

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra měření

## Aplikace Time-to-Digital převodníků

Michal Opočenský

Školitel: Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.  
Květen 2019



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Opočenský** Jméno: **Michal** Osobní číslo: **465946**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávací katedra/ústav: **Katedra měření**  
Studijní program: **Kybernetika a robotika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Aplikace Time-to-Digital převodníků**

Název bakalářské práce anglicky:

**Applications of Time-to-Digital Converters**

Pokyny pro vypracování:

- Seznamte se s funkcí převodníků časový interval - číslo.
- Realizujte demonstrační aplikaci senzoru vzdálenosti na principu Time of Flight s obvodem ISL29501.
- Aplikujte převodník TDC7201 na měření Larmorovy frekvence precesního signálu u protonového magnetometru.
- Naměřená data budou přenášena do PC (USB nebo RS232), vizualizována a statisticky zpracována.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Henzler, Stephan: Time-to-Digital Converters, Springer Series in Advanced Microelectronics, 2010
- [2] Kalisz, Jozef: Review of methods for time interval measurements with picosecond resolution, Metrologia 41, 17–32, 2004
- [3] Proakis, John G., Manolakis, Dimitris G.: Digital Signal Processing, Pearson Education Limited
- [4] Montrose, Mark I.: EMC and the Printed Circuit Board: Design, Theory, and Layout Made Simple, IEEE 1999
- [5] Záhlava, Vít: Návrh a konstrukce DPS, Ben 2010

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D., 13138**

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

Datum zadání bakalářské práce: **30.01.2019**

Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2019**

Platnost zadání bakalářské práce:

**do konce letního semestru 2019/2020**

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

\_\_\_\_\_  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

\_\_\_\_\_  
prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta



## Poděkování

Tímto děkuji Ing. Vojtěchu Petruchovi, Ph.D. za vedení mé bakalářské práce, cenné rady a odborný dohled. Děkuji také své rodině za pomoc při gramatické kontrole práce.

## Prohlášení

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

V Praze, květen 2019

"I declare that this work is all my own work and I have cited all sources I have used in the bibliography in accordance with the Methodological Instruction on observance of ethical principles in the preparation of university theses."

Prague, May, 2019

.....

## Abstrakt

Cílem práce bylo vytvoření demonstračního senzoru vzdálenosti typu Time of Flight za pomoci čipu ISL29501 od společnosti Renesas a vývoj včetně výroby zařízení pro měření Larmorovy frekvence precesního signálu z protonového magnetometru za pomoci čipu TDC7201 od společnosti Texas Instruments.

V první části práce jsou objasněny teoretické principy Time-to-Digital převodníků s metodami měření času doplněné o popis možností měření vzdálenosti pomocí světla. Pro další praktické možnosti využití je zde i popis a teoretické vysvětlení funkce protonového magnetometru a možnosti měření frekvence precesního signálu.

Ve druhé části jsou již tyto teoretické poznatky využity pro návrh a stavbu senzoru vzdálenosti. Stavba senzoru vzdálenosti obsahuje kompletní proces od volby a popisu součástek, návrhu schématu i s deskou plošných spojů, návrhu a výroby krytu na 3D tiskárně až po zprovoznění počítačové aplikace a zpracování výsledků pokusného měření.

Třetí část je opět kompletním průvodcem výroby zařízení pro měření Larmorovy frekvence precesního signálu od volby součástek, schématu zapojení, technické realizace desek plošných spojů a výroby krytu až po počítačovou aplikaci. Na konci třetí části je seznámení s výsledky realizovaných praktických měření.

**Klíčová slova:** měření času, Time-to-Digital převodník, časový interval-číslo, LIDAR, TOF, Time of Flight, měření frekvence, protonový magnetometr, stm32

**Školitel:** Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D. B3-73, Technická 2, Praha

## Abstract

The main goals of this work are the development of a demonstrative application of distance sensor of type Time of Flight with a chip ISL29501 from the company Renesas and creating a device for measuring the Larmor frequency of precession signal using chip TDC7201 from the company Texas Instruments.

In the first part are clarified the theoretical principles of Time-to-Digital Converters (TDC) with methods of time measuring accompanied by a description of possibilities of the distance measurement using light. There is also a theoretical explanation of the principle of proton magnetometer with possibilities of frequency measuring of precession signal for additional practical use of TDC.

In the second part is the theoretical knowledge used for the design and construction of the distance sensor. The sensor construction contains the complete procedure from choosing parts, design of schematics, mounting of the circuit board, design and 3D printing of a cover to the creation of desktop application and measurement results.

The third part contains also a complete guide of construction device for measuring the Larmor frequency of precession signal from proton magnetometer, from component selection, schematics design, physical mounting and creation of a case to commissioning of the desktop application with the result from the measurement.

**Keywords:** time measuring, Time-to-Digital converter, LIDAR, TOF, Time of Flight, frequency measuring, proton magnetometr, stm32

**Title translation:** Application of Time-to-Digital Converters

# Obsah

<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>	4.7.2 Vizualizace . . . . .	48
<b>2 Teoretický úvod</b>	<b>3</b>	<b>5 Závěr</b>	<b>53</b>
2.1 Princip Time-to-Digital převodníků	3	<b>Literatura</b>	<b>55</b>
2.1.1 Metody hrubého měření času .	3		
2.1.2 Metody jemného měření času .	3		
2.1.3 Kombinace jemné a hrubé metody . . . . .	9		
2.2 Světelné senzory vzdálenosti . . .	10		
2.2.1 Retro-flexivní senzory . . . . .	10		
2.2.2 Triangulační senzory . . . . .	10		
2.2.3 Interferometrické senzory . . .	11		
2.2.4 Metoda Time of Flight . . . . .	12		
2.3 Protonový magnetometr . . . . .	14		
2.4 Možnosti měření frekvence precusního signálu . . . . .	16		
<b>3 Demonstrační aplikace senzoru vzdálenosti</b>	<b>17</b>		
3.1 Použité součástky . . . . .	18		
3.1.1 ISL29501 . . . . .	18		
3.1.2 STM32F042F6Px . . . . .	19		
3.1.3 SFH4550 . . . . .	19		
3.1.4 SFH213FA . . . . .	19		
3.2 Schéma zapojení . . . . .	20		
3.3 Návrh desky plošných spojů . . . .	21		
3.4 Návrh krytu . . . . .	22		
3.5 Firmware . . . . .	23		
3.5.1 Kalibrace . . . . .	25		
3.6 Počítačová aplikace . . . . .	26		
3.7 Měření . . . . .	29		
3.7.1 Zpracování dat . . . . .	30		
3.7.2 Vizualizace . . . . .	32		
<b>4 Měření Larmorovy frekvence precusního signálu</b>	<b>35</b>		
4.1 Použité součástky . . . . .	36		
4.1.1 TDC7201 . . . . .	36		
4.1.2 NUCLEO-F303RE . . . . .	38		
4.2 Schéma zapojení . . . . .	39		
4.3 Fyzické zapojení . . . . .	41		
4.4 Návrh krytu . . . . .	43		
4.5 Firmware – Proof of concept . . .	43		
4.5.1 Počítačová aplikace . . . . .	44		
4.6 Produkční firmware . . . . .	45		
4.6.1 Počítačová aplikace . . . . .	45		
4.7 Měření . . . . .	46		
4.7.1 Zpracování dat . . . . .	47		

## Obrázky

2.1 Logické schéma zapojení obvodu Time Stretching . . . . .	4
2.2 Time-to-Amplitude logické schéma	5
2.3 Logické schéma zpožďovací linky [5]	6
2.4 Logické schéma Vernierovy metody [4] . . . . .	6
2.5 Časový průběh frekvencí u Vernierovy metody . . . . .	7
2.6 Logické zapojení TDC využívající Delay Locked Loop [4] . . . . .	8
2.7 Logické schéma Delay Locked Loop	8
2.8 Logické zapojení TDC využívající fázový závěs [1] . . . . .	9
2.9 Logické schéma fázového závěsu .	9
2.10 Výstupní signál z přijímače u retro-flexivního senzoru pro 2 vzdálenosti . . . . .	10
2.11 Schematické uspořádání měřicího triangulačního senzoru [13] . . . . .	11
2.12 Michelsonův interferometr . . . . .	11
2.13 Uspořádání při měření přímou metodou . . . . .	12
2.14 Rozdíl fází přijímaného a vysílaného signálu . . . . .	13
2.15 Rozdíl frekvencí v čase . . . . .	13
2.16 Přesný signál z protonového magnetometru . . . . .	14
2.17 Reálný přesný signál z magnetometru po zesílení . . . . .	15
3.1 Schematické zapojení LIDARu . .	17
3.2 Logické schéma zapojení desky LIDARu . . . . .	20
3.3 Deska plošných spojů LIDARu .	21
3.4 3D vizualizace krytu v OnShape	22
3.5 Výsledný vzhled LIDARu . . . . .	23
3.6 Snímky obrazovky desktopové aplikace pro LIDAR . . . . .	28
3.7 Uspořádání soustavy při měření vzdálenosti . . . . .	29
3.8 Měření vzdálenosti 150 – 1000 mm – okolí bodů znázorňuje směrodatnou odchylku z 10 měření . . . . .	32
3.9 Měření vzdálenosti 150 – 1000 mm – okolí bodů znázorňuje údaj precision udávaný čipem . . . . .	33
3.10 Měření vzdálenosti 30 – 200 mm – okolí bodů znázorňuje směrodatnou odchylku z 10 měření . . . . .	33
3.11 Měření vzdálenosti 30 – 200 mm – okolí bodů znázorňuje údaj precision udávaný čipem . . . . .	34
4.1 Schematické zapojení protonového magnetometru . . . . .	35
4.2 Funkční blokový diagram TDC7201 [14] . . . . .	36
4.3 TDC7201 graficky znázorněné průběhy při měření času 2. režimem [14] . . . . .	38
4.4 Ukázka naměřeného jitteru při zapojení obr 4.5 . . . . .	39
4.5 Logické schéma zapojení modulu komparátoru . . . . .	40
4.6 Logické schéma propojovací desky	40
4.7 Deska plošných spojů komparátoru . . . . .	41
4.8 Návrh desky plošných spojů pro propojovací desky . . . . .	42
4.9 Sestava všech vzájemně propojených desek . . . . .	42
4.10 Foto konečného výrobku pro měření Larmorovy frekvence . . . . .	43
4.11 Snímek obrazovky aplikace k firmware Proof of concept . . . . .	44
4.12 Snímek obrazovky počítačové aplikace . . . . .	46
4.13 Měření protonovým magnetometrem . . . . .	46
4.14 První provedené měření protonového magnetometru, referenční Overhauserův magnetometr . . . . .	48
4.15 Měření gradientu magnetického pole Země mezi polohou protonového magnetometru a polohou Overhauserova magnetometru . . . . .	49
4.16 Druhé provedené měření protonového magnetometru, referenční Overhauserův magnetometr, měřící čas 1 s . . . . .	49



4.17 Druhé provedené měření protonového magnetometru, referenční Overhauserův magnetometr, měřící čas 1.5 s . . . .	50
4.18 Druhé provedené měření protonového magnetometru s nulovým průměrem u všech průběhů, referenční Overhauserův magnetometr, měřící čas 1 s . . . . .	50
4.19 Graf celého měření protonového magnetometru exportovaný z počítačové aplikace . . . . .	51

## Tabulky

3.1 Hodnoty registrů při měření (po kalibraci) . . . . .	30
3.2 Měření od 150 mm do 1 m . . . . .	31
3.3 Měření od 30 mm do 200 mm . . .	31
4.1 Korelační koeficienty mezi průběhy pro 2. uskutečněné měření s časem měření 1 s viz graf 4.18 . . . . .	48





# Kapitola 1

## Úvod

Měření času patří mezi jedno z nejzákladnějších měření. V nedávné době byly uvedeny do prodeje nové elektronické součástky, které dokáží měřit čas s rozlišením desítek pikosekund s následnou konverzí do digitálního slova. Toto odvětví elektroniky se zaměřuje na přesné měření zejména velmi krátkých časových úseků do jednotek sekund.

Cílem této práce je pomocí čipu ISL29501 [11] od společnosti Renesas vytvořit světelný senzor vzdálenosti typu Time of Flight a pomocí čipu TDC7201 [14] od společnosti Texas Instruments vytvořit zařízení na měření frekvence precesního signálu obsahující Larmorovu frekvenci [9] vycházející z protonového magnetometru.

Vytvořený senzor vzdálenosti typu Time of Flight má být použit jako demonstrační přípravek tohoto principu v měřicích úlohách předmětu Senzory a Měření (SME).

Protonový magnetometr je skalárním senzorem magnetického pole bez driftu. Díky svým vlastnostem je přesnější než běžně používané vektorové magnetometry, např. Fluxgate, a proto je využíván pro jejich kalibraci. V současnosti již existují ještě přesnější senzory, ale ty jsou výrazně dražší než použitý senzor.

U protonového magnetometru přesnost měření přímo závisí na přesnosti měření frekvence.



# Kapitola 2

## Teoretický úvod

### 2.1 Princip Time-to-Digital převodníků

Pomocí měření času nebo frekvence je možné nepřímou metodou měřit mnoho fyzikálních veličin, například délku, intenzitu magnetického pole, rychlost, poločas rozpadu.

Základní měření lze rozdělit do dvou skupin: hrubé a jemné.

#### 2.1.1 Metody hrubého měření času

Hrubé měření času je prováděno pomocí zdroje přesné frekvence (oscilátoru) a čítače pulzů. Minimální změřitelný časový úsek odpovídá použité frekvenci oscilátoru - čím je frekvence oscilátoru vyšší, tím kratší časový úsek je možné měřit a zvyšuje se i přesnost měření. Maximální délka časového úseku je dána podílem maximálního rozlišení digitálního čítače (tedy počtem použitých bitů) a počtem pulzů v daném časovém úseku, tedy frekvencí oscilátoru.

Výpočet času lze snadno provést dle vzorce 2.1, kde  $m$  je počet pulzů a  $f_0$  je frekvence oscilátoru (hodinového signálu).

$$T = m \cdot \frac{1}{f_0} \quad (2.1)$$

Pokud  $n$  je počet bitů čítače, maximální měřitelný časový úsek vypočítáme:

$$T_{\max} = 2^n \cdot \frac{1}{f_0} \quad (2.2)$$

#### 2.1.2 Metody jemného měření času

Metody jemného měření času měří časové úseky o maximální délce v řádu stovek nanosekund a podle způsobu měření se dělí na analogové, digitální a hybridní.

### ■ Analogové metody

Analogové metody využívají pro stanovení času nebo intervalu přímo analogový jev nebo chování, například nabíjení kondenzátoru nebo dopravní zpoždění při šíření vln v prostředí. Analogové metody dokáží měřit s vysokou přesností (ačkoliv v dnešní době je začínají překonávat digitální metody), ale dosažená přesnost měření je velmi závislá na okolním prostředí (teplota, magnetické pole, stabilita napájení apod.).

### ■ Digitální metody

Digitální metody jsou založeny pouze na využití klopných obvodů a čítačů. Protože je pro realizaci potřeba i velké množství logických prvků, tak pro snížení počtu použitých integrovaných obvodů je možné celý obvod realizovat pomocí programovatelných polí (FPGA). Programovatelné pole se naprogramují přímo pro konkrétní realizaci.

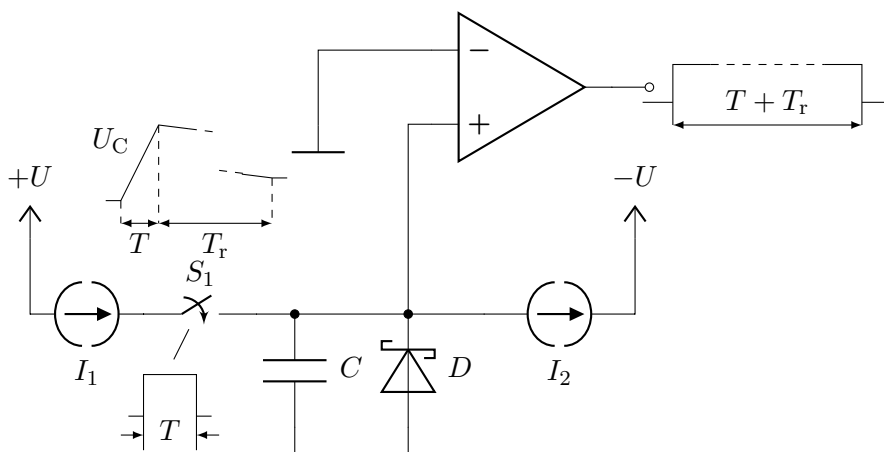
### ■ Hybridní metody

Hybridní metody obsahují analogové i digitální prvky. Spojením obou metod sice získáváme nevýhody z obou metod (např. teplotní závislost), ale hlavní výhodou je možnost zpracování výsledků z přesnějších analogových metod digitálně. V současnosti jsou prakticky z důvodu následného zpracování výsledků v počítačích používány hybridní či čistě digitální metody.

## ■ Time Stretching

Metoda Time Stretching („natahování času“) je hybridní metoda, kde je na výstup analogové části zapojen klasický digitální čítač 2.1.1.

Tato metoda je využívána již od dob elektronek [4].



**Obrázek 2.1:** Logické schéma zapojení obvodu Time Stretching

Spínač  $S_1$  je sepnut po dobu krátkého časového pulzu, který je příliš krátký pro dostupné metody přímého měření.

Po sepnutí spínače  $S_1$  se začne nabíjet kondenzátor  $C$  nabíjecím proudem  $I = I_1 - I_2$ , kde  $I_1 \gg I_2$ . Po rozpojení je kondenzátor vybíjen pouze proudem  $I_2$ . Doba vybíjení kondenzátoru  $T_r$  vytvoří na výstupu rychlého komparátoru (pomalý komparátor zanechá další zpoždění) „natáhnutí času“ neboli rozšíření pulzu podle faktoru  $K$ , kde výsledný čas lze vypočítat pomocí vzorce

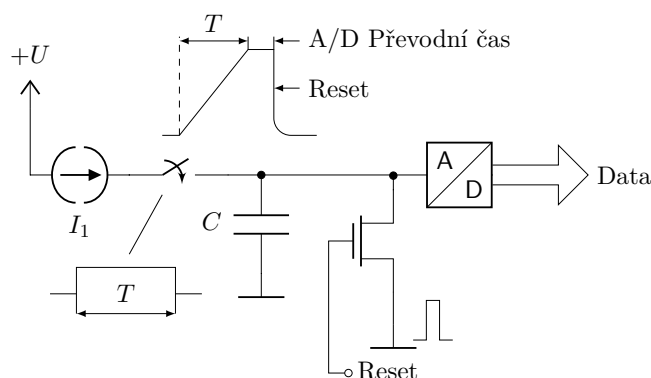
$$K = \frac{(I_1 - I_2)}{I_2} \quad (2.3)$$

$$T = \frac{T_r}{K} \quad (2.4)$$

### Time-to-Amplitude

Tato metoda je založena na principu nabíjení kondenzátoru o známé velikosti  $C$  známým nabíjecím proudem  $I_1$ . Nabíjení začne na počátku měřeného impulsu. Po skončení impulsu, tzn. ukončení měření časového intervalu, je výsledné napětí na kondenzátoru  $U$  odpovídající měřenému času převedeno pomocí A/D převodníku na digitální hodnotu. Reset je přidán pro rychlé vybití kondenzátoru, aby měření mohlo být častěji opakovatelné.

$$T = \frac{U \cdot C}{I_1} \quad (2.5)$$



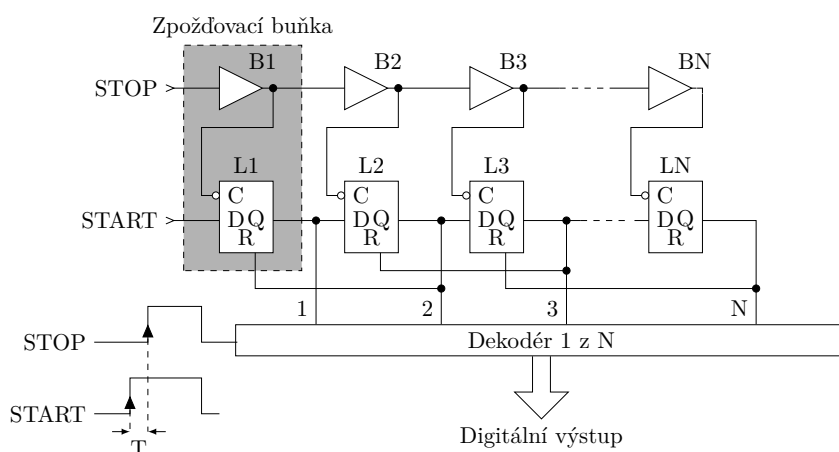
Obrázek 2.2: Time-to-Amplitude logické schéma

### Zpožďovací linka

Zpožďovací linka je metoda, která může být analogová nebo čistě digitální. Analogová varianta využívá zpoždění vlivem šíření informace po vedení.

