

# **Měření sonarového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí a vyhodnocení vhodnosti jeho použití pro robotické aplikace**

Bc. Petr Smejkal

# Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

Ústav automatizace a řídicí techniky

Akademický rok: 2019/2020

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: Bc. Petr Smejkal  
Osobní číslo: A18344  
Studijní program: N3902 Inženýrská informatika  
Studijní obor: Automatické řízení a informatika  
Forma studia: Prezenční  
Téma práce: Měření sonarového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí (Continuous-transmission frequency-modulated -CTFM) a vyhodnocení vhodnosti jeho použití pro robotické aplikace

### Zásady pro vypracování

1. Využijte popis a analýzu sonarového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí provedenou ve vaší BP na přípravu a provedení experimentálního ověření měření vzdálenosti překážek v indoor prostředí.
2. Doplněte existující vybavení o na trhu existující vhodný mikrofon pro sonarový vysílač/přijímač s analogovým napájením harmonickým napětím a snímáním vysílaného signálu i echa pro použití jako CTFM sonar.
3. Navrhněte a aplikujte analogové (číslicové) buzení a zpracování vysílaného signálu a echa.
4. Použijte Vámi naprogramované zpracování měření vzdálenosti pomocí FFT.
5. Ověřte návrh měření vzdálenosti vybraných stojících objektů opakovaným měřením se stojícím senzorem a senzorem pohybujícím se rychlostí do 10cm/s a výsledky statisticky vyhodnotte.

Rozsah diplomové práce: do 100 stran  
Rozsah příloh: do 30 obrázků  
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

### Seznam doporučené literatury:

1. Siciliano, B., Khatib, O.: *Springer Handbook of Robotics*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008, ISBN: 978-3-540-23957-4, e-ISBN: 978-3-540-30301-5
2. Kinsler, L.E., Frey, A.R., Coppens, A.B., Sanders, J.V.: *Fundamentals of Acoustics*, Wiley, New York 1982
3. Kuc, R., Siegel, M.W.: *Physically-based simulation model for acoustic sensor robot navigation*, IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. 9(6), 766-778 (1987)
4. Kay, L.: *A CTFM acoustic spatial sensing technology: its use by blind persons and robots*, Sens. Rev. 19(3), 195-201 (1999)
5. Politis, Z., Probert, P.J.: *Target localization and identification using CTFM sonar imaging: The AURBIT method*, Proc. IEEE Int. Symp. CIRA (1999) pp. 256-261
6. Yang Wang and Jun Yang: *Continuous Transmission Frequency Modulation Detection under Variable Sonar-Target Speed Conditions*, Sensors 2013, 13, 3549-3567, ISSN 1424-8220, www.mdpi.com/journal/sensors.
7. Ůředníček, Z.: *Sonarové měření dálky*. Sonar CTFM, Učební text UTB Zlín 2016

Vedoucí diplomové práce: **doc. RNDr. Ing. Zdeněk Úředníček, CSc.**  
Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání diplomové práce: **20. prosince 2019**  
Termín odevzdání diplomové práce: **15. května 2020**



---

**doc. Mgr. Milan Adámek, Ph.D.**  
děkan

**prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.**  
ředitel ústavu

Ve Zlíně dne 20. prosince 2019

**Jméno, příjmení: Petr Smejkal**

**Název bakalářské/diplomové práce: Měření sonarového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí a vyhodnocení vhodnosti jeho použití pro robotické aplikace**

**Prohlašuji, že**

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové/bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová/bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou/bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen připouští-li tak licenční smlouva uzavřená mezi mnou a Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně s tím, že vyrovnání případného přiměřeného příspěvku na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše) bude rovněž předmětem této licenční smlouvy;
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové/bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové/bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové/bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

**Prohlašuji,**

- že jsem na diplomové/bakalářské práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze diplomové práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně, dne **12. 8. 2020**

**Petr Smejkal v. r.**

.....  
podpis diplomanta

## **ABSTRAKT**

Tématem práce je měření sonarového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí. V práci je navrženo sestavení senzoru sonarového dálkoměru s použitím metody CTFM za použití kombinace komerčních a zde v práci navržených komponent pro realizaci kompaktního senzoru s možným využitím pro robotické aplikace. Práce obsahuje i rozsáhlou knihovnu navrženou pro stavbu senzoru s využitím mikrokontroleru jako prostředek pro zpracování číslicové části. Řešení zahrnuje i možnost kompenzace pohybu nosiče senzoru, tedy úpravu vzdálenosti závislou na rychlosti nosiče.

