzhledem k jeho parazitním kapacitám stále nenulové. Následkem této skutečnosti dochází po krátký časový okamžik k opětovnému nabíjení cívky, v tomto případě však proudem protékajícím v opačném směru. Po vybití parazitní kapacity tranzistoru (v čase 4.01011 s) se začne cívka opět vybíjet, což má za následek vygenerování napětí na cívce. V tomto případě je však oproti předchozímu zapojení velikost napětí omezena substrátovou diodou tranzistoru S1 na hodnotu přibližně -0.6 V. Následkem tohoto napěťového omezení klesá proud daleko pomaleji, v uvedeném průběhu po dobu přibližně 300 μ s.



Obr. 3.14: Časový průběh přechodového jevu při rozepnutí tranzistoru IRF640

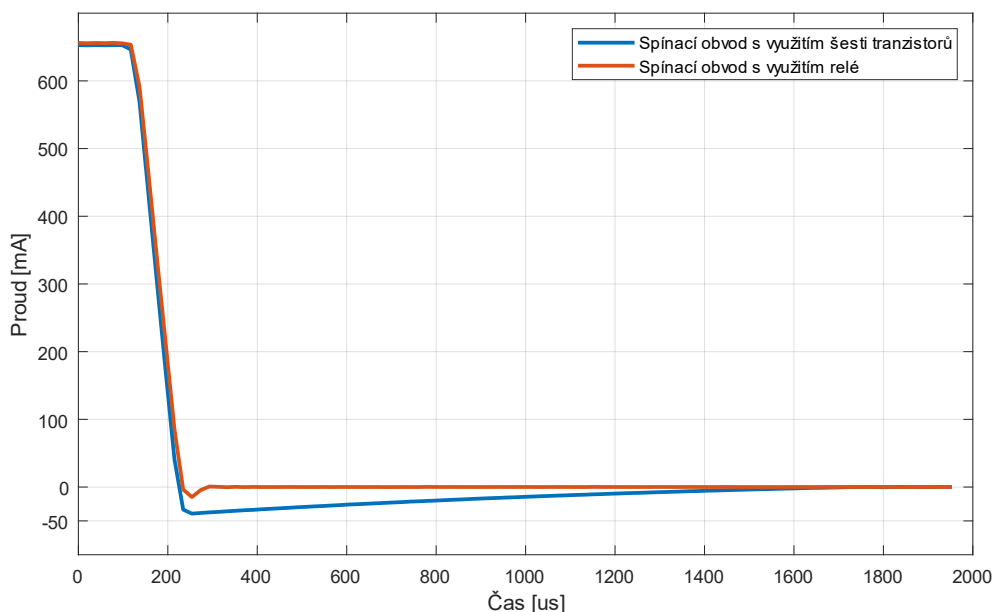
3.3.3 Porovnání zkonstruovaných přepínacích obvodů

Zmíněné obvody, určené pro přepínání mezi polarizační a měřicí fází, se od sebe liší v několika ohledech, z nichž tím zásadním je omezená životnost v případě obvodu buzení využívajícího relé. Naměřené parametry zkonstruovaných obvodů se většinou shodují se simulací. V případě vybíjení použité cívky senzoru se však skutečné průběhy od simulace poměrně liší. Z tohoto důvodu je níže na obrázku 3.15 uvedeno porovnání časových průběhů proudu při vybíjení cívky senzoru zkonstruovaných obvodů.

Jak je detailněji popsáno v kapitolách 3.3.1 a 3.3.2, vybíjení cívky senzoru je vzhledem k přítomnosti parazitních kapacit tranzistorů doprovázeno také překmitem proudu do opačného směru. Při vybití cívky dojde totiž vzhledem k nabitým kapacitám k opětovnému průchodu proudu, tentokrát však v opačném směru. Časové průběhy tohoto přechodového jevu pro oba použité obvody můžeme nalézt na obrázku. Pro měření těchto průběhů byl použit PXI analogový vstupní modul PXIe-4303 se vzorkovací frekvencí 51.2 kSample/s a 24-bitovým rozlišením.

Jak je z níže uvedeného grafu patrné, přechodový děj včetně zmíněného překmitu trvá v případě spínacího obvodu s využitím relé dobu kratší než 200 μ s. U spínacího obvodu složeného z šesti tranzistorů je však tato doba přibližně 1.2 ms. Přechodový děj tedy v tomto zapojení trvá déle, než je velikost periody precesního pohybu (přibližně 470 μ s). Tato skutečnost má za následek snížení velikosti naindukovaného precesního signálu tak, jak je popsáno v kapitole 2.1.1.

3 Návrh a realizace protonového magnetometru



Obr. 3.15: Porovnání časového průběhu proudu při vybíjení cívky senzoru zkonstruovaných obvodů

3.4 Nízkošumové zesilovače

Za účelem zesílení signálu střídavého napětí je možné použít několik různých technik. V dnešní době je například velmi rozšířené použití operačních zesilovačů. Z hlediska nízkošumových aplikací je v některých případech vhodnější použití vybraných bipolárních tranzistorů, případně kombinace tranzistorů a operačních zesilovačů.

Pro potřeby konstruovaného zařízení byla implementována a otestována tři různá zapojení využívající operační zesilovač LT1677. Konfigurace jednoho z použitých obvodů se skládá ze střídavě vázaného operačního zesilovače v neinvertujícím zapojení. Zbylé dva obvody využívají kombinaci tranzistoru ZTX851 se zmíněným operačním zesilovačem. Jelikož jsou obě tato zapojení převzata od Ing. Vojtěcha Janásky, jsou v této práci popsány pouze jejich základní vlastnosti. Pro více informací je možné využít dostupnou literaturu [24].

3.4.1 Šumové vlastnosti operačních zesilovačů

S ohledem na charakter měřeného signálu jsou v této části zmíněny některé šumové vlastnosti operačních zesilovačů a bipolárních tranzistorů. Pro jednoduchost není ve výpočtech zahrnut šum označovaný jako „ $1/f$ “, který se uplatňuje zejména na nízkých frekvencích. Níže použité vztahy vycházejí z literatury [24] a [25].

Celková hodnota napětového šumu operačních zesilovačů v_n závisí na vstupním napětovém šumu e_n , vstupním proudovém šumu i_n , velikosti impedance použitého zdroje signálu R_S a lze jej popsat vztahem

$$v_n = \sqrt{e_n^2 + 4kTR_S + i_n^2 R_S^2} \text{ [V}/\sqrt{\text{Hz}}], \quad (3.1)$$

kde k označuje Boltzmannovu konstantu a T absolutní teplotu v kelvinech. Vztah (3.1) mimo jiné ukazuje, že pro zdroje s nízkou impedancí R_S se projeví zejména vlastní napětový šum operačního zesilovače, zatímco pro vysokou hodnotu R_S se projeví proudový šum operačního zesilovače. Impedance senzoru protonového magnetometru se pohybuje řádově v hodnotách desítek ohmů, a jedná se tedy o nízkoimpedanční zdroj signálu. Pokud paralelně připojíme ladící kondenzátor a vytvoříme rezonanční obvod, je však výsledná impedance větší. Pro zjednodušení níže uvedených výpočtů nebyla přítomnost ladícího kondenzátoru brána v úvahu.

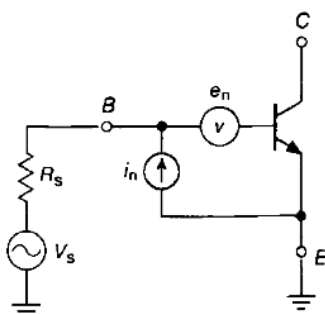
3.4.2 Šumové vlastnosti bipolárních tranzistorů

Šum generovaný bipolárním tranzistorem můžeme popsat pomocí modelu uvedeného na obrázku 3.16. Matematické vyjádření vlastního napětového šumu e_n , proudového šumu i_n a celkového šumu tranzistoru v_n je dáno vztahy (3.2), (3.3) a (3.4). V uvedených rovnicích označuje k Boltzmannovu konstantu, T absolutní teplotu tranzistoru v kelvinech, I_c kolektorový proud, q elementární náboj, I_b bázev proud, β zesilovací činitel tranzistoru a r_{bb} vnitřní bázev odpor tranzistoru.

$$e_n = kT \sqrt{\frac{2}{qI_c}} \quad [\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}] \quad (3.2)$$

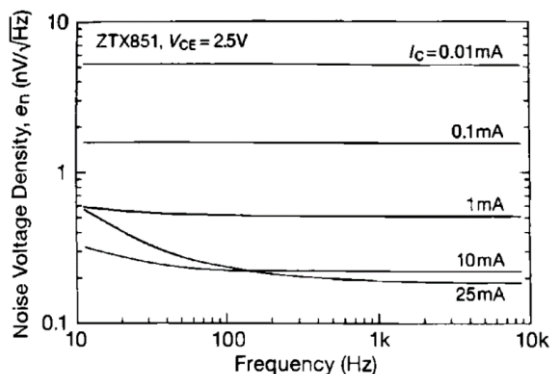
$$i_n = \sqrt{2qI_b} = \sqrt{\frac{2qI_c}{\beta}} \quad [\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}] \quad (3.3)$$

$$v_n = \sqrt{e_n^2 + 4kT(R_S + r_{bb}) + i_n^2(R_S + r_{bb})^2} \quad [\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}] \quad (3.4)$$



Obr. 3.16: Šumový model tranzistoru (převzato z [25])
(V_s – zdroj signálu, R_s – impedance zdroje signálu, e_n – vstupní napětový šum tranzistoru, i_n – vstupní proudový šum tranzistoru)

Vztah (3.4) nám mimo jiné ukazuje, že s rostoucím parametrem r_{bb} roste i úroveň šumu, a proto je žádoucí jeho minimální hodnota. Odpor r_{bb} pro zmíněný ZTX851 je přibližně $r_{bb} = 1.7 \Omega$ [25], což z něj dělá velmi často používaný tranzistor v nízkošumových aplikacích. Na obrázku 3.17 je znázorněna spektrální hustota napětového šumu tranzistoru ZTX851 pro různé úrovně kolektorového proudu. Z grafu je patrné, že pro minimalizaci napětového šumu je vhodné zvolit úroveň kolektorového proudu v řádu jednotek miliampérů.

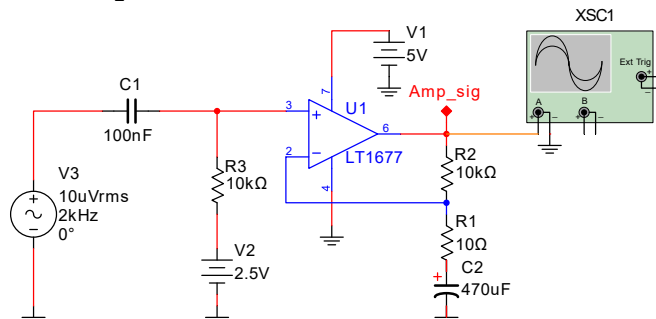


Obr. 3.17: Spektrum napětové hustoty šumu tranzistoru ZTX851 (převzato z [25])

Použití tranzistoru jako zesilovače má ovšem také své nevýhody, například omezenou velikost zesílení. Z tohoto důvodu se v nízkošumových aplikacích využívá tranzistoru v kombinaci s operačním zesilovačem. Za předpokladu, že je úroveň vstupního napětového šumu operačního zesilovače dostatečně nízká, lze ji zanedbat.

3.4.3 Nízkošumový zesilovač s využitím operačního zesilovače

Schéma uvedené na obrázku 3.18, představuje neinvertující střídavě vázané zapojení s operačním zesilovačem se zesilením 1001, které je dáno vztahem (3.5). Z důvodu asymetrického napájení zdrojem 5 V je na neinvertující vstup přivedena přes rezistor R_3 napět'ová reference 2.5 V, na kterou je navázán střídavý signál přes kondenzátor C_1 . Pro oddělení stejnosměrné a střídavé složky výstupního napětí je v obvodu zapojen kondenzátor C_2 .



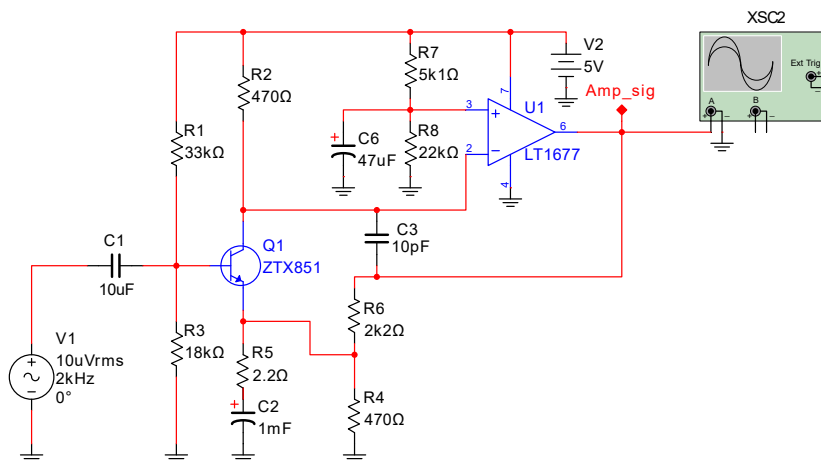
Obr. 3.18: Zapojení prvního zesilovače

$$A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1001 \quad (3.5)$$

Vstupní napět'ový a proudový šum operačního zesilovače LT1677 dosahuje (podle katalogového listu) při frekvenci 1 kHz hodnot $e_n = 3.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a $i_n = 0.3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ [26]. Vzhledem ke zmíněné nízké impedanci zdroje signálu se tolik neprojeví Johnsonův (tepelný) šum ani přírůstek vzniklý proudovým šumem, a tedy $v_n = 3.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Měřením byla tato vypočtená hodnota potvrzena, jak je uvedeno v tabulce 3.1.

3.4.4 Nízkošumový zesilovač s využitím bipolárního tranzistoru a operačního zesilovače

První zapojení nízkošumového zesilovače s bipolárním tranzistorem ZTX851 je uvedeno na obrázku 3.19.



Obr. 3.19: Zapojení druhého zesilovače

Rezistory R_1 , R_2 , R_3 a R_4 slouží k nastavení pracovního bodu tranzistoru. Rezistor R_5 se vzhledem k přítomnosti kondenzátoru C_2 uplatní jen pro střídavý signál. Jak je detailněji popsáno v kapitole 3.4.2, je z důvodu minimalizace napět'ového šumu nastavena stejnosměrná složka kolektorového proudu na hodnotu 2 mA. Vstupní odpor zesilovače je dán paralelní kombinací R_1 a R_3 . Jelikož se operační zesilovač snaží udržet stejnou úroveň napětí na obou svých vstupech, je stejnosměrné napětí na kolektoru dáno napět'ovým děličem složeným z R_7 a R_8 . V případě připojení střídavého signálu přes

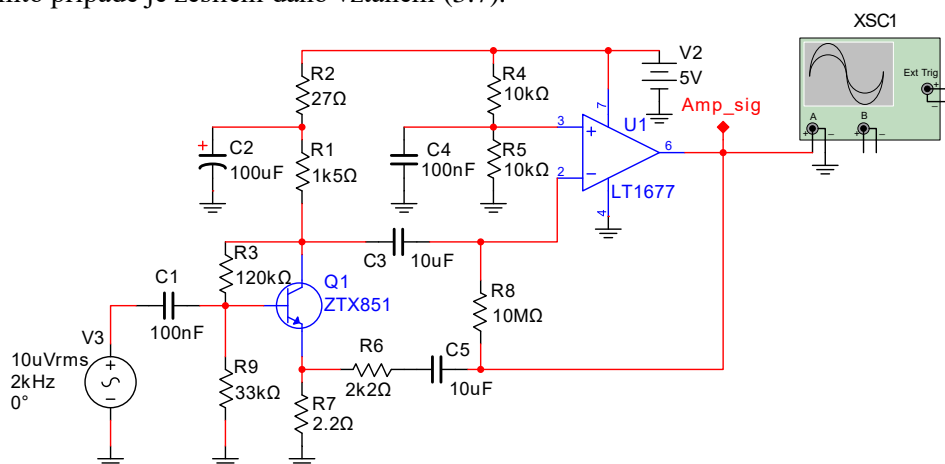
3 Návrh a realizace protonového magnetometru

kondenzátor C_1 začne operační zesilovač kompenzovat změnu napětí na svém invertujícím vstupu přes zpětnou vazbu tvořenou rezistorem R_6 . To má za následek zesílení podle vztahu (3.6).

$$A = \frac{\frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} + R_6}{\frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5}} = 1005.7. \quad (3.6)$$

Dosažením do vztahu (3.4) můžeme určit celkový napěťový šum zesilovače. S uvážením kolektorového proudu $I_C = 2 \text{ mA}$, zesilovacího činitele $\beta = 100$, impedance zdroje signálu $R_S = 21.4 \Omega$ a pokojové teploty $25 \text{ }^\circ\text{C}$ získáme výsledek $v_n = 0.6948 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. U zkonstruovaného zesilovače byla i v tomto případě spočtená hodnota měřením potvrzena, jak je uvedeno v tabulce 3.1.

Druhý obvod (převzatý od Ing. Vojtěcha Janáčka [27]) s tranzistorem ZTX851 je uveden na obrázku 3.20. V tomto případě je zesílení dáno vztahem (3.7).



Obr. 3.20: Zapojení třetího zesilovače

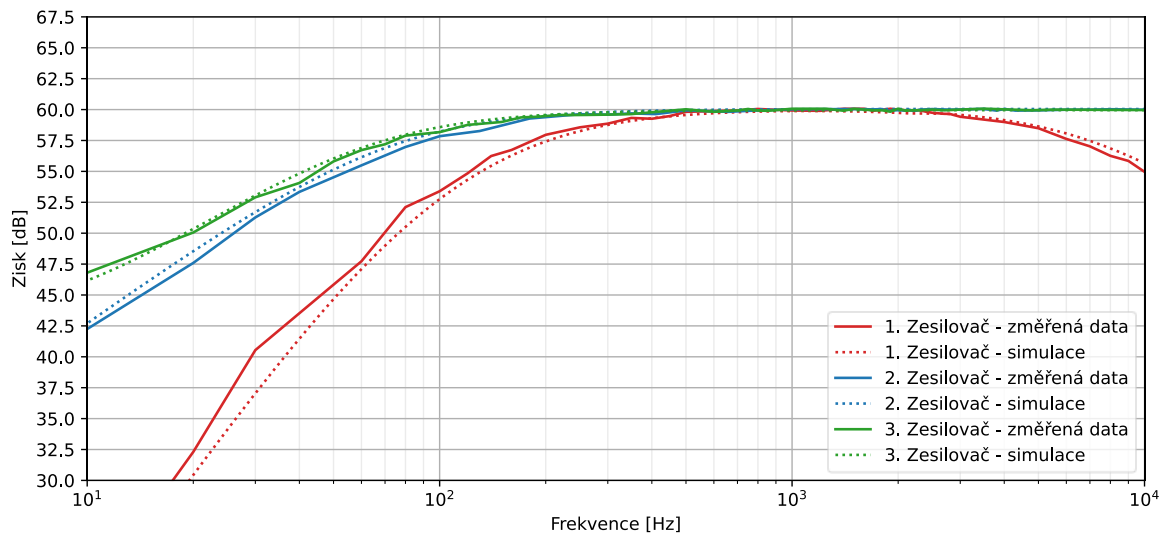
$$A = \frac{R_7 + R_6}{R_7} = 1001. \quad (3.7)$$

Podobně jako v předchozím případě lze dosažením do vztahu (3.4) určit úroveň vstupního šumu i pro zapojení třetího zesilovače, která je $v_n = 0.744 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Oproti předchozímu případu však bylo změřeno, že vstupní napěťový šum je ovlivněn šumem známým jako „ $1/f$ “ pro frekvence až do 5 kHz. Změřený průběh je uveden dále na obrázku 3.22. Následkem této nepříznivé vlastnosti je hodnota vstupního napěťového šumu pro frekvenci 2 kHz rovna $v_n = 1.478 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Pro frekvence nad 5 kHz se však změřená hodnota pohybuje okolo $700 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, což zhruba odpovídá i spočtené hodnotě.

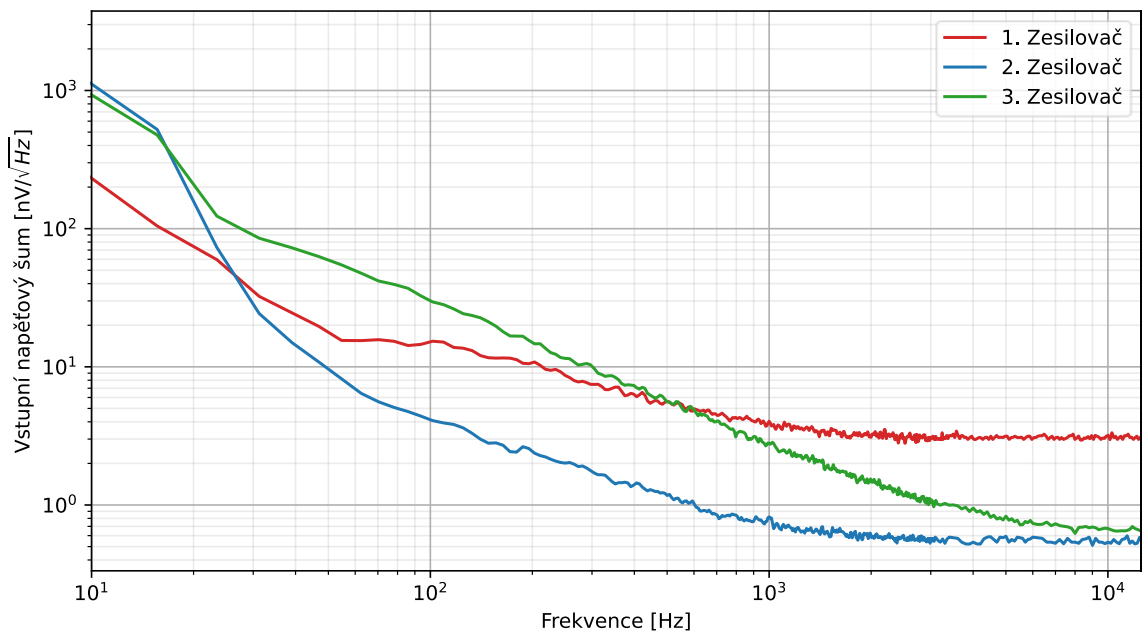
3.4.5 Srovnání parametrů zkonstruovaných zesilovačů

Za účelem srovnání parametrů zkonstruovaných zesilovačů byly změřeny jejich frekvenční charakteristiky (obr. 3.21) a také spektrální hustoty vstupního napěťového šumu (obr. 3.22). Pro tyto potřeby byl použit spektrální analyzátor *SR770 FFT Analyzer*. Z naměřených průběhů lze vyvodit, že v případě potřeby zesílení signálu o frekvenci 2 kHz je nejvhodnější variantou druhý zesilovač. Srovnání spočtených a naměřených hodnot vstupního napěťového šumu zkonstruovaných zesilovačů pro frekvenci 2 kHz je uvedeno v tabulce 3.1.

3 Návrh a realizace protonového magnetometru



Obr. 3.21: Porovnání změřených frekvenčních charakteristik použitých zesilovačů se simulací



Obr. 3.22: Změřená frekvenční závislost vstupního napěťového šumu použitých zesilovačů

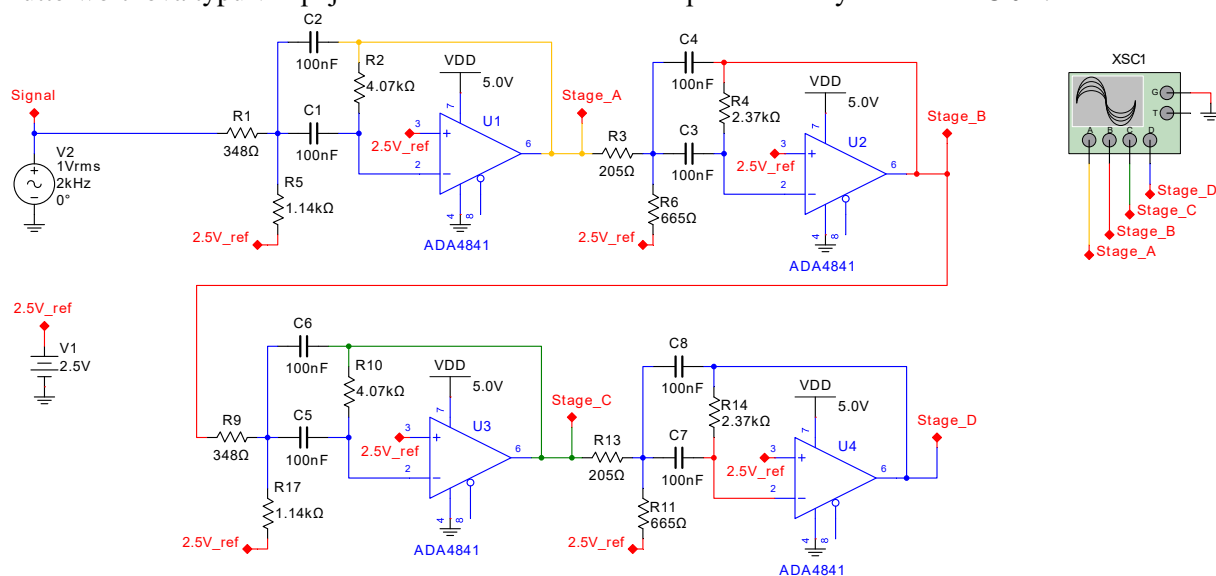
	Spočtená hodnota vstupního napěťového šumu [nV/√Hz]	Změřená hodnota vstupního napěťového šumu [nV/√Hz]
1. zesilovač	3.2	3.177
2. zesilovač	0.695	0.658
3. zesilovač	0.744	1.478

Tab. 3.1: Srovnání spočtených a naměřených hodnot vstupního napěťového šumu na frekvenci 2 kHz

3.5 Pásmová propust

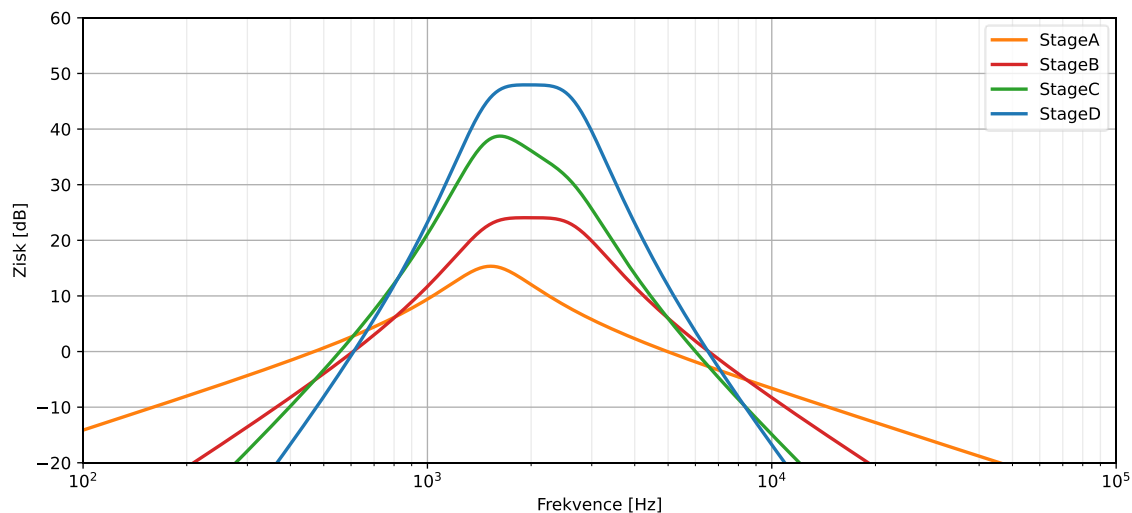
Jelikož měřený signál obsahuje vedle užitečného signálu vlastní šum, je žádoucí zachovat jen potřebnou frekvenční oblast. Za tímto účelem je vhodné použít filtr typu pásmová propust. Jak je popsáno v kapitole 2.1, zemské magnetické pole v naší zeměpisné šířce dosahuje hodnoty okolo $50 \mu\text{T}$, odpovídající frekvenci precesního pohybu 2130 Hz . Pro naše použití postačí rozsah od $35 \mu\text{T}$ do $60 \mu\text{T}$, kterému odpovídají mezní frekvence $f_1 = 1490 \text{ Hz}$ a $f_2 = 2554 \text{ Hz}$, a tedy šířka pásma $B = 1064 \text{ Hz}$.