V digitální variantě je obvod většinou složen z D klopných obvodů, ale obvod lze složit také z RS klopných obvodů. Každý klopný obvod má přesně definované zpoždění  $\tau$  a měřený časový úsek odpovídá počtu sepnutých klopných obvodů  $n$ . Výsledný měřený čas tedy získáme ze vzorce

$$T = n\tau \quad (2.6)$$



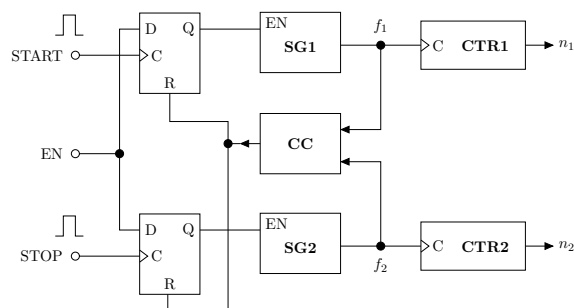
**Obrázek 2.3:** Logické schéma zpoždovací linky [5]

Díku tomu, že celý obvod je složen téměř výhradně ze základních stavebních prvků digitálních obvodů, je možné vytvořit celkem jednoduše návrh na FPGA i pro velké množství klopných obvodů.

FPGA (Field-Programmable Gate Array) je integrovaný obvod, který může být naprogramován nebo nakonfigurován uživatelem až po výrobě. Konfigurace je prováděna speciálním popisným jazykem pro hardware (HDL). FPGA obsahuje programovatelné logické bloky, které mohou být propojovány do rozdílných konfigurací, jako jsou rychlé flip-flop, logické funkce nebo i složitější prvky s pamětí.

### ■ Vernierova metoda

Vernierova metoda je digitální varianta Time Stretching, viz kapitola 2.1.2. Ke své funkci potřebuje dva ovládané, na povel spustitelné zdroje přesné frekvence (oscilátory), jeden o frekvenci  $f_1$  a druhý o frekvenci  $f_2$ , kde základním požadavkem je  $f_1 < f_2$ . Rozlišení a tedy i přesnost výsledného měření je určeno faktorem  $r = \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2}$ .



**Obrázek 2.4:** Logické schéma Vernierovy metody [4]



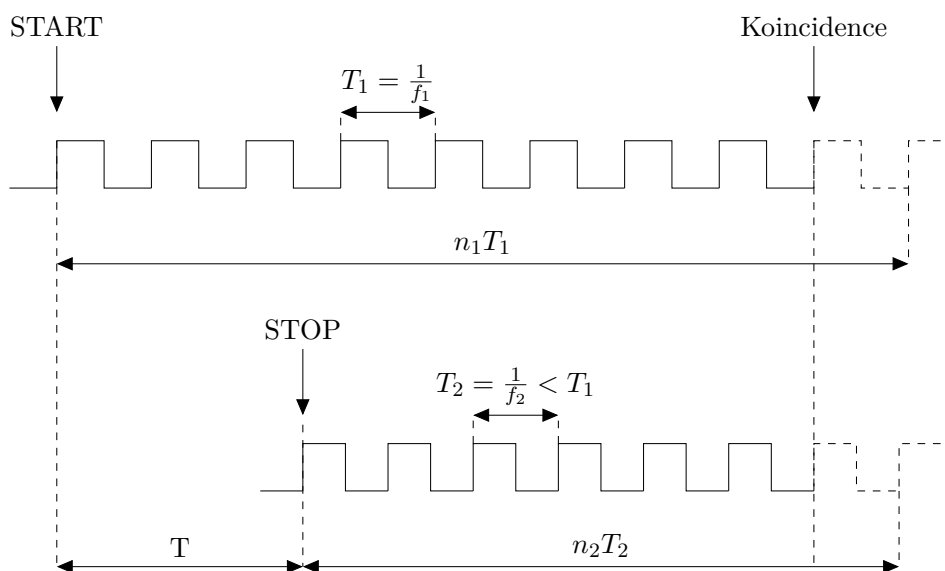
Spustitelné oscilátory (SG) jsou oscilátory, které po přivedení „High“ úrovně na enable (EN) začnou na výstupu oscilovat. Tyto oscilátory bývají většinou provedeny pomocí fázového závěsu (PLL) 2.9.

Na začátku měřeného časového úseku (signál START) je spuštěn první zdroj frekvence SG1 o frekvenci  $f_1$ . Po ukončení měřeného časového úseku (signál STOP) je spuštěn druhý zdroj frekvence SG2 o frekvenci  $f_2$ . Pomocí čítačů CTR1 a CTR2 je počítán počet náběžných hran  $n_1$  a  $n_2$  pro oba zdroje frekvence, dokud koincidenční obvod (CC) nedetekuje přesný souběh náběžných hran u SG1 a SG2. Po souběhu náběžných hran měření končí a můžeme vypočítat výsledný časový úsek měřeného signálu:

$$T_1 = \frac{1}{f_1} \qquad T_2 = \frac{1}{f_2} \qquad (2.7)$$

$$T = T_1(n_1 - n_2) + (n_2 - 1)r \qquad (2.8)$$

V případě, kdy je měřený čas kratší než  $T_1$ , tzn.  $T < T_1$ , pak  $n_1 = n_2$  a výsledný čas vypočítáme zkráceným vztahem  $T = (n_2 - 1)r$ .

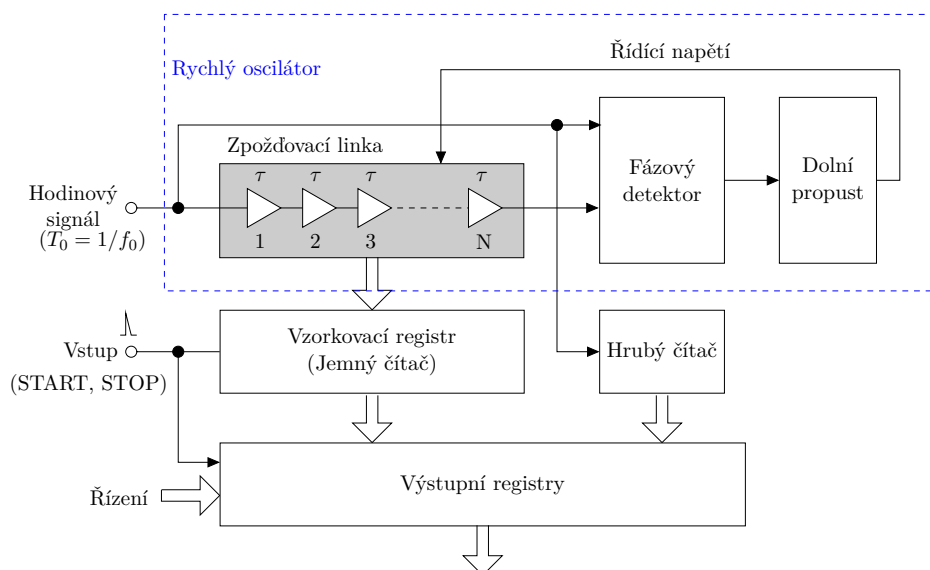


**Obrázek 2.5:** Časový průběh frekvencí u Vernierovy metody

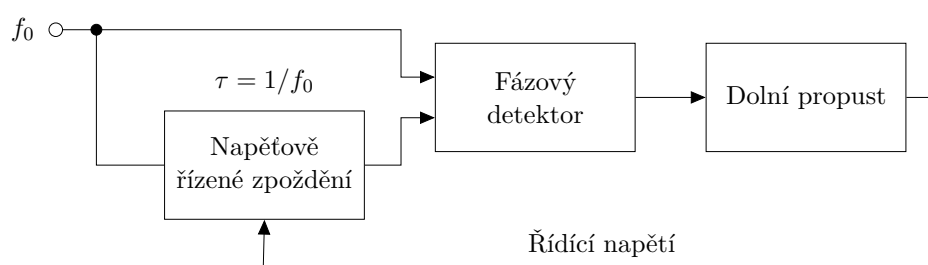
## ■ TDC využívající Delay Locked Loop

Delay Locked Loop je svým způsobem napětově řízený kruhový oscilátor (Ring Oscilator) vztahený frekvencí ke vstupním hodinám.

Při vstupním signálu START se aktuální hodnoty čítačů uloží nebo se vynulují. Po signálu STOP se hodnota čítačů pošle dále k vyhodnocení. Následující obrázek 2.6 obsahuje hybridní metodu 2.1.3.



**Obrázek 2.6:** Logické zapojení TDC využívající Delay Locked Loop [4]

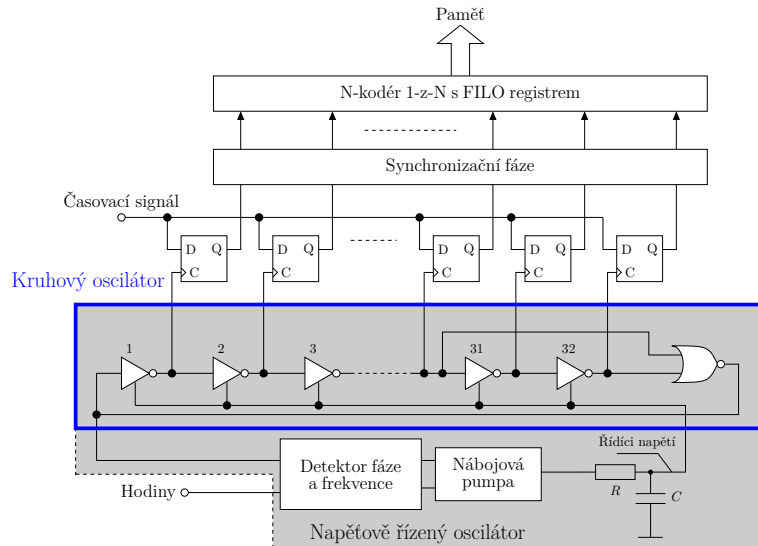


**Obrázek 2.7:** Logické schéma Delay Locked Loop

Uvnitř bloku napětově řízeného zpoždění (napětově řízená zpožďovací linka) jsou na výstupu každého zpožďovacího prvku fázově posunuté hodiny. Z těchto fázově posunutých hran lze vytvořit vyšší frekvenci, než mají referenční hodiny  $f_0$ .

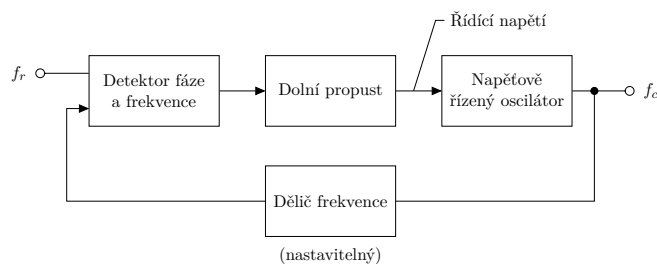
### ■ TDC využívající fázový závěs

Tato metoda funguje na stejném principu jako metoda využívající Delay Locked Loop 2.1.2, ale kruhový oscilátor je vztažen ke vstupnímu hodinovému signálu pomocí fázového závěsu. Kruhový oscilátor na obrázku 2.8 je doplněn o logické hradlo NOR, protože obsahuje sudý počet hradel NOT. Pokud kruhový oscilátor obsahuje lichý počet hradel NOT, doplnění není potřeba. Fázový závěs je mnohem starší koncept oproti Delay Locked Loop.



**Obrázek 2.8:** Logické zapojení TDC využívající fázový závěs [1]

Časovací signál je odvozen od hodinového signálu a události, od které se má měřit čas. Po skončení události se v synchronizační části uloží hodnota, kterou právě obsahují D klopné obvody, a je odeslána například do paměti k dalšímu zpracování.



**Obrázek 2.9:** Logické schéma fázového závěsu

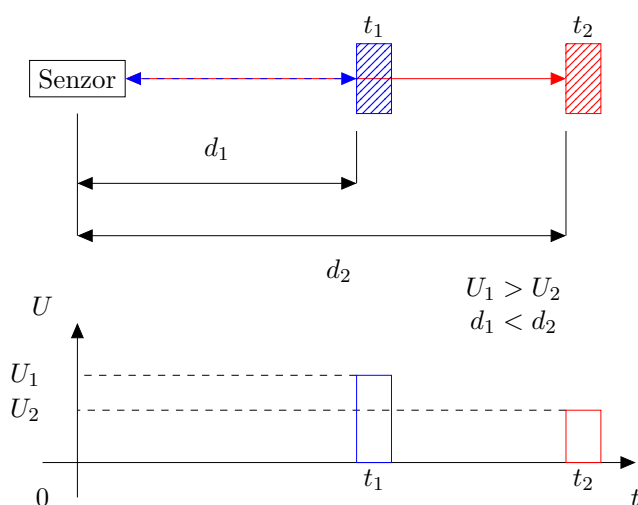
### ■ 2.1.3 Kombinace jemné a hrubé metody

Kombinované metody obsahují metodu jemného měření času a zároveň metodu hrubého měření času 2.1.1. Toto spojení zajišťuje přesnost odpovídající jemným metodám, ale zároveň umožňuje měřit delší časové úseky, než umožňuje samotné jemné měření.

## 2.2 Světelné senzory vzdálenosti

### 2.2.1 Retro-flexivní senzory

U retro-flexivní metody je vzdálenost vypočtena přímo z intenzity odraženého světla. Metoda měření tímto senzorem je velmi závislá na odrazivosti měřeného tělesa, jeho vzdálenosti a celkové úrovni okolního osvětlení stejné vlnové délky. Vliv okolního osvětlení lze potlačit modulací měřicího signálu.



**Obrázek 2.10:** Výstupní signál z přijímače u retro-flexivního senzoru pro 2 vzdálenosti

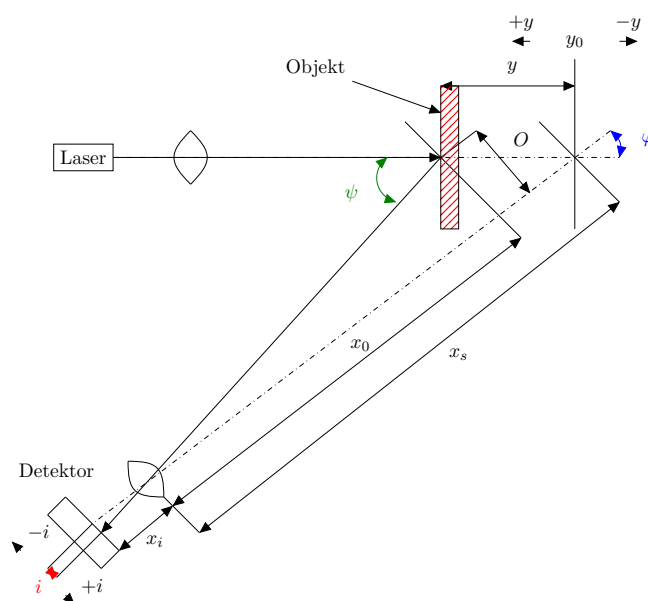
V čase  $t_1$  se objekt nachází ve vzdálenosti  $d_1$ , které odpovídá přijatá úroveň napětí  $U_1$ . V čase  $t_2$  je objekt posunut dále a tomu odpovídá napětí  $U_2$ .

### 2.2.2 Triangulační senzory

Výpočet vzdálenosti je založen na základě úhlu, pod jakým je přijat odražený signál od měřeného tělesa. Signál je vyhodnocován podle „aktivovaných“ obrazových bodů dopadajících na přijímací detektor z CCD prvku.

Mezi hlavní výhody této metody patří určitě to, že určení vzdálenosti není závislé na rychlosti šíření světla v měřeném prostředí.

Úhel  $\varphi$  je zpravidla nastaven mezi  $30^\circ$ – $50^\circ$ .

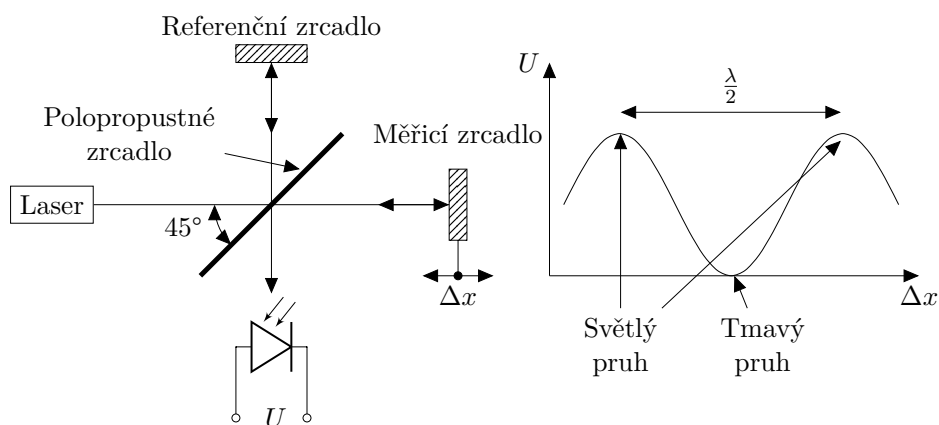


Obrázek 2.11: Schematické uspořádání měřicího triangulačního senzoru [13]

$$i = \frac{x_s y_0 \sin \psi}{x_i \sin(\varphi + \psi) + x_i \sin \psi} \quad [6] \quad (2.9)$$

### 2.2.3 Interferometrické senzory

Interferometrické senzory využívají interference 2 koherentních světelných vlnění, které jsou vůči sobě posunuté fází. Jejich vzájemnou interferencí vznikají interferenční obrazce. Rozložení obrazců odpovídá fázovému posunu vln a tedy i rozdílu vzdáleností, kterou dané vlnění urazí od zdroje.