Klíčová slova: sonar, měření vzdálenosti, CTFM modulace, frekvenční analýza, Fourierova analýza

## **ABSTRACT**

Subject of this paper is the measurement of a sonar rangefinder with a continuously modulated transmission frequency. The work proposes the assembly of a sonar rangefinder sensor that uses the CTFM method using a combination of commercial and self-designed components for the implementation of a compact sensor with possible use for robotic applications. The work also contains an extensive library designed to run the sensor using a microcontroller as a means of processing the digital part. The solution also includes the possibility of movement compensation if used onto moving sensor carrier, ie adjusting the distance depending on the speed of the carrier.

Keywords: sonar, sonar range finding, CTFM modulation, frequency analysis, Fourier analysis

Především bych chtěl poděkovat své přítelkyni a rodině, kteří mě v celém průběhu mého studia podporovali a za jejich pomoc v těžkých chvílích nejen při studiu, ale také při tvorbě této práce. Dále bych chtěl poděkovat všem odborným pracovníkům univerzity, kteří mi v průběhu studia předávali cenné znalosti, které jsem v této práci mohl využít. V neposlední řadě pak také patří velký dík doc. RNDr. Ing. Zdeňku Úředníčkovi, CSc. za velmi odborné vedení mé diplomové práce, za veškerý čas, který mi věnoval nejen při vypracovávání této práce, ale v průběhu celého studia.

Prohlašuji, že odevzdaná verze bakalářské/diplomové práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

# OBSAH

<b>ÚVOD</b> .....	<b>9</b>
<b>I TEORETICKÁ ČÁST</b> .....	<b>10</b>
<b>1 SONAROVÉ SNÍMÁNÍ</b> .....	<b>11</b>
1.1 OMEZENÍ VYUŽITÍ SONARU.....	12
1.1.1 Obtížnost určení přesného směru .....	12
1.1.2 Frekvence snímání .....	12
1.1.3 Přesměrování paprsku .....	12
1.1.4 Čtení vícenásobných odrazů a ech způsobených postranními paprsky.....	12
1.1.5 Rychlost zvuku.....	12
1.2 RYCHLOST ZVUKU.....	13
1.3 MĚŘENÍ VZDÁLENOSTI SONAREM METODOU TOF .....	13
1.4 SONAROVÉ MAPY .....	13
1.5 ÚPRAVA VZDÁLENOSTI PŘI MĚŘENÍ POHYBUJÍCÍHO SE OBJEKTU V POHYBU.....	14
1.5.1 Úprava frekvence – Dopplerův jev .....	14
1.5.2 Úprava vyhodnocené vzdálenosti .....	15
<b>2 SONAROVÉ SNÍMÁNÍ ROZMÍTÁNÍM FREKVENCE</b> .....	<b>17</b>
2.1 CTFM MODULACE SIGNÁLU.....	18
2.1.1 Použití CTFM modulace pro sonarové snímání.....	19
2.1.2 Princip demodulace .....	19
2.2 RYCHLÁ FOURIEROVA TRANSFORMACE FFT .....	20
2.2.1 Analýza výsledků FFT .....	22
2.3 SIMULACE .....	22
2.3.1 Výstupy z měřené soustavy a jejich Fourierova analýza v simulačním prostředí DYNAST .....	23
2.3.2 Určení vzdálenosti měřeného objektu z výsledků simulace.....	25
2.3.3 Návrh frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr.....	25
2.5 ROZBOR TYPOVÝCH OBJEKTŮ ZA POMOCÍ ODVOZENÍ A MĚŘENÍ .....	27
2.5.1 Měření proti kolmé ploše (zeď) .....	28
2.5.2 Měření proti šikmé stěně .....	30
2.5.3 Odraz od rohu – vypuklý.....	33
2.5.4 Odraz od rohu – dutý.....	36
2.5.5 Odraz od válce.....	38
<b>II PRAKTICKÁ ČÁST</b> .....	<b>42</b>
<b>3 SHRUTÍ A POPIS ÚLOHY – SYSTÉMOVÁ ČÁST</b> .....	<b>43</b>
3.1 SCHÉMA SYSTÉMU SENZORU VYUŽÍVAJÍCÍHO CTFM .....	44
3.1.1 Funkční popis systémového schématu a požadavky na jednotlivé bloky.....	44
<b>4 FYZICKÁ ČÁST – HARDWARE</b> .....	<b>46</b>