Zmíněné požadavky splňuje zapojení uvedené na obrázku 3.23. K jeho návrhu byl použit webový nástroj „Analog Filter Wizard“ [28], s jehož pomocí je možné určit hodnoty příslušných kondenzátorů a rezistorů pro požadované parametry. Jedná se o pásmovou propust 8. řádu Butterworthova typu v zapojení MFB¹³. Skládá se ze 4 stupňů s celkovým ziskem 48 dB.



Obr. 3.23: Schéma zapojení analogového filtru

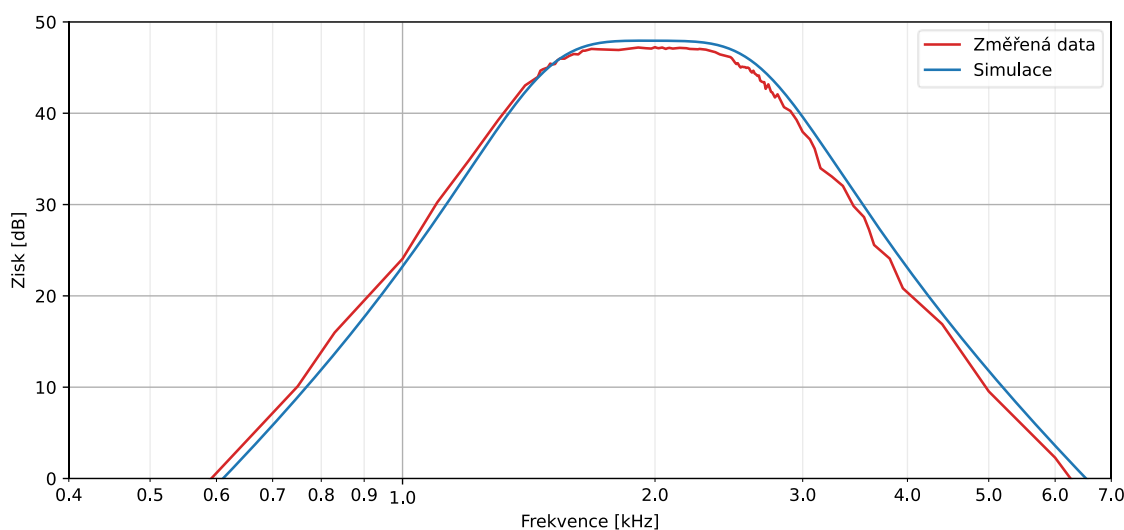
Obrázek 3.24 ukazuje závislosti zisku na frekvenci pro jednotlivé stupně pásmové propusti. Srovnání parametrů zrealizovaného obvodu se simulací, které je uvedeno v tabulce 3.2, ukazuje, že parametry zkonstruovaného filtru téměř odpovídají simulovaným hodnotám. Drobné rozdíly jsou způsobeny tolerancí použitých součástek.



Obr. 3.24: Simulace frekvenčního spektra použité pásmové propusti

¹³ Multiple feedback

3 Návrh a realizace protonového magnetometru



Obr. 3.25: Srovnání naměřeného frekvenčního spektra pásmové propusti se simulací

	f_1 [Hz]	f_2 [Hz]	Zisk [dB]
Simulace	1490	2669	47.96
Zkonstruovaný obvod	1450	2625	47.05

Tab. 3.2: Srovnání parametrů simulace a zkonstruovaného zařízení

3.6 Obvody zpracování signálu

Za účelem zpracování signálu je možné použít více technik. Pro určení frekvence daného signálu se běžně používá komparátor v kombinaci s čítačem, případně AD¹⁴ převodník s následným číslicovým zpracováním. Právě tyto dvě techniky jsou použity i v této práci.

3.6.1 Externí AD převodník

Při měření frekvence signálu pomocí AD převodníku je kritickým parametrem frekvence vzorkování. Vzhledem k tomu, že se uvažovaná frekvence signálu pohybuje v audio pásmu, nabízí se jako vhodnou variantou vzorkování frekvencí 44.1 kHz. Existuje totiž několik aplikací určených k analýze či rekonstrukci audio signálu, a tak byla zvolena právě tato frekvence. Jelikož amplituda signálu s časem exponenciálně klesá, je dalším kritickým parametrem dynamický rozsah.

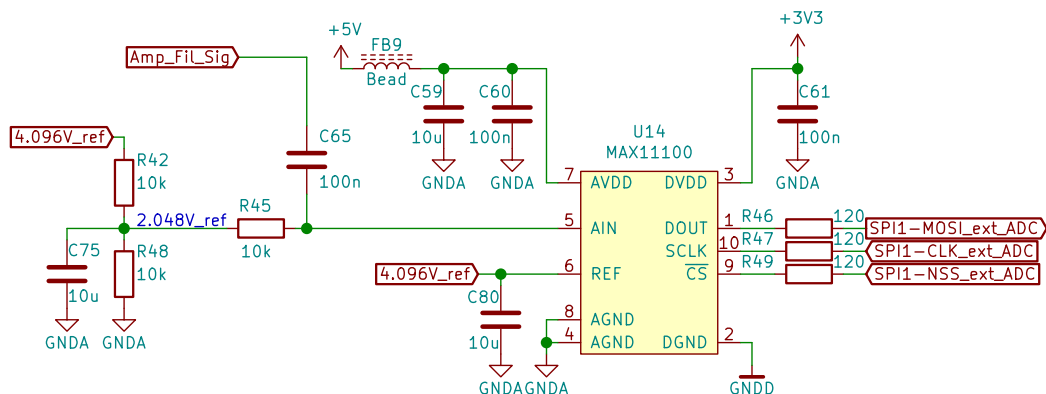
Jako vhodný externí AD převodník se nabízí 16-bitový MAX11100 umožňující nastavení vzorkovací frekvence hodinovým taktem použité SPI komunikace. Jeho dynamický rozsah, daný vztahem (3.8), dosahuje hodnoty 96.33 dB a integrální i diferenciální nelinearita je ± 2 LSB. Při použitím referenčním napětí 4.096 V to znamená napětěvé rozlišení 62.5 μ V.

$$DR_{dB} = 20 \log_{10} 2^N = 96.33 \text{ dB} \quad (3.8)$$

Schéma zapojení AD převodníku MAX11100 můžeme nalézt na obrázku 3.26. Spolehlivost AD převodníku je silně ovlivněna kvalitou referenčního napětí. Za tímto účelem byla použita vysoce přesná napětěvá reference MAX6043 s výstupním napětím 4.096 V. Reference je také využito pro nastavení stejnosměrné složky měřeného napětí pomocí napětěvého děliče R_{42} a R_{48} , na kterou je navázán skrze kondenzátor C_{65} zkoumaný signál.

¹⁴ Analog to digital

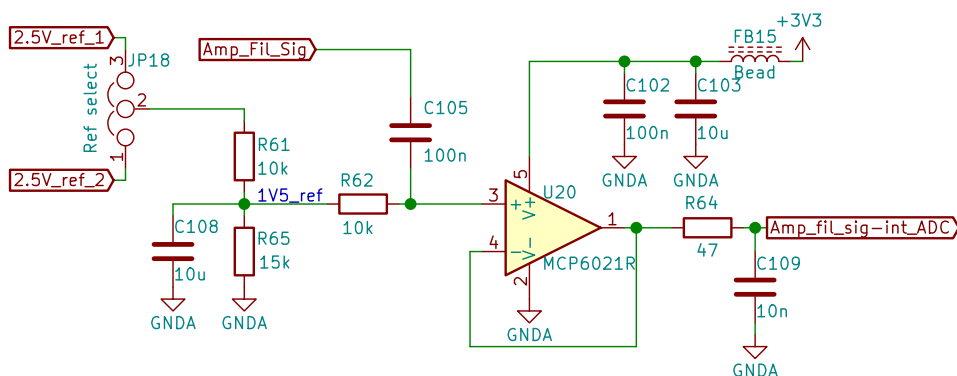
3 Návrh a realizace protonového magnetometru



Obr. 3.26: Schéma zapojení externího AD převodníku MAX11100

3.6.2 Interní AD převodník

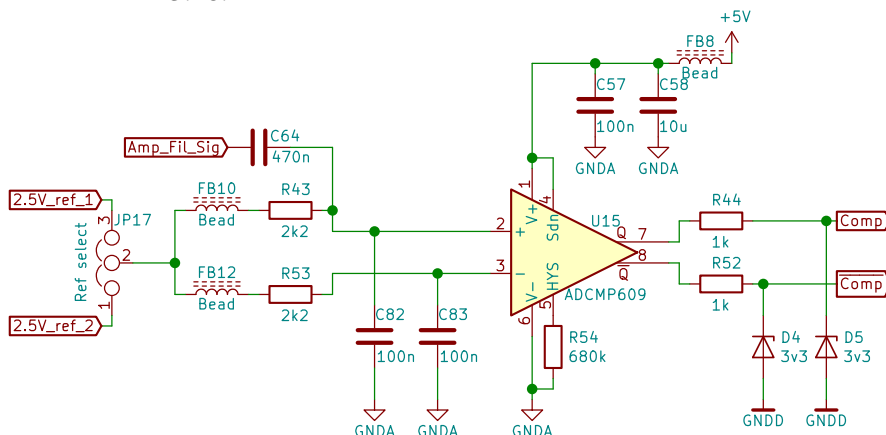
Kromě externího 16-bitového AD převodníku je také použit 12-bitový AD převodník nacházející se uvnitř mikrokontroléru. Referenční napětí je však pro tento převodník nastaveno na hodnotu 3 V, a proto je vhodnější signál navázat na úroveň stejnosměrného napětí 1.5 V. Za tímto účelem bylo použito zapojení uvedené na obrázku 3.27.



Obr. 3.27: Schéma zapojení pro změnu stejnosměrné složky měřeného signálu za účelem měření pomocí interního ADC

3.6.3 Komparátor

Pro měření frekvence pomocí kombinace komparátoru a čítače byl použit integrovaný obvod ADCMP609. Jednou z jeho výhod je možnost nastavení hystereze pomocí externího odporu. Zapojení můžeme nalézt na obrázku 3.28.



Obr. 3.28: Schéma zapojení komparátoru ADCMP609

3.7 Mikrokontrolér

Volba mikrokontroléru se vždy odvíjí od požadavků dané aplikace. V našem případě jsou hlavními nároky taktovací frekvence procesoru a velikost paměti FLASH a RAM. Jak je detailněji popsáno v kapitole 2.1.2, přesnost měření frekvence pomocí komparátoru se odvíjí od rozlišení časovače, které je typicky dáno právě hodinovým signálem procesoru. Vyšší rychlost frekvence procesoru navíc umožňuje rychlejší přenos dat a možnost použití komplexnějších programů. Pro uvažovanou vzorkovací frekvenci 44 100 vzorků/s a dobu měření dvě sekundy musíme v případě 16-bitového AD převodníku zajistit datový prostor větší než 176 kB.

Zmíněné potřeby splňuje mikrokontrolér STM32F767 od firmy STMicroelectronics s kmitočtem procesoru 216 MHz, paměti RAM 512 kB a paměti flash 2 MB. Jeho výhodou je navíc možnost použití 32-bitového časovače, což je vhodné zvláště při měření frekvence pomocí komparátoru. Schéma zapojení je možné nalézt v příloze.

Za účelem poskytnutí přesné frekvenční reference je použit teplotně kompenzovaný krystalový oscilátor VC-TCXO (XTCLH10M000CHJA1P0). Vzhledem k uvažované aplikaci je použita frekvence klíčovým parametrem, a proto byla pomocí čítače *Agilent 53131A* změřena frekvence mikrokontroléru, která odpovídá přibližně 216 000 568 Hz.

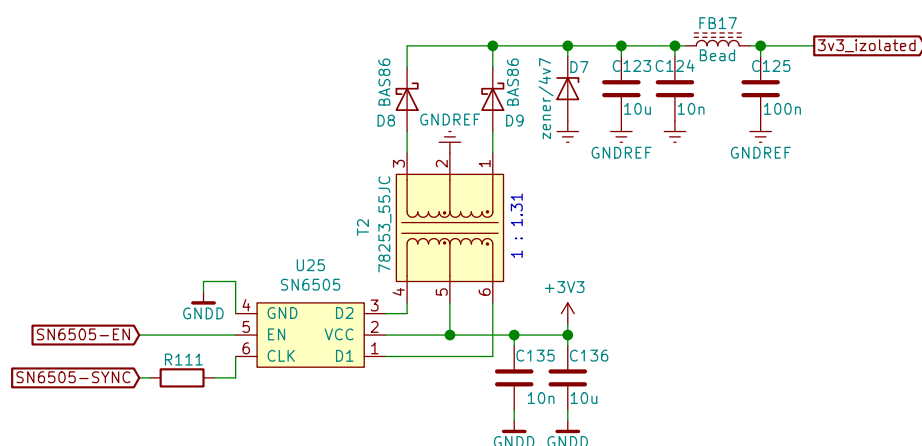
Pokud bychom uvažovali měření magnetického pole o velikosti 49 μT (a tedy frekvenci precesního pohybu 2086.3 Hz) znamenalo by to v případě použití komparátoru zvětšení hodnoty čítače přibližně 103 502 krát. Taková hodnota čítače má, při uvážení zmíněného frekvenčního rozdílu mikrokontroléru, za následek odchylku měřené velikosti magnetického pole o 0.13 nT, jak je uvedeno ve vztahu (3.8).

$$\Delta B = \frac{216\,000\,568 - 216\,000\,000}{103\,502 \cdot 42.57 \cdot 10^{-3}} = 0.13 \text{ nT} \quad (3.9)$$

3.8 Komunikační obvody

Navržené zařízení umožňuje ovládání a výčet dat prostřednictvím USB¹⁵ a RS-232. Pro zajištění USB komunikace slouží USB-UART převodník FT230, který umožňuje přenosovou rychlost až 3 Mbaud. Použité schéma zapojení vycházející z datasheetu je možné nalézt v příloze. Komunikaci prostřednictvím RS-232 zajišťuje integrovaný obvod MAX3227, který je od použité elektroniky galvanicky oddělen.

Ke galvanickému oddělení napájení slouží transformátor s vyvedeným středem, který je buzen integrovaným obvodem SN6505, jehož zapojení je uvedeno na obrázku 3.29. Budič vytváří na primárním vinutí střídavé napětí, které je následně na sekundárním vinutí usměrněno a vyhlazeno. Za účelem galvanického oddělení datových signálů slouží dvoukanálový digitální izolátor ADuM226N.



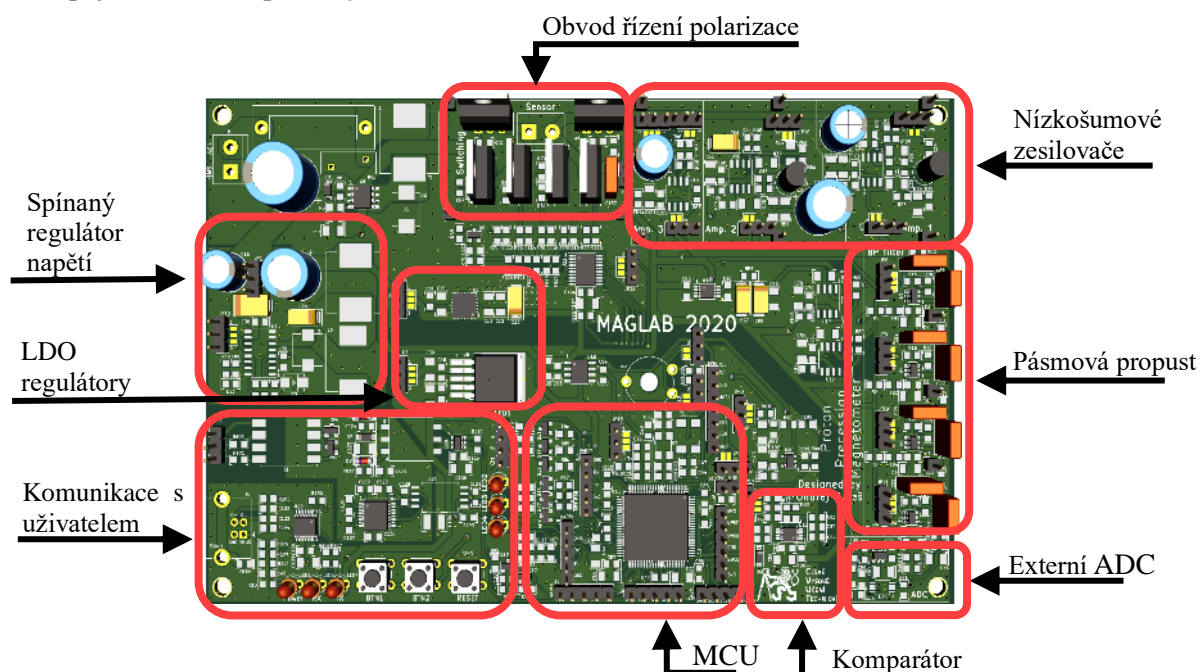
Obr. 3.29: Schéma zapojení galvanicky odděleného napájení pro RS-232 komunikaci

¹⁵ Universal Serial Bus

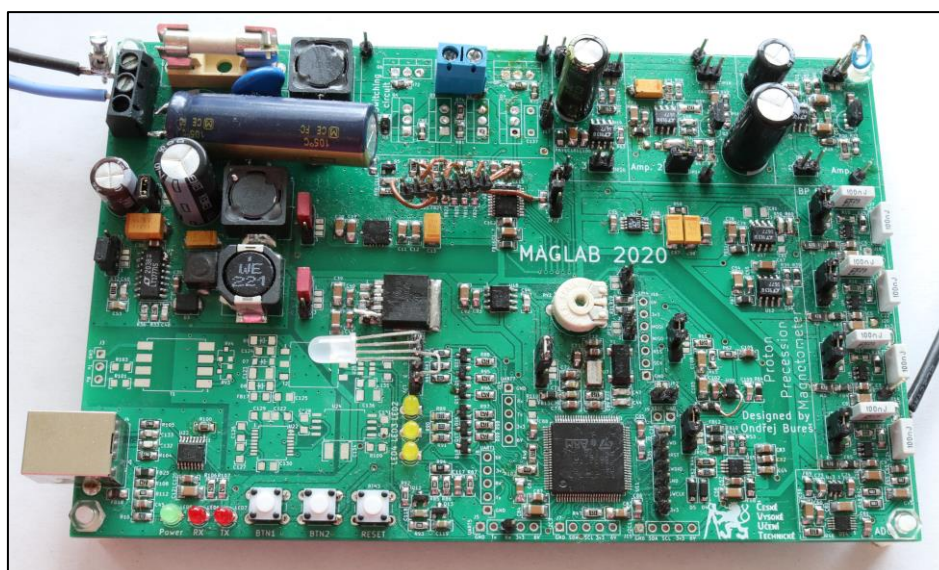
3.9 Návrh DPS

Za účelem zkonstruování protonového magnetometru a otestování dvou konfigurací buzení senzoru byly vytvořeny tři desky plošných spojů. Původním plánem bylo použití pouze jedné desky, ale vzhledem ke vzniklým komplikacím při ožívování budícího obvodu s využitím tranzistorů byly vytvořeny další dvě desky. Díky tomu bylo otestováno chování senzoru pro případ přepínání pomocí šesti tranzistorů a také při použití tranzistoru a relé.

Hlavní řídicí deska je složena z dvouvrstvého plošného spoje o rozměrech 16.5×10.5 cm. Při jejím návrhu byl kladen důraz zejména na oddělení analogové a digitální části, jejichž zem je spojena pouze v jednom bodě. Rozdělení jednotlivých funkčních bloků je znázorněno na obrázku 3.30 a osazený plošný spoj je možné nalézt na obrázku 3.31. Analogové obvody jsou umístěny v pravém horním rohu DPS, zatímco digitální obvody a komunikace v levém dolním rohu. Dále byl kladen důraz na minimalizaci proudových smyček umístěním součástek co nejbliže k sobě, zejména blokovacích kondenzátorů. Pro zmenšení úbytku napětí na vedení a lepšímu odvodu tepla je na obou vrstvách rozlita zem spojena několika prokvy.



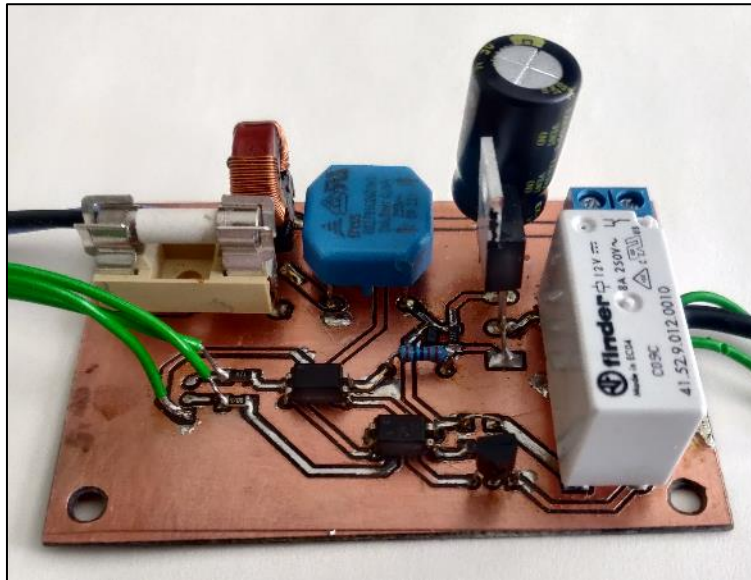
Obr. 3.30: Rozložení jednotlivých bloků na DPS



Obr. 3.31: Fotografie osazeného plošného spoje řídicího obvodu

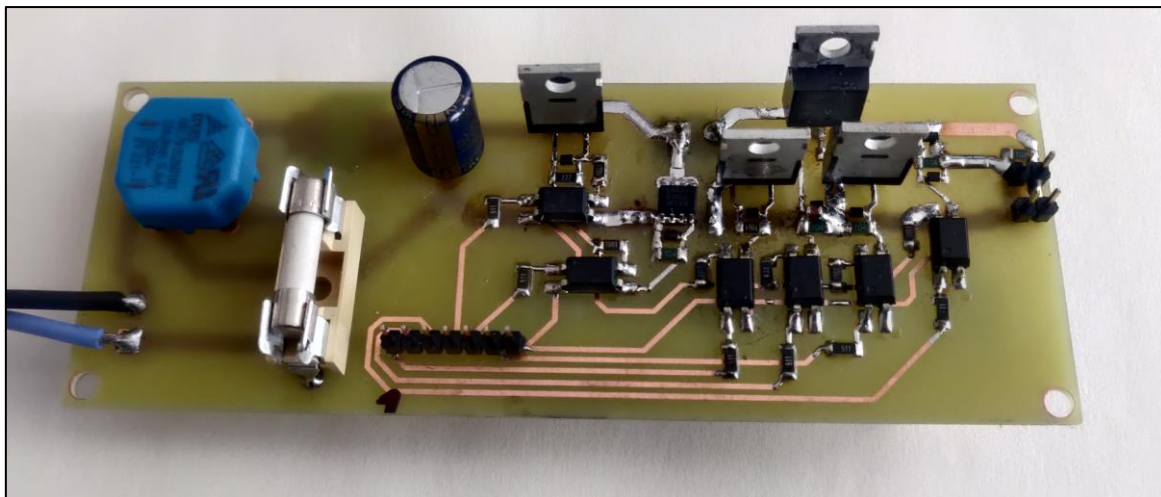
3 Návrh a realizace protonového magnetometru

DPS budícího obvodu, který využívá kombinaci tranzistoru a relé, byla vyfrézována v prostorách školy. Z tohoto důvodu jsou na plošném spoji použity větší součástky (například SMD rezistory v pouzdrech 1206). Pro minimalizaci zemních smyček je vhodné spojit zem tohoto obvodu se zemí řídicího signálu jen v jednom bodě. Zkonstruovaný plošný spoj je uveden na obrázku 3.32 a jeho schéma (které vychází ze zapojení na obrázku 3.5) je možné nalézt v příloze. Pro galvanické oddělení řídicích signálů jsou použity optočleny LTV-817.



Obr. 3.32: Fotografie osazeného budícího obvodu s využitím kombinace tranzistoru a relé

Plošný spoj budícího obvodu, který využívá konfigurace šesti tranzistorů, se skládá ze dvou vrstev a jeho finální podoba je uvedena na obrázku 3.33. Z důvodu komplikací vzniklých při oživování prvního zapojení byl při návrhu tohoto plošného spoje kladen větší důraz na minimalizaci zemních smyček. Z tohoto důvodu je při propojení s řídicí deskou zem spojena jen v jednom bodě a řídicí signály jsou opět galvanicky odděleny pomocí optočlenů LTV-817. Schéma zapojení, které vychází z obvodu uvedeného na obrázku 3.10, je možné nalézt v příloze.



Obr. 3.33: Fotografie osazeného budícího obvodu s využitím konfigurace šesti tranzistorů

4 Firmware

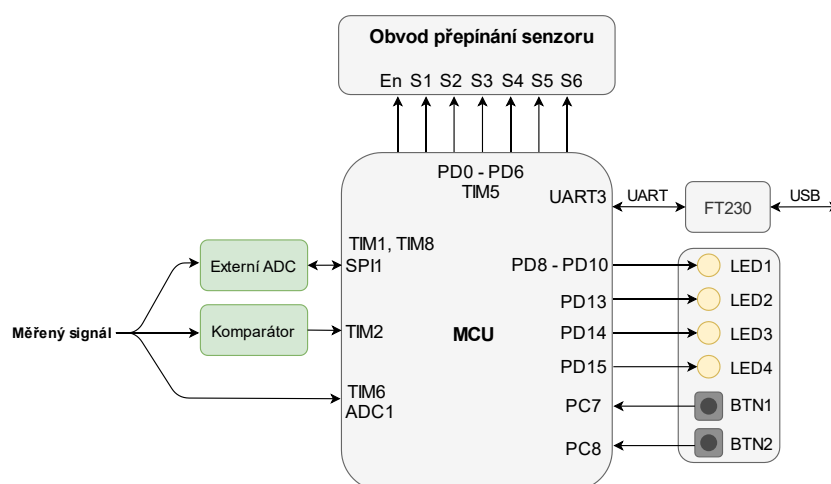
K vytvoření firmware byla použita aplikace STM32CubeIDE kombinující vývojové prostředí TrueStudio a grafický nástroj STM32CubeMX. Výhodou je zejména možnost nastavení požadované konfigurace mikrokontroléru v grafickém nástroji a následné vygenerování základní kostry kódu. Samotný kód je psán v jazyce C za použití knihoven HAL¹⁶ a LL¹⁷ poskytovaných výrobcem ST.