Obrázek 2.12: Michelsonův interferometr

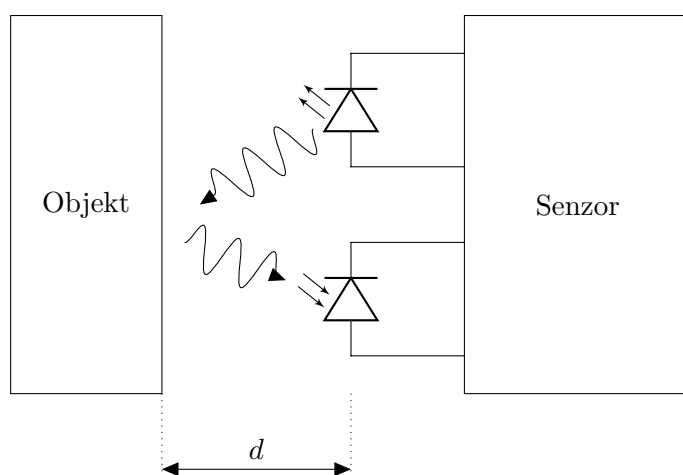
## 2.2.4 Metoda Time of Flight

### Přímá metoda

Touto metodou se měří přímo doba šíření světla od zdroje k předmětu a následně k senzoru. Z doby šíření a rychlosti světla, kdy světlo přibližně urazí 30 cm za 1 ns, již dokážeme vypočítat vzdálenost, kterou světlo za daný čas urazilo.

$$d = \frac{c \cdot t}{2} \quad (2.10)$$

- $d$  [m] ... neznámá vzdálenost
- $c$  [ $\text{m s}^{-1}$ ] ... rychlost světla v daném prostředí (musí se provést korekce v závislosti na teplotě)
- $t$  [s] ... celkový čas šíření signálu od vysílače k přijímači

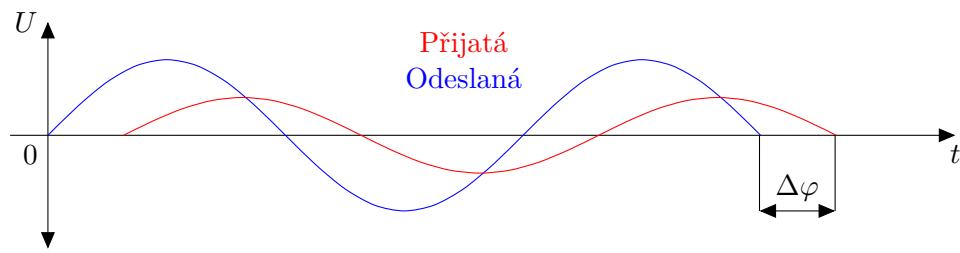


Obrázek 2.13: Uspořádání při měření přímou metodou

Tímto způsobem se zpravidla měří vzdálenosti, kde vzdálenost objektu je mnohem větší než vzdálenost vysílače a přijímače.

### Metoda fázového posunu

Doba šíření signálu se určí z fázového posunu přijatého signálu. Následně již lze dopočítat vzdálenost viz 2.2.4. Vysílaný světelný signál se moduluje pomalejší frekvencí, která je zpravidla v rozsahu 10–100 MHz, kde modulační frekvenci 100 MHz odpovídá maximální měřitelná vzdálenost 1.5 m. Vzdálenost nesmí být větší než vzdálenost, která odpovídá fázovému posunu  $2\pi$ .



**Obrázek 2.14:** Rozdíl fází přijímaného a vysílaného signálu

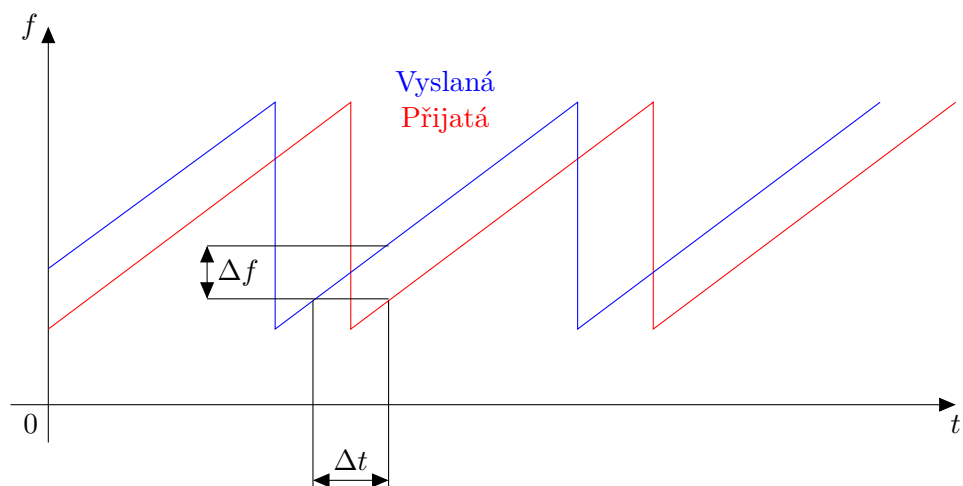
Vzorec pro výpočet vzdálenosti pro fázový posun :

$$d = \frac{c}{4\pi f} \Delta\varphi \quad (2.11)$$

- $d$  [m] ... neznámá vzdálenost
- $c$  [ $\text{m s}^{-1}$ ] ... rychlost světla v daném prostředí (musí se provést korekce v závislosti na teplotě)
- $f$  [Hz] ... modulační frekvence
- $\Delta\varphi$  [rad] ... rozdíl fází přijímaného a vysílaného signálu

#### Metoda frekvenční modulace

V průběhu vysílání se pilovitě mění frekvence vysílaného signálu dle přesného časového rozpisu. Z hodnoty přijaté frekvence určíme čas, kdy byla daná frekvence vysílána a dopočítáme dobu šíření signálu stejným způsobem jako u přímé metody 2.2.4.



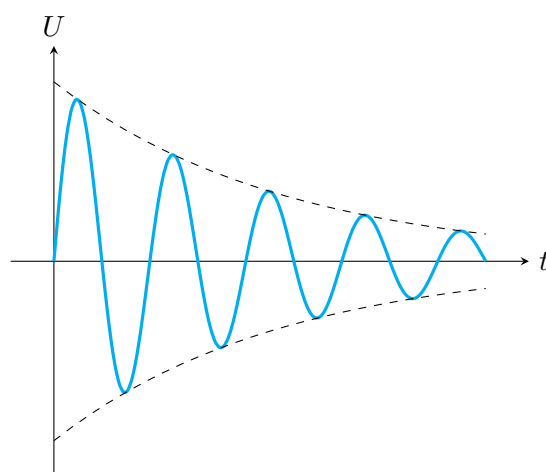
**Obrázek 2.15:** Rozdíl frekvencí v čase

## 2.3 Protonový magnetometr

Protonový magnetometr je senzor magnetického pole, který využívá fyzikálních vlastností protonů (hmotnost, spin, magnetický moment). Protony v kapalině bohaté na vodík (volné protony) [3] se chovají jako malé magnetické dipóly a jejich chování lze připodobnit k chování „střelky v kompasu“. V klidovém stavu je proton nasměrován ke zdroji největšího magnetického pole. Pokud např. přiložením magnetu změním směr a intenzitu magnetického pole a následně tento magnet odstraníme, proton se vrátí zpět do původního směru. Ustálení na konečné pozici ale chvíli trvá, protože podle velikosti výchylky bude kmitat kolem koncové pozice (precesní pohyb).

Základem protonového magnetometru je nádoba plná tekutiny bohaté na vodík s volnými protony, kolem které je navinuta cívka. Protony se dočasně polarizují pomocí silného magnetického pole generovaného budicí cívkou. Po zrušení magnetického pole protony zahájí svůj precesní pohyb a opět se přizpůsobují vnějšímu magnetickému poli. Během precesního pohybu se indukuje v cívce okolo nádoby malé napětí, jehož frekvence (Larmorova frekvence) je úměrná indukci tohoto magnetického pole, viz rovnice 2.12. Naindukované napětí se pohybuje řádově okolo mikrovoltu, takže pro další zpracování je zapotřebí velké nízko-šumové zesílení (200 000krát).

Pro daný princip měření (polarizace) je vzorkovací perioda senzoru relativně nízká, protože měření na jednom bodě trvá minimálně 2–3 sekundy. Námí použitý magnetometr má periodu měření 6 sekund (4 s polarizuje, 1–1.5 s měří) z toho důvodu, aby perioda vzorkování byla násobkem periody použitého kontrolního Overhauserova magnetometru s periodou vzorkování 3 s. Periodu měření protonového magnetometru lze snížit až na 4 s.



**Obrázek 2.16:** Precesní signál z protonového magnetometru



Přesnost protonového magnetometru je pouze dána přesností měření Larmorovy frekvence. Přesnost měření Larmorovy frekvence je určena přesností měření frekvence a odstupem precesního signálu od šumu. Rozlišení se pohybuje okolo 0.1 nT s dosahovanou přesností 0.1 až 1 nT.

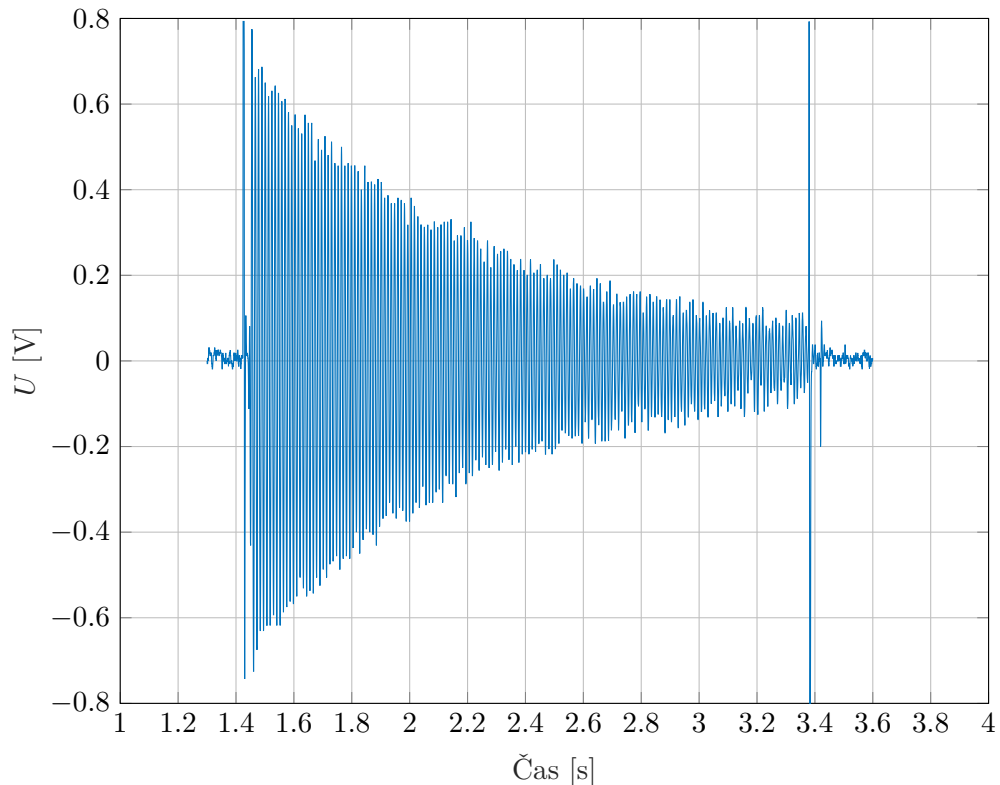
Alternativním senzorem je Overhauserův magnetometr, což je protonový magnetometr využívající Overhauserova jevu (interakce mezi elektronovým a jaderným momentem hybnosti). Tento magnetometr má větší rozlišení, lepší přesnost a rychlejší periodu vzorkování, ale zároveň je výrazně dražší a neustále kolem sebe generuje elektromagnetické pole (frekvence okolo 60 MHz).

Zemské magnetické pole se nachází v rozsahu 20 000 – 65 000 nT, což odpovídá frekvenci 850 – 2800 Hz Larmorovy frekvence.

Magnetického pole [T] lze vyjádřit:

$$B = \frac{2\pi}{\gamma_p} f_p \approx 23.4874 f_p \quad (2.12)$$

- $\gamma_p$  [s<sup>-1</sup> T<sup>-1</sup>] ... Gyromagnetický poměr [7]
- $f_p$  [Hz] ... Precesní frekvence



**Obrázek 2.17:** Reálný precesní signál z magnetometru po zesílení

Elektromotorické napětí  $\varepsilon$  [V] odeznívajícího magnetického pole vzniklého precesním pohybem protonů má tento předpis:

$$\varepsilon(t) = \mu_0 n A M \omega e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\omega t) \quad (2.13)$$

- $\mu_0$  [ $\text{H m}^{-1}$ ] ... Permeabilita vakua
- $n$  [-] ... Počet závitů cívky
- $A$  [ $\text{m}^2$ ] ... Průřez cívky
- $M$  [ $\text{A m}^2$ ] ... Moment magnetického pole protonu
- $\omega$  [ $\text{rad s}^{-1}$ ] ... Úhlová frekvence ( $2\pi f_p$ )
- $T_2$  [s] ... Příčný relaxační čas

V dnešní době protonový magnetometr nabízí například česká společnost SatisGeo. Nabízený magnetometr má přesnost  $\pm 1$  nT s rozlišením 0.1 nT s maximální měřicí periodou 2 s. Z rozlišení 0.1 nT lze dopočítat, že měří frekvenci s přesností na 4.3 mHz.

## 2.4 Možnosti měření frekvence precesního signálu

Přesnost magnetometru se přímo odvíjí od přesnosti měření frekvence, proto je používáno několik způsobů měření frekvence podle finanční náročnosti a požadované přesnosti výsledného měření.

### ■ Zvuková karta

Frekvence precesního signálu se pohybují ve slyšitelném spektru, proto je možné pro zpracování využít vstup zvukové karty instalované v PC. Ke zvukovým kartám je již vyvinuto mnoho programů, které dokáží vstupní signál (zvuk) nahrávat a dále zpracovávat. Jedná se o levné řešení, ale výsledné hodnoty budou spíše informativní.

### ■ FPGA

Naprogramování specifických obvodů do FPGA, které zprostředkovávají přesné měření času viz 2.1.2, umožňuje získávat velice přesné výsledky.

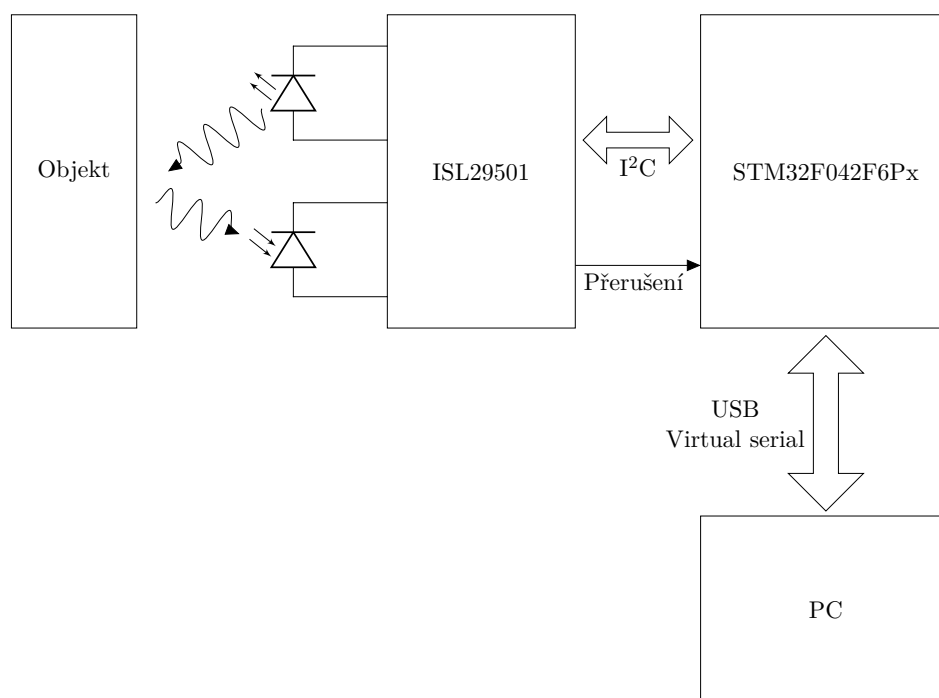
### ■ Specializovaný obvod pro měření času/frekvence

Pokud daný problém nepotřebuje FPGA, pak je zbytečné pole pouze kvůli měření frekvence začleňovat do projektu, protože FPGA jsou dražší, musí se naprogramovat pro daný projekt a mají velký odběr energie. Z těchto důvodů byly vytvořeny čipy, které jsou navrženy pro měření času nebo frekvence. Mezi výrobce těchto specializovaných čipů patří například Texas Instruments (například s použitým TDC7201 viz 4.1.1) a AMS (Austria Mikro Systeme).

## Kapitola 3

### Demonstrační aplikace senzoru vzdálenosti

Pro demonstrační aplikaci senzoru vzdálenosti (LIDARu) bylo vybráno zapojení s čipem ISL29501, viz schematické zapojení na obrázku 3.1. Konečný výrobek, určený mimo jiné i pro výukové účely, jsem konstruoval jako kompaktní zařízení s dostatečnou mechanickou odolností.



**Obrázek 3.1:** Schematické zapojení LIDARu

## 3.1 Použité součástky

### 3.1.1 ISL29501

Základní součástíou vytvořeného LIDARu (Light Detection And Ranging) je čip ISL29501. Tento čip je navržený přímo pro senzory nebo aplikace měření vzdálenosti typu Time of Flight. Mezi hlavní výhody patří možnost použití téměř libovolného páru vysílače a přijímače. Volba součástek pro vysílače a přijímače dle vlnové délky, výkonu apod. má přímou návaznost na vzdálenost a přesnost měření.

Samotný čip používá metodu fázového posunu 2.2.4 v digitální podobě, kde počítá vzdálenost na principu vztahu 2.11.

Modulační frekvence  $f$  (perioda mezi pulzy se střídou 1:1) je 4.5 MHz. Z modulační frekvence lze vypočítat maximální změřitelnou vzdálenost podle vzorce:

$$d_{\max} = \frac{c}{2f} \quad (3.1)$$

$$d_{\max} \approx \frac{299.8 \cdot 10^6 \text{ m s}^{-1}}{2 \cdot 4.5 \cdot 10^6 \text{ Hz}} \approx 33.31 \text{ m} \quad (3.2)$$

Při použité modulační frekvenci 4.5 MHz odpovídá 1 rad vzdálenosti 5.3 m.

Hodnota vypočtená z 3.2 je posléze využita k výpočtu reálné vzdálenosti z naměřených hodnot v registru.

$$\text{distance} = 33.31 \frac{\text{DISTANCE}}{65536} \quad (3.3)$$

$$\text{precision} = 33.31 \frac{\text{PRECISION}}{65536} \quad (3.4)$$

$$\varphi = 2\pi \frac{\text{PHASE}}{65536} \quad (3.5)$$

Kde proměnné DISTANCE, PRECISION a PHASE obsahují hodnoty složené ze dvou 8bitových registrů a proměnné distance, precision a  $\varphi$  jsou naměřené hodnoty.

Precision je hodnota, která je závislá na odstupu signálu od šumu, tedy okolního rušení.

Díky zlepšující se technologii měření času jsou v současnosti již dostupné kompletní čipy pro měření vzdálenosti založené na metodě TOF. Jedním z výrobců těchto čipů je společnost ST, která nabízí například VL53L0X, o němž výrobce tvrdí, že je nejmenší LIDAR na světě. Jiný výrobce Broadcom nabízí čip AFBR-S50MV85G, který obsahuje snímač se 32 přijímacími „body“, takže lze pomocí tohoto čipu detekovat i pohyb.

Čip od Broadcom jsem nepoužil, protože v době výběru součástek pro tento projekt jsem o čipu nevěděl. O čipu od ST jsme uvažovali, ale nepoužili jsme jej, protože námi vybraný čip ISL29501 nabízí možnost výběru emitoru a přijímače a je popsán základní princip měření.

### ■ 3.1.2 STM32F042F6Px

Mikroprocesor typu STM32F042F6Px od výrobce ST jsem použil nejen proto, že je rozměrově malý, cenově dostupný a splnil naše technické požadavky, ale již jsem se s ním dříve seznámil v předmětu Laboratoře Průmyslové Elektroniky a senzorů (LPE). To, že jsem již tento procesor uměl programovat a ovládat, výrazně zkrátilo čas potřebný pro vývoj a odladění programu pro tento mikroprocesor.

Základní technické parametry STM32F042F6Px :

- ARM Cortex-M0
- Frekvence 48 MHz
- 20 × GPIO
- 6 kB RAM
- 32 kB ROM
- 2 × SPI
- 1 × I<sup>2</sup>C
- 1 × CAN
- 2 × USART
- USB
- 1 × 12 bit A/D převodník
- 4 × 16 bit časovač
- 1 × 32 bit časovač

### ■ 3.1.3 SFH4550

Pro vysílač byla využita výkonná infra dioda SFH4550 vysílající na vlnové délce 850 nm. Trvalý proud je limitován 100 mA, ale maximální proud může být až 1 A po dobu kratší než 100  $\mu$ s. Tuto diodu nelze použít pro PWM se střídou 1:1 při požadované frekvenci (nedostatečný relaxační čas). Dioda emituje pro oko neviditelné záření s rozptylem  $\pm 3^\circ$ .