4.1	MIKROKONTROLER (MCU).....	46
4.2	SIGNÁLOVÝ GENERÁTOR AD9850 .....	47
4.3	REPRODUKTOR .....	47
4.5	PŘIJÍMAČ AKUSTICKÉHO SIGNÁLU (MIKROFON).....	49
4.6	ZESILOVAČ PŘIJATÉHO ECHA.....	50
4.7	NÁSOBÍČÍ ČLEN (ANALGOVÁ NÁSOBIČKA) .....	52
<b>5</b>	<b>PROGRAMOVÁ ČÁST – SOFTWARE .....</b>	<b>53</b>
5.1	REPOZITÁŘ GIT-ATLASSIAN BITBUCKET .....	53
5.2	VÝVOJOVÉ PROSTŘEDÍ .....	54
5.3	GENEROVÁNÍ SIGNÁLU .....	55
5.6	FFT .....	58
5.6.1	Vliv periody vzorkování na výsledky FFT .....	59
<b>6</b>	<b>ČÁST MĚŘENÍ – TESTOVÁNÍ .....</b>	<b>61</b>
6.1	POUŽITÉ TESTOVACÍ VYBAVENÍ.....	61
6.1.1	Bipolární zdroj Agilent E3631A .....	61
6.1.2	Osciloskop Keysight DSOX1102G.....	62
6.4	TESTOVÁNÍ ZESILOVAČE PRO PIEZO.....	65
6.5	TESTOVÁNÍ ANALGOVÉ NÁSOBIČKY .....	66
6.6	TESTOVÁNÍ MĚŘENÍ VZDÁLENOSTI.....	68
6.7	TESTOVÁNÍ PIEZOKRYSTALU .....	70
6.8.1	Měření nového řešení .....	75
	<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>77</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY .....</b>	<b>82</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>84</b>
	<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>85</b>



## ÚVOD

Sonar je v dnešní době velmi oblíbeným senzorem ve velkém množství odvětví. Za svou oblíbenost vděčí zejména nízkým pořizovacím a provozním nákladům. Sonar najdeme dnes téměř všude, například u osobních aut (parkovací senzory), nemocnice (sonograf), nebo podmořský průzkum.

I když je sonar značně limitován relativně nízkou rychlostí zvuku (řádově stovky m/s) oproti měřicím systémům na bázi elektromagnetických vln, tento senzor má velké využití v robotice a v řízení pohybu v prostoru. Obrovskou výhodou sonaru je jednoduchost snímání a zpracovávání naměřených dat. Jiné senzory se stejným nebo podobným využitím potřebují složité přijímací systémy pro zachycení a zdlouhavé vyhodnocování zachycených výsledků.

Lineárním rozmítáním frekvence vysílaného signálu a následným zpracováním ech by se mělo dosáhnout lepších výsledků při měření než při vyhodnocení z doby letu. Sonarové snímání je totiž často omezováno různými ozvěnami a okolním šumem, které se pak podepisují na přesnosti měření. Rozmítání frekvence a následné vyhodnocování přijatých signálů ve frekvenční oblasti by mělo zvětšit odolnost vůči rušení okolními vlivy.