4.1 Základní koncept kódu

Základními úkoly mikrokontroléru je zajištění komunikace s uživatelem, obsluha senzoru a zpracování precesečního signálu. Komunikaci zajišťuje USB-UART převodník FT230, čtyři LED a dvě tlačítka. Pro přepínání mezi polarizační a měřicí fází slouží 6 řídicích signálů. Zpracování signálu je zajištěno pomocí komparátoru, externího a interního AD převodníku. Výstupem komparátoru je obdélníkový signál, jehož perioda je zpracována pomocí 32-bitového čítače. Komunikace s externím AD převodníkem probíhá skrze rozhraní SPI, jehož přenosová rychlost je dána použitou frekvencí hodinového signálu.

Pro bližší představu je na obrázku 4.1 uveden blokový diagram ukazující propojení periférií a mikrokontroléru. Na levé straně jsou obvody pro zpracování signálu, na pravé straně komunikace s uživatelem a v horní části jsou řídicí signály pro obvod přepínání senzoru. Popisky diagramu uvnitř bloku MCU označují použité výstupní piny (PD0 – PD15), vstupní piny (PC7, PC8), časovače (TIM1 – TIM8), komunikační rozhraní (SPI1, UART3) a AD převodník (ADC1).

Zařízení ve svém výchozím režimu zajišťuje polarizaci senzoru po dobu šesti sekund a měření signálu pomocí externího AD převodníku a komparátoru po dobu dvou sekund. Změřené hodnoty jsou odesílány v době polarizace a perioda opakování je osm sekund.



Obr. 4.1: Blokový diagram zapojení mikrokontroléru

4.1.1 Zpracování měřeného signálu

Jak již bylo zmíněno v kapitole 3.6, pro určení frekvence precesečního pohybu je možné použít externí AD převodník, interní AD převodník a komparátor, případně jejich kombinaci. Pro minimalizaci výpočetní náročnosti procesoru v době měření je ukládání dat do paměti zajištěno skrze DMA¹⁸.

4.1.1.1 Externí AD převodník

Komunikace s externím AD převodníkem MAX11100 je zajištěna prostřednictvím rozhraní SPI. Přestože je rozlišení použitého ADC 16 bitů, vyžaduje pro svou funkci 24 hodinových pulsů. Během prvních osmi pulsů dochází ke zpracování signálu a v dalších 16 k přenosu dat. Pro zajištění ukládání 16 bitů pomocí DMA při generování 24 hodinových pulsů jsou řídicí pulsy generovány externě pomocí

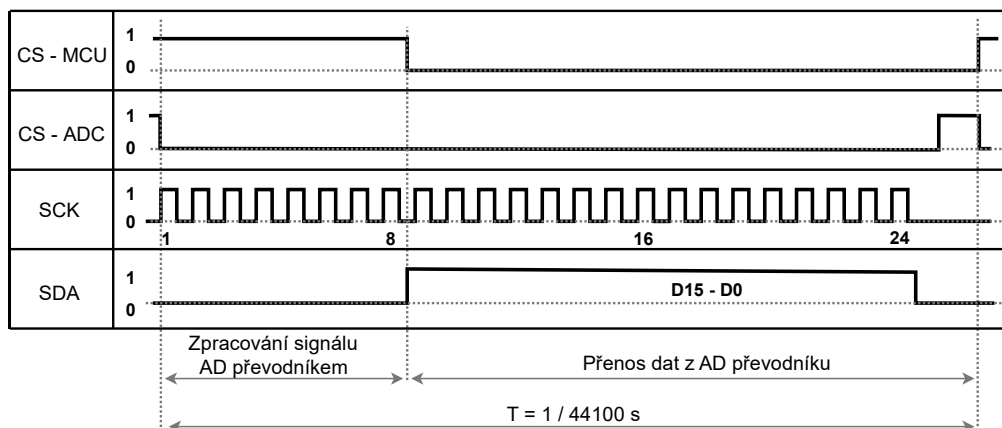
¹⁶ Hardware abstraction layer

¹⁷ Low layer

¹⁸ Direct memory access

4 Firmware

časovačů a rozhraní SPI je nastaveno v módu „slave“. Pro představu je průběh komunikace zachycen na obrázku 4.2. Signál *CS-MCU* je připojen k mikrokontroléru, zatímco signál *CS-ADC* k použitému AD převodníku.



Obr. 4.2: Časový průběh komunikace s externím ADC

Generování signálu pro adresaci ADC a MCU je zajištěno pomocí časovače *TIM1*, jehož perioda je nastavena na 4898 hodinových cyklů. Vzhledem k hodinové frekvenci 216 MHz to má za následek nastavení frekvence 44.1 kHz. Jeden kanál časovače *TIM1* zajišťuje generování napětíové úrovně pro adresaci AD převodníku a druhý pro mikrokontrolér. Oba kanály jsou nastaveny v módu PWM tak, aby řídicí signály odpovídaly časovému průběhu z obrázku 4.2.

Generování hodinového signálu zajišťuje časovač *TIM8*. Aby byl hodinový a adresovací signál (*SCK* a *CS*) ve fázi, je *TIM8* řízený zmíněným časovačem *TIM1*. Ten je nastaven tak, aby při svém přetečení (s frekvencí 44.1 kHz) generoval spouštěcí signál na výstupu *TRGO*. Signál *TRGO* je v případě propojení mezi *TIM8* a *TIM1* připojen na vstup *ITR0*, jak je uvedeno v tabulce 4.1.

Slave TIM	ITR0 (TS = 000)	ITR1 (TS = 001)	ITR2 (TS = 010)	ITR3 (TS = 011)
TIM1	TIM5	TIM2	TIM3	TIM4
TIM8	TIM1	TIM2	TIM4	TIM5

Tab. 4.1: Propojení spouštěcích signálů mezi časovači (převzato z [29])

Vzhledem k tomu, že je signál měřen vzorkovací frekvencí 44.1 kHz po dobu dvou sekund, je potřeba zpracovat 88 200 hodnot. Jelikož radič DMA umožňuje uložení maximálně 65 535 hodnot, jsou data rozdělena do dvou bufferů o velikosti 44 100. Naplnění bufferu má za následek vyvolání přerušení, ve kterém nejprve dojde k výměně bufferů a následně k ukončení měření.

4.1.1.2 Interní AD převodník

Za účelem ukládání dat při měření pomocí interního AD převodníku s využitím DMA byl použit časovač *TIM6*. Ten umožňuje generování spouštěcího signálu pro použitý AD převodník *ADC1*. Podobně jako v případě externího AD převodníku jsou použity dva buffery, při jejichž naplnění je vyvoláno přerušení, ve kterém dojde nejprve k výměně bufferů a následně k ukončení měřicího cyklu.

4.1.1.3 Komparátor

Měření periody signálu na výstupu komparátoru je zajištěno 32-bitovým časovačem *TIM2* v „input capture“ módu s detekcí náběžné hrany. Jelikož se měřená frekvence pohybuje okolo 2 kHz a naším záměrem je ukládání dat po dobu dvou sekund, ukládá se prvních čtyři tisíce period. Za tímto účelem je zaznamenáno pomocí DMA prvních 4001 hodnot. Rozdíl mezi jednotlivými čísly reprezentuje danou periodu, která je pro 2 kHz dána vztahem (4.1). Jelikož je frekvence časovače 216 MHz a frekvence měřeného signálu zhruba 2 kHz, dojde ke zvětšení hodnoty přibližně 108 000 krát.

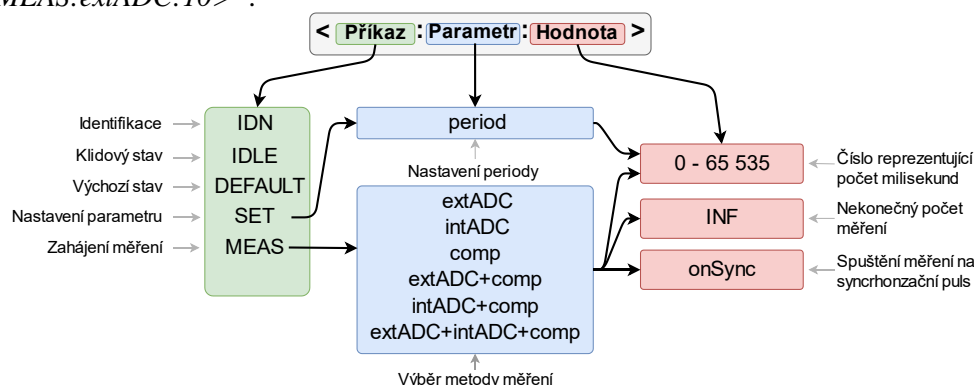
$$T_{(2\text{ kHz})} = \frac{216\,000\,000}{2\,000} = 108\,000 \quad (4.1)$$

4.1.2 Komunikace se zařízením

Zařízení je možné ovládat přes USB a interakce s uživatelem je zajištěna pomocí dvou tlačítek a čtyř LED. Také je navržena komunikace skrze rozhraní RS-232, ta ale není v této práci implementována. Přenos dat pomocí USB je zajištěno pomocí UART-USB převodníku FT230X s rychlostí 2 Mbps.

4.1.2.1 Ovládání zařízení přes USB

Zařízení vykonává svou činnost bez nutnosti nastavení přes USB. Za účelem změny parametrů, zjištění informací o verzi systému, případně pro nastavení jiného režimu je však možné USB komunikaci využít a změnit požadované chování. Přehled příkazů umožňujících změnu chování zařízení je uveden na obrázku 4.3. Textový řetězec specifikující dané požadavky vždy začíná a končí znaky „<“ a „>“. Podle použitého příkazu je také možné specifikovat parametr a jeho hodnotu, které je potřeba od sebe oddělit dvojtečkou. Příkaz zajišťující deset po sobě jdoucích měření pomocí externího ADC by tedy vypadal takto „<MEAS:extADC:10>“.



Obr. 4.3: Přehled příkazů pro ovládání zařízení

4.1.2.2 Odesílání změřených dat přes USB

Pro umožnění snadného zpracování dat jsou naměřené hodnoty odesílány v ASCII¹⁹ formátu. Každá zpráva začíná a končí znaky „<“ a „>“. Jednotlivé specifikace jsou odděleny dvojtečkou. Od zkonstruovaného zařízení lze očekávat dva typy zpráv, informační a zprávu s naměřenými daty. K odeslání informační zprávy dojde v případě změny nastavení nebo při identifikaci zařízení (jako odpověď na dotazující zprávu „<IDN>“). Naměřená data jsou odesílána v rámci měřicího cyklu. Informační zpráva je označena znaky „INFO“, po kterých následuje textový řetězec specifikující danou informaci. Zpráva týkající se měřených dat začíná parametrem „MEAS“, po kterém následuje označení měřicího cyklu, metoda měření a změřené hodnoty. Například informační zpráva ohledně bezchybné změny parametrů má podobu „<INFO:message Accepted>“. Zpráva s naměřenými daty z prvního měřicího cyklu pomocí komparátoru má formát „<MEAS:1:comp:(naměřená data oddělena znakovým \n)>“.

Vzhledem k množství naměřených dat je kritickým parametrem čas potřebný k odeslání dané zprávy. V případě měření pomocí externího (i interního) AD převodníku je použit buffer o velikosti 88 200 šestnáctibitových hodnot. Jelikož jsou data odesílána v ASCII formátu, může délka řetězce popisujícího danou hodnotu dosahovat až šesti znaků (maximální hodnota je 65535 a data jsou oddělena speciálním znakovým \n). To má za následek maximální dobu přenosu, která je dána vztahem (4.2). Vzhledem k použité přenosové rychlosti je při přenosu dat také znatelná doba potřebná pro převod z číselné reprezentace do ASCII formátu. Experimentálně bylo změřeno, že tento převod trvá přibližně 21.94 μs. Celková doba potřebná pro přenos dat je tedy následně 4.58 s (4.3).

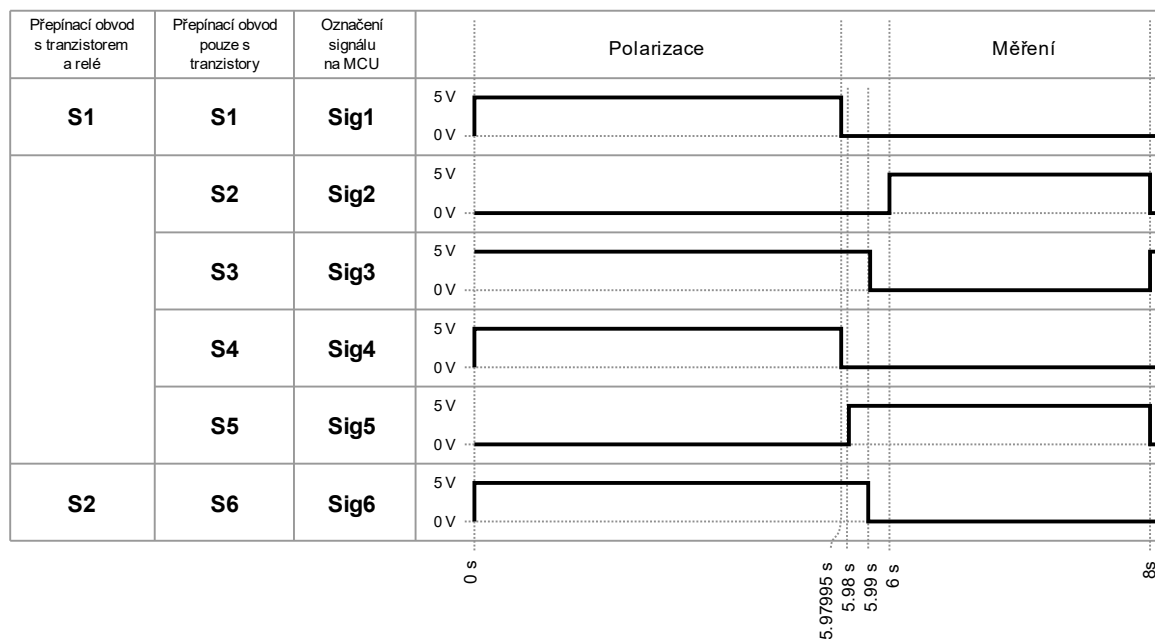
$$t_{\text{přenos}} = \frac{10 \cdot 6 \cdot 88200}{2\,000\,000} = 2.646 \text{ s} \quad (4.2)$$

$$t_{\text{přenos}} + \text{převod do ASCII} = 2.646 + 21.94 \cdot 10^{-6} \cdot 88200 = 4.58 \text{ s} \quad (4.3)$$

¹⁹ American standard code for information interchange

4.1.3 Řízení obvodu pro přepínání senzoru

Řízení obvodu pro přepínání mezi polarizací senzoru a měřením signálu je zajištěno prostřednictvím sedmi výstupních pinů a časovače TIM5. Jak je detailněji popsáno v kapitole 3.3, zařízení umožňuje připojení dvou různých obvodů buzení senzoru. Jedno zapojení využívá k přepínání kombinace tranzistoru a relé, zatímco druhé je složeno z konfigurace šesti tranzistorů. Časový průběh řídicích signálů, který zachycuje jednu periodu měřicího cyklu, je uveden na obrázku 4.4. Popisky S_1 až S_6 označují použitý přepínací prvek ze zapojení na obrázcích 3.5 a 3.10, zatímco Sig_1 až Sig_6 reprezentují řídicí signály. Sedmý řídicí signál je použit k zapnutí použitého budiče SN74ACT244 a časovač TIM5 má za úkol zajištění správného časování, jak je uvedeno na obrázku 4.4.



Obr. 4.4: Časový průběh řídicích signálů pro dva použité obvody buzení senzoru

4.2 Struktura kódu

Napsaný kód je rozčleněn do několika hlavičkových a zdrojových souborů. Jednotlivé programové konstrukce jsou tedy popsány v samostatných souborech a v hlavní metodě *main* dochází pouze k volání příslušných metod. Následkem toho je kód čitelnější a přenositelnější. Jednotlivé navržené moduly a jejich popis je uveden v tabulce 4.2. Samotný kód je uveden v příloze a je možné jej nalézt na [30].

Název modulu	Popis funkcí modulu
<code>main</code>	Hlavní programová smyčka, systémové funkce a funkce obsluhy přerušení
<code>gpio</code>	Zajištění obsluhy použitých tlačítek a LED
<code>delay</code>	Metody zajišťující měření časového úseku v milisekundách a mikrosekundách
<code>config</code>	Definice použitých struktur, konstant a globálních proměnných
<code>communication</code>	Funkce zajišťující komunikaci prostřednictvím UART a analýza přijatého textového řetězce
<code>stateController</code>	Funkce umožňující řízení programu pomocí stavového automatu
<code>measurementController</code>	Funkce zajišťující měření signálu pomocí externího AD převodníku, interního AD převodníku a komparátoru
<code>switchingCircuitController</code>	Časové sekvence použité za účelem řízení stavu senzoru (polarizační fáze, měřicí fáze, klidový stav)

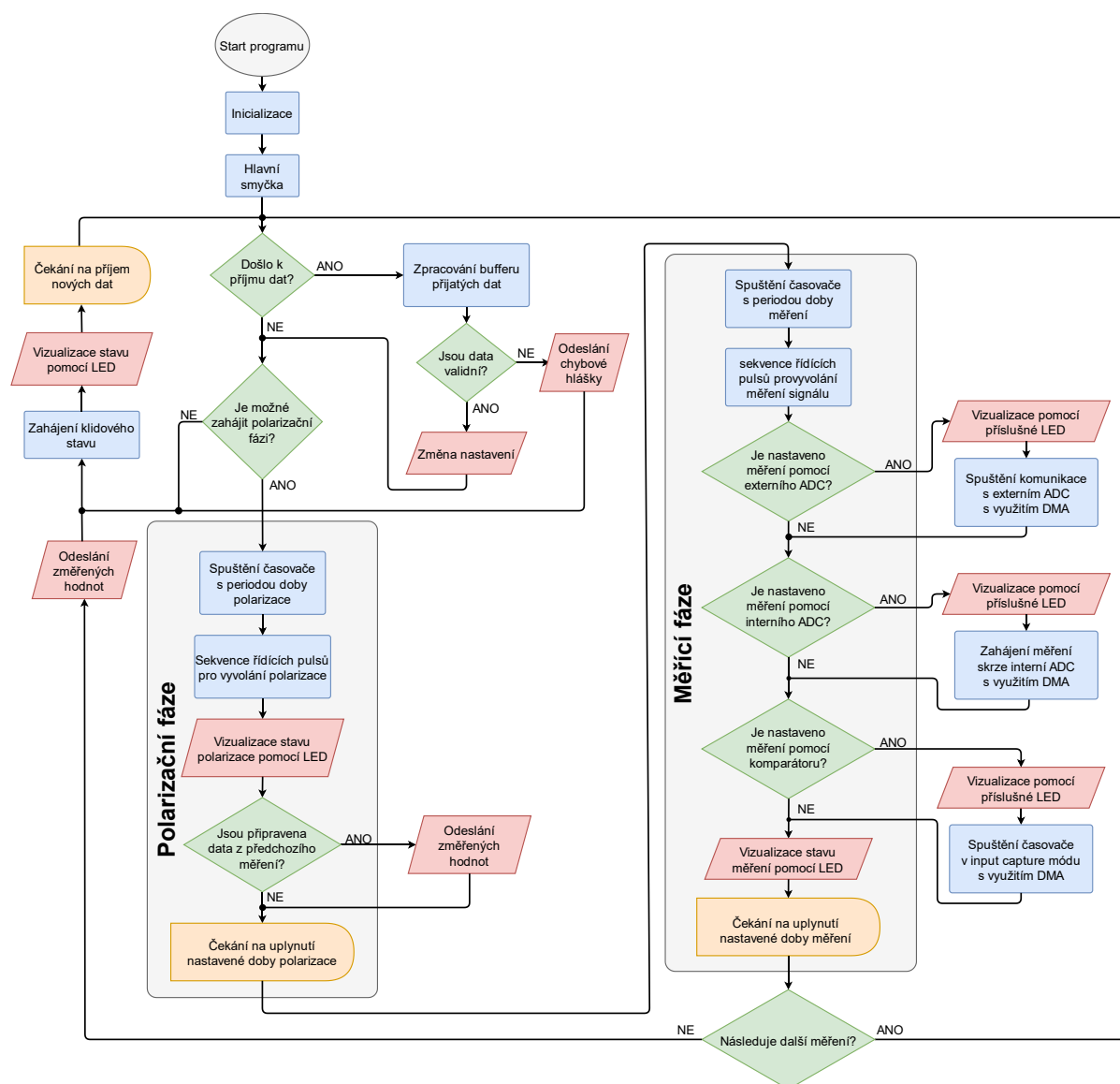
Tab. 4.2: Popis navržených programových modulů

4.3 Stavový popis navrženého firmwaru

Základem navrženého programu je stavový automat, který rozhoduje o právě vykonávané činnosti. Pro bližší představu jednotlivých stavů je na obrázku 4.5 vyznačen zjednodušený vývojový diagram. Jak je v diagramu uvedeno, po zapnutí zařízení dojde k inicializaci stavových proměnných a použitých periférií. Po inicializaci následuje hlavní smyčka, která má za úkol polarizaci senzoru, měření signálu a komunikaci s uživatelem.

Polarizační fázi předchází kontrola stavu bufferu s přijatými daty. Pokud byla přijata nová data, která jsou validní, dojde ke změně odpovídající údajů zprávy. Samotná polarizace je zahájena spuštěním časovače s nastavitelnou periodou. Dále následuje sekvence řídicích pulzů (polarizující senzor) a vizualizace aktuálního stavu pomocí LED. V případě, že jsou k dispozici data z předchozího měření, jsou v čase polarizace odeslána.

Po ukončení polarizace následuje měřicí fáze, která začíná spuštěním časovače doby potřebné pro měření. Dalším krokem je vyvolání sekvence řídicích pulzů, které mají za následek připojení senzoru k měřicímu řetězci. Podle daného nastavení dojde k měření pomocí externího AD převodníku, interního AD převodníku, komparátoru, případně jejich kombinací. Použité metody jsou doprovázeny indikací prostřednictvím příslušných LED. Po naplnění příslušných bufferů a uplynutí nastavené doby měření dojde v případě dalšího měření k opakování od začátku hlavní smyčky, případně k odeslání změřených hodnot a zahájení klidového stavu.



Obr. 4.5: Vývojový diagram navrženého firmwaru

5 Software umožňující analýzu a zpracování dat

Za účelem zpracování a analýzy naměřených dat byl vyvinut software v jazyce Python. Napsaný program umožňuje analýzu naměřených dat přímo ze zařízení, případně ze souboru. Pro analýzu frekvence precesního signálu byly použity tři různé metody, které jsou detailněji popsány v kapitole 2.1.2. Jedná se o algoritmus rychlé Fourierovy transformace, určení průměrné frekvence pomocí analytického signálu s využitím Hilbertovy transformace a pomocí komparátoru.

Původním plánem bylo použití algoritmu navrženého doktorem Detlefem Ambergem, který umožňuje zjištění nejen frekvence, ale i dalších parametrů tlumeného harmonického signálu [31]. Motivací tohoto řešení byla zejména možnost implementace na mikrokontrolér, jelikož k určení parametrů je v tomto případě využito pouze vztahů lineární algebry. Zmíněná metoda však funguje optimálně pouze při konstantní frekvenci zkoumaného signálu, což je vzhledem ke kolísání pozorovaného magnetického pole problém. Při osobní korespondenci mi autor článku doporučil pro zjištění frekvence z navzorkovaných dat použít Hilbertovu transformaci k vytvoření analytického signálu a poskytl doplňující skript napsaný v Matlabu, který je také možné využít v mikrokontroléru. Jelikož frekvence určená za pomoci analytického signálu ve většině případů nedosahuje ani takové přesnosti jako při použití kombinace časovače a komparátoru, nebyl tento kód do mikrokontroléru implementován.

5.1 Struktura kódu

Navržený kód je z důvodu větší přehlednosti rozdělen do několika souborů. Pro účely komunikace a analýzy dat byly použity knihovny *serial* a *sciPy*. Jednotlivé části programu jsou tedy popsány v samostatných souborech tak, jak je uvedeno v tabulce 5.1.

Název modulu	Popis funkcí modulu
main	Spuštění požadované funkce
fileManagement	Metody zajišťující ukládání do souboru
frequencyAnalysis	Implementace použitých algoritmů za účelem výpočtu frekvence
communicationManagement	Zajištění komunikace skrze USB, odesílání a příjem dat, zpracování přijatých zpráv
PPMDeviceController	Jednotlivé metody kombinující analýzu dat ze souboru, analýzu dat při současně komunikaci a generování požadovaných výstupních souborů.