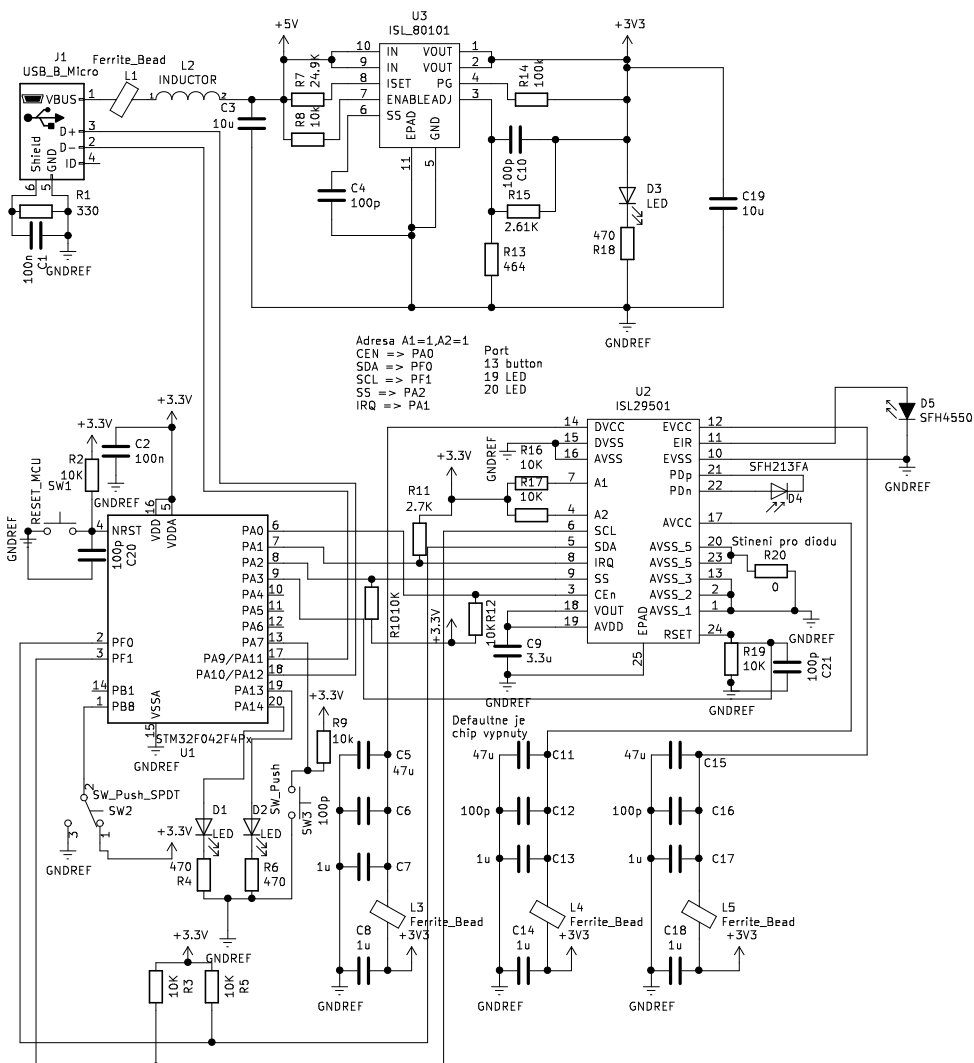
### ■ 3.1.4 SFH213FA

Vysílané pulsy jsou přijímány fotodiodou SFH213FA. Tato fotodioda je citlivá na vlnové délky od 750 nm do 1100 nm s přepínacím časem 5 ns. Nejmenší přepínací čas 5 ns odpovídá maximální frekvenci 200 MHz a to dalece překračuje námi požadované hodnoty. Nejvyšší citlivost dioda dosahuje při 850 nm v rozsahu  $\pm 10^\circ$  na ploše 1 mm<sup>2</sup>.

## 3.2 Schéma zapojení

Pro návrh logického schématu zapojení jsem použil open-source software KiCad.

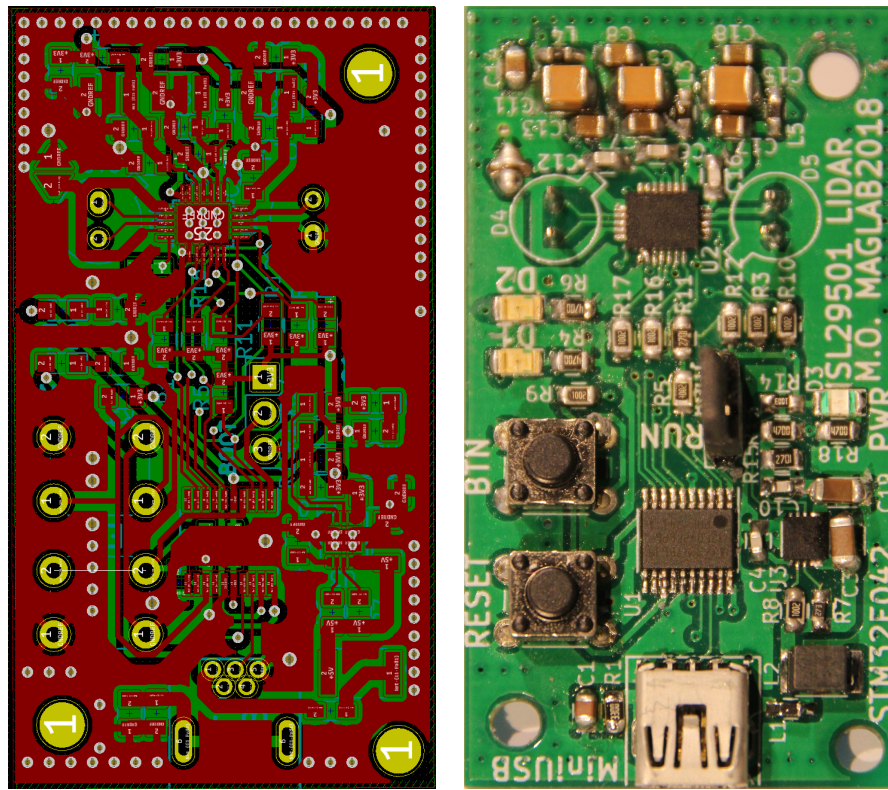
Původní schéma zapojení bylo inspirováno prodáváním vývojovým kitem ISL29501-ST-EV1Z Sand Tiger [10]. Bohužel logické schéma obsahuje chybu, kvůli které byl čip ISL29501 při první realizaci zapojení zničen. Chyba byla, že pin 24 u ISL29501 označený RSET se nechová jako RESET, ale slouží k nastavení vnitřních proudových zdrojů. Po odhalení problému byla cesta vedoucí do STM32 na pin 9 přerušena, kondenzátor C1 odstraněn a po výměně ISL29501 již obvod funguje korektně. V rámci návrhu zapojení jsem přidal RC filtr pro odrušení zámkitů na RESET tlačítku mikroprocesoru.



Obrázek 3.2: Logické schéma zapojení desky LIDARu

### 3.3 Návrh desky plošných spojů

V software KiCad, kde jsem měl již vytvořené kompletní schéma zapojení, jsem pokračoval i s návrhem desky plošných spojů viz obrázky 3.3. Při vlastním rozmístění součástek bylo zejména nutné dbát na správné prostorové umístění kondenzátorů C5–C8, C11–C14 a C15–C18 vůči pinům obvodu ISL29501. Kondenzátory musí být umístěny se vzrůstající kapacitou tak, aby kondenzátor s nejnižší kapacitou byl umístěn co nejbližší čipu. Podklady ze software KiCad byly ve 2D formátu Gerber zaslány výrobcí desek plošných spojů (PCB), který profesionálně vyrobil finální desku plošných spojů.



(a) : Návrh desky plošných spojů

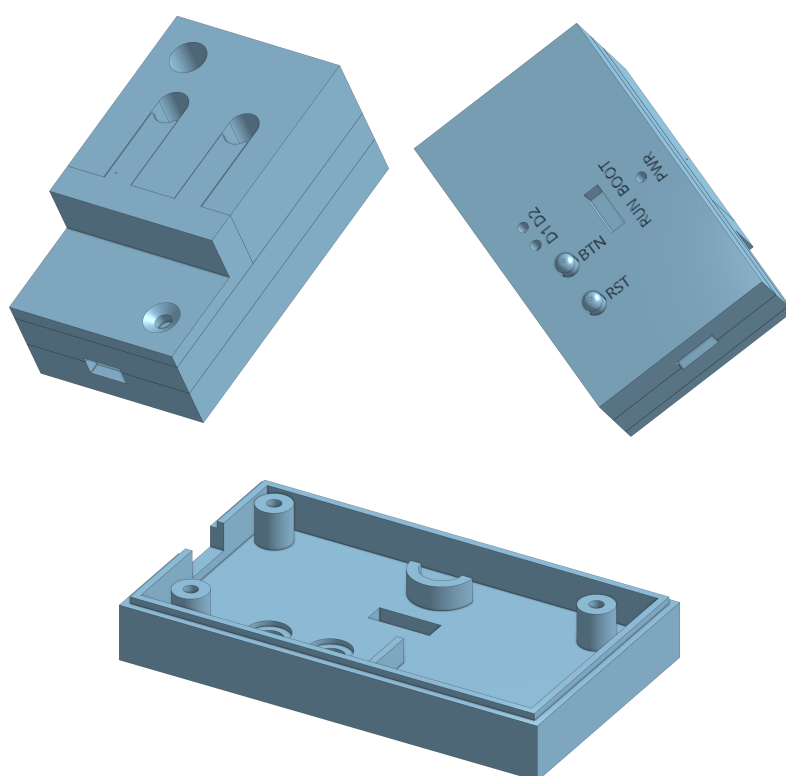
(b) : Osazená deska plošných spojů

**Obrázek 3.3:** Deska plošných spojů LIDARu

Konečnou fází bylo zapájení součástek na hotovou desku plošných spojů a oživení. Nejkritičtější operací bylo zapájet čip ISL29501 a ISL80101. Čipy obsahují Thermal Pad, kdy je pouzdem vodivě připájen na zemnicí plochu a toto propojení je použito jako chlazení čipu během měření.

## 3.4 Návrh krytu

Kryt pro vlastní LIDAR jsem navrhl v online software OnShape. Ze software OnShape lze vyexportovat 3D model ve formátu STL pro další zpracování. Výrobek jsem se rozhodl vytisknout na 3D tiskárně Prusa i3 MK2. Pro tuto tiskárnu bylo zapotřebí 3D model převést do kódu, kterému daná tiskárna rozumí. Převod včetně správného nastavení parametrů tiskárny byl proveden ve volně šiřitelném software Ultimaker Cura. Výsledkem zpracování v Ultimaker Cura je soubor ve formátu G-code, který je možné již přímo nahrát do tiskárny.



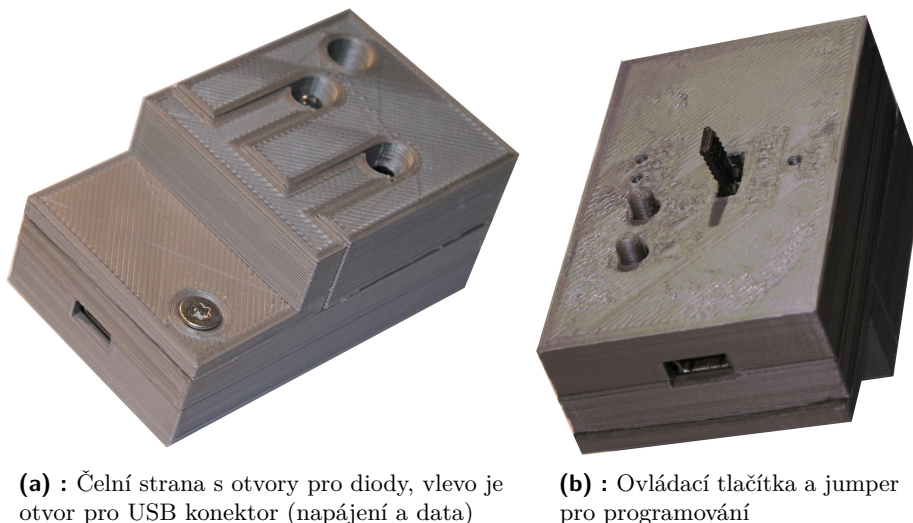
**Obrázek 3.4:** 3D vizualizace krytu v OnShape

Protože výrobek není tepelně ani mechanicky namáhán, použil jsem levný materiál PLA, který zajišťuje dostatečnou tuhost a rozměrovou stálost. Výtisk všech dílů krytu na 3D tiskárně trval cca 4 hodiny (horní část 82 min, dolní část 61 min, tlačítka 8 min, dva díly pro stínění diod 48 min + 34 min).

Vzhledem k celkem rychlému procesu celé výroby prototypu na 3D tiskárně jsem si mohl dovolit několik iterací návrhu (postupné vylepšování). Například v první verzi návrhu jsem měl pro informační diody pouze otvory v krytu, ale diody svítí s takovou intenzitou, že svítily všemi otvory a někdy bylo



velice těžké rozeznat, která dioda svítí. V další verzi návrhu jsem přidal do 3D modelu stínící přepážky oddělující diody mezi sebou (spolu s dalšími úpravami). Při přípravě 3D modelu jsem vytvořil i popisy tlačítek a diod, ale první vrstva otočená směrem k podkladové vyhřívané desce se bohužel více slévá (delší čas pro vychladnutí první vrstvy) a text se tak stal nečitelným.



**Obrázek 3.5:** Výsledný vzhled LIDARu

## 3.5 Firmware

Firmware jsem napsal za pomoci HAL knihoven a softwaru CubeMX. HAL (Hardware Abstraction Layer) knihovna je kód v jazyce C poskytovaný přímo výrobcem ST k jejich čipům. Každá knihovna obsahuje množinu API (Application programming interfaces – aplikační rozhraní) pro komunikaci mezi aplikací na vyšší vrstvě a vlastním čipem. Zajišťuje určitou úroveň abstrakce a umožňuje tak používat vlastnosti jednotlivých čipů bez hluboké znalosti vlastních registrů a jejich vzájemných vazeb.

Software CubeMX spolu s odpovídající knihovnou umožňuje nadefinování požadovaných výsledných vlastností periférií. Ze zadaných parametrů následně vygeneruje kompletní zakázkový projekt pro zvolené programovací prostředí obsahující i příslušné HAL knihovny použitých čipů s příslušně nastavenými registry a všemi požadovanými parametry.

Příjem dat z LIDARu do řídicího procesoru jsem implementoval pomocí signálu přerušení, kde po vyvolání přerušení jsou do lokálního bufferu v rámci kruhové fronty ukládána příchozí data. Dalšími funkcemi v rámci hlavního programu jsou již data čtena z kruhové fronty, interpretována a zpracována (jedná se převážně o řídicí příkazy pro ovládání zařízení).

■ `uint16_t CDC_Received_FS(uint8_t* buf, uint16_t count)`

Do proměnné `buf` vrátí řetězec zakončený `'\0'` tolika znaky, jako je `count - 1`, pokud je přijatých znaků méně, tak vrátí pouze přijaté množství. V návratové hodnotě je množství vrácených znaků.

■ `uint16_t CDC_Received_raw_FS(uint8_t* buf, uint16_t count)`

Tato funkce je stejná jako `CDC_Received_FS`, nevrací řetězec (na konec nedává `'\0'`), ale pole znaků.

■ `void CDC_Received_clear_FS()`

Smaže veškerá přijatá data (vyčistí kruhovou frontu).

■ `uint16_t CDC_Received_len_FS()`

Vrátí počet přijatých znaků (velikost kruhové fronty).

Kvůli omezené paměti řídicího mikroprocesoru, která nedovoluje nahrát knihovnu umožňující výpis float čísel (čísel s desetinnými místy), a také z důvodu zrychlení zpracování naměřených dat, firmware vrací čísla ve formátu 16bitový unsigned integer, jak jsou interně uložena data v čipu bez přepočtu na jejich reálné hodnoty.

Měřicí zařízení je možné ovládat z klávesnice (přes USB rozhraní) nebo přímo tlačítka na zařízení.

Při ovládání bez klávesnice má uživatel po zapnutí (restartu) 5 sekund k tomu, aby stiskl uživatelské tlačítko a tím přešel do kalibrace. Po uplynutí této doby bez stisknutí tlačítka přejde do měřicího režimu, ve kterém se při každém stisknutí uživatelského tlačítka provede jedno měření, pokud uživatel tlačítko drží stisknuté, měření probíhá stále s frekvencí jedno měření každých 10 ms.

Při ovládání z klávesnice lze přejít do Help po stisknutí klávesy H, kde se vypíše:

```
Help of firmware for ISL29501 version 0.0.1
h ... help
s ... set register address and value must be in format 0x.. -> s-0x00 0x00
r ... read register address must be in format 0x.. -> r 0x00
i ... interactive mode (firmware writes back input char) by default on
u ... disable interactive mode
m ... make measurement like pressing button
c ... continuous mode
k ... start calibration procedure will clear USB buffer
```

Interaktivní režim umožňuje využívat „echo“, tzn. vše, co je odesláno terminálem, odešle zpět. To je pro uživatele výhodné, protože ví, co doopravdy napsal, pokud to jeho stanice nepodporuje. V případě, že uživatelova stanice podporuje lokální zobrazení napsaných znaků, lze režim „echo“ na terminálu vypnout, aby se znaky uživateli nezobrazovaly dvakrát.

Hodnota registrů vzdálenosti (LSB, MSB) se na skutečnou vzdálenost přepočítává pomocí vzorce, který vyplývá z modulační frekvence:

$$d = (\text{MSB} \cdot 256 + \text{LSB}) \cdot \frac{33.31}{65536} \text{ [m]} \quad (3.6)$$

ISL29501 také poskytuje hodnotu přesnosti (precision). Přesnost vypočítává například z odstupu signálu od šumu vyvolaném okolním osvětlením (před samotným měřením udělá měření okolního rušení) a rozptylu naměřených časů.

$$p = (\text{MSB} \cdot 256 + \text{LSB}) \cdot \frac{33.31}{65536} \text{ [m]} \quad (3.7)$$

Fáze (phase) je hodnota, které přímo odpovídá vzdálenosti bez kalibrace vzdálenosti.

$$\varphi = (\text{MSB} \cdot 256 + \text{LSB}) \cdot \frac{2\pi}{65536} \text{ [rad]} \quad (3.8)$$

### 3.5.1 Kalibrace

Kalibrace[12] sestává ze tří úkonů:

#### 1. Amplitudová kalibrace

Amplitudová kalibrace nastavuje vnitřní registry na základě zadaných parametrů emitoru. Tato kalibrace nezávisí na vnějších okolnostech.

#### 2. Kalibrace přeslechů (Crosstalk)

Tato kalibrace vyžaduje zakrytí fotodiody. Měří se, jak je ovlivňována vstupní brána na fotodiodě, když nepřijímá přímo vyslaný signál z emitoru. Kalibrační proces tímto měřením získá hodnoty charakteristické pro danou fotodiodu a konkrétní zapojení.