Tato práce popisuje měření vzdálenosti, směru a přibližného tvaru objektů pomocí technologie sonaru. Hlavním úkolem je prozkoumání přesnosti, rychlosti a účinnosti měření, zejména pak měření pomocí rozmítání frekvence, tedy CTFM modulace. Zkoumání má proběhnout jak simulačně, tak i na fyzické měřicí sestavě. Tyto dva výsledky jsou dále v práci srovnány.

# **I. TEORETICKÁ ČÁST**

# 1 SONAROVÉ SNÍMÁNÍ

Sonarové snímání obecně pracuje s vysíláním a následným přijímáním zvukových signálů o frekvencích nad hranicí běžné slyšitelnosti, tedy tzv. ultrazvuku, za účelem získání informací o okolním světě. Ultrazvukem rozumíme zvuk s frekvencí, které jsou pro lidské ucho nezaznamatelné (prakticky veškeré frekvence vyšší než 20 kHz). Díky své relativní jednoduchosti oproti ostatním dálkovým a směrovým sensorům, ale také nízkému příkonu a výpočetní nenáročnosti mají senzory na principu sonaru široké využití v mnoha oborech, ať už jde o lékařství, loďní navigaci, pomoc nevidoucím, nebo robotiku [3].

Sonarový senzor funguje na principu vybuzení nějakých mechanických kmitů – většinou piezoelektrického krystalu – na frekvenci nad 20 kHz. Tímto je následně vytvořen akustický paprsek podélných kmitů (zředění a zhuštění) dominantně ve směru osy vysílače. Vyslaný ultrazvukový signál se šíří prostředím, ve kterém se může odrazit od případné překážky a vrátit se zpět k přijímači, který přemění energii zvukového paprsku na elektrický signál (el. napětí), který dále můžeme zpracovat. Díky tomu že můžeme předpokládat známou rychlost zvuku v prostředí při daných podmínkách (tlak, teplota, vlhkost, ...), dokážeme určit, jak daleko se signál šířil, než se odrazil od objektu v prostoru a díky určité směrovosti vyslaného signálu pak známe i přibližný směr objektu. Takovýto senzor má pak v robotice široké uplatnění, kde můžeme rozlišit několik základních cílů:

## 1. Orientace v prostoru

Pro autonomního robota s řízením pohybu v prostoru může být sonar využit k rychlému zjišťování vzdálenosti a směru překážek, díky čemuž pak může volit trasu pohybu tak, aby se zamezilo případné kolizi s prostředím.

## 2. Sonarové mapování

Zde je možnost postupného měnění směru a opakovaného měření a vyhodnocování rozmístění objektů v prostoru, za účelem sestavení mapy okolního prostředí, s možností jejího využití pro přesnější navigaci a přímé plánování trajektorie pohybu v daném prostředí.

## 3. Rozpoznávání objektů

Opakovaná měření objektu produkují řadu ech, která po zpracování mohou vytvářet prostorovou strukturu měřeného objektu, nebo více objektů v prostoru. Toho lze v robotice využít například pro identifikaci jednotlivých překážek a efektivnějšího postupu v prostředí [1][6].

## **1.1 Omezení využití sonaru**

### **1.1.1 Obtížnost určení přesného směru**

I když je známý přibližný směr objektů měřením s postupným natáčením senzoru, přesné určení směru může být pro systém používající sonar poměrně složité. To je zapříčiněno šířkou paprsku vysílaného signálu. Je to hlavně problém pro vzdálenější objekty, protože s přibývajícím vzdáleností také šířka paprsku narůstá. Výsledky měření z takto širokých paprsků je pak velmi obtížné interpretovat, a i když jsou tedy zaznamenány, nemusejí být správně vyhodnotitelné. Například malý otvor nebude zaznamenán širokým paprskem [6].

### **1.1.2 Frekvence snímání**

Oproti optickým sensorům, redukuje rychlost snímání sonaru rychlost zvuku. Při klasickém snímání pomocí doby letu je totiž po vyslání nutno počkat na návrat echa dříve, než je možné vyslat další signál. Nebo je možné nastavit maximální časový interval čekání na echo a po jeho uplynutí se další signál vyšle automaticky [6].