Tab. 5.1: Popis navržených programových modulů

5.2 Použité algoritmy

Jak již bylo na začátku této kapitoly zmíněno, frekvence signálu je určena pomocí tří různých metod. Níže jsou uvedeny implementované části kódu popisující metodu zjištění frekvence pomocí FFT, s využitím analytického signálu a při použití komparátoru. Kompletní kód je možné nalézt v příloze, případně na stránce [32]. Část kódu 5.1 zachycuje použitou metodu pro určení dat pomocí komparátoru a časovače. Nejprve dojde k odfiltrování nežádoucího signálu, při kterém jsou vynechány hodnoty mimo měřicí rozsah. Následně je při známé frekvenci časovače určena průměrná frekvence.

```
def computeFrequencyWithComparator(signal, startSample, endSample, f_timer):
    average = 0
    skippedValues = 0
    # určení průměrné hodnoty časovače
    for i in range(startSample, endSample):
        # vynechat hodnoty menší než 35uT nebo větší než 60 uT
        if(signal[i] < 84573 or signal[i] > 144966):
            skippedValues += 1
        else:
            average = average + signal[i]
    average = average/(endSample - startSample - skippedValues)

    # určení frekvence při uvážení použité frekvence časovače
    f_comparator = f_timer/average
    return f_comparator
```

Část kódu 5.1: Metoda zajišťující výpočet frekvence signálu pomocí komparátoru

5 Software umožňující analýzu a zpracování dat

Jak je uvedeno v části kódu 5.2, před určením frekvence pomocí FFT dojde k odstranění stejnosměrné složky signálu. Vzhledem k použitému referenčnímu napětí externího AD převodníku 4.096 V a jelikož je signál střídavě navázán na polovinu tohoto napětí, je stejnosměrná složka signálu dána polovinou měřicího rozsahu, tedy číslem $2^{15} = 32\,768$. Pro možnost většího frekvenčního rozlišení je následně vytvořeno pole s definovaným počtem nul, na jehož začátek je umístěn změřený signál. Následně je vybrána frekvence s nejvyšší amplitudou transformovaného signálu.

```
def computeFrequencyWithFFTUsingZeroPadding(signal, startSample, endSample, fs, totalN):
    signalForFFT = []
    N = endSample - startSample

    # odstranění DC offsetu a filtrování hodnot podle startSample a endSample
    for k in range(len(signal)):
        if((k >= startSample) and (k < endSample)):
            signalForFFT.append(signal[k] - 32768)

    zeropadded_y = np.zeros(totalN)
    zeropadded_y[:N] = signalForFFT
    y_fft = fft(zeropadded_y)
    x_fft = fftfreq(totalN, 1/fs)[:totalN//2]

    # určení frekvence přesného signálu
    locY = np.argmax(2.0/totalN * np.abs(y_fft[0:totalN//2]))
    frequency = x_fft[locY]
    return frequency
```

Část kódu 5.2: Metoda zajišťující výpočet frekvence signálu pomocí FFT

Určení frekvence pomocí Hilbertovy transformace zachycuje část kódu 5.3. Podobně jako v předchozím případě nejprve dojde k odstranění stejnosměrné složky. Dále je spočítán analytický signál za pomoci Hilbertovy transformace. Následně dojde k určení jednotlivých okamžitých úhlů, s jejichž pomocí je určen celkový úhel otočení a dále průměrná frekvence.

```
def computeFrequencyWithHilbertTransform(signal, startSample, endSample, fs):
    selectedSignal = [], d_angle = [], d_freq = []
    hilbertSignalLength = endSample - startSample

    # odstranění DC offsetu
    for k in range(len(signal)):
        if((k >= startSample) and (k < endSample)):
            selectedSignal.append(signal[k] - 32768)

    # vytvoření analytického signálu pomocí hilbertovy transformace
    analytic_signal = hilbert(selectedSignal)

    # určení okamžité frekvence
    for k in range(len(analytic_signal)-1):
        d_angle.append(np.angle(analytic_signal[k+1]/analytic_signal[k]))

    d_angle = np.cumsum(d_angle)

    # určení průměrné frekvence
    diff_d_angle = max(d_angle) - min(d_angle)
    f_average = diff_d_angle / 2 * math.pi * (hilbertSignalLength/fs)
    return f_average
```

Část kódu 5.3: Metoda zajišťující výpočet frekvence signálu pomocí Hilbertovy transformace

5.3 Možnosti vyvinutého softwaru

Vyvinutý software umožňuje zpracování dat v reálném čase při současné komunikaci se zařízením, případně ze souboru s naměřenými hodnotami. V obou případech je výstupem programu soubor se spočtenými hodnotami magnetické indukce (pomocí zmíněných tří metod určení frekvence) podle vztahu (2.3). Pro vizualizaci aktuálních výsledků je použit výpis na terminál. Příklad takového výpisu je uveden na obrázku 5.1.

```

Waiting for new message ...
Started execution of 1. sample
Calculations - ADC - Hilbert transform
  B = 49145.497 nT
Calculations - ADC - FFT (bin width 10 mHz)
  B = 49147.639 nT
Calculations - ADC - FFT (bin width 100 mHz)
  B = 49149.988 nT
Calculations - comparator
  B = 49152.758 nT
Waiting for new message ...

```

Obr. 5.1: Ukázka výpisu dat prvního záznamu měření na standardní výstup

V případě, že je zvolen režim zpracování v reálném čase, jsou přijatá data zároveň uložena do souboru pro možnost další analýzy. Dále je možné vygenerovat časový průběh naměřených dat a jejich transformací. Jelikož je vykreslení grafů časově poměrně náročné, je použití této funkce možné pouze při zpracování ze souboru.

Soubor s naměřenými výsledky vždy začíná řádkem definujícím označení pro dané slupce a následuje několika řádky prezentujícími jednotlivé výsledky. Vzhledem k použitému výstupnímu formátu jsou jednotlivá data na stejném řádku rozdělena do sloupců pomocí čárky. Pro demonstraci je v tabulce 5.2 uveden výstup programu pro pět různých měření pomocí externího AD převodníku a komparátoru. Z důvodu přehlednosti je text uveden v tabulce namísto oddělení pomocí čárek.

Sample	Hilbert transform	FFT (bin width 10 mHz)	FFT (bin width 100 mHz)	Comparator
1	49145.497	49147.639	49149.988	49152.758
2	49139.995	49146.700	49147.639	49138.462
3	49146.521	49149.283	49149.988	49162.655
4	49144.420	49147.170	49147.639	49150.449
5	49138.783	49149.988	49149.988	49157.837

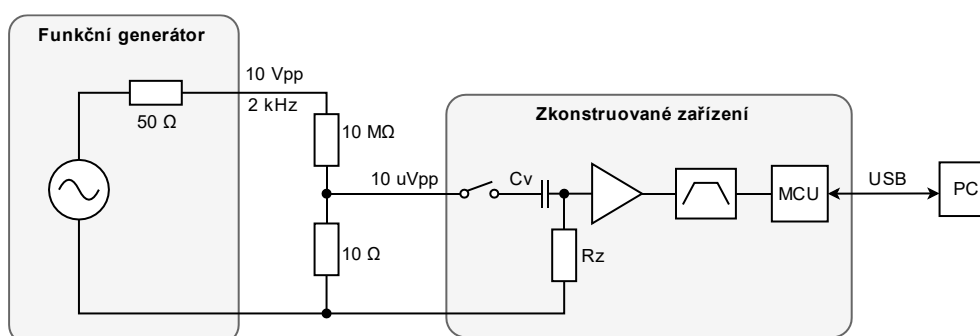
Tab. 5.2: Ukázka naměřených dat po importování ze souboru csv

6 Použité konfigurace systému

Níže v této kapitole jsou uvedeny použité konfigurace za účelem měření magnetického pole Země. Pro tyto potřeby byly využity dvě různé senzorové konstrukce a dva zkonstruované budící obvody pro přepínání mezi polarizační a měřicí fází.

6.1 Testovací konfigurace

Za účelem testování zkonstruovaného zařízení byla použita konfigurace, jejíž blokové zapojení je uvedeno na obrázku 6.1. Pro vytvoření signálu o amplitudě $10\ \mu\text{V}$ a frekvenci $2\ \text{kHz}$ byl použit funkční generátor v kombinaci s uvedeným napěťovým děličem. Díky tomu bylo možné otestovat nejen vlastnosti zkonstruovaných zesilovačů a pásmové propusti, ale také chování vyvinutého firmwaru.



Obr. 6.1: Blokové zapojení testovací konfigurace

6.2 Použité senzory

Pro účely testování zkonstruovaného zařízení byl použit komerční senzor *PM-2* od Geofyziky Brno [33] (obr. 6.3) a konstrukce vytvořená na ČVUT (obr. 6.2). Jelikož mají oba senzory odlišnou indukčnost, je žádoucí použít pro každý z nich jiný rezonanční kondenzátor. Při uvážení velikosti magnetického pole $49.15\ \mu\text{T}$, a tedy frekvenci precesního pohybu $2.089\ \text{kHz}$, lze velikost ladícího kondenzátoru snadno určit pomocí vztahu (3.5). Změřené parametry senzorů, včetně spočtených hodnot ladících kondenzátorů jsou uvedeny v tabulce 6.1.



Obr. 6.2: Snímek senzoru zkonstruovaného na ČVUT (převzato z [22])

6 Použité konfigurace systému



Obr. 6.3: Snímek použitého komerčního senzoru od Geofyziky Brno (převzato z [22])

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 \cdot L} \quad (6.1)$$

	Komerční senzor	Senzor zkonstruovaný na ČVUT
Indukčnost	34.2 mH	38.67 mH
Stejnoseměrný odpor	20.3 Ω	21.4 Ω
Rezonanční kondenzátor	170 nF	150 nF

Tab. 6.1: Parametry použitých senzorů a použité rezonanční kondenzátory

Rozdíl mezi senzory nespočívá jen v jejich indukčnosti a stejnosměrném odporu, ale také v použitém polarizačním médiu. Uvnitř komerčního senzoru se nachází petrolej, což vede k vygenerování přesnějšího signálu s větší amplitudou, která ale poměrně rychle klesá. Oproti tomu senzor zkonstruovaný na ČVUT obsahuje aceton, a proto se amplituda signálu s časem snižuje pomaleji. Oproti komerčnímu signálu je však počáteční amplituda výrazně nižší. Zaznamenané průběhy z obou použitých senzorů můžeme nalézt v kapitole 7 na obrázcích 7.3 a 7.9.

6.3 Použité obvody buzení senzoru

Pro účely této práce byly zkonstruovány dva obvody umožňující přepínání mezi polarizační a měřicí fází, které jsou detailněji popsány v kapitole 3.3. Jedná se o obvod složený z konfigurace šesti tranzistorů a spojení využívající kombinaci tranzistoru a relé.

Použití obvodu složeného z konfigurace šesti tranzistorů nabízí oproti zapojení s relé téměř neomezenou životnost. Nevýhodou zkonstruovaného zapojení je však daleko nižší dosažitelná amplituda naindukovaného přesnějšího signálu než v případě druhého budícího obvodu. Tato nepříznivá vlastnost je způsobena příliš dlouhou dobou trvání vybíjení cívky senzoru, jak je detailněji popsáno v kapitole 3.3.1.

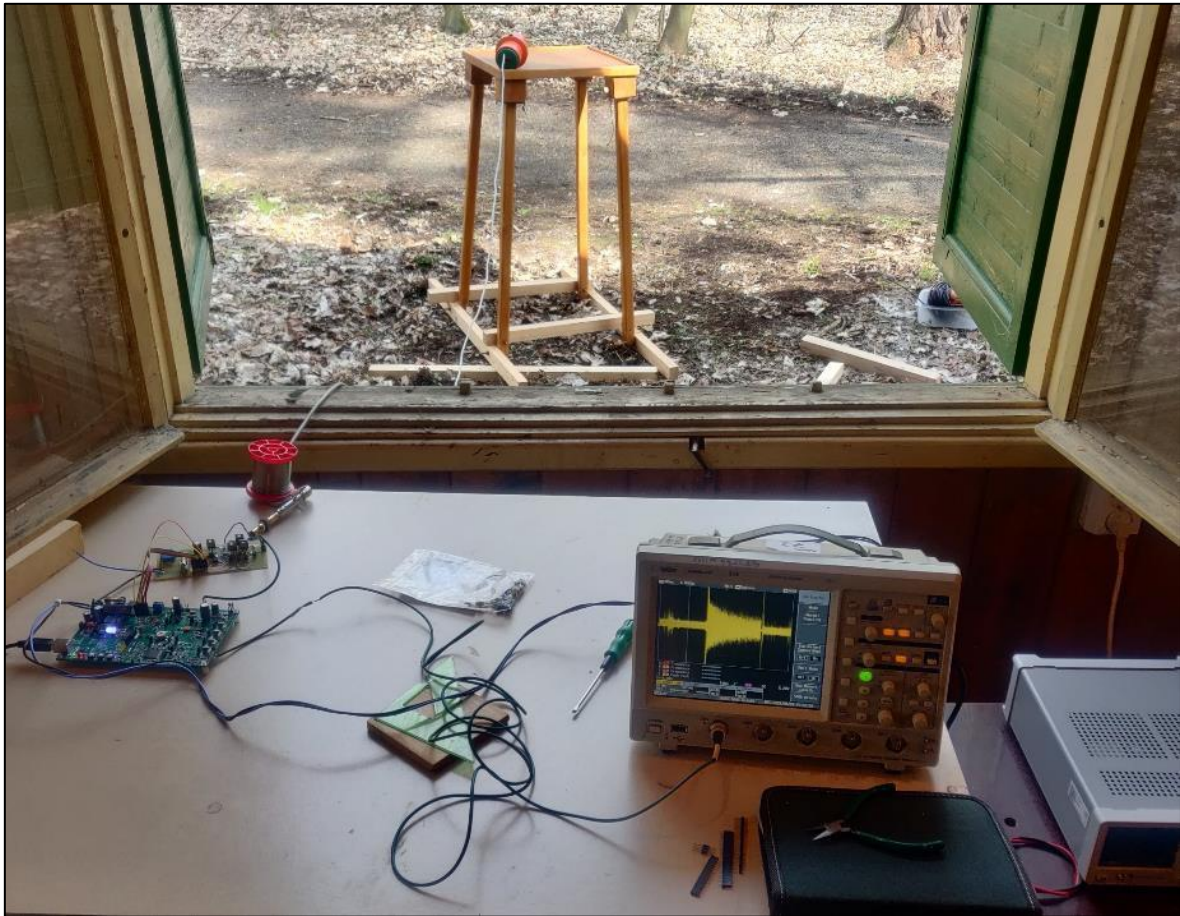
Za účelem zesílení amplitudy přesnějšího signálu je také žádoucí správná volba ladícího kondenzátoru. Z tohoto důvodu je v případě použití přepínacího obvodu složeného z šesti tranzistorů potřeba vzít v úvahu také parazitní kapacity tranzistorů. Kapacita tranzistorů ve zkonstruovaném zapojení dosahuje hodnoty 4.6 nF. Pro zajištění požadované rezonanční frekvence je tedy nutné vzít tuto hodnotu v úvahu.

6.4 Použitý zesilovač a pásmová propust

V rámci této práce byly zkonstruovány tři různé zesilovače se zesílením přibližně 1000. Z těchto tří zapojení bylo při měření použito zapojení vycházející z obrázku 3.19, zejména pro nízkou úroveň vstupního napěťového šumu. Jelikož zesílení zrealizované pásmové propusti činí 225, je celkový napěťový zisk 107.05 dB.

7 Naměřená data

Pro účely měření magnetického pole Země pomocí protonového magnetometru je vhodné využít oblast s méně proměnlivou magnetickou aktivitou, a proto byla naměřená data pořízena v Průhonickém parku. V této oblasti dochází v porovnání s Prahou k menší změně magnetického pole, která se pohybuje okolo 10 nT. Jako referenční přístroj byl použit Overhauserův magnetometr GEM GSM-19 [34]. Pro představu jak samotné měření probíhalo, je na obrázku 7.1 uvedena fotografie zachycující umístění senzoru, zkonstruovaného řídicího obvodu a použitého buzení. Také si můžeme na fotografii povšimnout na osciloskopu zachyceného průběhu. Osciloskop sloužil pro vizualizaci a kontrolu právě použité konfigurace.



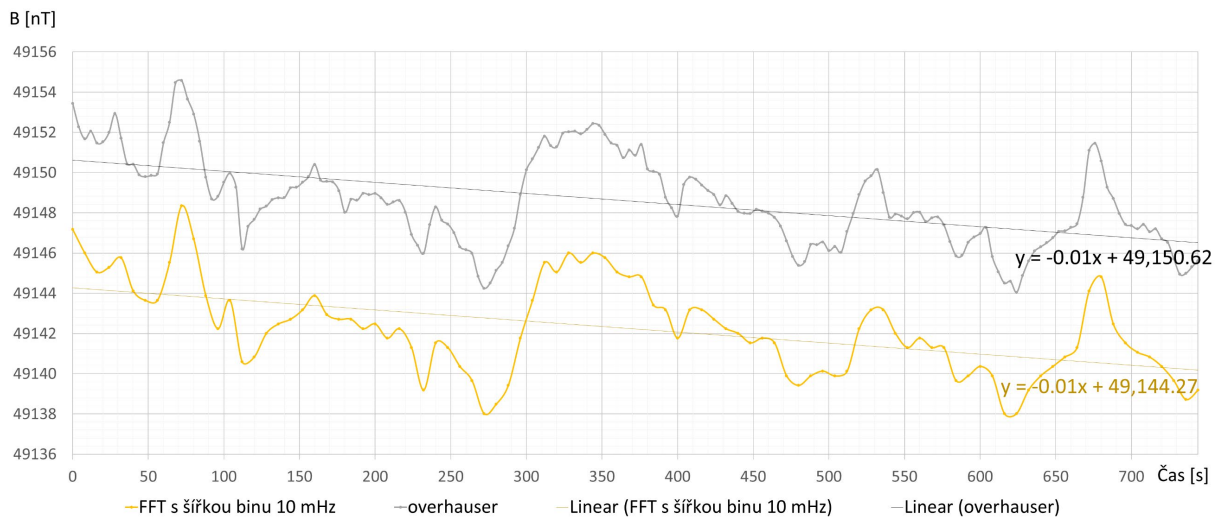
Obr. 7.1: Snímek pořízený při měření v Průhonickém parku

Níže v této kapitole jsou uvedeny naměřené údaje pro čtyři různé konfigurace zapojení. V průběhu měření byly použity dva zkonstruované obvody buzení, které jsou detailněji popsány v kapitole 3.3, a také dvě různé sensorové konstrukce. Zařízení bylo napájeno akumulátorovým zdrojem poskytujícím napětí 15 V. Byl použit zesilovač, jehož zapojení je uvedeno na obrázku 3.19, a to zejména z důvodu jeho nízkého vstupního napěťového šumu.

7.1 Určení offsetu měření

Při měření velikosti magnetického pole bylo zkonstruované zařízení umístěno několik desítek metrů od referenčního Overhauserova magnetometru. Vzhledem k této skutečnosti mají naměřené hodnoty oproti referenčnímu signálu offset o velikosti 6.35 nT způsobený lokálním gradientem magnetického pole. Graf ukazující rozdíl naměřených hodnot oproti referenčnímu signálu je uveden na obrázku 7.1.

7 Naměřená data



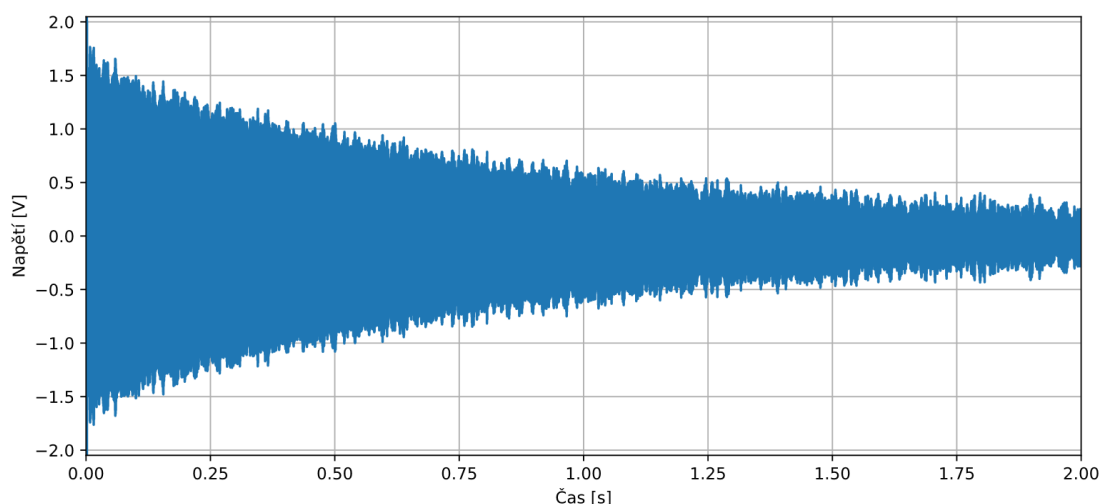
Obr. 7.2: Srovnání naměřených dat s referenčním signálem
(Použití komerčního senzoru a buzení s relé)

7.2 Měření parametrů s buzením využívajícím kombinaci tranzistoru a relé

Níže uvedené údaje v této kapitole jsou změřeny s použitím budícího obvodu podle zapojení na obrázku 3.5. Z důvodu větší přehlednosti je tato kapitola rozdělena do tří částí, kde jsou nejprve uvedeny veškeré naměřené průběhy za použití komerčního senzoru a změřené údaje při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT a následně shrnutí získaných výsledků.

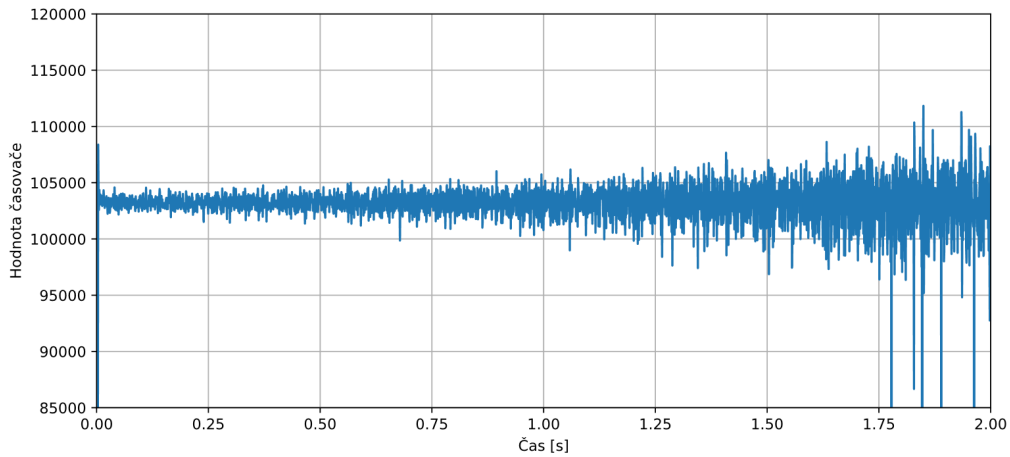
7.2.1 Výsledky získané při použití komerčního senzoru

Grafy uvedené na obrázcích 7.3 a 7.4 ukazují naměřený signál pomocí externího AD převodníku a komparátoru. Průběh uvedený na obrázku 7.4 představuje závislost hodnoty časovače (použitého pro měření periody signálu) na čase. Mimo jiné si u tohoto grafu můžeme povšimnout, že vyhodnocená perioda je ke konci měření více zašuměná. To je způsobeno snižující se amplitudou měřeného signálu. Pro bližší představu o zkoumaném signálu je níže uveden obrázek 7.5, který zachycuje jednotlivé přibližné části z naměřeného průběhu pomocí AD převodníku.

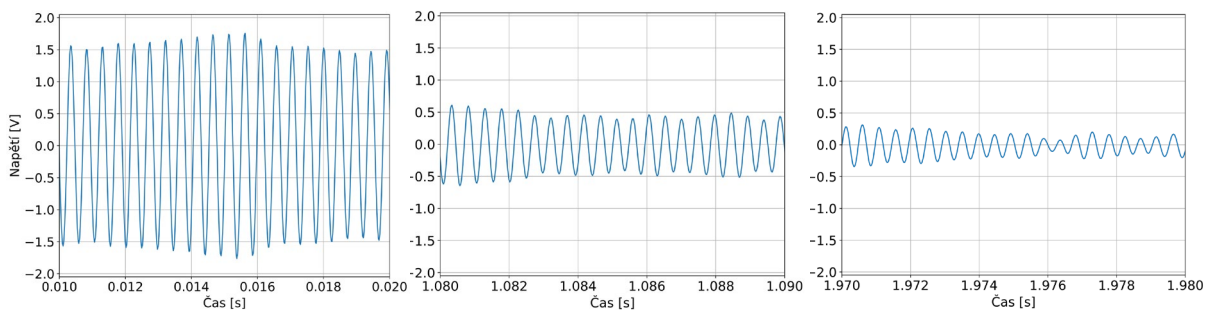


Obr. 7.3: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a komerčního senzoru

7 Naměřená data

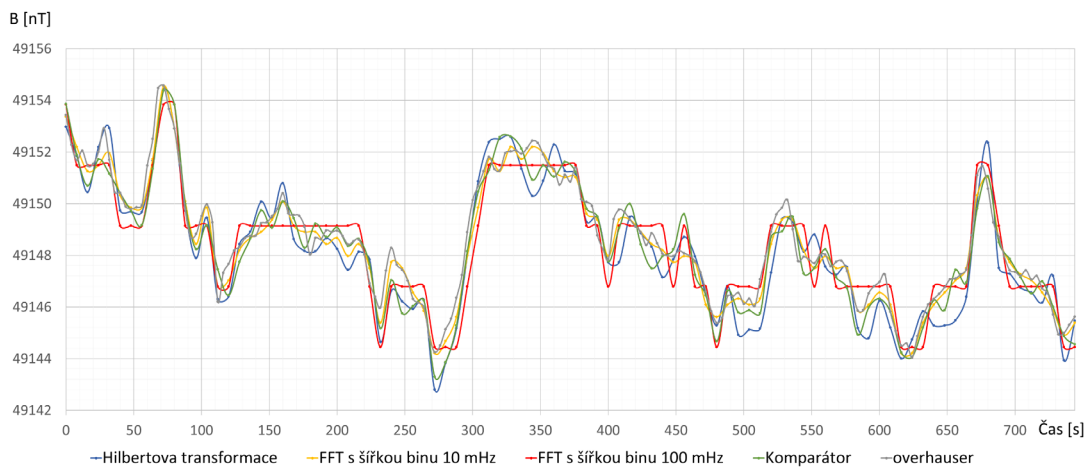


Obr. 7.4: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a komerčního senzoru



Obr. 7.5: Přibližný průběh signálu z AD převodníku v případě použití buzení složeného z kombinace tranzistoru a relé a komerčního senzoru (signál na začátku, uprostřed a na konci)

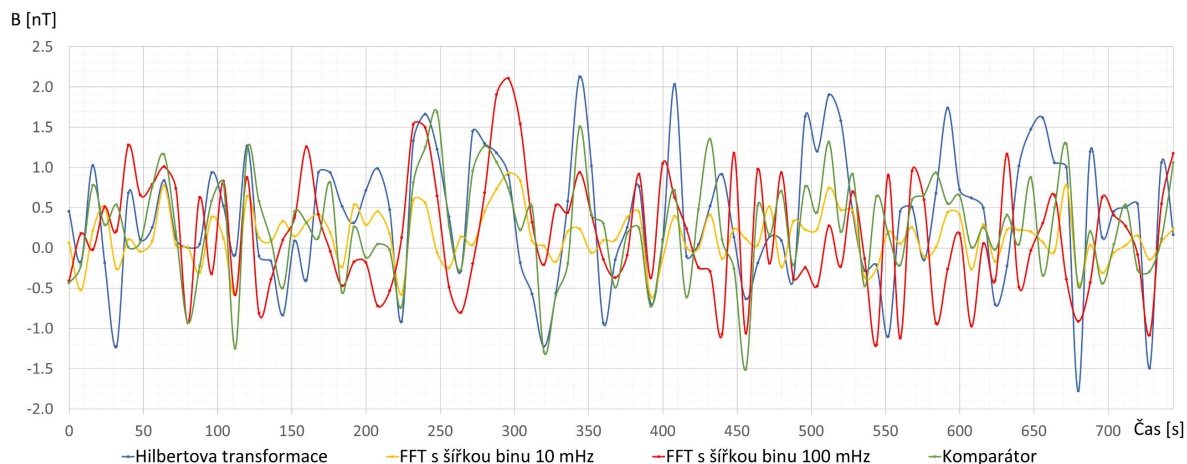
S ohledem na uvedené průběhy je patrné, že vzhledem k exponenciálnímu poklesu amplitudy není nijak výhodné počítat se všemi naměřenými údaji. Z tohoto důvodu byly v rámci analýzy dat vyhodnoceny různě dlouhé úseky získaného precesního signálu. Nižší na obrázku 7.6 je uveden graf porovnávající určené magnetické pole pomocí tří použitých metod spolu s referenčním Overhauserovým magnetometrem při využití první sekundy získaného signálu. Metoda rychlé Fourierovy transformace je v grafu uvedena dvakrát. V jednom případě s šířkou binu 10 mHz a také 100 mHz. Díky tomu můžeme pozorovat důležitost frekvenčního rozlišení. Porovnání výsledných frekvenčních spekter s různým frekvenčním rozlišením je možné nalézt v příloze. Na uvedeném grafu si lze povšimnout korelace s referenčním signálem v případě všech použitých metod.