Výsledkem kalibrace je zjištění *Crosstalk I*, *Crosstalk Q* a *Crosstalk Gain*, kde *Crosstalk Gain* je 16bitová hodnota složená ze dvou 8bitových registrů (LSB, MSB). *Crosstalk I* a *Crosstalk Q* hodnoty jsou složeny z 16bitové hodnoty (LSB, MSB), která je vynásobená dvěma na 8bitový exponent (EXP). Hodnoty jsou ve firmwaru akumulovány

```
I += pow(2.0, raw_exp_I) * (double)((raw_MSB_I << 8) + raw_LSB_I);
```

Během kalibrace je provedeno celkem 100 měření, které se následně zprůměrují. Z důvodu velkých hodnot a formátu jsou hodnoty přepočítávány a nasčítány do formátu double. Po zprůměrování je zapotřebí hodnoty převést zpět na požadovaný formát LSB, MSB, EXP.

```

1  union tag {
2      uint32_t a;
3      uint8_t s[4];
4  };
5
6  int ConvertExp(double val, uint8_t* exp, uint8_t* LSB,
7      uint8_t* MSB){
8      if(val > (pow(2.0,255.0) * 65535)){
9          return -1;
10     }
11     char buffer[30];
12     *exp = 0;
13     while(val > 65535){
14         val /= 2;
15         *exp = (*exp) + 1;
16     }
17     SendUSB("Converted\n\r");
18     uint32_t val_32 = (uint32_t) val;
19     union tag name;
20     name.a = val_32;
21     *LSB = name.s[0];
22     *MSB = name.s[1];
23     sprintf(buffer, "exp = %0x,MSB = %0x,LSB = %0x\n\r",*exp
24         ,*MSB,*LSB);
25     SendUSB(buffer);
26     return 0;
27 }

```

Tato funkce bere jako vstup hodnotu `val`, kterou pak překonvertuje do žádaného formátu.

### 3. Kalibrace vzdálenosti

Tato kalibrace uloží do registru absolutní rozdíl naměřené vůči definované vzdálenosti. Chyba je určena jako rozdíl pevně dané vzdálenosti 200 mm (napsáno v kódu) a průměru ze 100 měření. Výsledná hodnota této kalibrace slouží k přepočítání reálně změřené hodnoty uložené v registrech na vzdálenost měřeného předmětu.

## 3.6 Počítačová aplikace

Aplikace určená pro počítače je napsána v jazyce C++ s využitím frameworku Qt [8]. Prostředí Qt bylo zvoleno pro jeho multi-platformitu a aplikaci je tedy možné přeložit pro různé operační systémy, např. MS Windows či Linux. Pro vykreslování grafů jsem použil knihovnu QCustomPlot, protože v základu, oproti přímo implementovaným grafům v Qt, umí například posouvání v grafu pomocí drag and drop. Tento způsob vykreslování grafů je výhodnější u neustále se překreslujících grafů zobrazujících děje v reálném čase.

Aplikace je ale pouze grafickou nadstavbou konzolového rozhraní. Její funkčnost je zajištěna vlastním firmwarem s několika výpočty pro větší pohodlí zadávání hodnot např. zadání maximálního proudu světelným emitorem (infra diodou).

Aplikace po propojení s řídicí deskou aktivuje vlastní režim komunikace odesláním příkazu `u`, kterým zruší „interaktivní“ režim. Při ukončení aplikace je „interaktivní“ režim znovu zapnut odesláním příkazu `i`.

Při návrhu aplikace jsem použil 4 objekty:

- **MainWindow**

Hlavní okno zajišťující vykreslování grafů a základní interakci s uživatelem.

- **SerialHandler**

SerialHandler komunikuje se zařízením přes virtuální sériovou linku vytvořenou přes připojené USB. Zajišťuje vysílání a příjem textových dat s následným přiřazením dat do příslušného objektu. Výsledná data jsou v rámci objektů předávána k dalšímu zpracování do MainWindow nebo Calibration.

- **Help**

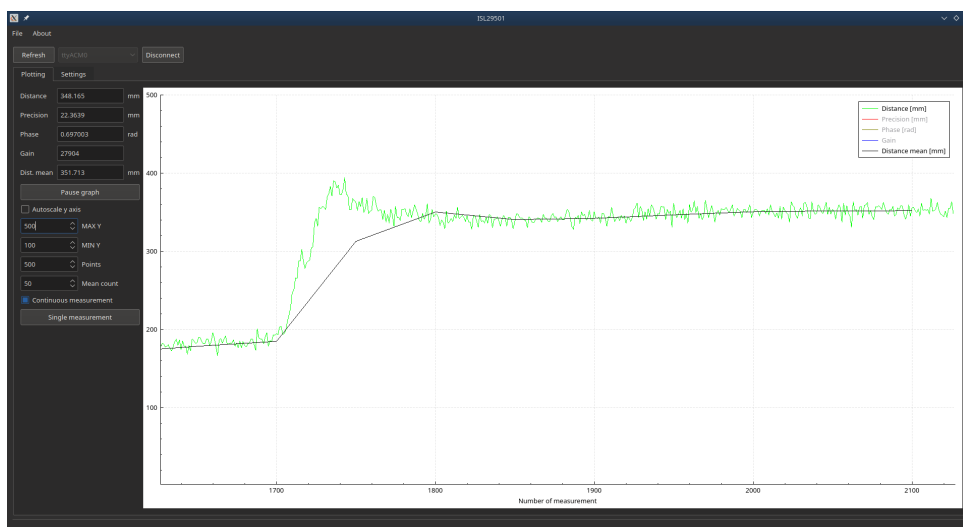
Help je samostatný objekt, který vytváří vlastní okno s nápovědným textem.

- **Calibration**

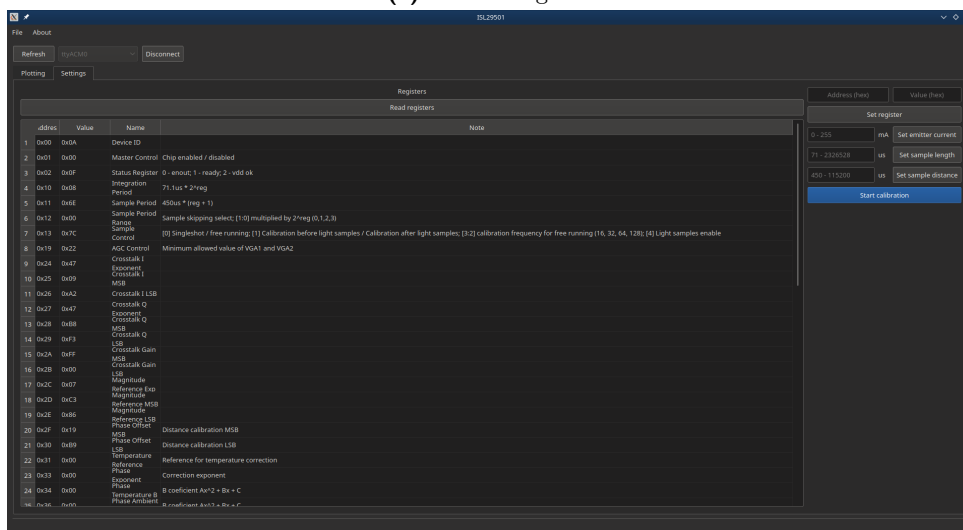
Calibration je objekt vytvořený dynamicky ve chvíli, kdy uživatel spustí kalibraci. Objekt komunikuje přes objekt SerialHandler se zařízením.

Aplikace zobrazuje výsledky ze zařízení v reálném čase. Mimo grafického zobrazení výsledků měření je možné i zobrazené průběhy grafů uložit. Grafy je možné ukládat na disk v rastrových formátech PNG a JPEG nebo ve vektorovém formátu PDF. Výsledky měření pro další zpracování můžeme uložit do souboru i v textovém formátu CSV (hodnoty jsou odděleny středníkem). Pro opakování měření aplikace lze pracovat i s nastavením a je možné uložit a i případně obnovit z disku konfiguraci. V rámci konfigurace zařízení je možné nastavit jednotlivé pracovní registry čipu ISL29501, v úpravě registrů lze nastavit čas měření každého vzorku, čas mezi měřeními vzorků při průběžném měření a maximální proud pro vysílací infra diodu. Aplikace přepočítá zadané hodnoty do odpovídajícího formátu, zapíše hodnoty do příslušných registrů v čipu ISL29501 a provede amplitudovou kalibraci, která je vyžadována při každé změně v registrech týkajících se měření.

### 3. Demonstrační aplikace senzoru vzdálenosti



(a) : Záložka grafu



(b) : Záložka nastavení

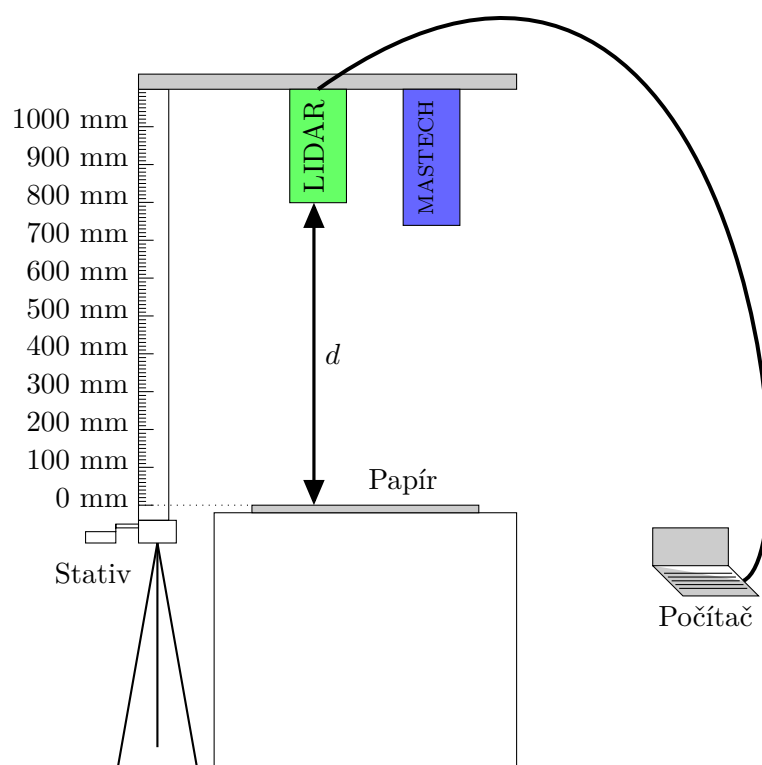
**Obrázek 3.6:** Snímky obrazovky desktopové aplikace pro LIDAR

Při zapnutí funkce logování výsledný soubor v textovém formátu CSV obsahuje naměřená data, kde je uvedena vzdálenost [mm], přesnost [mm], fáze [rad] a gain [-]:

```
154.514,15.2481,0.640437,19968
152.481,15.2481,0.640053,19200
150.448,15.2481,0.63967,18688
147.398,15.2481,0.639095,18176
149.431,15.2481,0.639478,17664
151.465,15.2481,0.639862,19968
148.415,15.2481,0.639286,18176
149.431,15.2481,0.639478,18944
138.25,15.2481,0.637369,18432
```

### 3.7 Měření

S vyrobeným zařízením LIDAR jsem provedl kontrolní měření vzdálenosti s různě barevnými papíry. Barevné papíry simulují předměty s rozdílnou odrazivostí světla pro různé vlnové délky. Hlavní částí měřicí soustavy byl výsuvný stativ k fotoaparátu (výsuv je realizován ozubeným hřebem s dostatečnou přesností polohování a tuhostí). Pro kontrolní měření okolního osvětlení byl použit multimetr MASTECH MS8209, který umožňuje měřit intenzitu okolního osvětlení v luxech s přesností  $\pm 2\%$ .



**Obrázek 3.7:** Uspořádání soustavy při měření vzdálenosti

Pokaždé bylo provedeno 10 měření, které jsem následně zprůměroval. Při měření vzdálenosti jsem použil papíry 4 rozdílných barev, kde podle android aplikace Color Grab (pomocí fotoaparátu v mobilním telefonu rozpozná barvu) byla RGB hodnota barvy papírů:

- Bílý papír: (230,200,210)
- Červený papír: (248,24,27)
- Černý papír: (191,190,192)
- Modrý papír: (0,158,205)

### 3.7.1 Zpracování dat

Nastavení registrů ISL29501 pro všechna měření bylo:

Jméno registru	Adresa	Hodnota
Device ID	0x00	0x0A
Master control	0x01	0x00
Status registr	0x02	0x0F
Integration period	0x10	0x08
Sample period	0x11	0x6E
Sample period range	0x12	0x00
Sample control	0x13	0x7C
AGC control	0x19	0x22
Crosstalk I exponent	0x24	0x47
Crosstalk I MSB	0x25	0x92
Crosstalk I LSB	0x26	0xAA
Crosstalk Q exponent	0x27	0x47
Crosstalk Q MSB	0x28	0x71
Crosstalk Q LSB	0x29	0xFC
Crosstalk Gain MSB	0x2A	0xFF
Crosstalk Gain LSB	0x2B	0x00
Magnitude reference exponent	0x2C	0x07
Magnitude reference MSB	0x2D	0xC5
Magnitude reference LSB	0x2E	0x06
Phase offset MSB	0x2F	0x18
Phase offset LSB	0x30	0xE8
Temperature reference	0x31	0x00
Phase exponent	0x33	0x00
Phase temperature B	0x34	0x00
Phase ambient B	0x36	0x00
Phase temperature A	0x39	0x00
Phase ambient A	0x3B	0x00
Interrupt control	0x60	0x00
Drive range	0x90	0x01
Emitter DAC	0x91	0xFF
Driver control	0x92	0x00
Threshold DAC	0x93	0x00
Emitter offset	0xA5	0x00
Command register	0xB0	0x10

**Tabulka 3.1:** Hodnoty registrů při měření (po kalibraci)

Data byla zpracována pomocí Matlabu.

U měření od 150 mm do 1 m, graf 3.2, nebyla černá barva změřená pro všechny vzdálenosti. Chyba od 400 mm byla již tak veliká, že další měření nemělo smysl.

Z výsledků měření vyplývá, že kolísání intenzity okolního osvětlení v mezích prováděného měření nemělo zásadní vliv na naměřené výsledky.



Skutečná vzdálenost [mm]	Bílá				Červená				Modrá				Černá			
	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]
150	149.13	4.3405	15.248	233	142.62	5.0270	15.248	50	152.38	3.8767	18.298	65	211.75	8.9785	59.569	86
200	190.80	5.6507	20.331	215	201.89	5.1655	20.331	50	205.44	8.4296	25.413	85	344.20	24.9840	85.593	82
250	233.60	7.4362	26.938	183	259.12	4.2173	26.430	53	268.26	7.8221	33.546	90	449.31	21.8020	111.110	88
300	280.87	7.4398	34.562	178	316.96	5.8456	35.579	65	325.90	10.9820	42.695	74	557.67	24.8920	139.770	76
350	325.80	9.0574	42.695	180	369.51	10.6100	44.728	71	396.04	14.1690	53.877	72	719.61	61.9240	173.320	78
400	379.88	12.1140	51.844	162	448.80	11.7400	54.080	73	474.32	16.1950	65.669	80	817.30	58.5760	203.210	62
450	415.77	10.3670	60.484	145	511.42	19.5500	64.855	84	555.13	25.1410	78.477	76				
500	483.57	19.0420	74.106	150	596.51	12.1870	76.647	90	613.08	21.3960	91.692	72				
550	530.33	33.7900	86.304	139	640.32	19.2480	83.763	70	710.16	17.9570	105.820	73				
600	570.69	24.2370	93.217	146	704.67	15.8340	94.030	72	755.39	25.7720	113.950	94				
650	624.56	16.0600	107.750	122	783.55	21.2570	109.380	66	805.30	28.5790	127.780	80				
700	688.10	31.2230	120.560	141	850.64	22.9560	120.560	72	894.56	28.0280	142.520	90				
750	731.91	29.3100	134.690	118	915.29	33.7560	131.540	72	954.13	34.5600	154.010	68				
800	783.65	35.6080	154.920	116	959.82	33.7720	143.540	60	979.33	39.8370	167.930	77				
850	797.07	35.6110	160.920	116	1022.70	42.6310	154.820	65	1042.40	36.2460	182.060	65				
900	869.96	37.3120	183.590	96	1100.70	35.4160	177.690	66	1128.90	53.8710	195.280	73				
950	898.72	67.2840	195.680	105	1142.60	43.4670	183.080	60	1154.60	41.1450	208.390	68				
1000	951.89	51.7380	213.780	111	1205.20	34.4720	199.340	62	1214.10	47.0770	220.890	68				

Tabulka 3.2: Měření od 150 mm do 1 m

Skutečná vzdálenost [mm]	Bílá				Červená				Modrá				Černá			
	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]	Vzdálenost [mm]	Směrodatná odchylka [mm]	Přesnost [mm]	Okolní osvětlení [lux]
200	197.110	9.2731	20.127	290	198.230	6.5001	20.331	220	206.360	5.1833	24.397	153	286.46	18.8590	66.278	220
190	191.210	7.9096	18.298	249	188.670	3.5924	19.314	261	200.160	4.9440	23.380	164	272.94	19.4850	65.872	261
180	178.300	8.7209	18.196	273	181.150	6.2077	18.298	256	181.250	4.7692	22.364	168	251.29	14.8000	64.245	256
170	164.980	7.1248	17.180	300	169.150	5.9118	17.281	263	177.390	6.2525	21.347	144	242.85	14.6090	63.127	263
160	152.480	8.0472	16.163	288	155.530	4.9338	16.265	262	163.560	5.6791	20.331	153	232.79	14.3440	61.399	261
150	139.880	5.3405	15.146	266	143.840	3.7809	15.248	263	154.720	4.8822	18.806	155	211.75	8.9785	59.569	263
140	128.080	5.4637	14.232	245	131.540	4.5003	14.333	218	140.690	7.1271	18.298	129	196.09	16.6310	56.926	218
130	115.680	5.9429	13.622	224	122.390	4.5763	14.232	242	128.390	5.8504	17.281	95	185.93	15.0510	53.877	242
120	108.160	5.4888	13.215	229	107.750	5.6497	13.215	226	119.340	4.1830	16.265	120	169.25	14.1930	51.640	226
110	94.233	4.4711	13.012	222	101.250	3.1860	13.215	211	108.260	3.8707	15.248	107	151.67	9.8999	49.810	211
100	83.356	5.5678	12.198	209	90.879	6.2334	12.198	194	97.080	5.9129	15.248	110	135.20	7.3928	47.981	194
90	69.531	6.5214	12.198	188	73.496	4.6473	12.198	190	82.746	7.8333	15.248	94	122.59	7.6101	47.777	190
80	58.451	6.0473	12.198	177	63.839	3.5149	12.198	192	74.919	4.3141	15.248	81	115.99	13.9090	47.777	192
70	51.742	2.5107	12.300	182	54.995	5.8582	12.198	172	63.432	5.4046	15.248	79	113.24	14.9490	49.810	172
60	49.506	5.2066	13.418	165	51.945	4.1899	13.215	163	59.976	7.6222	16.265	52	124.22	9.2276	54.893	163
50	52.352	4.3985	15.350	182	55.401	4.7257	15.248	146	64.855	2.8269	18.298	52	144.25	19.1650	61.704	146
40	51.742	8.2924	16.265	151	57.231	3.8945	16.265	142	71.158	6.2480	20.331	38	166.20	13.9240	69.023	142
30	43.101	4.7968	17.281	135	49.099	3.4572	18.298	107	57.231	6.3038	23.380	33	202.09	20.9140	83.153	107

Tabulka 3.3: Měření od 30 mm do 200 mm

### 3.7.2 Vizualizace

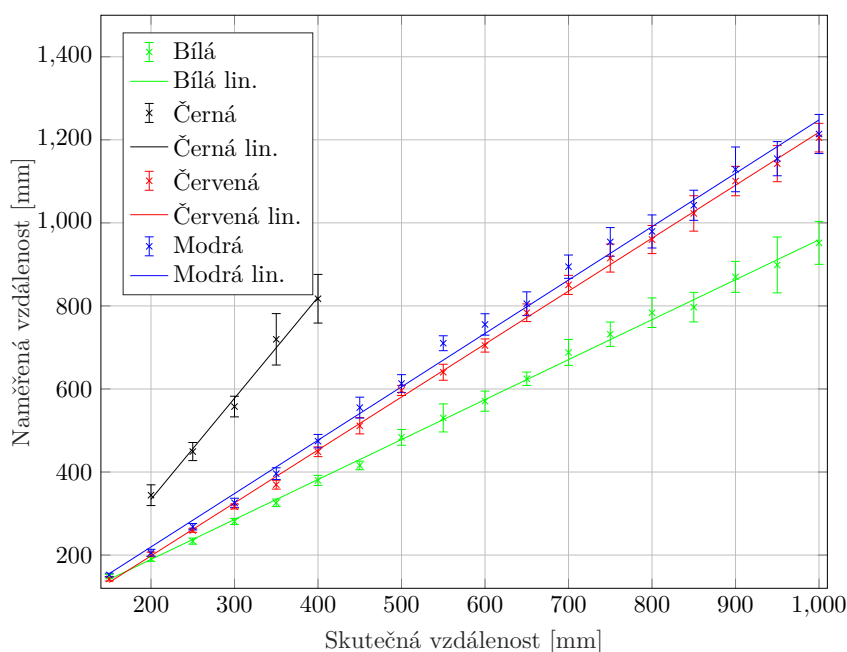
V grafu 3.8 a 3.10 jsou průběhy *barva lin.*, které jsou vytvořeny proložením bodů polynomem 1. řádu. Body jsou vytvořeny jako průměr 10 měření a okolí bodů je směrodatná odchylka.