Dalším problémem, který je s touto variantou spojen je pak problém falešného odečítání vzdálenosti. Ten nastává v případě, že echo přišlo až po vypršení času pro čekání, tedy po čase, kdy senzor vyslal další signál [6].

### **1.1.3 Přesměrování paprsku**

Pokud sonarový paprsek dopadne na zvuk reflektující povrch pod úhlem, může být paprsek přesměrován bez toho, aniž by přesměrování bylo detekováno. Stejně je pak přesměrováno i echo, letící zpět na přijímač. Toto pak způsobí vytvoření jakéhosi virtuálního objektu, který byl sice sonarem zaznamenán, ale údaj o směru objektu je chybný [6].

### **1.1.4 Čtení vícenásobných odrazů a ech způsobených postranními paprsky**

Tento jev má na měření zásadní vliv v tom, že jsou detekovány vzdálenosti objektů, které neexistují. Zvuk totiž po vyslání v prostoru neustále putuje a je možné, že jeden signál bude zaznamenán vícekrát, právě kvůli několikanásobnému odrazu v okolí [6].

### **1.1.5 Rychlost zvuku**

To ovlivňuje především měření, u kterých je potřeba velké přesnosti. Příčinou je nehomogenní prostředí šíření zvuku a změny teploty prostředí po dobu letu signálu a echa.

Zvyšuje se se vzdáleností měřeného objektu, může přispět k zpomalení ale také ke zrychlení signálu, čímž je nekorektně vyhodnocována informace o vzdálenosti [6].

## 1.2 Rychlost zvuku

Rychlostí zvuku rozumíme vzdálenost, kterou urazí zvuková vlna za jednotku času. Tato rychlost však velmi kolísá v závislosti na okolním prostředí. Přesnost určení rychlosti zvuku v měřeném prostředí je pro sonarová měření velmi důležitá, zejména pak pro měření, u nichž je třeba vysoké přesnosti. Rychlost zvuku v plynném prostředí obecně je vyjádřena vztahem:

$$c = \sqrt{\gamma * R * T} \quad (1.2.1)$$

kde  $\gamma$  vyjadřuje termodynamické vlastnosti prostředí, R je konstantou plynu a T určuje teplotu v Kelvinech [2][7].

Vztah (1.2.1) však může být zjednodušen propočítáním jednotlivých konstant předem a dosazením pouze teploty. Rychlost zvuku v suchém vzduchu s hustotou vzduchu odpovídající hladině moře a tlaku jedna atmosféra je dána vztahem:

$$c_T = 20.05 * \sqrt{T_C + 273,16} [m * s^{-1}] \quad (1.2.2)$$

kde  $T_C$  představuje teplotu prostředí ve stupních Celsia. Tento vztah udává hodnotu rychlosti zvuku s přesností kolem 0.1 % pro normální teploty (v rozsahu teplot okolo -30 - +40 °C) [2][6].

## 1.3 Měření vzdálenosti sonarem metodou TOF

Měřením vzdálenosti pomocí metody TOF rozumíme měření doby, po kterou signál putoval prostředím k cíli a zpět k senzoru. Při měření vzdálenosti se nejprve zaznamená čas vyslání signálu a po zaznamenání echa také čas příletu. Pokud tyto dva časy odečteme, získáme čas, po který signál letěl prostředím (Time of flight). Se znalostí rychlosti zvuku je možno vypočítat vzdálenost, kterou signál urazil, tedy:

$$r = \frac{c * t_m}{2} \quad (1.3.1)$$

kde c je rychlost zvuku a  $t_m$  je čas průletu [3][6].