Obr. 7.6: Porovnání výsledku použitých metod k určení magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, komerční senzor, použití prvních 1000 ms signálu)

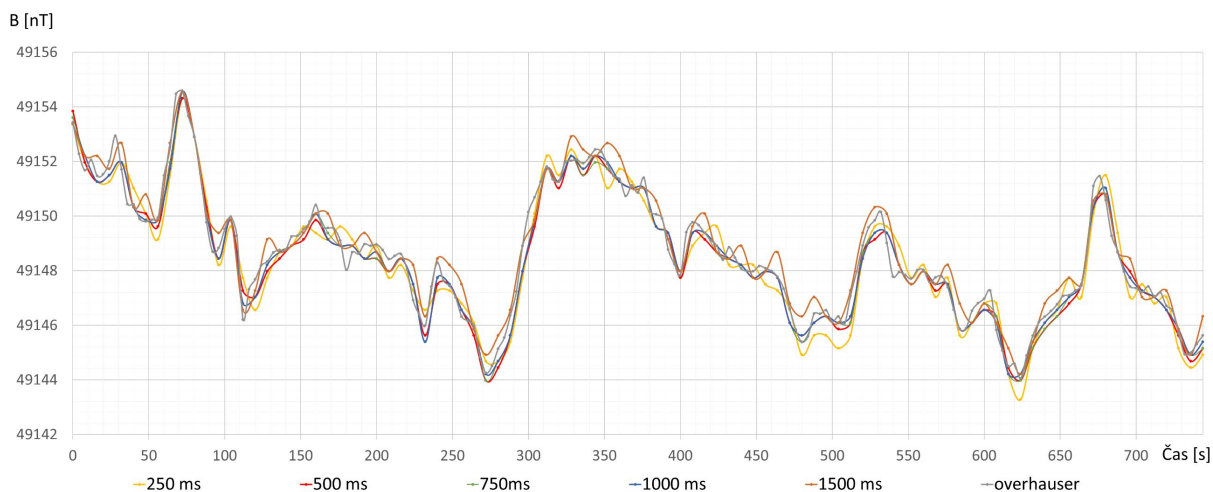
7 Naměřená data

Pro názornější demonstraci zjištěných výsledků je níže uvedený graf porovnání odchylek od referenčního signálu (obr. 7.7). Z tohoto průběhu je možné vyvodit, že výsledky určené pomocí rychlé Fourierovy transformace s šířkou binu 10 mHz mají nejmenší odchylku od reference.



Obr. 7.7: Porovnání odchylek oproti referenčnímu signálu pro použité metody určení magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, profesionální senzor, použití prvních 1000 ms signálu)

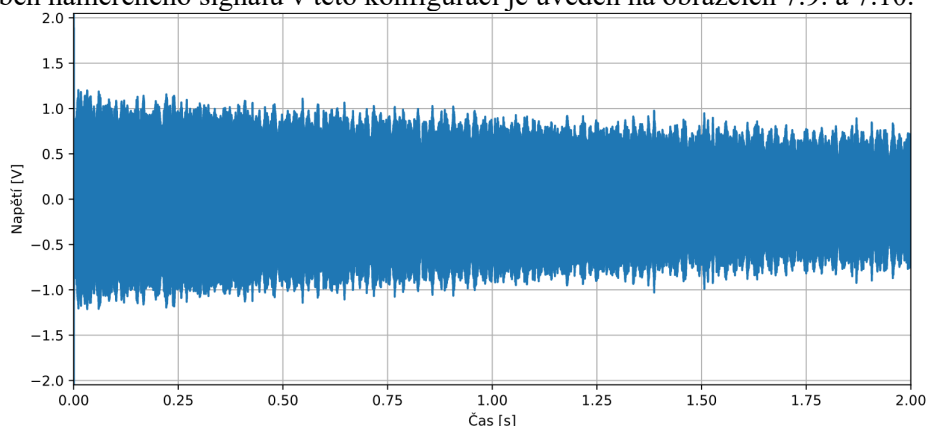
Do této chvíle jsme uvažovali pouze signál o délce jedné sekundy. V rámci analýzy dat však byly také uvažovány úseky signálu o délce 250 ms, 500 ms, 750 ms a 1500 ms. Demonstraci vlivu délky použitého úseku měřeného signálu na konečný výsledek můžeme nalézt na obrázku 7.8. Tento graf ukazuje průběh určených hodnot magnetické indukce v případě použití FFT s šířkou binu 10 mHz. Z uvedených průběhů je nejpřesnější ten, který využívá jedné sekundy naměřeného signálu a jehož směrodatná odchylka je $\sigma = 0.35$ nT. Při určení magnetické indukce pomocí komparátoru byla dosažena nejmenší směrodatná odchylka $\sigma = 0.64$ nT v případě využití 1.5 s změřeného signálu.



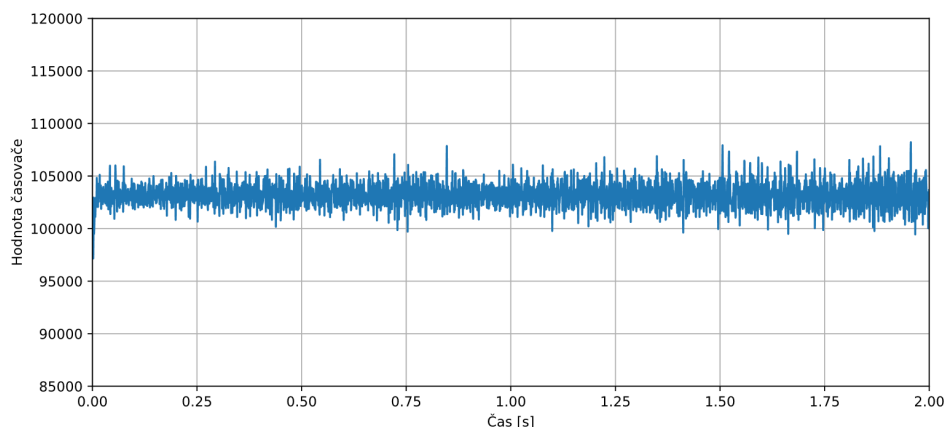
Obr. 7.8: Porovnání určené magnetické indukce pomocí FFT s šířkou binu 10 mHz pro různé dlouhé časové úseky signálu (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, profesionální senzor)

7.2.2 Výsledky získané při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT

Druhý použitý senzor dosahuje oproti prvnímu menší amplitudy, ale její hodnota klesá s časem pomaleji. Časový průběh naměřeného signálu v této konfiguraci je uveden na obrázcích 7.9. a 7.10.

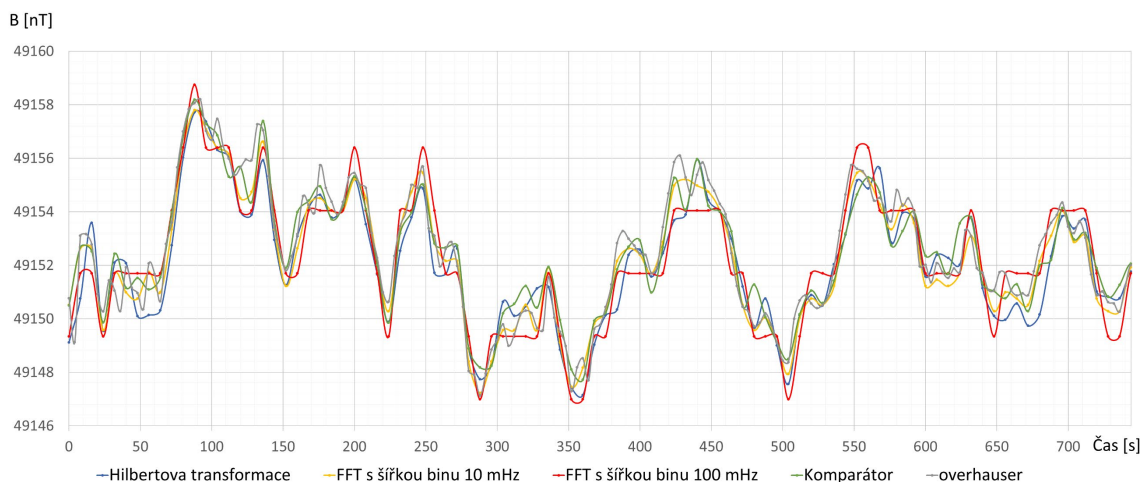


Obr. 7.9: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a senzoru zkonstruovaného na ČVUT



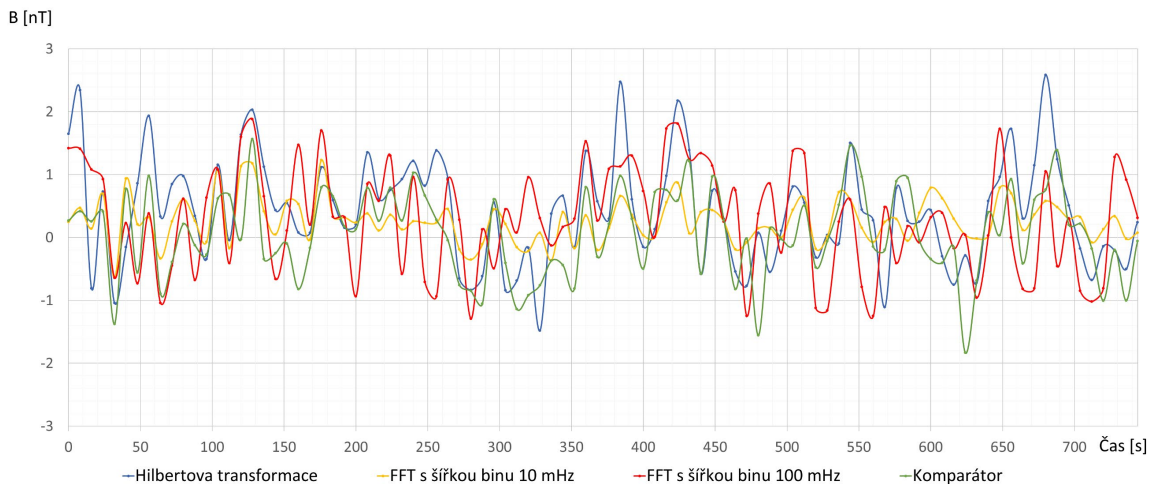
Obr. 7.10: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a senzoru zkonstruovaného na ČVUT

Graf porovnávající použité metody k určení magnetické indukce pomocí zmíněné konfigurace je uveden na obrázku 7.11. Podobně jako v případě s předešlým senzorem je patrná korelace pro všechny použité metody. Porovnání odchylek zmíněných metod je uvedeno na obrázku 7.12.



Obr. 7.11: Porovnání výsledku použitých metod k určení magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, senzor vytvořený na ČVUT, použití prvních 1000 ms signálu)

7 Naměřená data



Obr. 7.12: Porovnání odchylek oproti referenčnímu signálu pro použité metody magnetické indukce (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, senzor vytvořený na ČVUT, použití prvních 1000 ms signálu)

Stejně jako v předchozím případě dosahuje nejmenších odchylek metoda s využitím FFT, šířkou binu 10 mHz a použitím první sekundy naměřeného signálu. V této konfiguraci je směrodatná odchylka $\sigma = 0.44 \text{ nT}$. Při určení magnetické indukce pomocí komparátoru byla dosažena nejmenší směrodatná odchylka $\sigma = 0.57 \text{ nT}$, a to při použití jedné a půl sekundy precusního signálu.

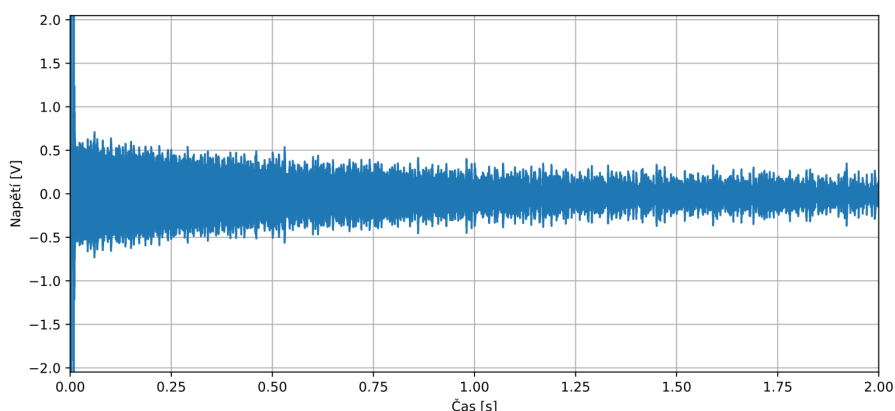
7.3 Měření parametrů s buzením využívajícím konfiguraci šesti tranzistorů

Níže uvedené údaje v této kapitole jsou změřeny s použitím budicího obvodu podle zapojení na obrázku 3.10. Z důvodu větší přehlednosti je i tato kapitola rozdělena do dvou částí, kde jsou nejprve uvedeny veškeré naměřené průběhy za použití komerčního senzoru a následně změřené údaje při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT.

Oproti předchozímu buzení bylo při měření dosaženo přibližně 2.4krát menší amplitudy. Tato nežádoucí vlastnost je způsobena příliš dlouhou dobou trvání vybíjení cívky senzoru, což je detailněji popsáno v kapitole 3.3.1.

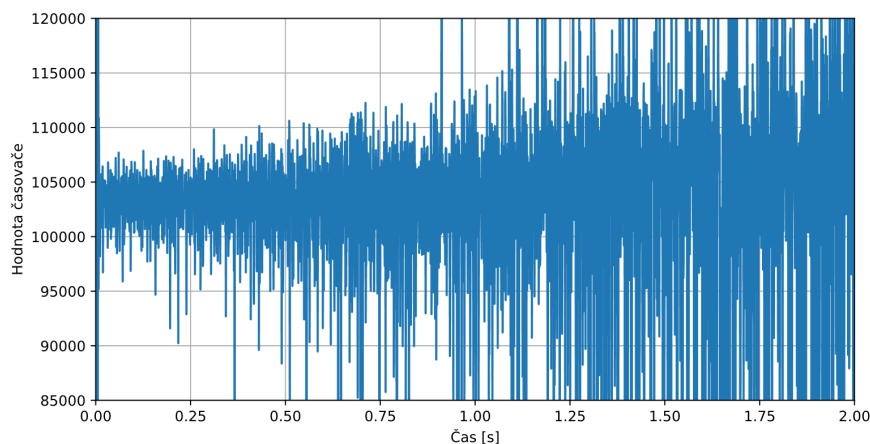
7.3.1 Výsledky získané při použití komerčního senzoru

Časové průběhy naměřeného signálu pomocí externího AD převodníku a komparátoru jsou uvedené na obrázcích 7.13 a 7.14. Jelikož má použití tohoto zapojení oproti předchozímu případu za následek menší amplitudu, je samotné měření daleko více ovlivněno šumem, což se odráží zvláště na průběhu zaznamenaném pomocí komparátoru.



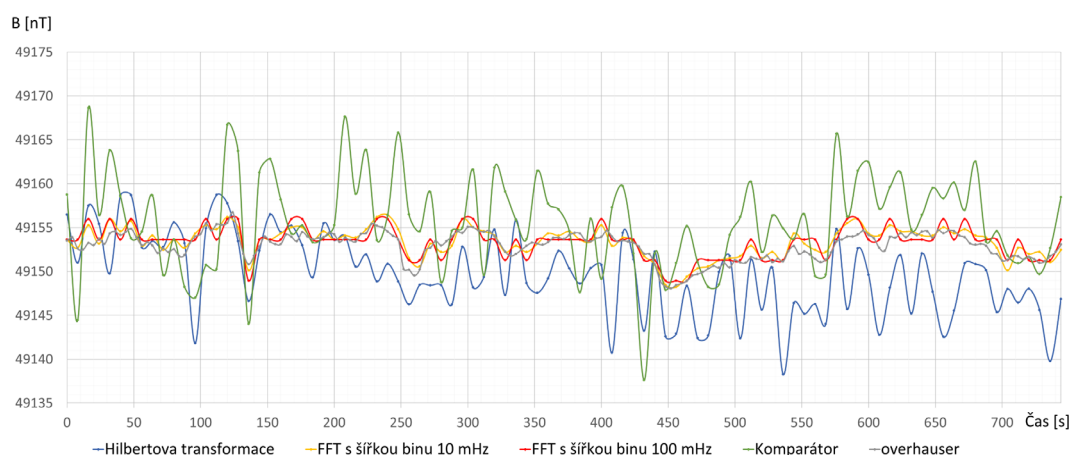
Obr. 7.13: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a komerčního senzoru

7 Naměřená data

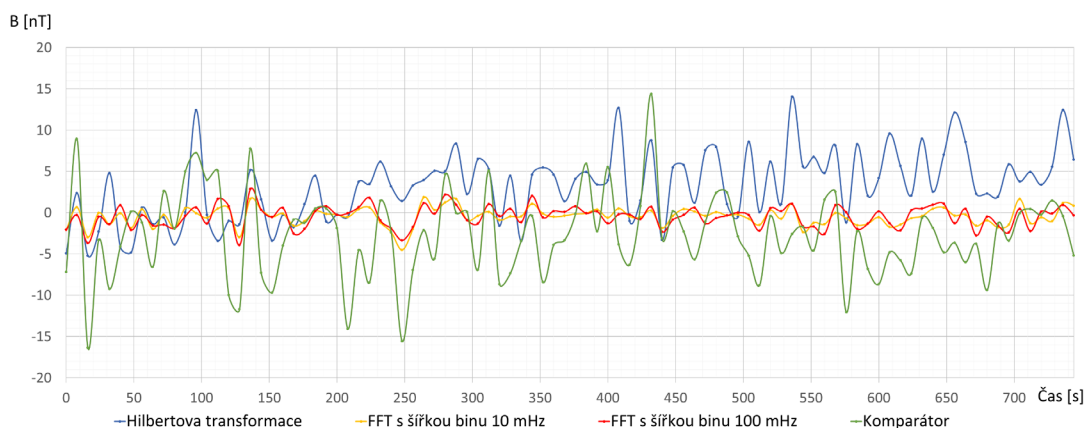


Obr. 7.14: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a komerčního senzoru

Graf srovnávající použité metody k určení magnetické indukce pomocí zmíněné konfigurace je uveden na obrázku 7.15. Hilbertova transformace a měření pomocí komparátoru mají v tomto případě větší odchylku, než je změna zkoumaného pole a nelze tedy pozorovat korelaci s referenčním signálem. Můžeme si povšimnout, že oproti předchozím grafům je v tomto případě použito pouze prvních 250 ms naměřených dat. Tento čas byl zvolen z důvodu minimálních odchylek v případě určování pomocí komparátoru a Hilbertovy transformace. Porovnání odchylek zmíněných metod je uvedeno na obrázku 7.16.



Obr. 7.15: Porovnání výsledku použitých metod k určení magnetické indukce (buzení s použitím tranzistorů, profesionální senzor, použití prvních 250 ms signálu)



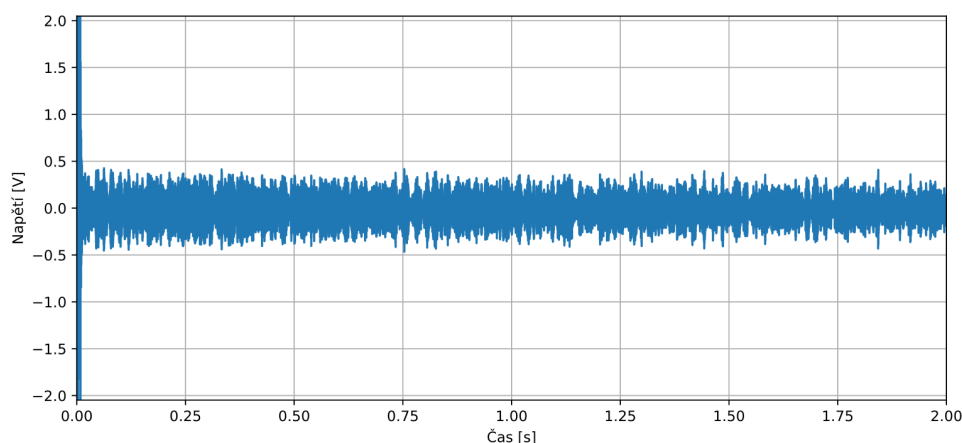
Obr. 7.16: Porovnání odchylek oproti referenčnímu signálu pro použité metody magnetické indukce (buzení s použitím tranzistorů, profesionální senzor, použití prvních 250 ms signálu)

7 Naměřená data

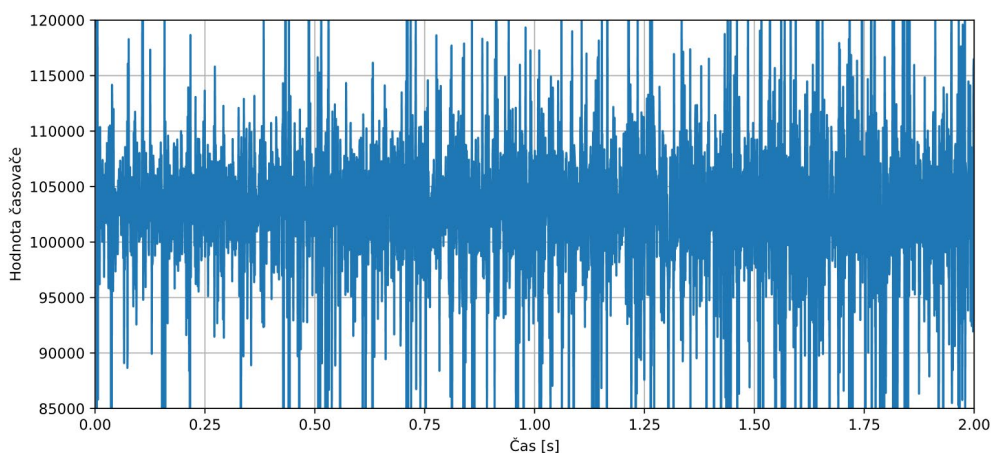
Nejmenší dosažená směrodatná odchylka $\sigma = 0.74$ nT pomocí FFT s šířkou binu 10 mHz byla získána při použití půl sekundy signálu. V případě použití komparátoru se jedná o hodnotu $\sigma = 5.84$ nT, a to v případě použití prvních 250 ms.

7.3.2 Výsledky získané při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT

Časové průběhy naměřeného signálu pomocí externího AD převodníku a komparátoru jsou uvedené na obrázcích 7.17 a 7.18. Vzhledem k použitému senzoru a budicímu obvodu je samotné měření ovlivněno šumem více než v předchozích případech. To se opět odráží zejména na průběhu zaznamenaném pomocí komparátoru.



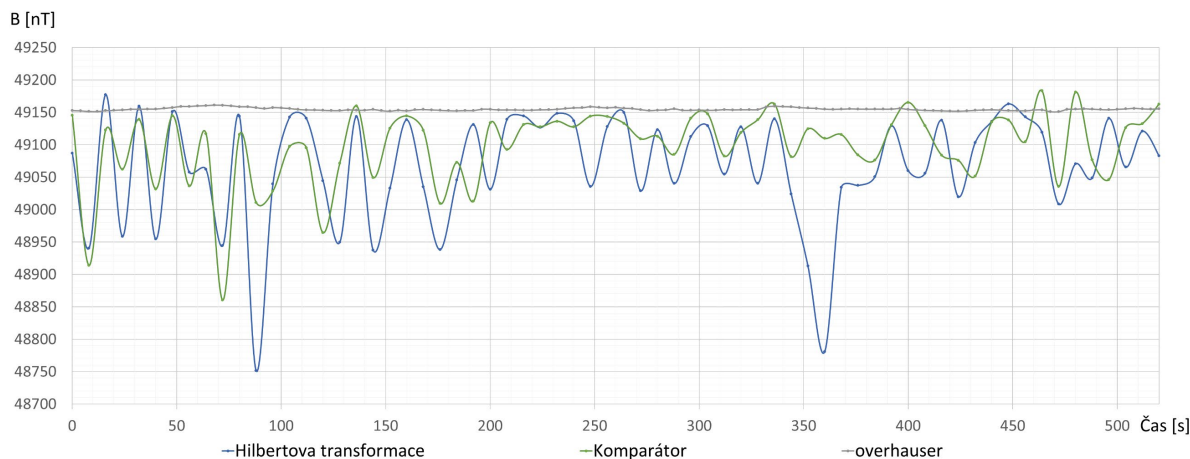
Obr. 7.17: Naměřený průběh signálu pomocí AD převodníku při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a senzoru zkonstruovaného na ČVUT



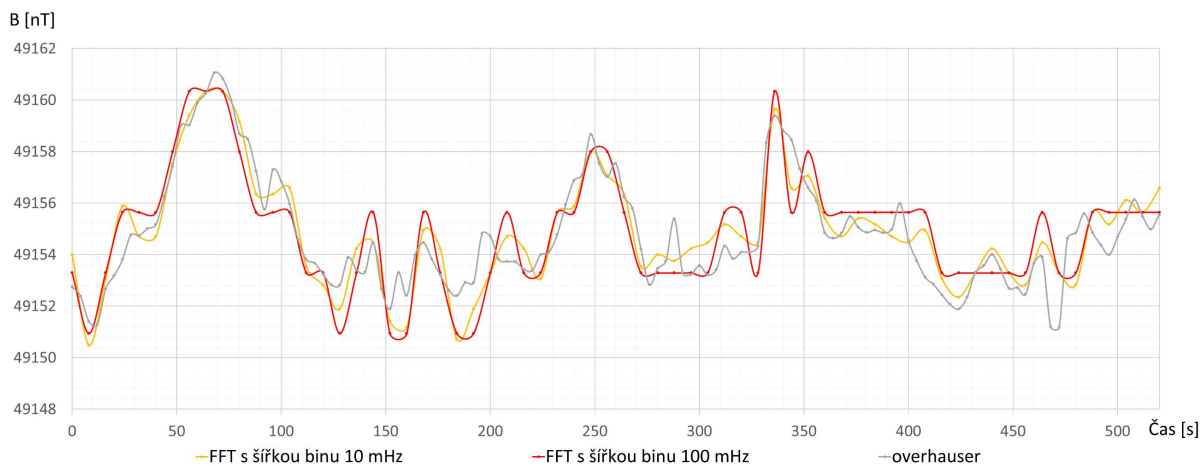
Obr. 7.18: Naměřený průběh signálu pomocí komparátoru při použití buzení využívajícího konfiguraci tranzistoru a senzoru zkonstruovaného na ČVUT

Grafy srovnávající použité metody k určení magnetické indukce pomocí zmíněné konfigurace jsou uvedeny na obrázcích 7.19 a 7.20. Jak je z průběhů patrné, Hilbertova transformace, ani měření pomocí komparátoru nejsou v tomto případě vhodné.