V grafu 3.9 a 3.11 jsou body vytvořeny jako průměr 10 měření, stejně jako v grafech 3.8 a 3.10, ale okolí bodů je *precision* (přesnost měření poskytovaná ISL29501). Pro znázornění, zda ISL29501 naměří správnou hodnotu v odchylce jeho přesnosti.

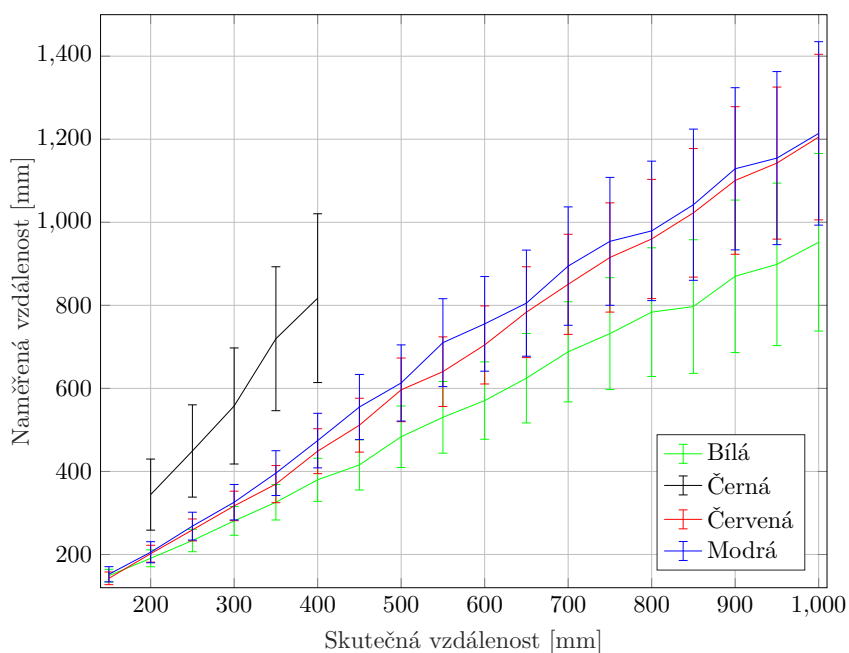
Lze pozorovat, že v grafu 3.9 a 3.11 v okolí bodů (*precision*) leží reálná hodnota vzdálenosti.

Po proložení naměřených hodnot polynomiální aproximací 1. řádu lze pozorovat, že naměřené hodnoty jsou téměř lineární, kde směrodatná odchylka linearizace pro bílou barvu je 2.34 mm, červenou je 2.45 mm a modrou je 4.92 mm pro měření vzdálenosti od 150 mm do 1 m.

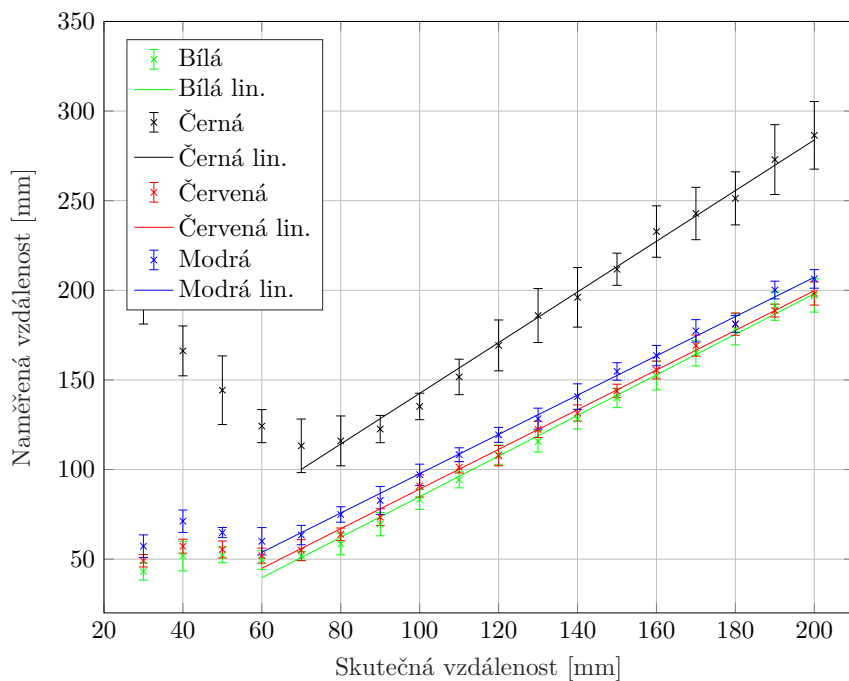
Směrodatná odchylka od reálné vzdálenosti a naměřené hodnoty pro bílou barvu je 6.67 mm, červenou barvu je 29.3 mm a modrou barvu je 34.92 mm. Na základě metody měření, kterou ISL29501 používá, by odrazivost (barva) neměla mít vliv na změřenou vzdálenost, což se tímto měřením nepotvrdilo.



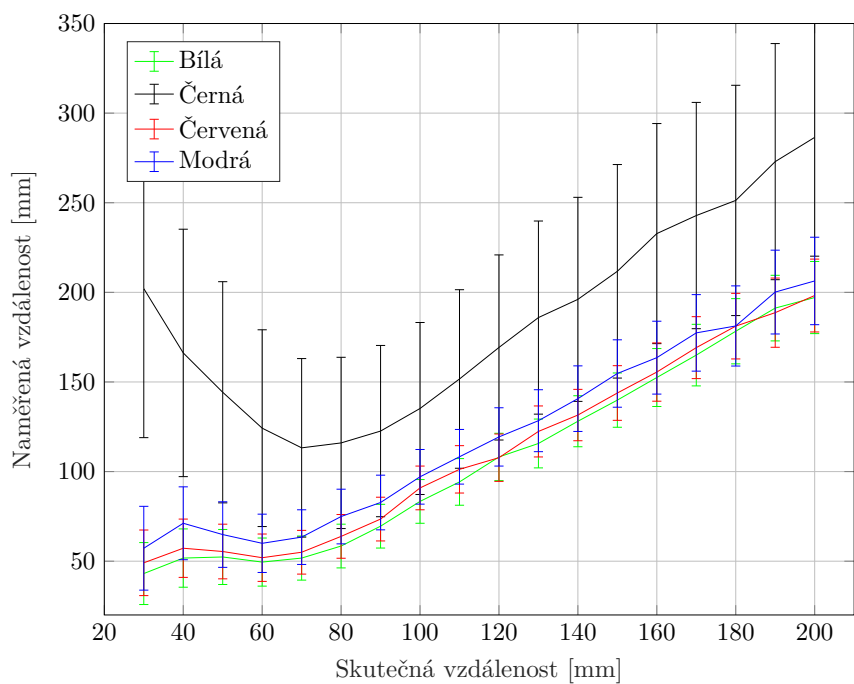
**Obrázek 3.8:** Měření vzdálenosti 150 – 1000 mm – okolí bodů znázorňuje směrodatnou odchylku z 10 měření



**Obrázek 3.9:** Měření vzdálenosti 150 – 1000 mm – okolí bodů znázorňuje údaj precision udávaný čipem



**Obrázek 3.10:** Měření vzdálenosti 30 – 200 mm – okolí bodů znázorňuje směrodatnou odchylku z 10 měření

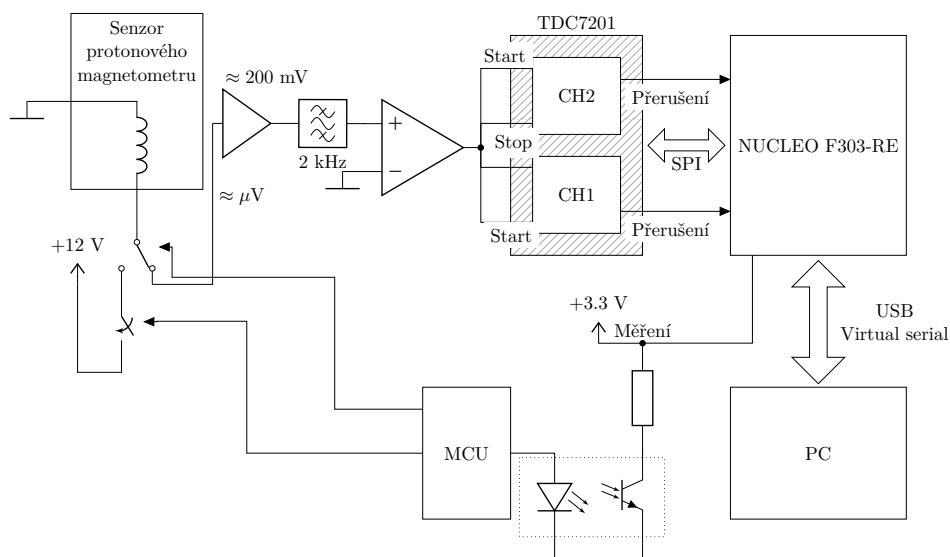


**Obrázek 3.11:** Měření vzdálenosti 30 – 200 mm – okolí bodů znázorňuje údaj precision udávaný čipem

## Kapitola 4

### Měření Larmorovy frekvence precesního signálu

Pro měření Larmorovy frekvence precesního signálu bylo třeba se nejdříve důkladně seznámit s dodanými komponentami. Po seznámení s jednotlivými komponentami a ověření jejich funkčnosti jsem musel vymyslet jejich elektrické propojení, včetně případných úprav na desce. Pro plnou funkčnost byl přidán komparátor. V rámci návrhu propojení jsem již od počátku musel brát v úvahu i vzájemné prostorové uspořádání tak, aby výsledné zařízení mohlo být kompaktní a zakryté.



**Obrázek 4.1:** Schematické zapojení protonového magnetometru

## 4.1 Použité součástky

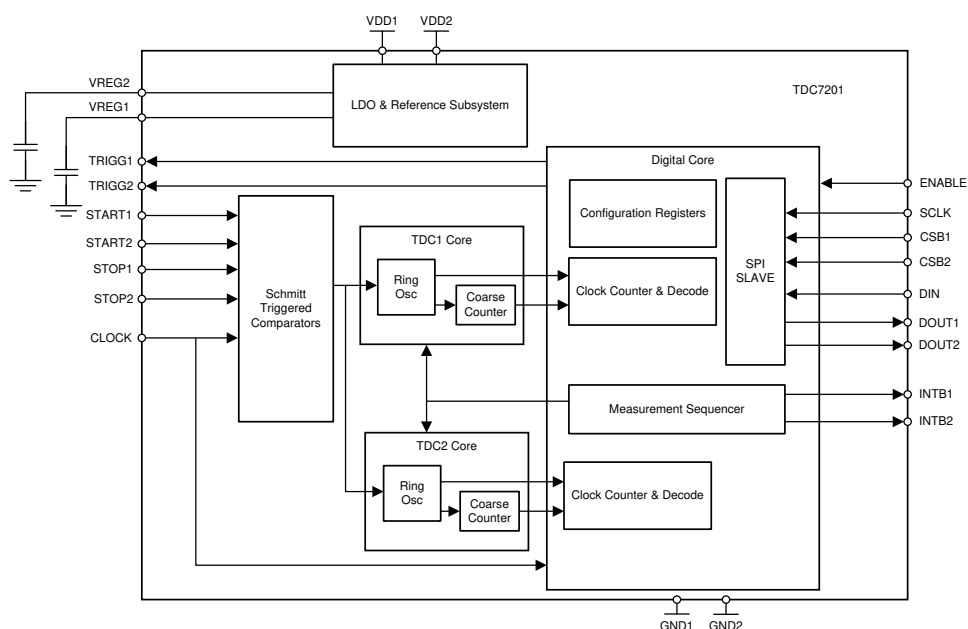
### 4.1.1 TDC7201

Pro zařízení na měření frekvence jsem zvolil čip od společnosti Texas Instruments. Tento čip byl vyvinut pro přesné měření času v jednom čipu, takže není zapotřebí dalších čipů nebo FPGA.

TDC7201 dokáže měřit čas s rozlišením 55 ps se standardní odchylkou 35 ps v časových rozsazích od 0.25 ns do 8 ms.

Čipy se stejnými funkcemi nyní nabízí také společnost ASM, dle popisu výrobce jsou nově uvedené čipy přesnější (měří s přesností na 30 ps) a jsou dodávány v jednodušejí pájitelných pouzdrech QFN64. Čip od ASM nebyl použit, protože v době výběru součástek nebyl na trhu dostupný (dokumentace k tomuto čipu byla zveřejněna až v únoru 2019). Námí zvolený čip TDC7201 má pouzdro nFBGA(25), které je pro vývojové účely obtížně pájitelné, a proto jsme pro rychlejší implementaci koupili kompletní vývojový kit.

Zakoupená vývojová deska TDC7201-ZAX-EVM [2] obsahuje vlastní čip, vysokofrekvenční koaxiálové SMA konektory s impedančním přizpůsobením  $50\ \Omega$  a 8 MHz oscilátor. Z důvodu připojení vstupů čipu přímo na komparátor byly odpory zajišťující impedanční přizpůsobení změněny na  $10\ k\Omega$ .



Obrázek 4.2: Funkční blokový diagram TDC7201 [14]

Námi použitá varianta čipu TDC7201 obsahuje dvě nezávislé jednotky (kanály) pro měření času (TDC7200 obsahuje 1 kanál), kde každý kanál má vlastní SPI rozhraní. Tento čip je především navržen pro vytváření LIDARů typu Time of Flight 2.2.4, kde 1. kanál je jako referenční a 2. kanál je měřicí.

V rámci konfigurace a nastavení parametrů čipu lze nastavit, na jaký typ hrany má začít vlastní měření (náběžná, sestupná hrana), kolik měření má provést (například 32, kde celkový čas je počítán jako součet všech 32 měření).

TDC7201 umí pracovat ve 2 režimech měření, které se odlišují maximálním měřeným časem:

1. Pro měření časového úseku, který je kratší než 2000 ns. V tomto režimu je čas určen pouze během kruhového oscilátoru.

Vzorec pro vypočtení času v tomto režimu je:

$$c = \frac{c_2 - c_1}{p_2 - 1} \quad (4.1)$$

$$l = \frac{f_0}{c} \quad (4.2)$$

$$t = T \cdot l \quad (4.3)$$

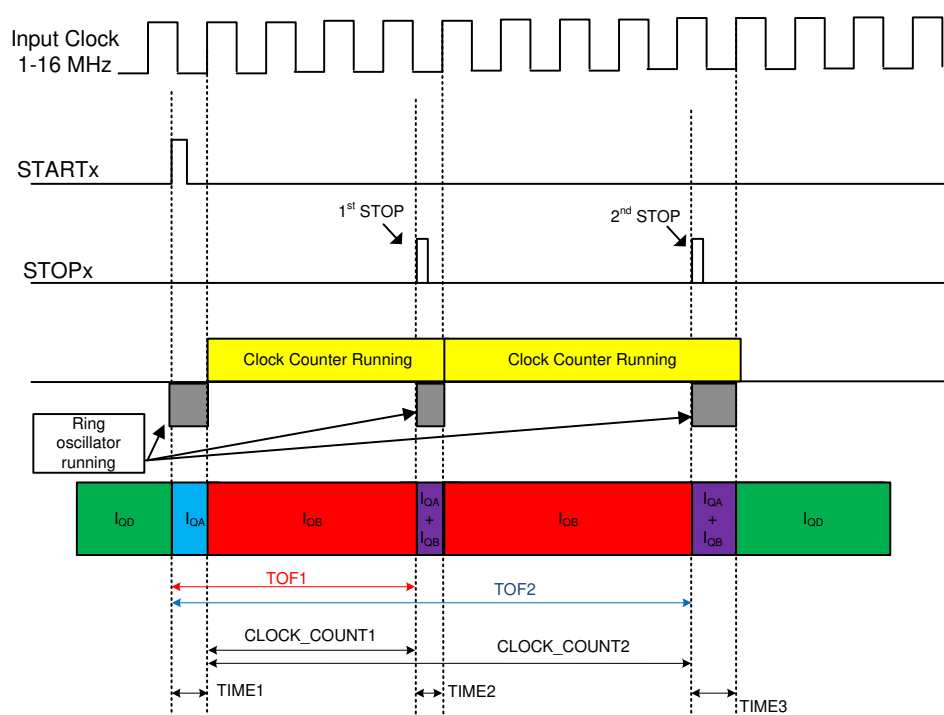
- $T$  ... čas uložený v registru TIME1 – TIME6
- $f_0$  ... frekvence oscilátoru
- $c_1, c_2$  ... je hodnota TDCx\_CALIBRATION1 a TDCx\_CALIBRATION2 registru, která odpovídá době do 1./ 2. kalibrace.
- $p_2$  ... nastavení pro 2. cyklus kalibrace, který je uložený v registru TDCx\_CONFIG2

2. Pro měření delšího časového úseku, kde maximální čas je  $2^{32} f_0$ , kdy  $f_0$  je frekvence oscilátoru.

Vzorec pro vypočtení uplynulého času v tomto režimu je:

$$t = T_1 \cdot l + K \cdot \frac{1}{f_0} - T_2 \cdot l \quad (4.4)$$

- $K$  ... Hodnota uložená v registru TDCx\_CLOCK\_COUNT1 – TDCx\_CLOCK\_COUNT5
- $T_1, T_2$  ... čas uložený v registru TIME1 – TIME6 a registru dalšího v pořadí pro  $T_2$



**Obrázek 4.3:** TDC7201 graficky znázorněné průběhy při měření času 2. režimem [14]

#### 4.1.2 NUCLEO-F303RE

NUCLEO (dále vývojový kit) je vývojová platforma od společnosti ST. Vývojový kit v této variantě obsahuje čip ST32F303RET6, který obsahuje:

- ARM Cortex-M4
- Frekvence 72 MHz
- 512 kB Flash
- 80 kB SRAM
- 51 × GPIO s možností vnějšího přerušení
- 4 × 12bitový A/D převodník
- 2 × 12bitový D/A převodník
- 10 × časovač, čítač
- 3 × I<sup>2</sup>C
- 5 × USART
- 4 × SPI
- CAN
- USB 2.0 full-speed

Vývojový kit je napájen z USB (5 V). Na desce je osazen regulátor napětí, který snižuje napětí na 3.3 V pro mikroprocesor. Pro ladění a přerušování aplikací při jejich vývoji obsahuje vývojový kit i další procesor, použitý jako debugger s rozhraním ST-Link v2. Toto rozhraní umožňuje nejen nahrávání programu, ale i nezávislou kontrolu běhu hlavního programu.