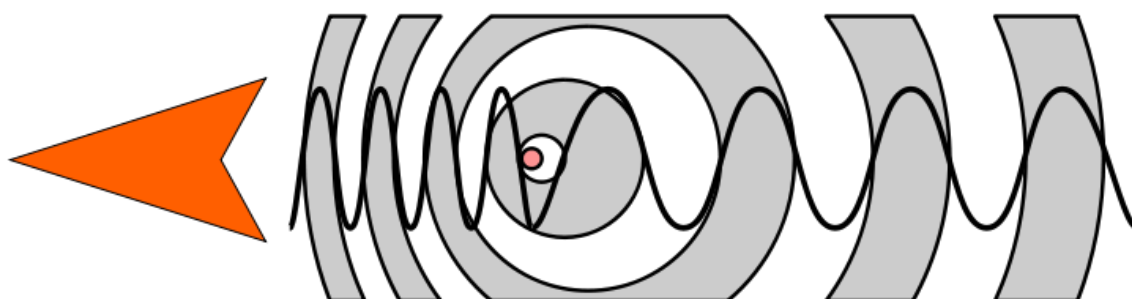
## 1.4 Sonarové mapy

Opakovaným měřením okolního prostředí a ukládáním jednotlivých výsledků vznikají sonarové mapy. Sonarové mapy mohou být velmi důležité pro orientaci v prostoru, ob-

zvláště pak, pokud je sonar jediný senzor na zařízení. Zároveň však, pokud se vykreslí na obrazovku, můžou poskytnout vizuální zpětnou vazbu operátorovi zařízení a tím podat zprávu o podobě snímaného prostoru. Mapy však mohou být vyhodnocovány i automaticky, a to pomocí předem naměřených modelů objektů. Každý objekt má totiž jinou odchylku výsledků měření při několikanásobném sběru dat [6].

## 1.5 Úprava vzdálenosti při měření pohybujícího se objektu v pohybu

### 1.5.1 Úprava frekvence – Dopplerův jev



Obrázek 1 Princip Dopplerova jevu

Zde je ukázka, jakým způsobem se mění frekvence signálu v závislosti na směru pohybu tělesa. Nová frekvence se dá vyjádřit pomocí vztahu:

$$f' = \left( \frac{c \pm v}{c} \right) * f$$

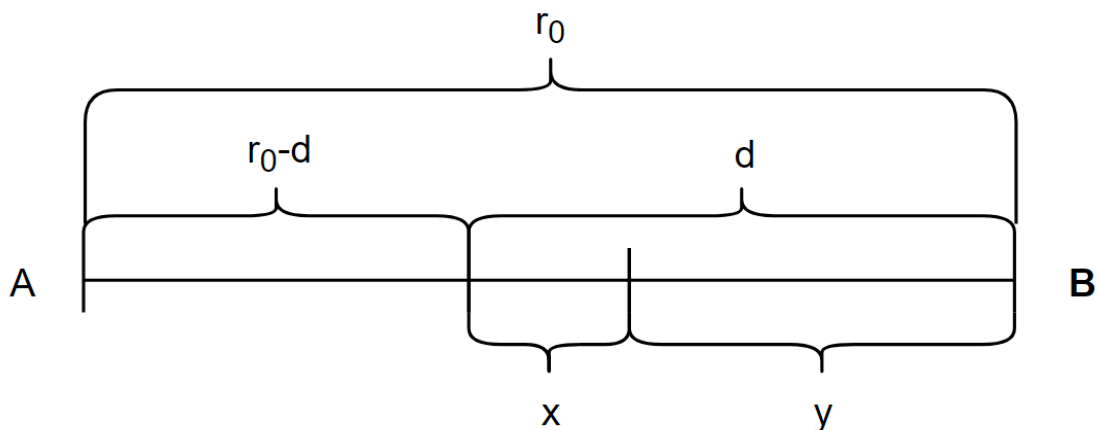
Kde + znamená přibližování zdroje a – oddalování. Tato změna frekvence však bude velmi malá, protože v práci se předpokládá, že nosič senzoru se bude pohybovat nízkou rychlostí (řádově v jednotkách m/s), tedy pokud se dosadí frekvence pro výpočet vzdálenosti 2,5m pak by nová frekvence po ovlivnění Dopplerovým jevem při uvažování stojícího cíle a přibližujícího se senzoru konstantní rychlostí 5 m/s byla:

$$f' = \left( \frac{340 + 5}{340} \right) * 5560 = 5641,8 \text{ Hz}$$

Tedy zde je vidět, že i když pro přesnější měření při vzájemném pohybu objektů, nebo v tomto případě pohybujícího se nosiče je třeba vzít Dopplerův jev v úvahu, změna ve frekvenci je při reálných rychlostech servisního robota opravdu minimální [15].