7 Naměřená data

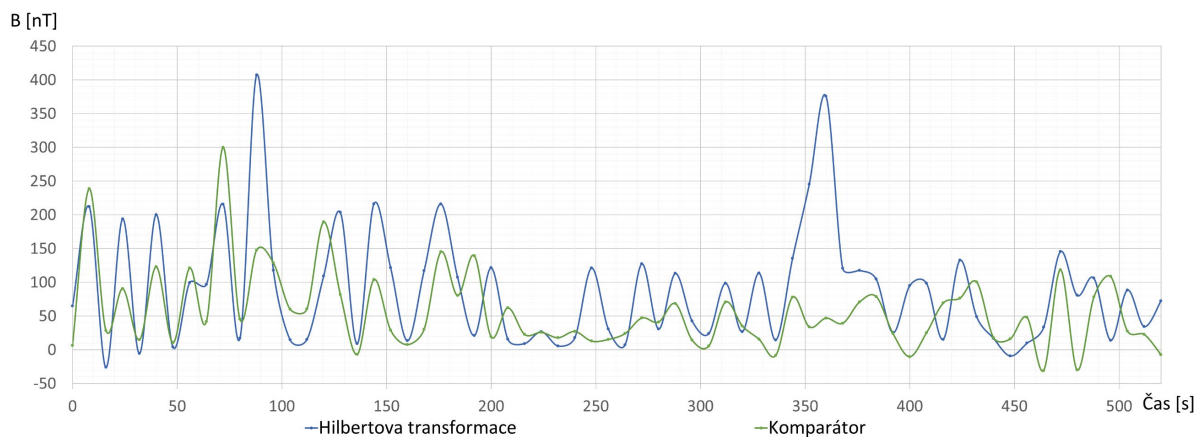


Obr. 7.19: Porovnání výsledku získaného při použití Hilbertovy transformace a komparátoru (buzení s použitím tranzistorů, senzor zkonstruovaný na ČVUT, použití 200 ms signálu)



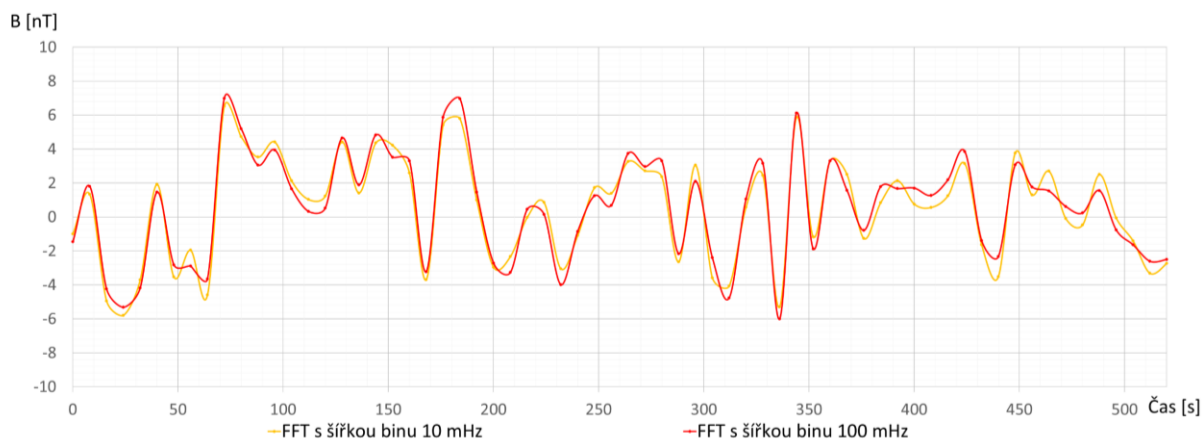
Obr. 7.20: Porovnání výsledku získaného pomocí FFT s referenčním signálem (buzení s použitím tranzistorů, senzor zkonstruovaný na ČVUT, použití prvních 500 ms signálu)

Na obrázcích 7.21 a 7.22 můžeme nalézt grafy porovnávající získané odchylky jednotlivých metod použitých k určení indukce magnetického pole. V případě FFT byla určena nejmenší směrodatná odchylka $\sigma = 1.54$ nT při použití půl sekundy signálu. V případě komparátoru se jedná o hodnotu $\sigma = 78.08$ nT, a to při uvážení prvních 200 ms.



Obr. 7.21: Porovnání odchylek při použití Hilbertovy metody a komparátoru (buzení s použitím tranzistorů, senzor zkonstruovaný na ČVUT, použití prvních 200 ms signálu)

7 Naměřená data



Obr. 7.22: Porovnání odchylek při použití metody FFT signálem (buzení s použitím tranzistorů, senzor zkonstruovaný na ČVUT, použití prvních 500 ms signálu)

7.4 Souhrn získaných výsledků

Za účelem otestování vlastností dvou zkonstruovaných budících obvodů při použití dvou různých senzorů byla provedena čtyři různá měření, jejichž detailní výsledky jsou popsány v kapitole 7.2 a 7.3. Níže uvedené tabulky ukazují nejmenší dosažené odchylky jednotlivých konfigurací. Z naměřeného přesného signálu byly použity časové úseky: 200 ms, 250 ms, 500 ms, 750 ms, 1000 ms a 1500 ms.

Nejpřesnějších výsledků bylo dosaženo při použití budícího obvodu složeného z tranzistoru a relé. V tomto případě je směrodatná odchylka pro všechny použité metody menší než 1. Dále z naměřených údajů vyplývá, že z hlediska přesnosti je z použitých metod pro určení frekvence přesného pohybu nejvhodnější rychlá Fourierova transformace. Nejlepší parametry byly získány při použití komerčního senzoru. Získané údaje této konfigurace zachycuje tabulka 7.1.

	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Použitý úsek signálu [ms]	1500	1000	750	1500
Směrodatná odchylka [nT]	0.86	0.35	0.72	0.64
Maximální odchylka [nT]	1.95	0.93	1.91	1.90
Minimální odchylka [nT]	-2.08	-0.61	-1.20	-1.61

Tab. 7.1: Porovnání dosažených odchylek pro použité metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, komerční senzor)

Při určování velikosti magnetického pole pomocí komparátoru a Hilbertovy transformace došlo k nejpřesnějšímu vyhodnocení v případě použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT. Jednotlivé odchylky pro případ této konfigurace jsou uvedeny v tabulce 7.2.

	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Použitý úsek signálu [ms]	1500	1000	1500	1500
Směrodatná odchylka [nT]	0.69	0.44	0.87	0.57
Maximální odchylka [nT]	1.48	1.23	1.73	1.41
Minimální odchylka [nT]	-1.98	-0.64	-2.05	-1.14

Tab. 7.2: Porovnání dosažených odchylek pro použité metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím kombinace tranzistoru a relé, senzor zkonstruovaný na ČVUT)

Použití druhého zkonstruovaného budícího obvodu mělo za následek značný pokles amplitudy (přibližně 2.4krát), což se odrazilo i na přesnosti výsledků. Dosažené hodnoty při použití komerčního senzoru jsou uvedeny v tabulce 7.3. Lze si povšimnout, že určené odchylky pro měření pomocí komparátoru a Hilbertovy transformace jsou větší než změny lokálního magnetického pole, které se pohybovaly zhruba okolo 10 nT.

7 Naměřená data

	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Použitý úsek signálu [ms]	250	500	500	250
Směrodatná odchylka [nT]	5.50	0.74	1.01	5.84
Maximální odchylka [nT]	14.04	1.61	1.95	14.37
Minimální odchylka [nT]	-5.23	-3.36	-3.36	-16.36

Tab. 7.3: Porovnání dosažených odchylek pro použité metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím tranzistorů, komerční senzor)

Při použití konfigurace složené z tranzistorového buzení a senzoru zkonstruovaného na ČVUT jsou odchylky nejvyšší, a to pro všechny použité metody. Dosažené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 7.4.

	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Použitý úsek signálu [ms]	200	500	750	200
Směrodatná odchylka [nT]	111.35	1.54	1.74	78.08
Maximální odchylka [nT]	304.17	3.04	3.05	231.22
Minimální odchylka [nT]	-10.18	-5.30	-6.01	-72.19

Tab. 7.4: Porovnání dosažených odchylek použité pro metody určení velikosti magnetického pole (buzení s použitím tranzistorů, senzor zkonstruovaný na ČVUT)

Vzhledem k uvedeným výsledkům není použití Hilbertovy transformace a následné vyhodnocení pomocí analytického signálu nijak zvláště výhodné. Velmi podobné výsledky (dokonce ve většině případů lepší) poskytuje měření pomocí komparátoru, které je výpočetně daleko méně náročné. Z hlediska Hilbertovy transformace a měření pomocí komparátoru bylo dosaženo nejpřesnějších hodnot při použití buzení s relé a senzoru zkonstruovaného na ČVUT. Nejlepší výsledky však nabízí rychlá Fourierova transformace s frekvenčním rozlišením 10 mHz. V takovém případě dosahuje nejmenších odchylek konfigurace složená z buzení s relé a komerčního senzoru.

V případě použití tranzistorového buzení je vzhledem k uvedeným parametrům vhodnou metodou pouze FFT. Výhodou oproti buzení s relé je daleko větší životnost. Vzhledem k plánovanému charakteru aplikace je tedy optimální konfigurací tranzistorové buzení a komerční senzor.

8 Závěr

Cílem této práce bylo zrealizovat protonový magnetometr určený k pozorování aktivity zemského magnetického pole a porovnat různé metody použitelné k určení frekvence precesního signálu a následně velikosti magnetického pole Země. Za účelem realizace zařízení jsem navrhl schéma zapojení, osadil desky plošných spojů a otestoval parametry různých konfigurací umožňujících měření precesního signálu. Dále jsem vyvinul firmware, který umožňuje buzení senzoru, vzorkování precesního signálu pomocí AD převodníku a komparátoru a také komunikaci s řídicím systémem skrze USB.

Pro určení frekvence precesního signálu jsem použil tři různé metody. Algoritmus rychlé Fourierovy transformace, Hilbertovu transformaci pro převod na analytický signál a také měření periody signálu pomocí komparátoru a časovače. Za tímto účelem jsem vytvořil program v jazyce Python, který umožňuje nejen vyhodnocení frekvence precesního pohybu, ale také výčet dat ze zařízení (případně ze souboru) a následně ukládání dat do souboru.

Jelikož se u prvního zkonstruovaného přepínacího obvodu složeného z konfigurace šesti tranzistorů nepodařilo získat ze senzoru požadovaný precesní signál, navrhl jsem a zkonstruoval již ověřené zapojení využívající kombinaci tranzistoru a relé. Za účelem zjištění problému s první verzí přepínacího obvodu jsem implementoval tranzistorové zapojení na samostatný plošný spoj. U druhé verze jsem oproti té první galvanicky oddělil řídicí signály tranzistorů a spojil zem přepínacího obvodu se zbytkem měřicího řetězce jen v jednom bodě. Jelikož zapojení na samostatném plošném spoji umožnilo získání precesního signálu, byl s největší pravděpodobností problém první verze v návrhu plošného spoje.

Přestože druhá verze zapojení přepínacího obvodu bez využití relé funguje, poskytuje oproti obvodu s relé přibližně 2.4krát menší amplitudu signálu. Vzhledem k tomu, že důvod tohoto chování nebyl zpočátku jasný, konzultoval jsem problém nejen se svým vedoucím, ale také s autorem použitého zapojení [3]. Postupným zjednodušováním a simulací zmíněného zapojení jsem nakonec přišel na důvod způsobující pokles amplitudy signálu. Bližší vysvětlení je uvedeno v kapitole 3.3.2, konkrétně na obrázcích 3.14 a 3.15. Jelikož má zmíněné chování velmi negativní dopad na určení velikosti magnetického pole, dosahuje obvod složený z kombinace tranzistoru a relé daleko menších odchylek (méně než 0.5 nT). Vzhledem k omezené životnosti relé je však z hlediska observatorních potřeb výhodnější zapojení bez jeho využití.

Při vyhodnocení naměřených dat se podařilo nalézt korelaci mezi naměřeným a referenčním průběhem magnetického pole ve všech případech. Je však nutné dodat, že tohoto výsledku jsem dosáhl pouze s využitím rychlé Fourierovy transformace s doplněním nul pro získání většího frekvenčního rozlišení. V případě použití přepínacího obvodu, který využívá konfiguraci šesti tranzistorů a měření pomocí komparátoru či Hilbertovy transformace, jsou odchylky určené velikosti magnetického pole větší než jeho změna. Z tohoto důvodu nelze pozorovat korelaci mezi měřeným a referenčním signálem.

Měření pomocí referenčního magnetometru a zkonstruovaného zařízení nebylo časově synchronizované. Z tohoto důvodu jsou výsledná data ovlivněna nejen lokálními změnami magnetického pole, ale také chybou způsobenou měřením v různém čase. Vzhledem k této skutečnosti nelze s jistotou určit, která konstrukce senzoru poskytuje lepší výsledky.

Zařízení je možné rozšířit několika způsoby, zejména odstraněním problému s nižší dosažitelnou amplitudou precesního signálu v případě přepínacího obvodu, který využívá konfiguraci šesti tranzistorů. Za tímto účelem by bylo vhodné použít tranzistor s menší parazitní kapacitou a najít vhodnou velikost tlumicího odporu pro včasné vybití cívky senzoru. Dalším rozšířením z hlediska zapojení by mohla být implementace obvodu zajišťujícího nastavení ladícího kondenzátoru podle frekvence precesního signálu. Použití takového zapojení by mělo za následek možnost využití i v jiných zeměpisných šířkách, kde má magnetické pole jinou magnitudu.

9 Použitá literatura

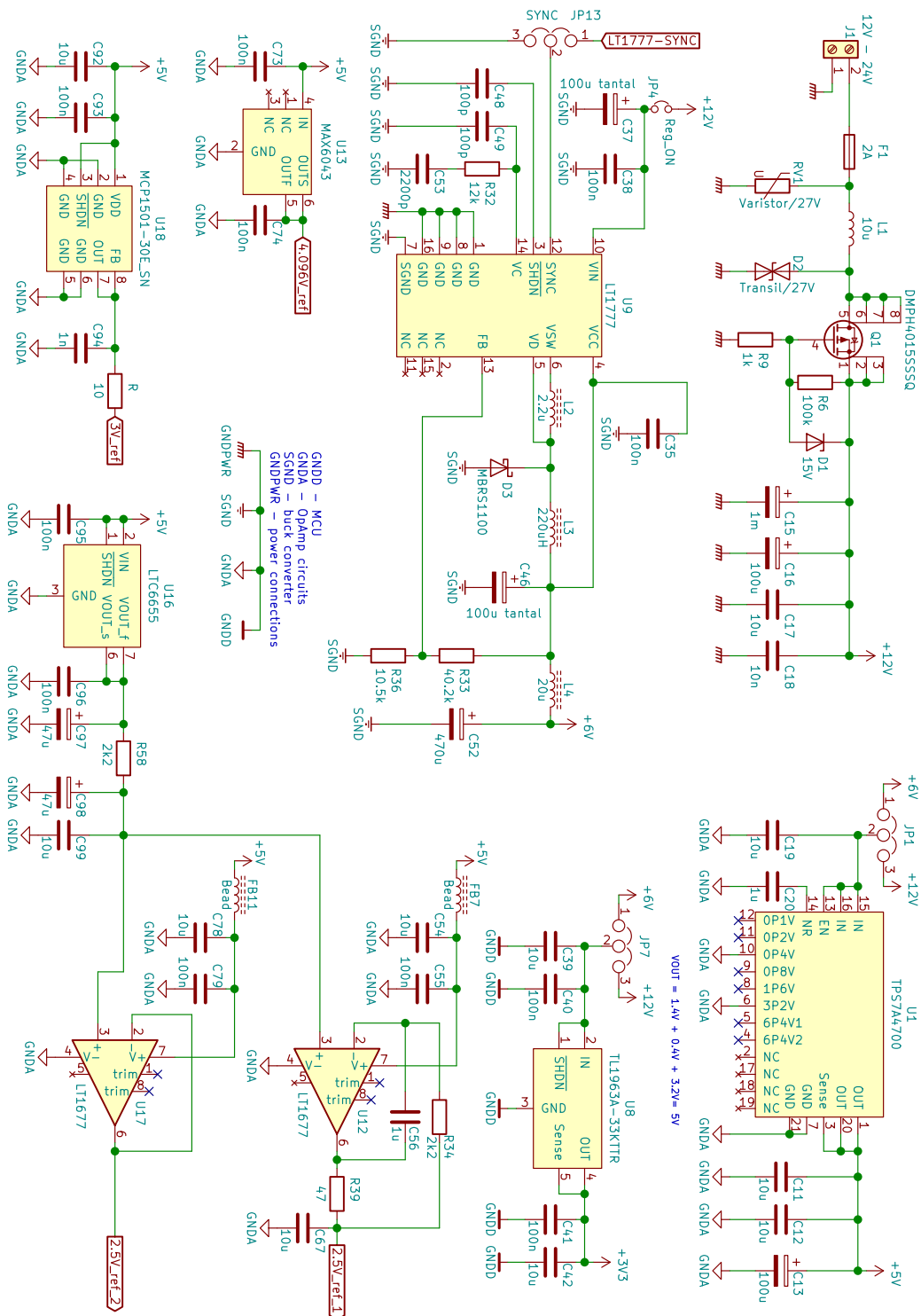
- [1] „Mission Swarm,“ European Space Agency Signature, [Online]. Available: <https://earth.esa.int/eogateway/missions/swarm>. [Přístup získán 4. 4. 2021].
- [2] L. B. M. M. D. Y. G. Pauline Le Maire, „Aerial magnetic mapping with a UAV and a fluxgate,“ *Geophysical Prospecting*, 2020.
- [3] J. A. Koehler, Proton Precession Magnetometers, Revision 3, 2012.
- [4] NIST, „National Institute of Standards and Technology,“ [Online]. Available: <https://physics.nist.gov/cgi-bin/cuu/Value?gammabar>. [Přístup získán 15. 2. 2021].
- [5] J. R. H. Stefan Hollos, Signals from the Subatomic World: How to Build a Proton Precession Magnetometer, 2008.
- [6] A. F. H. Michael Cerna, „The Fundamentals of FFT-Based Signal Analysis,“ *National instruments*, 2000.
- [7] B. Boashash, „Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. I. Fundamentals,“ *Proceedings of the IEEE*, sv. 80, č. 4, pp. 520 - 538, 1992 .
- [8] „Digital FIR Hilbert Transformers: Fundamentals and Efficient Design Methods,“ IntechOpen, [Online]. Available: <https://www.intechopen.com/books/matlab-a-fundamental-tool-for-scientific-computing-and-engineering-applications-volume-1/digital-fir-hilbert-transformers-fundamentals-and-efficient-design-methods>. [Přístup získán 6. 4. 2021].
- [9] L. M. K. J. R. M. D. R. Mary J. Harner, „NMR in drug design,“ *Archives of Biochemistry and Biophysics*, sv. 628, pp. 132-147, 2017.
- [10] C. N. Anna Paola Minoja, „NMR screening in the quality control of food and nutraceuticals,“ *Food Research International*, sv. 63, pp. 126-131, 2014.
- [11] „Khan Academy,“ [Online]. Available: <https://www.khanacademy.org/test-prep/mcat/physical-processes/proton-nuclear-magnetic-resonance/a/magnetic-resonance-imaging-mri>. [Přístup získán 28. 3. 2021].
- [12] M. K. J. Suranga Ruhunusiri, Construction of a Proton Magnetometer, Colombo, 2008.
- [13] W. Bayot, „practical guidelines for building a magnetometer by hobbyists,“ 17. 1. 2005. [Online].
- [14] R. Nave, „HyperPhysics,“ [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/magnetic/solenoid.html>. [Přístup získán 28. 3. 2021].
- [15] Č. g. služba, „geology.cz,“ [Online]. Available: <http://www.geology.cz/extranet/vav/zemska-kura/geofyzika/magnetometrie>. [Přístup získán 4. 4. 2021].
- [16] „SatisGeo, PMG-2,“ SatisGeoPMG-2, [Online]. Available: <https://satisgeo.com/wp-content/uploads/2020/01/PMG-2-1.pdf>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [17] „The Earth's Magnetic Field,“ [Online]. Available: <http://www.geomag.bgs.ac.uk/education/earthmag.html>. [Přístup získán 20. 3. 2021].
- [18] G. Systems, „Specification of GSM-19T,“ [Online]. Available: https://www.gemsys.ca/wp-content/themes/gemsystems/pdf/GEM_Proton_GSM_19Tfin.pdf. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [19] A. Devices, „LT1777 - Low Noise Step-Down Switching Regulator,“ [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1777f.pdf>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [20] T. Instruments, „TPS7A47 - datasheet,“ [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/TPS7A47>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [21] T. Instruments, „TL1963A - datasheet,“ [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/TL1963A>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [22] P. Ing. Vojtěch Petrucha, „Proton magnetometer,“ 17. 10. 2019. [Online]. Available: <https://maglab.fel.cvut.cz/workshop/proton-magnetometer/>. [Přístup získán 17. 5. 2021].

9 Použitá literatura

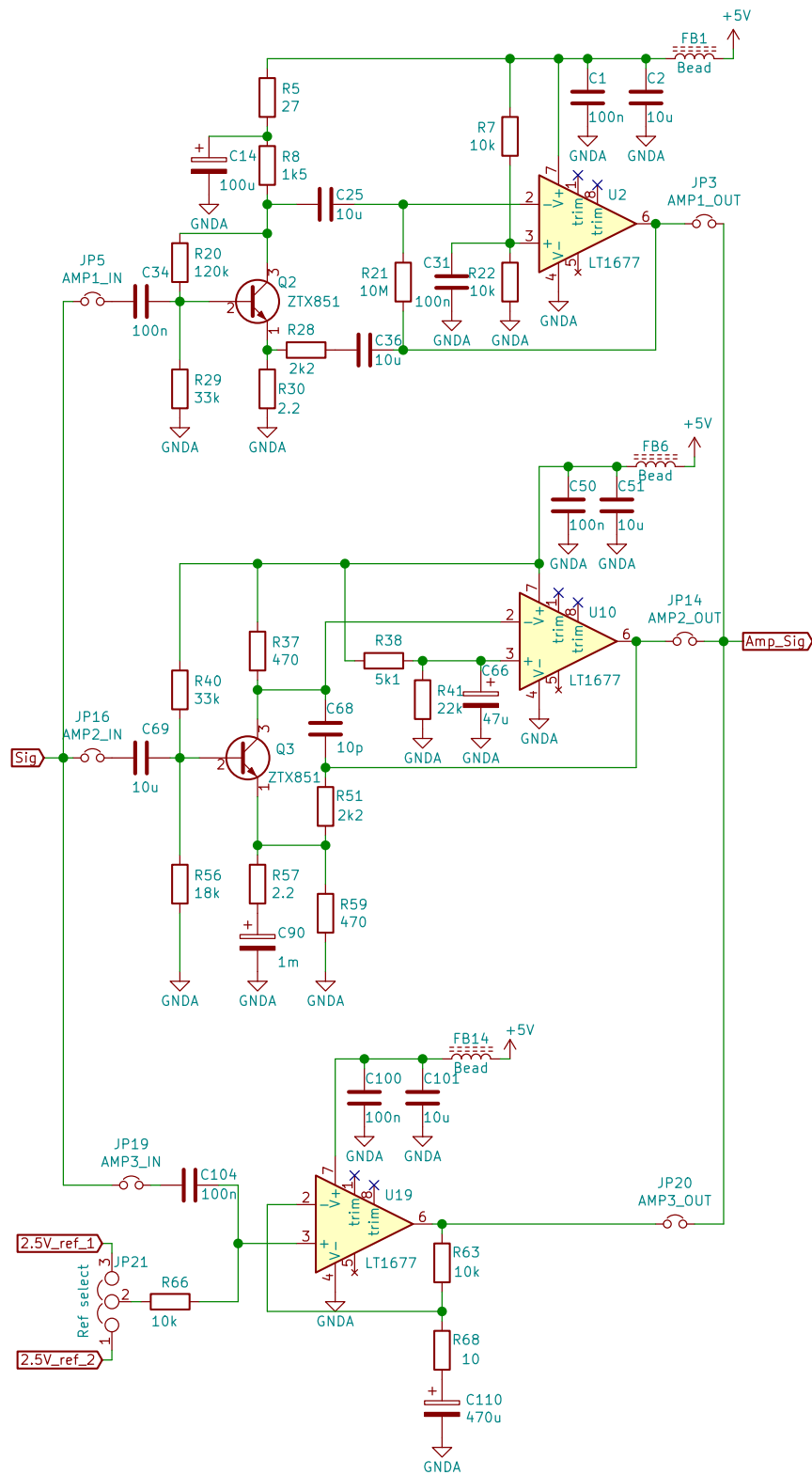
- [23] I. D. Markvart, „Alternativní metody měření magnetického pole,“ [Online]. Available: https://otik.uk.zcu.cz/bitstream/11025/2357/1/MARKVART_David-DP.pdf. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [24] I. V. Janásek, „Design of ultra low noise amplifiers,“ 4 2018. [Online]. Available: <http://www.janascard.cz/PDF/Design%20of%20ultra%20low%20noise%20amplifiers.pdf>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [25] W. H. Paul Horowitz, *The Art of Electronics*, New York, 2016.
- [26] L. Technology, „Datasheet - LT1677,“ [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1677fa.pdf>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [27] *Privátní emailová korespondence mezi Ing. Vojtěchem Petruchou, Ph.D. a Ing. Vojtěchem Janáskem.*
- [28] „Analog Filter Wizard,“ [Online]. Available: <https://tools.analog.com/en/filterwizard/>. [Přístup získán 12. 1. 2021].
- [29] STmicroelectronics, „Reference manual - STM32F767,“ [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/dm00224583-stm32f76xxx-and-stm32f77xxx-advanced-arm-based-32-bit-mcus-stmicroelectronics.pdf. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [30] O. Bureš, „Navržený firmware,“ [Online]. Available: https://github.com/OBU5/ProtonPrecessionMagnetometer/tree/main/SW/STM32_PPM/PPM_standalone. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [31] D. Amberg, „DSPrelated,“ [Online]. Available: <https://www.dsprelated.com/showarticle/795.php>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [32] O. Bureš, „Zdrojový kód navrženého skriptu pro zpracování dat,“ [Online]. Available: <https://github.com/OBU5/ProtonPrecessionMagnetometer/tree/main/SW/PC-DataAcquisition-Python/>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [33] „Geofyzika,“ [Online]. Available: <http://www.geofyzika.webz.cz/mermagn.php>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [34] G. Systems. [Online]. Available: <https://www.gemsys.ca/rugged-overhauser-magnetometer/>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [35] H. L. J. G. Z. Y. Z. Z. Haobin Dong, „A High-Precision Frequency Measurement Algorithm for FID Signal of Proton Magnetometer,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2016.
- [36] „Proton gyromagnetic ratio,“ [Online]. Available: <https://physics.nist.gov/cgi-bin/cuu/Value?gammabar>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [37] M. Integrated, „SELECTING THE RIGHT ADC FOR YOUR APPLICATION,“ 12 5 2015. [Online]. Available: <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/6/6139.html>. [Přístup získán 17. 5. 2021].
- [38] „Realterm: Serial Terminal,“ [Online]. Available: <https://realterm.sourceforge.io/>. [Přístup získán 17. 5. 2021].