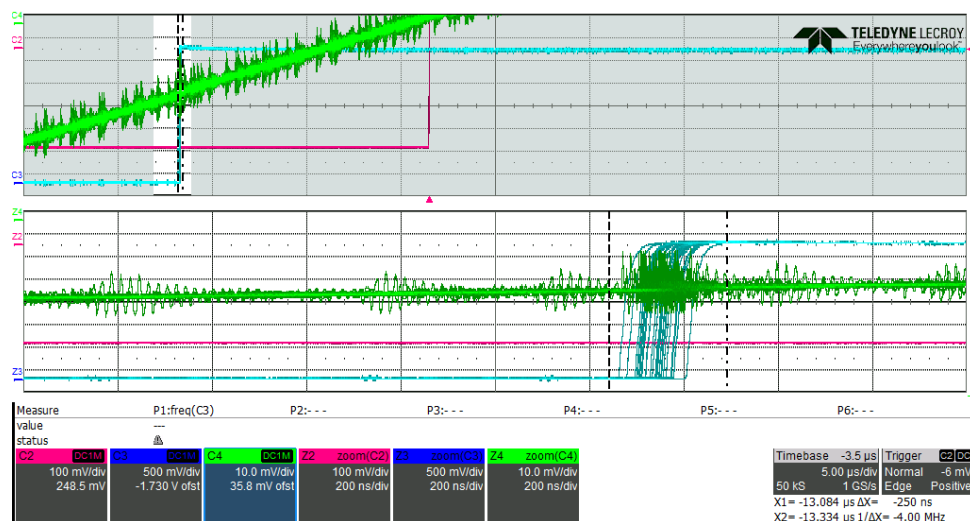
## 4.2 Schéma zapojení

Během návrhu a zprovoznění celé měřicí soustavy jsem narazil na problém se zapojením komparátoru. Vstupní signál má i po zesílení příliš malou amplitudu a i s různými typy zapojení rozdílných komparátorů jsem nebyl schopen dosáhnout sepnutí při stejné hodnotě amplitudy zesíleného signálu z generátoru. Výsledné zapojení komparátoru navrhnul vedoucí práce, kdy se podařilo dosáhnout nejmenšího rozptylu sepnutí a tím zvýšení přesnosti měření. U sestupné hrany dosahujeme rozptylu (jitter) 170 ns, u náběžné hrany až 250 ns.

Jitter  $\Theta_{\text{jitter}}$  se na měření frekvence projeví jako nejistota, pokud budeme chtít měřit frekvenci  $f$  2086.2 Hz po dobu  $t$  1.5 s, tak nejistota naměřené frekvence dle 4.5 pro 170 ns vychází 132 mHz a pro 250 ns vychází 195 mHz.

$$f_{\text{err}} = f \cdot \frac{\Theta_{\text{jitter}} \cdot \sqrt{f \cdot t}}{t} \quad (4.5)$$

Obrázek 4.4 z osciloskopu byl pořízen v režimu persistence (nechává zobrazené všechny průběhy). V daném okamžiku je pouze 1 hrana aktivní a ostatní jsou ponechány pro porovnání z minulých událostí.

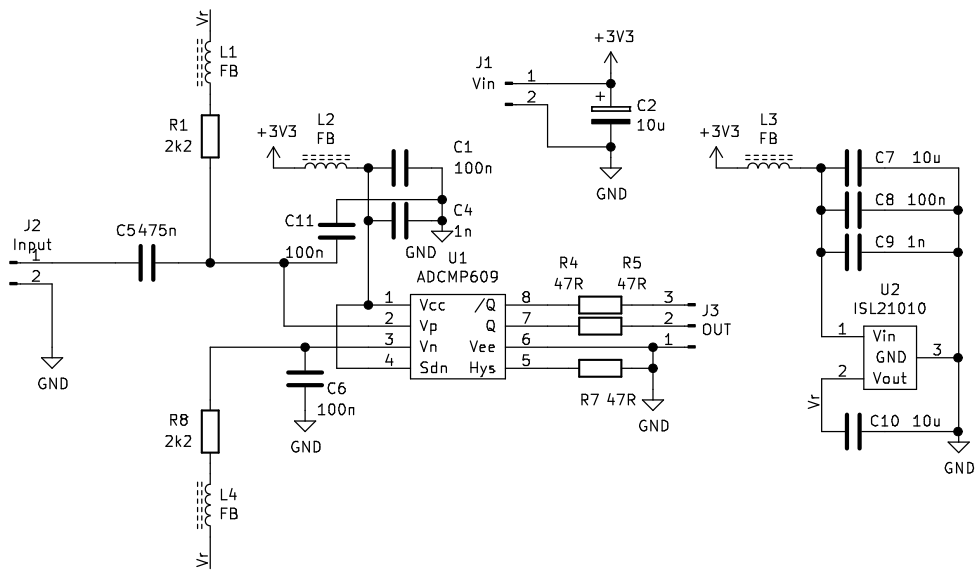


Obrázek 4.4: Ukázka naměřeného jitteru při zapojení obr 4.5

Při dlouhodobém měření jsme zjistili, že jitter má Gaussovské rozložení. Zpracováním většího počtu měření můžeme jitter z větší části matematicky eliminovat.

Schéma zapojení komparátoru bylo realizováno stejně jako v případě LI-DARu, v open-source software KiCad viz 4.5.

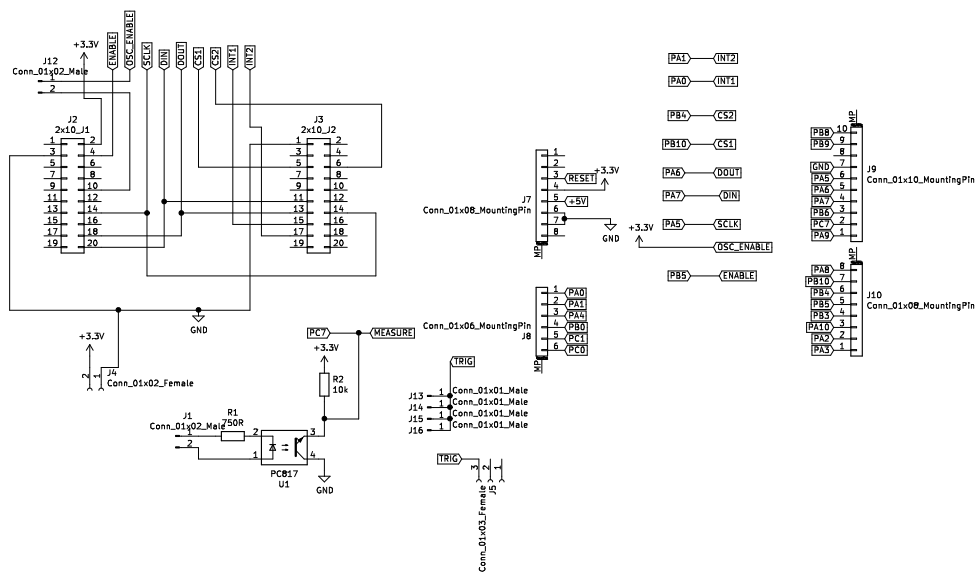
#### 4. Měření Larmorovy frekvence přesného signálu



**Obrázek 4.5:** Logické schéma zapojení modulu komparátoru

Vývojový kit pro TDC7201 a vývojová deska NUCLEO nejsou z pohledu vnějšího rozmístění a zapojení konektorů kompatibilní. Pro pevné uchycení všech desek plošných spojů vzájemně (tzn. desku s mikroprocesorem, desku s komparátorem a vývojovým kitem) jsem navrhl propojovací desku, která byla doplněna o některé funkční prvky.

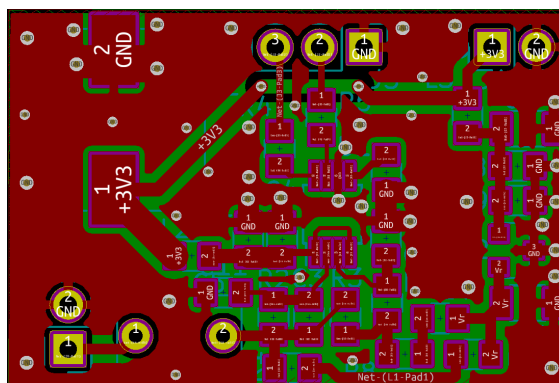
Propojovací deska obsahuje jumper, který, když je osazen, aktivuje oscilátor na modulu obsahující TDC7201, aby bylo možné přivést na čip externí hodiny. Z důvodu galvanického oddělení digitálního signálu (measure) je na propojovací desce osazen oddělovací optočten.



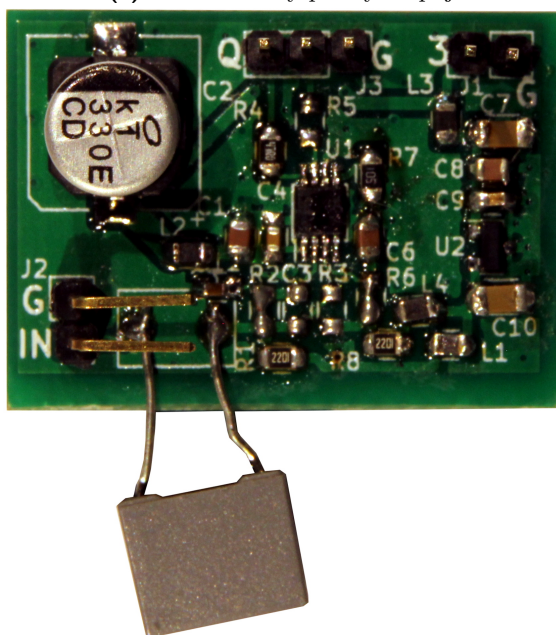
**Obrázek 4.6:** Logické schéma propojovací desky

## 4.3 Fyzické zapojení

Plošné desky byly navrženy v programu KiCad. Deska plošných spojů komparátoru byla navržena vedoucím práce. Pro otestované zapojení komparátoru byla deska plošných spojů vyrobena profesionálně na základě zaslanych dat v Gerber formátu.



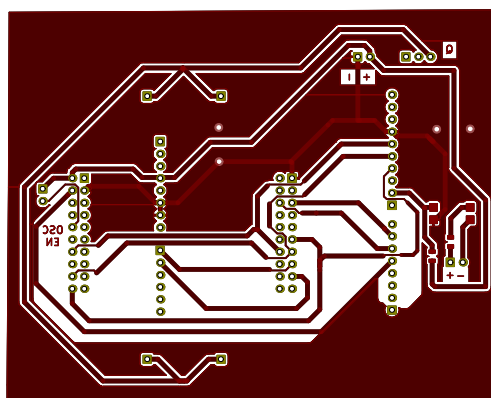
(a) : Návrh desky plošných spojů



(b) : Osazená deska plošných spojů

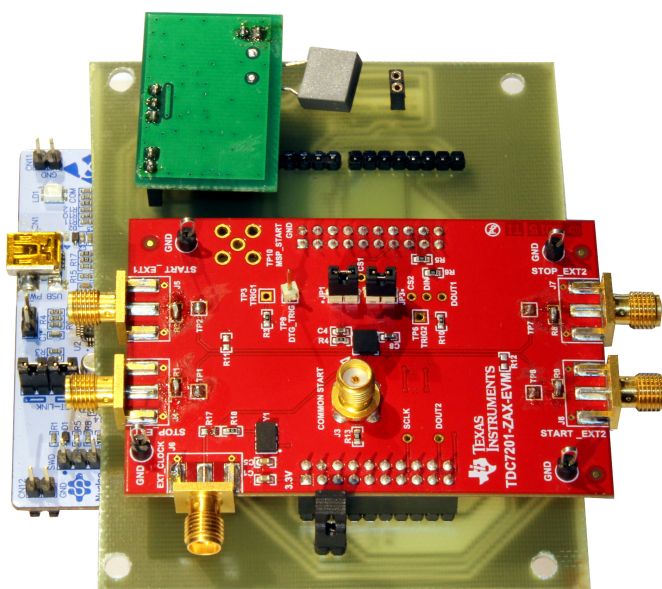
**Obrázek 4.7:** Deska plošných spojů komparátoru

Při návrhu propojovací plošné desky v programu KiCad jsem vytvářel stejně dlouhé cesty k signálům START a STOP u jednotlivých kanálů, abych eliminoval možnost rozdílného času šíření signálu po desce. Propojovací deska je nepatrně rozměrnější, protože musí propojit všechny desky, aby se vzájemně neovlivňovaly.



**Obrázek 4.8:** Návrh desky plošných spojů pro propojovací desky

Protože funkce propojovací desky jsem stále doplňoval a upravoval, tak výsledná propojovací deska byla vyrobena v domácích podmínkách. Návrh plošných spojů jsem vytiskl pomocí laserové tiskárny na pausovací papír. Pausovací papír jsem uchytíl jako předlohu na fotocitlivou desku a nechal cca 2.5 minuty ozářit UV lampou. Po osvětlení se deska vyvolala v roztoku hydroxidu sodného NaOH, dokud nezmizel zelený povlak mimo neosvětlených cest. Poté byla deska důkladně opláchnuta vodou a vyleptána klasickým způsobem v chloridu železitém  $\text{FeCl}_3$  (20 minut).



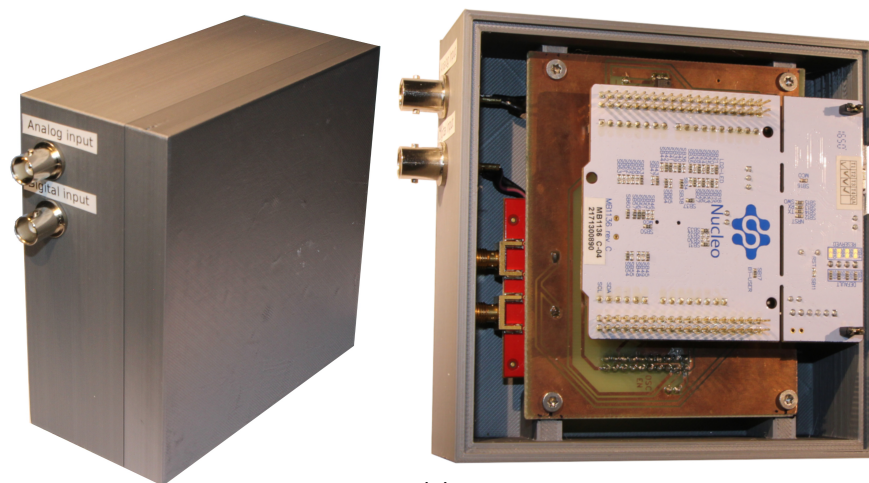
**Obrázek 4.9:** Sestava všech vzájemně propojených desek

Na fotografii je zobrazeno prostorové uspořádání desek vzájemně vůči sobě. Zelený plošný spoj je deska komparátoru, červená deska je vývojový kit s TDC7201 a úplně dole je deska NUCLEO. Všechny desky jsou propojeny pomocí pinů propojovací deskou a ta je následně pevně uchycena do krytu (otvory v rozích).

## 4.4 Návrh krytu

Kryt jsem navrhl pomocí online software OnShape a dále postupoval obdobně, jako u výroby krytu pro LIDAR 3.4. Z programu OnShape jsem vyexportoval STL formát do software Ultimaker Cura a výsledný G-code přenesl do tiskárny Prusa i3 MK2.

Propojení interní měřicí desky se zdrojem signálu je pomocí panelových BNC konektorů, napájení je řešeno otvorem pro mini USB konektor přímo z desky mikroprocesoru. Pro spojení spodního dílu a víka je použit svěrný spoj (přesah 0.2 mm), kdy je navíc využito i „vrubkování“ způsobené vlastní technologií tisku po vrstvách.



(a) : Čelní pohled na BNC konektory uzavřené krabice

(b) : Interní prostorové uspořádání desek – vpravo je viditelný výřez pro USB konektor

**Obrázek 4.10:** Foto konečného výrobku pro měření Larmorovy frekvence

## 4.5 Firmware – Proof of concept

Tento firmware byl použit pro odzkoušení, že měření Larmorovy frekvence je uskutečnitelné za pomoci TDC7201. Vypisoval každé uskutečněné měření se všemi registry potřebnými pro výpočet času (CAL1, CAL2, RING, CLK). Pro nezávislost firmware na počítačové aplikaci je výstup uskutečněn pomocí ASCII znaků (nikoliv binárně).

TDC je nastaveno tak, že 1. kanál měří dobu mezi 2 náběžnými hranami a 2. kanál mezi 2 sestupnými. Z důvodu velkého objemu dat a pomalé přenosové rychlosti sériové linky je zapnuto měření přes 32 vzorků. Výsledný čas takového měření je součtem všech 32 vzorků, tudíž se musí dělit 32 pro získání průměrného času jednoho vzorku.



Tato aplikace umí uložit naměřený průběh ve formátu PNG nebo CSV s tím, že při ukládání do formátu PNG zjistí, na jaké záložce se právě nachází, a podle toho uloží příslušný graf.

Výstup z aplikace při zapnutí logování je:

```
CL1=122652,C11=2220,C21=0,R1=4437,F1=2087.206079
CL2=122646,C12=2251,C22=0,R2=4501,F2=2087.308188
CL1=122603,C11=2220,C21=0,R1=4437,F1=2088.040260
CL2=122601,C12=2252,C22=0,R2=4500,F2=2088.074322
CL1=122645,C11=2220,C21=0,R1=4438,F1=2087.325207
CL2=122652,C12=2252,C22=0,R2=4501,F2=2087.206079
```

## 4.6 Produkční firmware

Produkční firmware je nadstavbou Proof of concept firmwaru 4.5. Ve firmwaru je měření započato signalizací, která je po dobu měření v logické úrovni „High“ a obsahuje čítač těchto měřících oken. V průběhu jednoho měření jsou ukládána všechna měření z TDC7201, která jsou posléze statisticky zpracována a odeslána jako jeden řádek pro dané okno (průměr, maximální a minimální hodnota, směrodatná odchylka pro každý kanál a číslo okna).

Výstup z firmwaru na virtuálním sériovém portu vypadá takto:

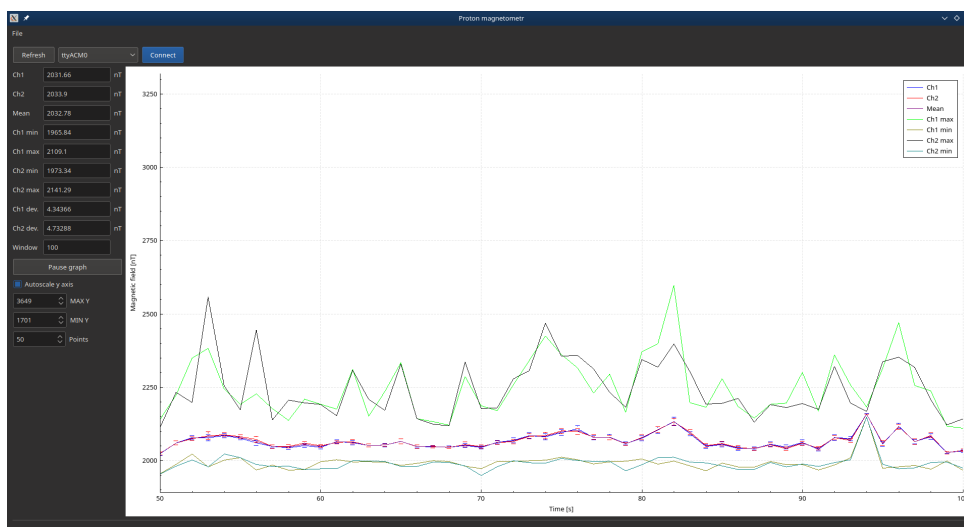
```
18;46974.8;46974.8;1.27354319776e-1;1.32486786424e-1;46971.51;46978.09;46971.98;46978.79
```

### 4.6.1 Počítačová aplikace

Produkční počítačová aplikace je vytvořena z aplikace pro LIDAR 3.6, kde chybí 2. strana (Settings). V grafu se zobrazují maximální, minimální hodnoty, směrodatná odchylka ke každému kanálu a průměr z obou kanálů pro dané okno měření, dále *mean*, který je vytvořen jako průměr *CH1 mean* a *CH2 mean*.

Řádkový výstup z aplikace při zapnutí funkce logování vypadá takto:

```
18;46974.8;46974.8;0.127354319776;0.132486786424;46971.51;46978.09;46971.98;46978.79
```



Obrázek 4.12: Snímek obrazovky počítačové aplikace

## 4.7 Měření

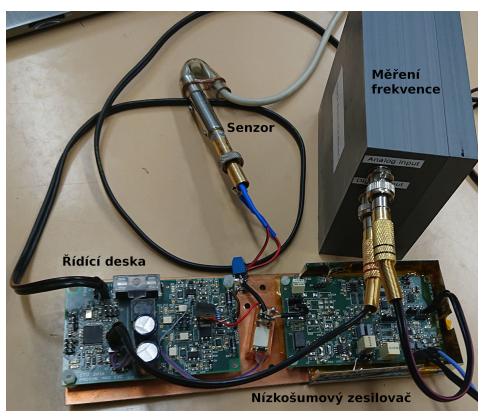
Měření bylo provedeno v Praze v Průhonicích ve zdejší oboře na souřadnicích  $49^{\circ}59'15.0''\text{N}$   $14^{\circ}32'35.4''\text{E}$ .

Referenční Overhauserův magnetometr, který byl použit, je od společnosti GEM systems model GSM-19, sériové číslo 6061999.

Pro kontrolní měření gradientu magnetického pole jsme na místo, kde byl umístěn protonový magnetometr, položili druhý Overhauserův magnetometr (GEM systems model GSM-196W, sériové číslo 5057084).



(a) : Umístění senzoru protonového magnetometru při měření



(b) : Propojení jednotlivých komponent při měření frekvence

Obrázek 4.13: Měření protonovým magnetometrem



### ■ 4.7.1 Zpracování dat

Data, naměřená vyrobeným přístrojem pro měření frekvence, jsem dále zpracoval pomocí programu Matlab.

U 1. měření bylo zapotřebí naměřená data interpretovat ze souboru ve formátu CSV a vypočítat hodnotu magnetického pole, protože měření bylo provedeno pomocí Proof of concept firmware 4.5 modifikovaného na spouštění měření externím signálem a vývojovým zapojením komparátoru. Vývojové zapojení komparátoru bylo uskutečněno na vývojovém plošném spoji namísto profesionálně vyrobené desky na míru.

Druhé měření bylo uskutečněno s produkčním firmwarem a výsledným zapojením, kde byly také použity dva Overhauserovy magnetometry pro změření gradientu magnetického pole Země před započtením samotného měření pomocí protonového magnetometru.

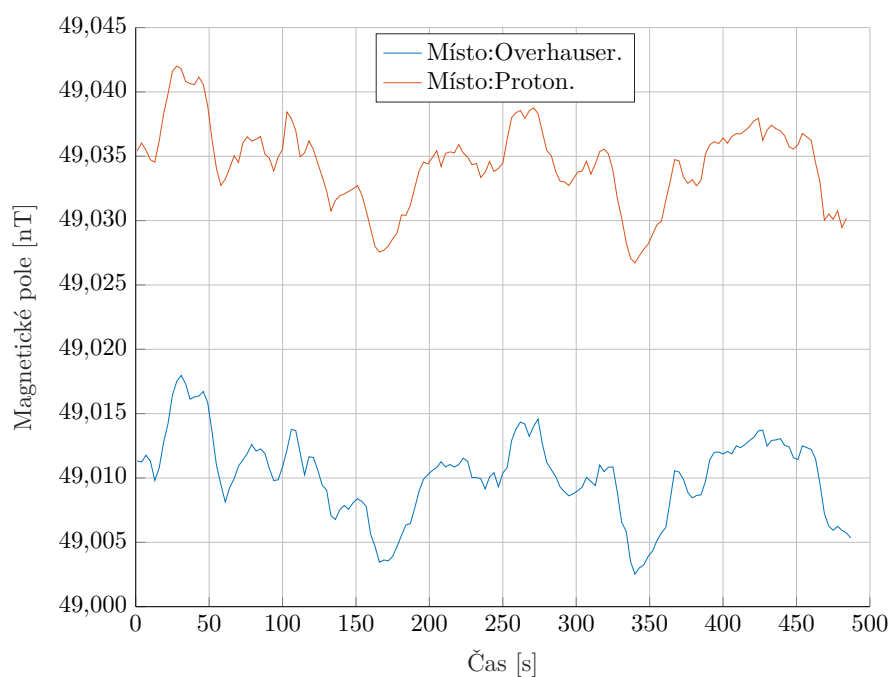
Absolutní rozdíl mezi průběhy je pravděpodobně způsoben tím, že senzory nebyly umístěny na stejném místě, aby se vzájemně neovlivňovaly. Průměrná hodnota offsetu při prvním měření je 17.1 nT. Absolutní offset mezi průběhy pro 2. měření protonového magnetometru je 28.08 nT pro 1 s měřicí čas a 27.74 nT pro 1.5 s. Při kontrolním měření dvěma Overhauserovými magnetometry byl offset 24.22 nT.

Rozdíl u 2. měření mezi měřeními protonovým magnetometrem mohl vzniknout tím, že se krystal zahřál. Použitý krystal má jmenovitou frekvenci 8 MHz s přesností  $\pm 50$  ppm. Jednoduchým výpočtem lze vypočítat chybu měření způsobenou nepřesností krystalu ( $B_{\text{err}}$ ) pro magnetické pole  $B$ :

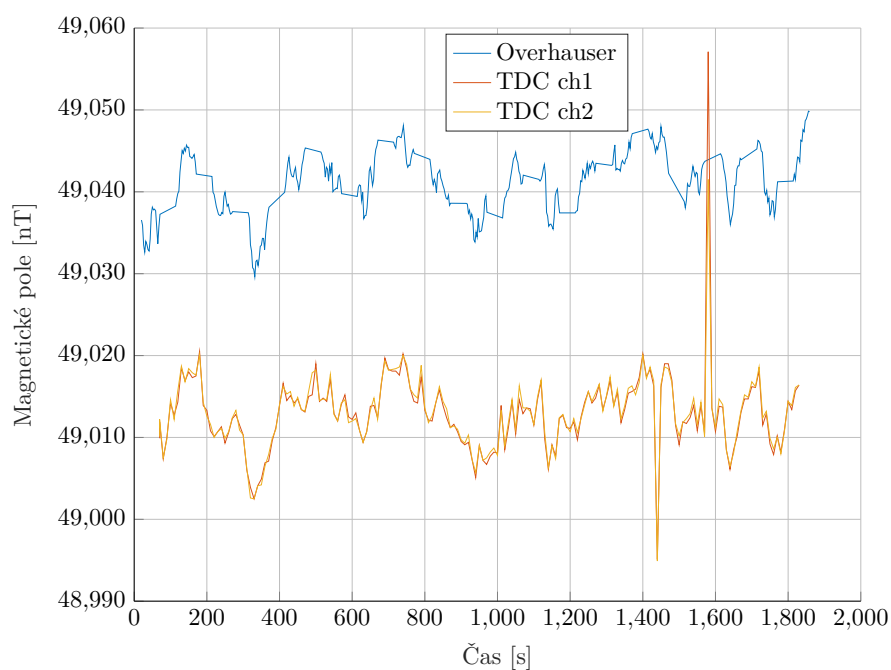
$$B_{\text{err}} = B \cdot \frac{50}{10^{-6}} \quad (4.6)$$

Např. pro hodnotu  $B = 49\,000$  nT vychází maximální chyba 2.45 nT. Změna magnetického pole v průběhu času bude pravděpodobně způsobena tím, že se gradient mezi místy v čase mění.



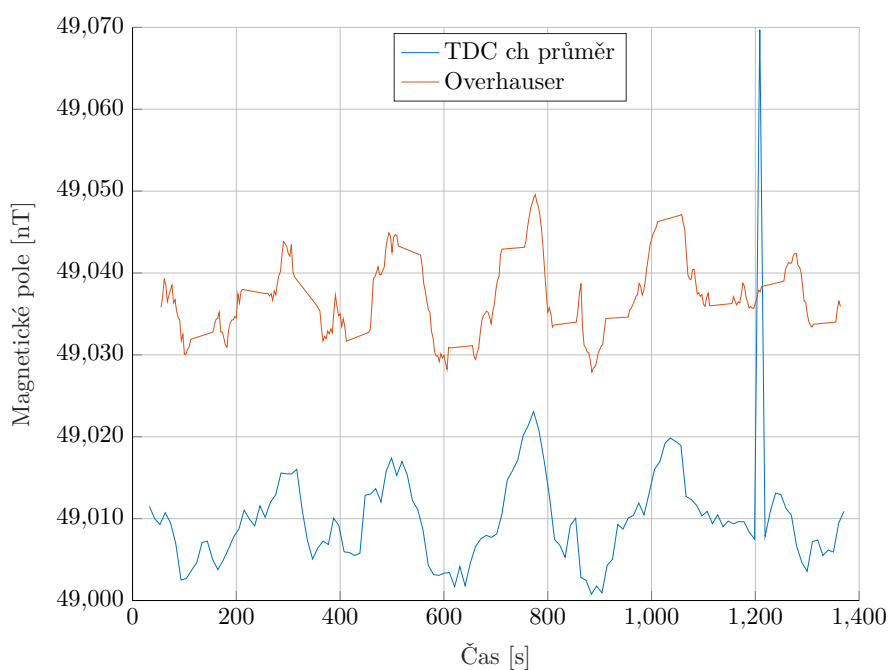


**Obrázek 4.15:** Měření gradientu magnetického pole Země mezi polohou protonového magnetometru a polohou Overhauserova magnetometru

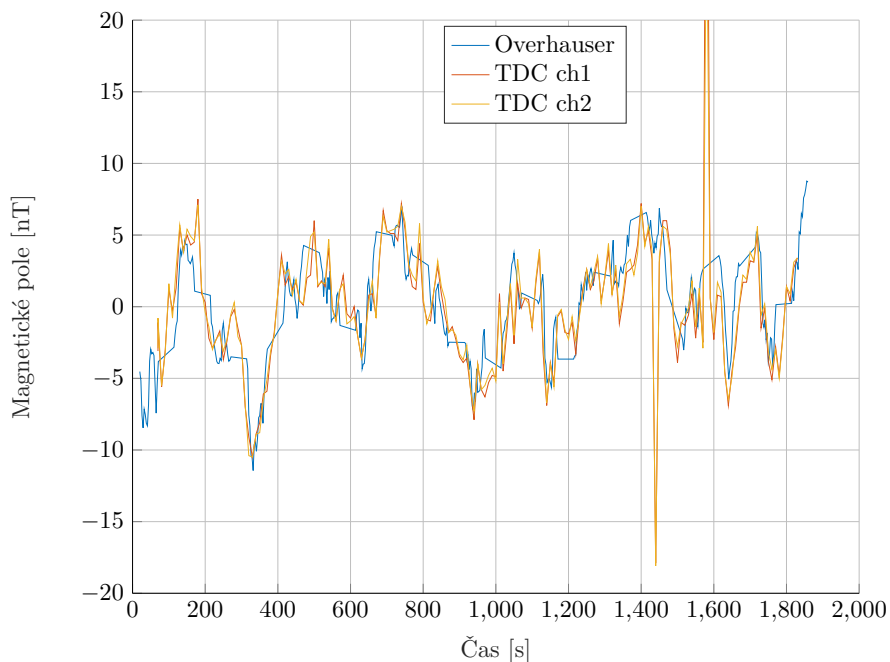


**Obrázek 4.16:** Druhé provedené měření protonového magnetometru, referenční Overhauserův magnetometr, měřící čas 1 s

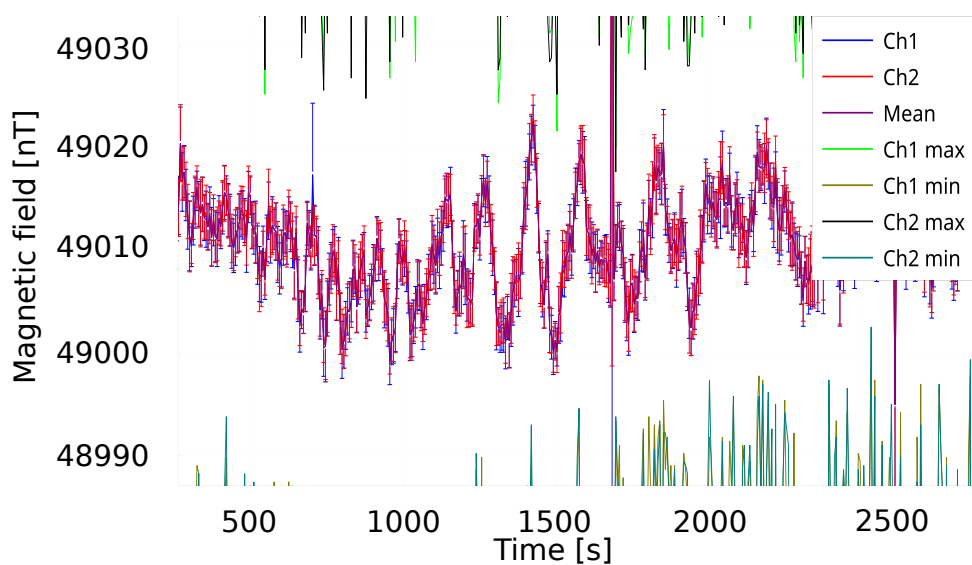
#### 4. Měření Larmorovy frekvence přesného signálu



**Obrázek 4.17:** Druhé provedené měření protonového magnetometru, referenční Overhauserův magnetometr, měřící čas 1.5 s



**Obrázek 4.18:** Druhé provedené měření protonového magnetometru s nulovým průměrem u všech průběhů, referenční Overhauserův magnetometr, měřící čas 1 s



**Obrázek 4.19:** Graf celého měření protonového magnetometru exportovaný z počítačové aplikace

V obrázku 4.19 je ukázka vygenerovaného grafu přímo z aplikace. Graf je přiblížen tak, aby byly viditelné především průměrné hodnoty a ne pouze maximální a minimální naměřené hodnoty.



## Kapitola 5

### Závěr

Během bakalářské práce jsem navrhl zapojení, osadil desky plošných spojů a kompletně zrealizoval dva demonstrační měřicí přístroje včetně naprogramování firmware a vytvoření počítačových aplikací. S oběma demonstračními přístroji jsem provedl testovací měření, které ověřily funkčnost vyrobených přístrojů a naprogramovaných aplikací.

Při testovacích měření s přístrojem LIDAR jsem zjistil, že výsledek měření vzdálenosti je závislý na odrazivosti povrchu měřeného předmětu, i když dle principu samotného měření by závislý být neměl. Výsledná hodnota změřené vzdálenosti v rámci měřené tolerance danou hodnotou precision odpovídala reálné vzdálenosti. Zvýšit přesnost měření a pravděpodobně i mnoho dalších problémů s kvalitou přijímaného signálu lze vyřešit použitím vhodné optiky pro vysílač i přijímač. Tím se zvýší hlavně odstup signálu od šumu při vyšší citlivosti přijímaného signálu.

Pro konkrétní využití LIDARu s ISL29501 (zejména s ohledem na měřenou vzdálenost, světelné podmínky, odrazivost povrchu měřeného předmětu apod.) je vhodné otestovat různé páry emitorek a přijímačů (různé výkony, vlnová délka) a tím dosáhnout co nejlepších výsledků v rámci daného použití. Možnost volby diod nebo laserů pro emitorek i přijímač je hlavní výhodou použití čipu ISL29501. V rámci porovnání reálných a uváděných hodnot výrobců by mohl být zajímavý experiment provést měření různými druhy senzorů a čipů typu Time of Flight při stejných technických podmínkách.

Při praktickém měření frekvence pro určení magnetického pole Země vyrobeným zařízením jsem změřil korelaci mezi naměřeným magnetickým polem s protonovým magnetometrem a kontrolními výsledky Overhauserova magnetometru. Průběhy se velmi dobře překrývají až na občasné výchylky. Absolutní hodnota posunu mezi výsledky z kontrolního Overhauserova magnetometru a výsledky naměřenými protonovým magnetometrem je způsobena rozdílnou polohou obou magnetometrů. Magnetometry jsme museli umístit v dostatečné vzdálenosti od sebe, aby se vzájemně neovlivňovaly. Předpokládal jsem, že změnu posunu v čase způsobuje chyba oscilátoru. Tento předpoklad se nepotvrdil a je pravděpodobné, že se nejedná o chybu měření, ale o skutečnou změnu gradientu v magnetickém poli Země v čase.

Pro určení absolutní přesnosti vyrobeného zařízení musím provést měření přesně definovaného pole.

Pro eliminaci vnějších rušivých vlivů a případných problémů s propojením kabely (indukce, propojení s konektory) doporučuji zapouzdřit všechny části zařízení pro měření Larmorovy frekvence přesnějšího signálu do jednoho komplexního zařízení obsahujícího magnetickou polarizaci samotného senzoru, nízko-šumový zesilovač i mnou vyrobený přístroj na měření frekvence. Kompaktní zařízení bude mít kvalitní zemnění a hlavně musí být zajištěno stabilní napájení pro komparátor. Ve stávajícím zařízení je komparátor napájen z vývojové desky NUCLEO a kolísání tohoto zdroje může způsobovat další chybu měření.





## Literatura

- [1] Arai, Y.; Ikeno, M.: A time digitizer CMOS gate-array with a 250 ps time resolution. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, ročník 31, č. 2, 2 1996: s. 212–220, ISSN 00189200, doi:10.1109/4.487998.
- [2] Guide, U.: TDC7201-ZAX-EVM. , č. May, 2016: s. 1–21.  
URL <http://www.ti.com/lit/ug/snau198a/snau198a.pdf>
- [3] HARKNETT, M. R.: a Proton Magnetometer With Solid State Switching. *Archaeometry*, ročník 11, č. 1, 1969: s. 173–177, ISSN 14754754, doi: 10.1111/j.1475-4754.1969.tb00640.x.
- [4] Kalisz, J.; Pawlowski, M.; Pelka, R.: Error analysis and design of the Nutt time-interval digitiser with picosecond resolution. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, ročník 20, č. 11, 11 1987: s. 1330–1341, ISSN 0022-3735, doi:10.1088/0022-3735/20/11/005.  
URL <http://stacks.iop.org/0022-3735/20/i=11/a=005?key=crossref.c18a1ad8a69c16c18668e03707247425>
- [5] Kalisz J, P. J. P. A., Szplet R: Field-Programmable-Gate-Array-based time-to-digital converter with 200-ps resolution. *IEEE Trans. Instrum. Meas*, 1997.
- [6] Kim, K. C.; Kim, J. A.; Kim, S.; aj.: A robust signal processing algorithm for linear displacement measuring optical transmission sensors. *Review of Scientific Instruments*, ročník 71, č. 8, 2000: s. 3220–3225, ISSN 00346748, doi:10.1063/1.1304870.
- [7] Plazmatu, M. U. K. f. p. a.: 3.4 Magnetický dipól.  
URL [https://physics.mff.cuni.cz/kfpp/skripta/kurz\\_fyziky\\_pro\\_DS/display.php/elmag/3\\_4](https://physics.mff.cuni.cz/kfpp/skripta/kurz_fyziky_pro_DS/display.php/elmag/3_4)
- [8] Qt: Qt | Cross-platform software development for embedded & desktop.  
URL <https://www.qt.io/>
- [9] R, N.; HyperPhysics: Larmor Frequency.  
URL <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/Nuclear/larmor.html>

- [10] Renesas: Sand Tiger User Guide. 2015.  
URL <https://cz.mouser.com/datasheet/2/698/isl29501-st-ev1z-user-guide-1302665.pdf>
- [11] Renesas: ISL29501 datasheet. 2017.  
URL <https://www.renesas.com/eu/en/www/doc/datasheet/isl29501.pdf>
- [12] Renesas: ISL29501 Firmware Routines. 2017.  
URL <https://www.renesas.com/us/en/www/doc/application-note/an1724.pdf>
- [13] Ripka, P.: Optoelektronické a ultrazvukové senzory Obsah • Přehled metod měření lineární polohy a vzdálenosti • Měření úhlové polohy • Optoelektronické senzory • Ultrazvukové senzory. 2017.
- [14] Texas Instruments: TDC7200 Time-to-Digital Converter for Time-of-Flight Applications in LIDAR, Magnetostrictive and Flow Meters. 2016: str. 50.  
URL <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tdc7200.pdf>