10 Příloha

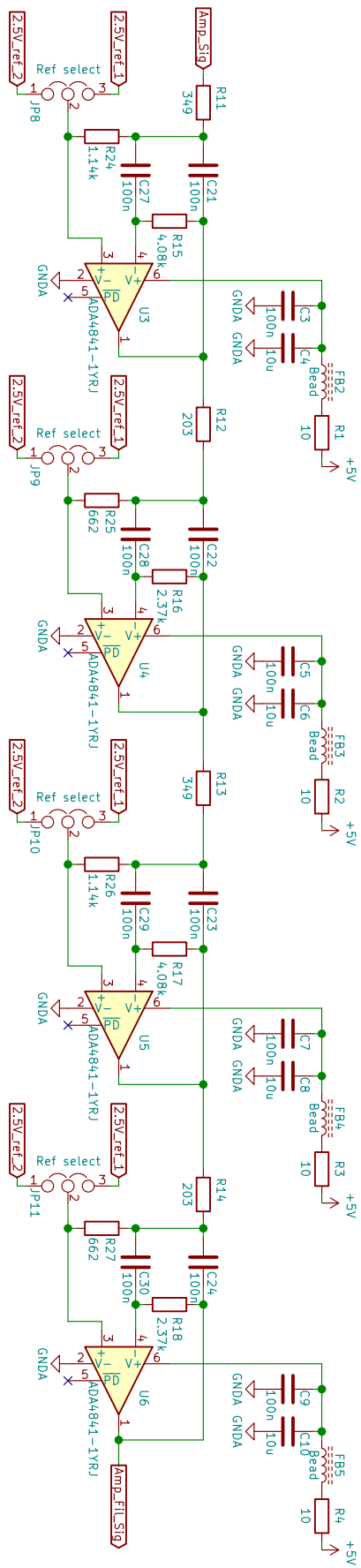
A Schéma zapojení



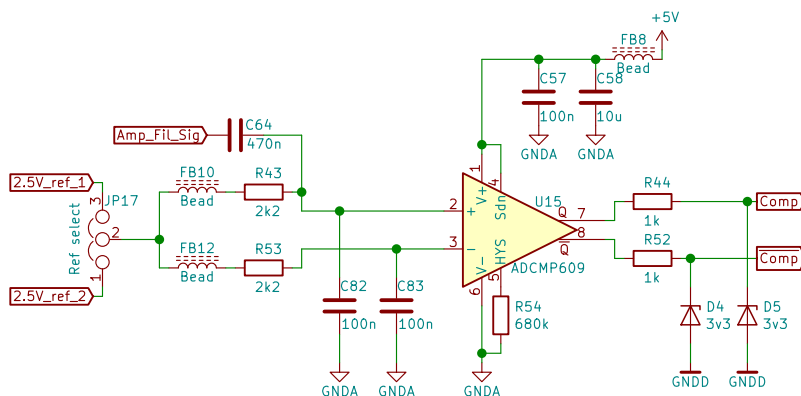
Obr. 10.1: Schéma zapojení napájecích obvodů



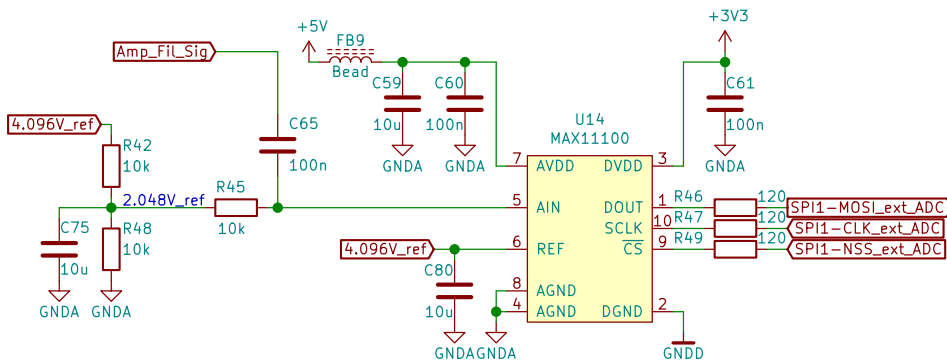
Obr. 10.2: Schéma zapojení implementovaných zesilovačů



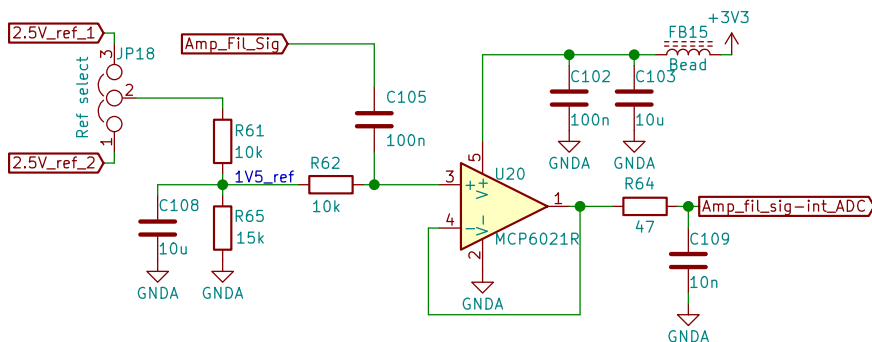
Obr. 10.3: Schéma zapojení použité pásmové propusti



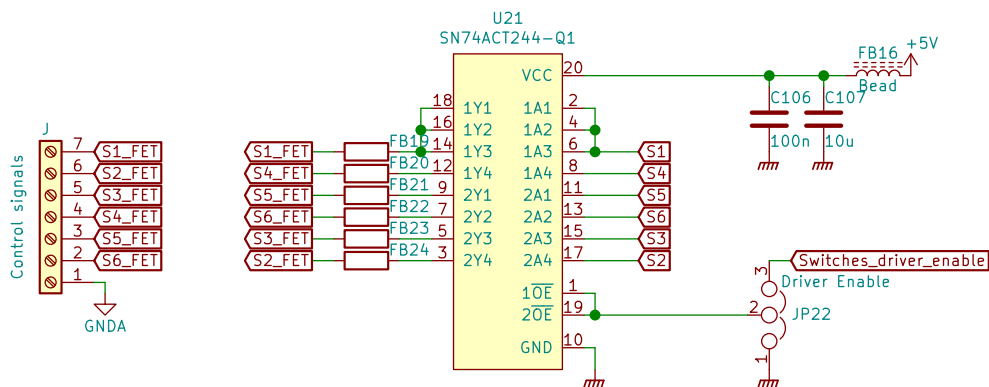
Obr. 10.4: Schéma zapojení komparátoru



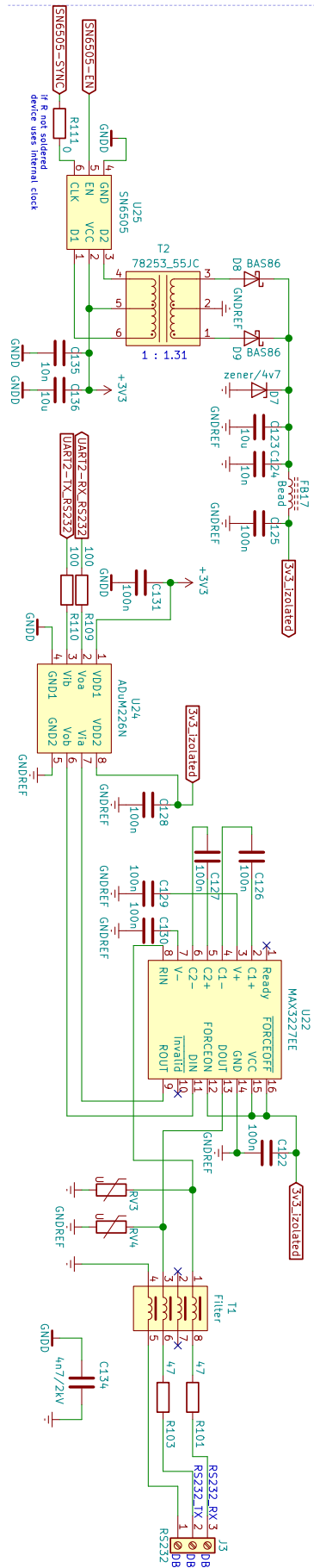
Obr. 10.5: Schéma zapojení externího AD převodníku



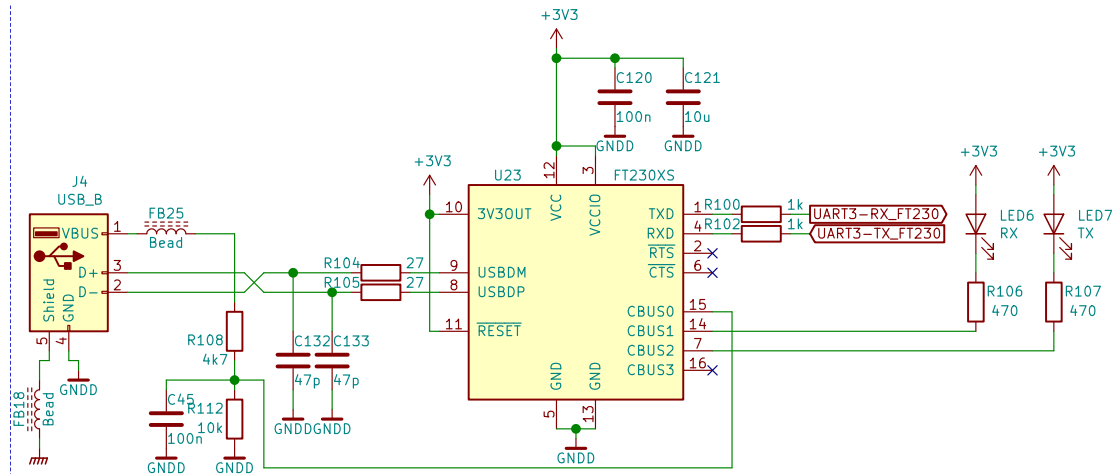
Obr. 10.6: Schéma zapojení obvodu zpracování signálu pro interní AD převodník



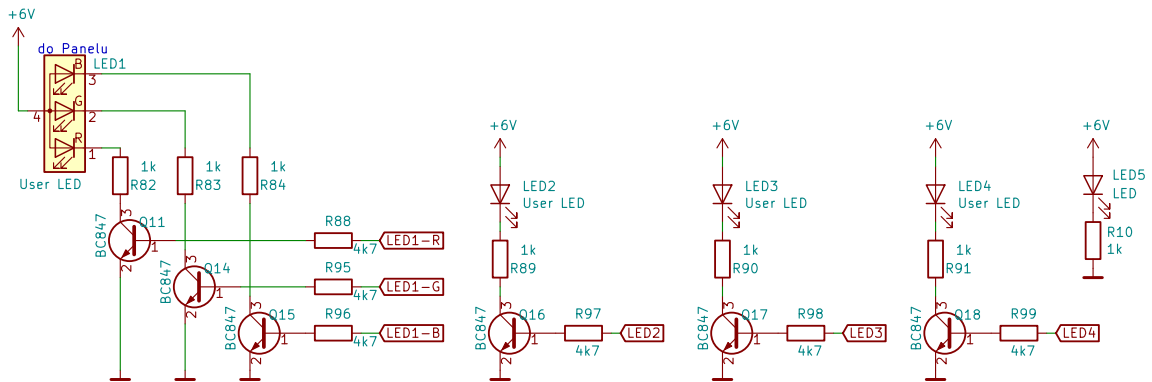
Obr. 10.7: Schéma zapojení pro připojení externího přepínacího obvodu



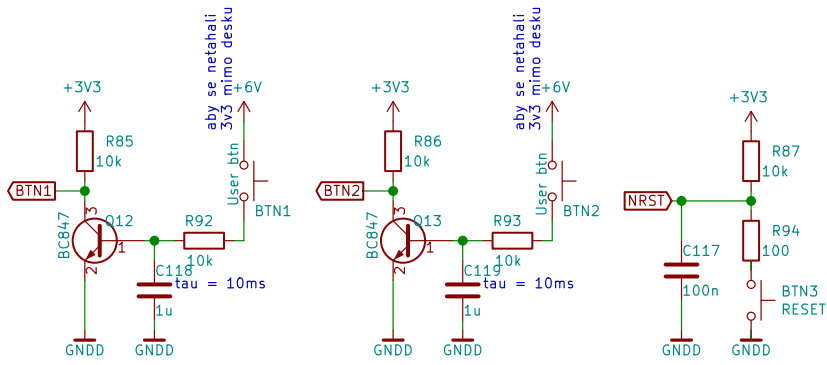
Obr. 10.8: Schéma zapojení převodníku z UART na RS-232 (neosazen)



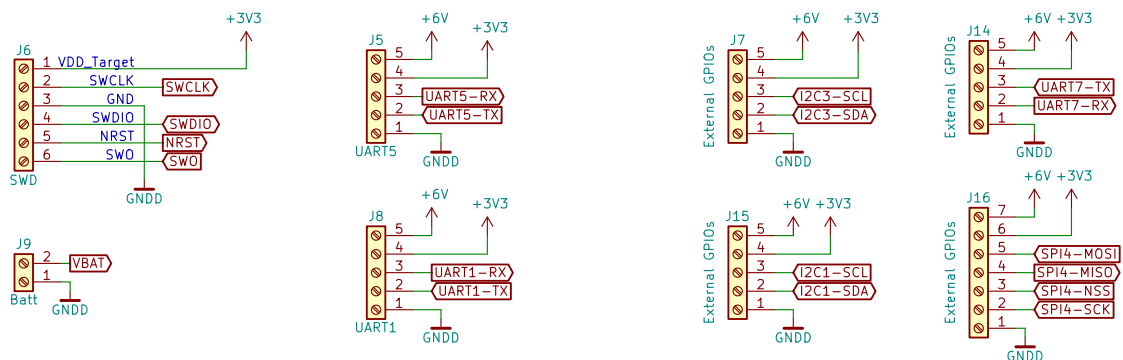
Obr. 10.9: Schéma zapojení neosazeného převodníku z UART na USB



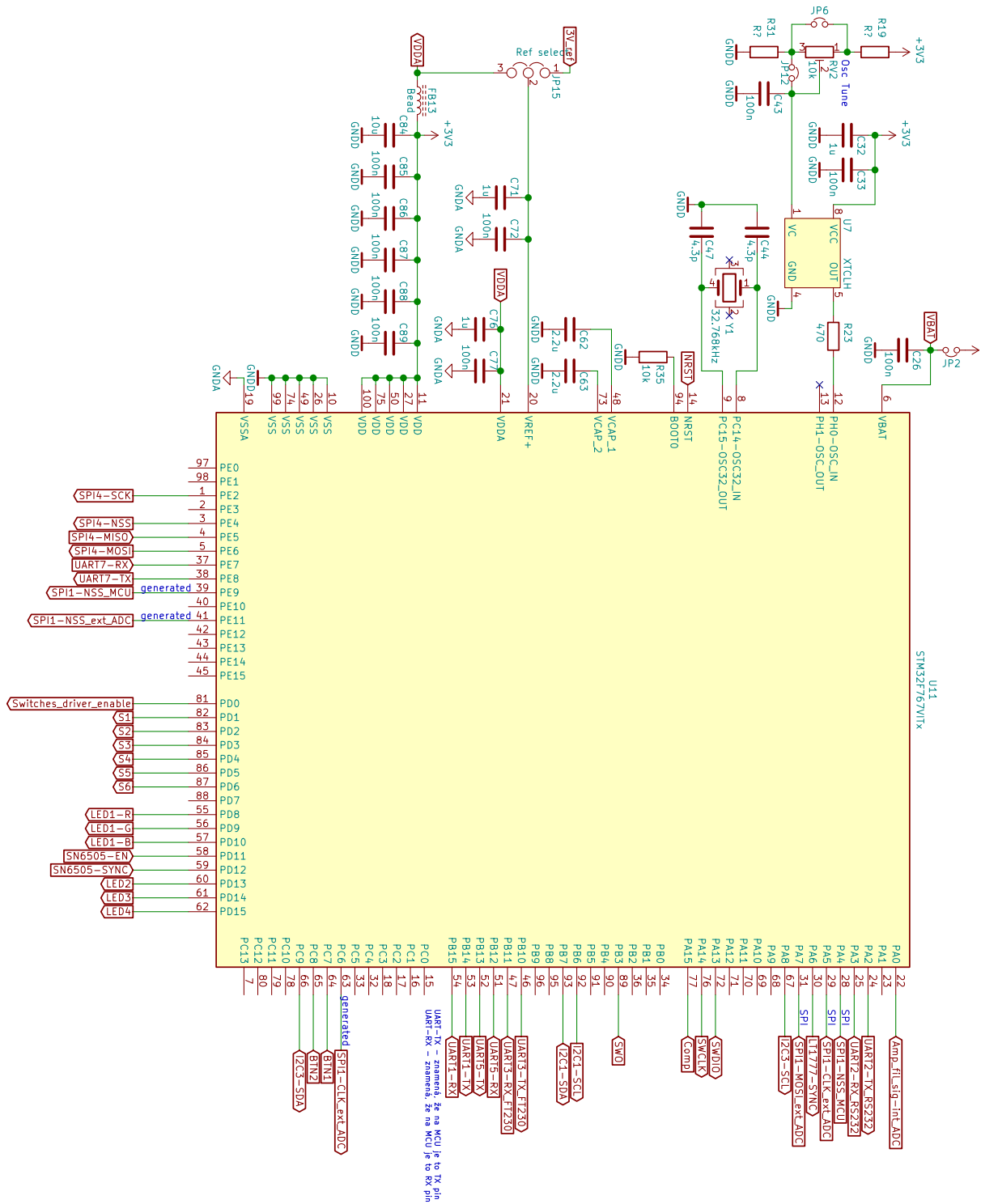
Obr. 10.10: Schéma zapojení použitých LED



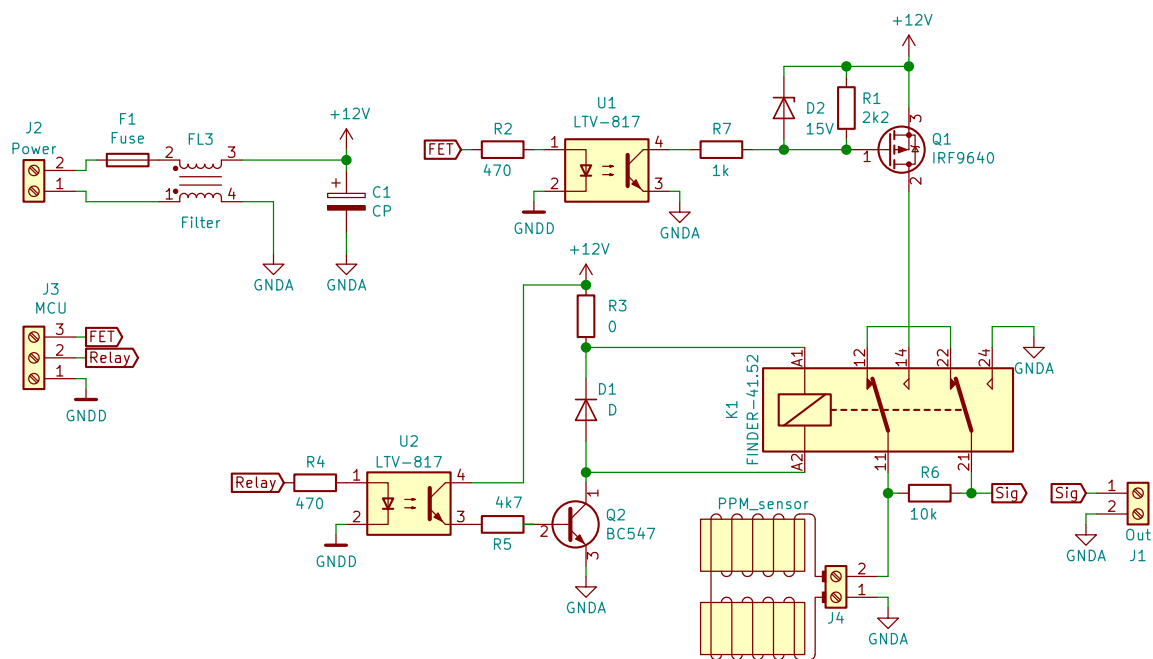
Obr. 10.11: Schéma zapojení použitých tlačítek



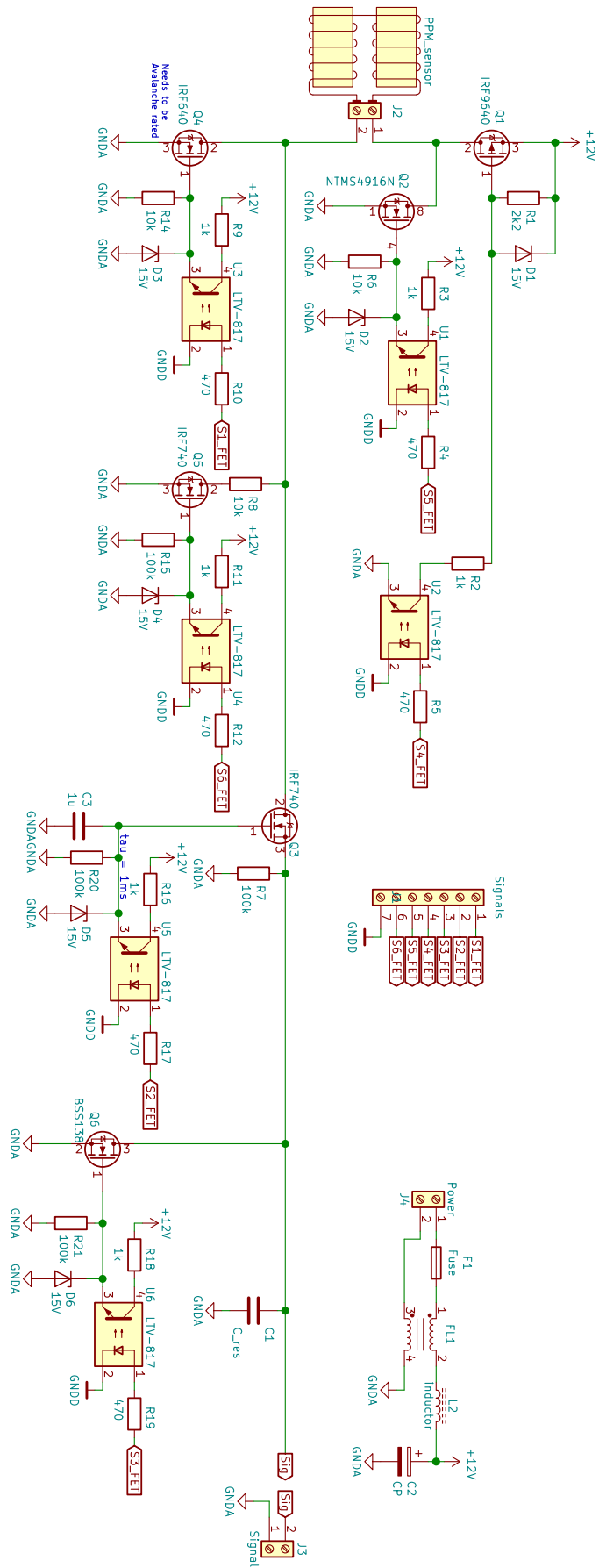
Obr. 10.12: Schéma zapojení konektorů



Obr. 10.13: Schéma zapojení mikrokontroléru

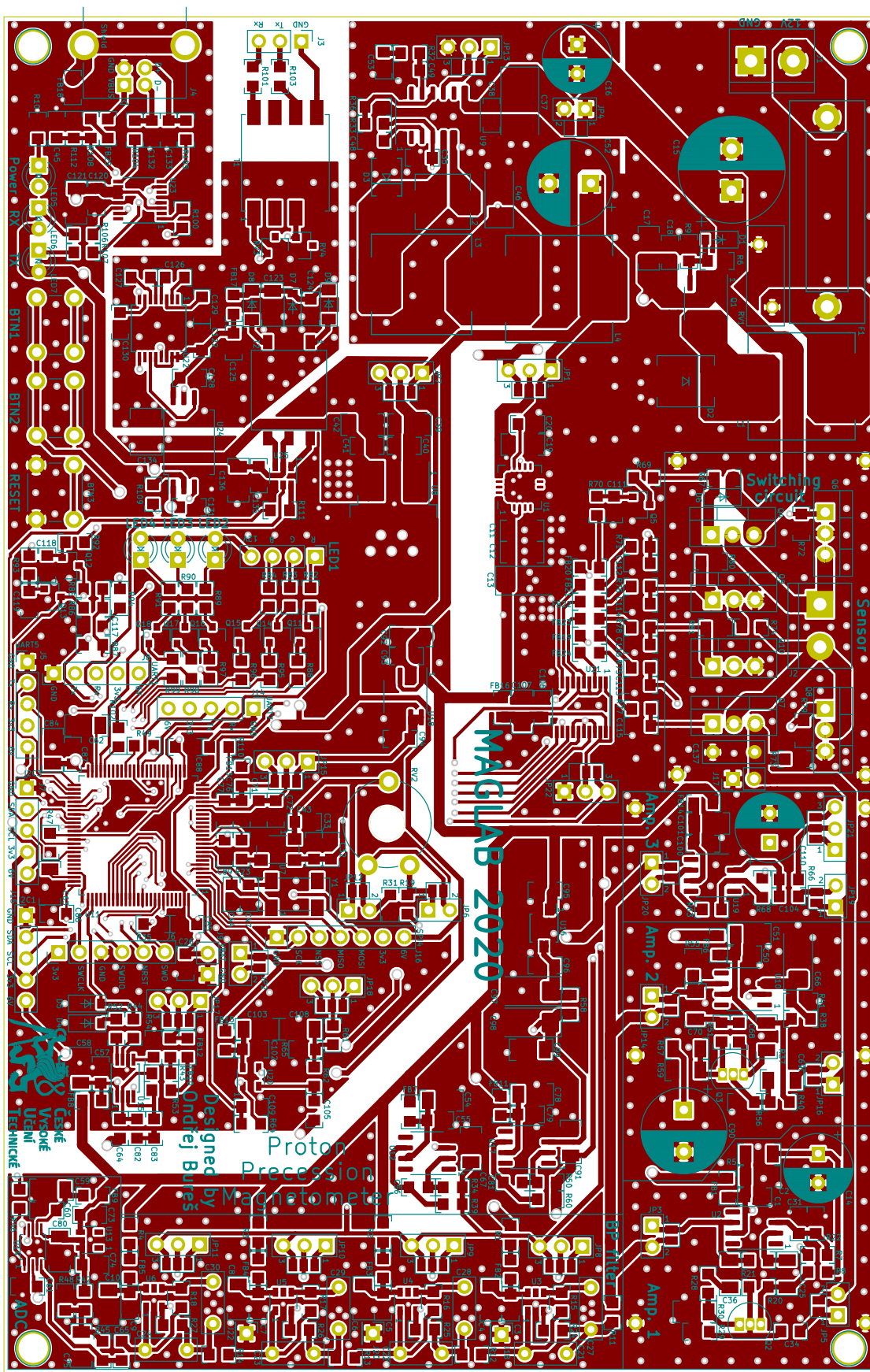


Obr. 10.14: Schéma zapojení přepínacího obvodu využívajícího relé

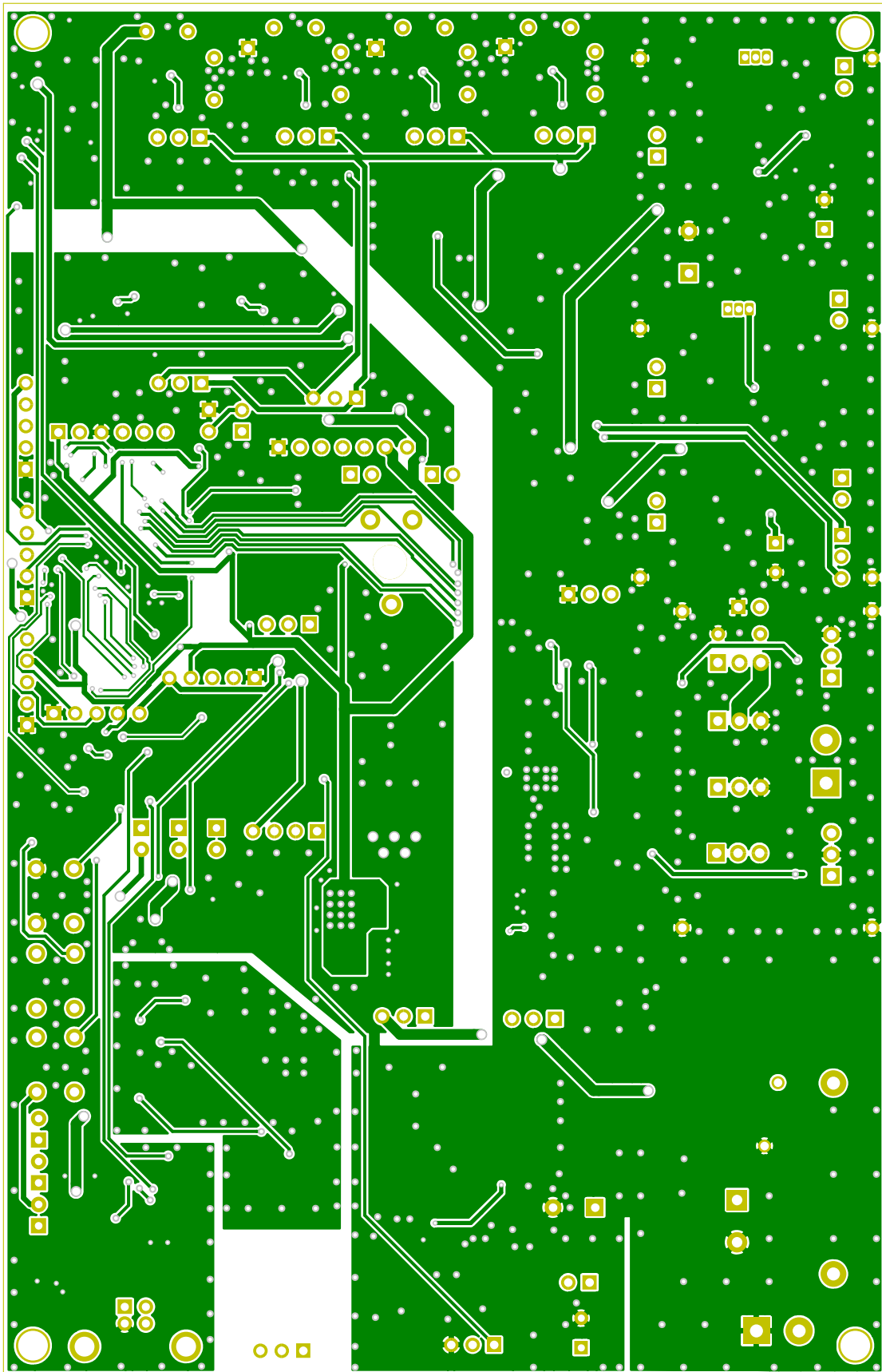


Obr. 10.15: Schéma zapojení prepínacího obvodu využívajícího konfigurace šesti tranzistorů

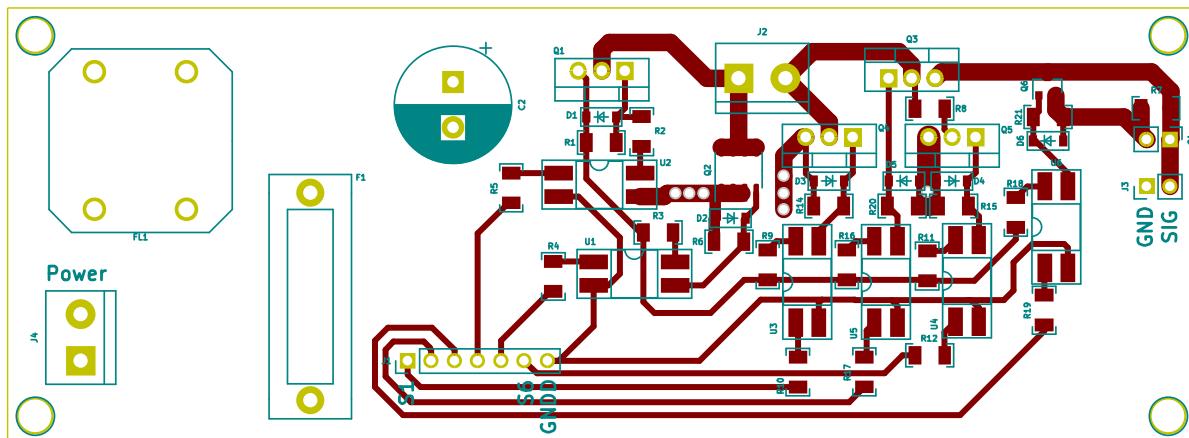
B Navržené plošné spoje



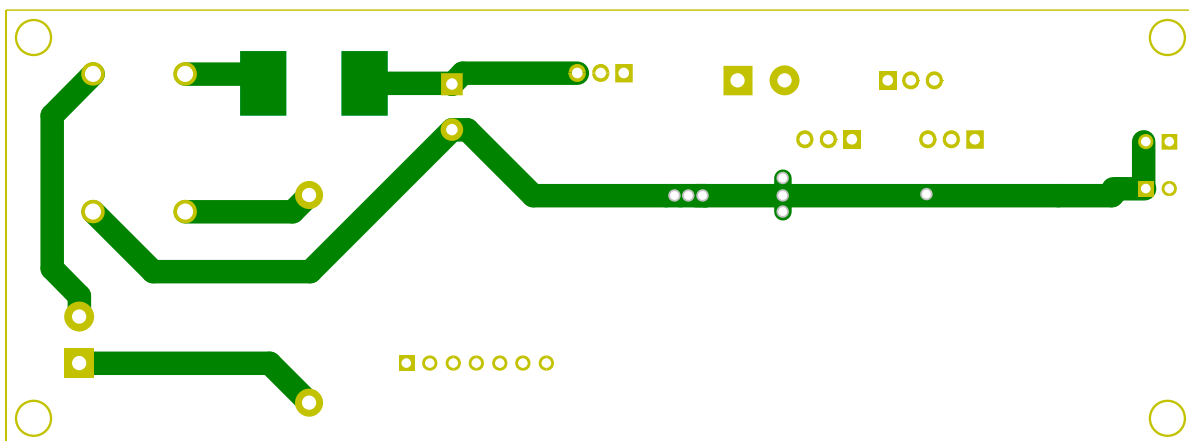
Obr. 10.16: Horní vrstva hlavního plošného spoje



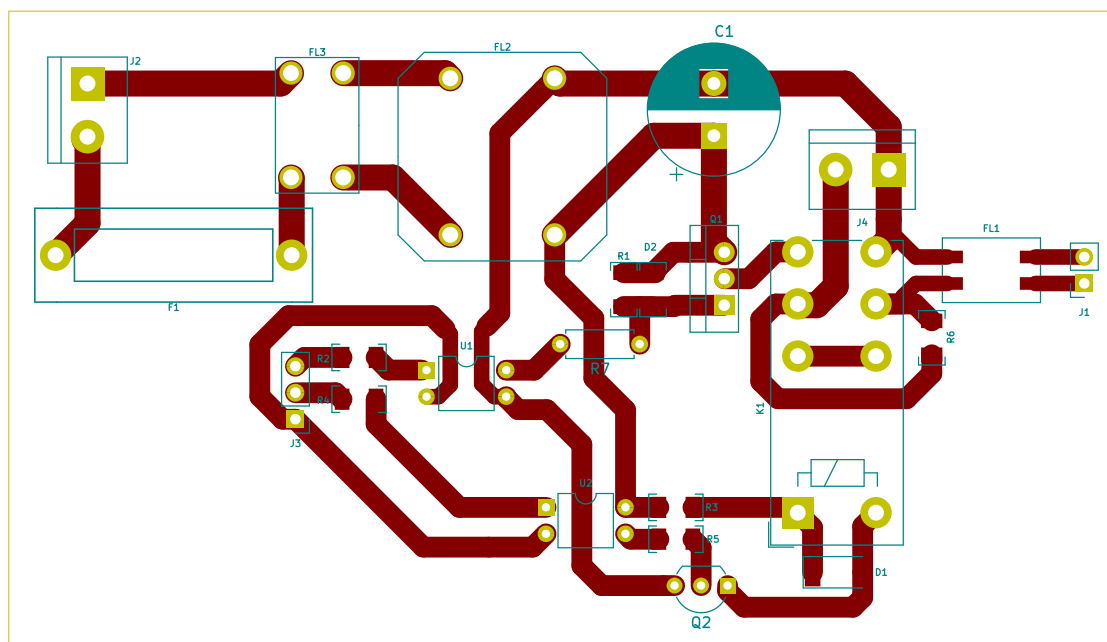
Obr. 10.17: Spodní vrstva hlavního plošného spoje



Obr. 10.18: Horní vrstva plošného spoje přepínacího obvodu využívajícího konfigurace šesti tranzistorů



Obr. 10.19: Spodní vrstva plošného spoje přepínacího obvodu využívajícího konfigurace šesti tranzistorů



Obr. 10.20: Plošný spoj přepínacího obvodu využívajícího relé (minimalistický návrh pro frézování)

C Tabulky dosažených směrodatných odchylek použitých konfigurací

Určené odchylky měření při uvažování 200 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	11.35	1.34	1.37	6.59
Maximální odchylka [nT]	22.63	2.00	2.06	13.59
Minimální odchylka [nT]	-7.38	-4.53	-3.94	-15.98
Určené odchylky měření při uvažování 250 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	5.50	1.16	1.37	5.84
Maximální odchylka [nT]	14.04	1.85	2.84	14.37
Minimální odchylka [nT]	-5.23	-4.53	-3.94	-16.36
Určené odchylky měření při uvažování 500 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	9.66	0.74	1.01	8.02
Maximální odchylka [nT]	49.30	1.61	1.95	57.17
Minimální odchylka [nT]	-6.00	-3.36	-3.36	-6.98
Určené odchylky měření při uvažování 750 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	23.37	0.81	1.04	19.87
Maximální odchylka [nT]	93.82	1.61	1.14	76.02
Minimální odchylka [nT]	-3.76	-3.36	-3.36	-7.85
Určené odchylky měření při uvažování 1000 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	83.59	0.81	1.05	56.92
Maximální odchylka [nT]	233.63	1.38	1.95	162.66
Minimální odchylka [nT]	-2.25	-3.36	-3.36	-5.35

Tab. 10.1: Určené odchylky pro různé dlouhé časové úseky signálu při použití komerčního senzoru a buzení využívajícího konfiguraci šesti tranzistorů (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky)

Určené odchylky měření při uvažování 200 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	111.35	4.20	4.29	78.08
Maximální odchylka [nT]	304.17	8.93	10.10	231.22
Minimální odchylka [nT]	-10.18	-10.18	-9.48	-72.19
Určené odchylky měření při uvažování 250 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	122.36	3.07	3.12	81.30
Maximální odchylka [nT]	407.38	6.51	6.98	299.99
Minimální odchylka [nT]	-25.96	-5.80	-6.01	-30.71
Určené odchylky měření při uvažování 500 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	123.27	1.54	1.82	83.27
Maximální odchylka [nT]	339.73	3.04	3.75	214.02
Minimální odchylka [nT]	-4.75	-5.30	-6.01	-7.51
Určené odchylky měření při uvažování 750 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	129.59	1.56	1.74	81.96
Maximální odchylka [nT]	344.27	3.04	3.05	197.46
Minimální odchylka [nT]	-24.05	-5.54	-6.01	-9.83
Určené odchylky měření při uvažování 1000 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	145.66	1.55	1.90	85.25
Maximální odchylka [nT]	289.23	3.04	3.51	161.70
Minimální odchylka [nT]	4.17	-5.30	-6.01	-16.27

Tab. 10.2: Určené odchylky pro různé dlouhé časové úseky signálu při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT a buzení využívajícího konfiguraci šesti tranzistorů (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky)

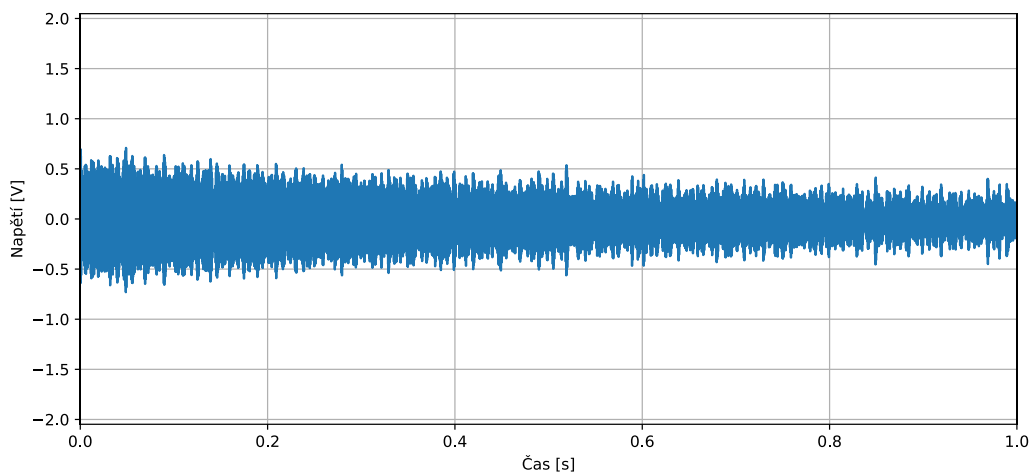
Určené odchylky měření při uvažování 250 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	2.75	0.80	1.05	2.75
Maximální odchylka [nT]	7.15	2.03	2.73	5.16
Minimální odchylka [nT]	-8.86	-1.82	-2.99	-7.79
Určené odchylky měření při uvažování 500 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	1.77	0.52	0.91	1.51
Maximální odchylka [nT]	5.38	1.41	1.88	3.70
Minimální odchylka [nT]	-3.99	-1.35	-1.56	-3.85
Určené odchylky měření při uvažování 750 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	0.94	0.49	0.89	1.05
Maximální odchylka [nT]	2.55	1.41	1.88	2.74
Minimální odchylka [nT]	-2.39	-1.11	-1.56	-3.09
Určené odchylky měření při uvažování 1000 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka	0.94	0.44	0.89	0.73
Maximální odchylka [nT]	2.58	1.23	1.88	1.56
Minimální odchylka [nT]	-1.91	-0.64	-1.56	-2.12
Určené odchylky měření při uvažování 1500 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	0.69	0.54	0.87	0.57
Maximální odchylka [nT]	1.48	1.08	1.73	1.41
Minimální odchylka [nT]	-1.98	-1.12	-2.05	-1.14

Tab. 10.3: Určené odchylky pro různě dlouhé časové úseky signálu při použití komerčního senzoru a buzení využívajícího kombinaci tranzistoru a relé (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky)

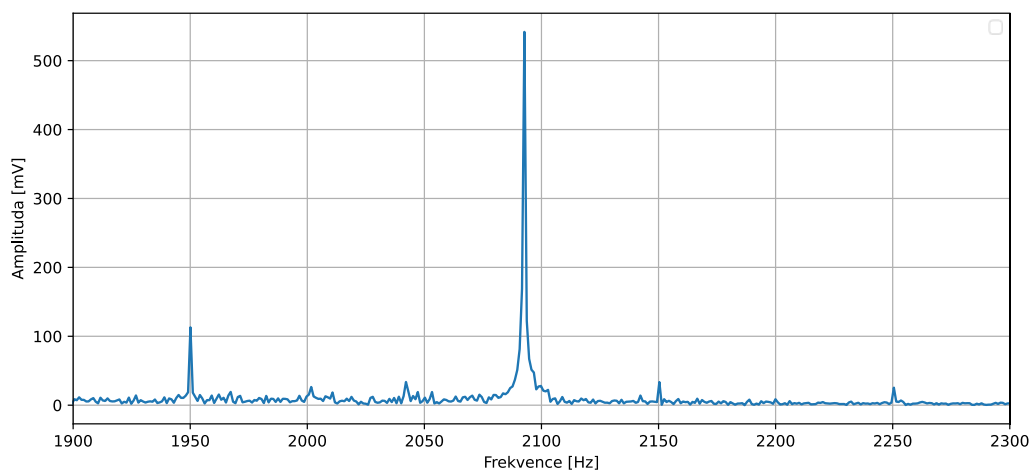
Určené odchylky měření při uvažování 250 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	2.34	0.60	0.86	2.41
Maximální odchylka [nT]	6.32	1.45	2.11	5.35
Minimální odchylka [nT]	-2.51	-1.52	-1.72	-6.41
Určené odchylky měření při uvažování 500 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	1.77	0.42	0.77	1.28
Maximální odchylka [nT]	3.41	1.07	2.11	2.84
Minimální odchylka [nT]	-1.88	-1.05	-1.20	-3.85
Určené odchylky měření při uvažování 750 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	0.86	0.37	0.72	0.82
Maximální odchylka [nT]	2.06	0.98	1.91	2.19
Minimální odchylka [nT]	-1.59	-0.61	-1.20	-2.21
Určené odchylky měření při uvažování 1000 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	0.89	0.35	0.75	0.68
Maximální odchylka [nT]	2.13	0.93	2.11	1.69
Minimální odchylka [nT]	-1.78	-0.61	-1.20	-1.51
Určené odchylky měření při uvažování 1500 ms precesního signálu				
	Hilbertova transformace	FFT s šířkou binu 10 mHz	FFT s šířkou binu 100 mHz	Komparátor
Směrodatná odchylka [nT]	0.86	0.51	0.89	0.64
Maximální odchylka [nT]	1.95	0.83	1.54	1.90
Minimální odchylka [nT]	-2.08	-1.28	-2.22	-1.61

Tab. 10.4: Určené odchylky pro různě dlouhé časové úseky signálu při použití senzoru zkonstruovaného na ČVUT a buzení využívajícího kombinaci tranzistoru a relé (zeleně jsou označeny nejpřesnější výsledky)

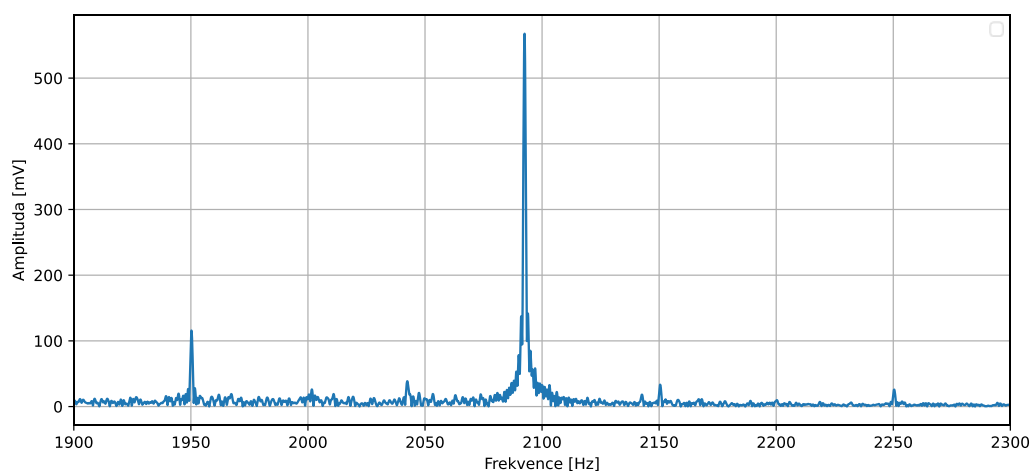
D Průběhy demonstrující určení frekvence signálu pomocí FFT



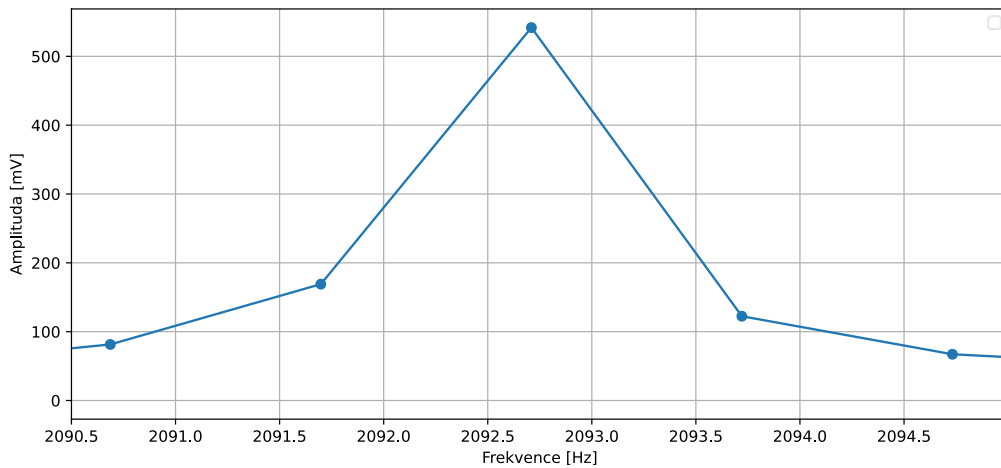
Obr. 10.21: První sekunda naměřeného průběhu přesného signálu při použití buzení využívajícího kombinace tranzistoru a relé a senzoru zkonstruovaného na ČVUT (použito pro demonstraci následujících grafů)



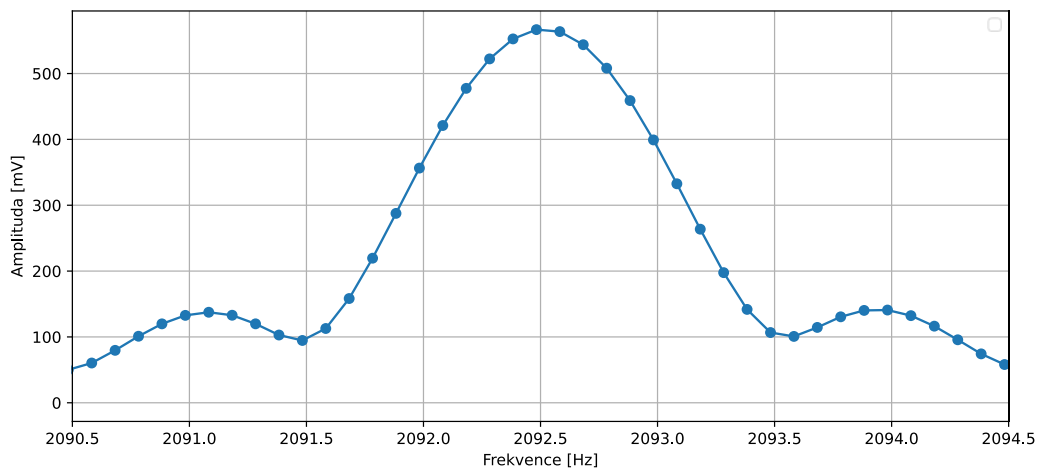
Obr. 10.22: Frekvenční spektrum signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získané pomocí FFT bez přidání nul



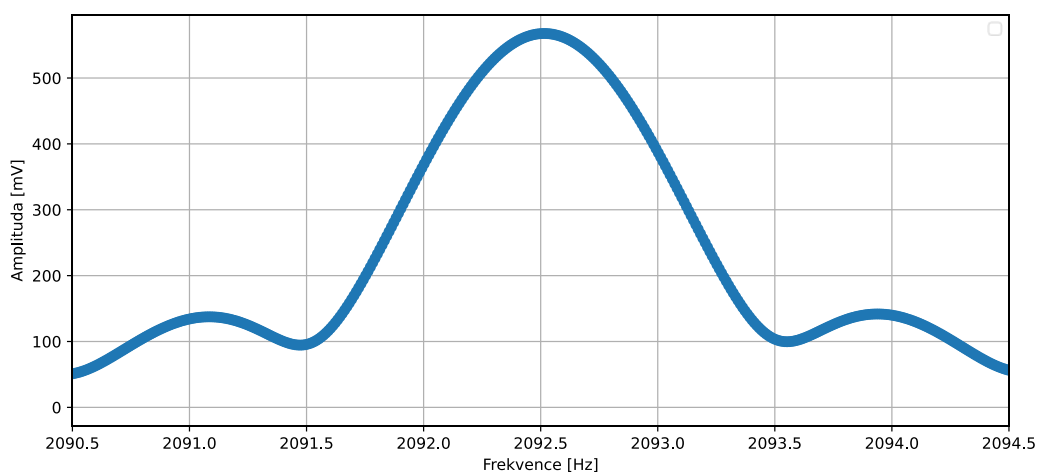
Obr. 10.23: Frekvenční spektrum signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získané pomocí FFT s využitím metody přidání nul pro získání většího frekvenčního rozlišení



Obr. 10.24: Přiblížení frekvenčního spektra signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získaného pomocí FFT (frekvenční rozlišení 1 Hz)



Obr. 10.25: Přiblížení frekvenčního spektra signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získaného pomocí FFT s využitím metody přidání nul pro získání frekvenčního rozlišení 100 mHz



Obr. 10.26: Přiblížení frekvenčního spektra signálu (uvedeného na Obr. 10.21) získaného pomocí FFT s využitím metody přidání nul pro získání frekvenčního rozlišení 10 mHz

E Obsah přiloženého CD

- Diplomová práce ve formátu PDF
- Zdrojový kód zkonstruovaného zařízení
- Schéma zapojení zkonstruovaného zařízení
- Navržené DPS zkonstruovaného zařízení
- Výrobní podklady pro navržené DPS
- Napsaná program pro zpracování a analýzu dat
- Soubory s naměřenými daty