## 1.5.2 Úprava vyhodnocené vzdálenosti

Tato část přepočtu vyjadřuje vzdálenost, kterou pohyblivý nosič urazil za dobu mezi vysláním výstupního signálu a příjmem odraženého echa.



Obrázek 2 Schéma změny vzdálenosti

Na obrázku 2 je ukázka modelu vlivu posunu v tomto případě pouze pohyblivého nosiče na měření stojícího cíle, přičemž je uvažována konstantní rychlost nosiče. Měření probíhá tak, že nosič senzoru vyšle signál v bodě A a konstantní rychlostí se bude přibližovat k měřenému objektu v bodě B. Vzdálenost, kterou signál urazí od vysílače k objektu je tedy rovna vzdálenosti mezi body A a B, tedy  $r_0$ . Ve chvíli, kdy se signál odrazí od měřeného objektu v bodě B však už bude senzor blíže, protože urazil vzdálenost zde popsanou jako  $r_0 - d$ . Tato vzdálenost je tedy zavedena jako počáteční pro let odraženého echa zpátky na senzor a dále je tato vzdálenost (označená jako  $d$ ) rozdělena na dvě části, tedy část  $x$ , která vyjadřuje posun nosiče konstantní rychlostí směrem k měřenému objektu a část  $y$ , která představuje vzdálenost, kterou signál urazí, než narazí na přijímač. Matematické odvození problému je zde:

$$r_0 - d = v * \frac{r}{c} \Rightarrow d = r_0 * \left(1 - \frac{v}{c}\right)$$

$$x = v * t, y = c * t, d = x + y$$

$$r_0 * \left(1 - \frac{v}{c}\right) = v * t + c * t \Rightarrow t = \frac{r_0}{c} * \left(\frac{1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}}\right)$$

$$d = v * t + c * t \Rightarrow d = v * \underbrace{\left[\frac{r_0}{c} * \left(\frac{1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}}\right)\right]}_x + c * \underbrace{\left[\frac{r_0}{c} * \left(\frac{1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}}\right)\right]}_y$$

Celková vzdálenost, kterou echo urazilo do přijetí přijímačem je

$$r_0 + y = r_0 + c \cdot t = r_0 + c \cdot \frac{r_0}{c} \cdot \frac{1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}} = r_0 \cdot \left[ 1 + \frac{1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}} \right] = 2 \cdot r_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{v}{c}} \leq 2 \cdot r_0$$

Tedy čas, kdy dorazí echo k přijímači je posunutý proti okamžiku vyslání o:

$$\Delta t = \overbrace{\frac{r_0}{c}}^{\text{cas, kdy signál dorazil k bodu B}} + \overbrace{\frac{r_0}{c} \cdot \frac{1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}}}_{\text{cas, kdy odražený signál dorazil k bodu přijímači}} =$$

$$= \frac{r_0}{c} \cdot \left[ 1 + \frac{1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}} \right] = \frac{r_0}{c} \cdot \left[ \frac{1 + \frac{v}{c} + 1 - \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c}} \right] = \frac{2 \cdot r_0}{c} \cdot \frac{1}{1 + \frac{v}{c}}$$

To je dopravní zpoždění odraženého signálu proti vyslanému. Je vidět, že při  $v=0$  je vztah daný stejně jako pro stojící vysílač-přijímač. Toto dopravní zpoždění je pak potřeba vyměnit ve vztahu 2.1.2.1 za původní dopravní zpoždění  $\frac{2 \cdot r_0}{c}$  a dále upravit na tvar, z kterého vyjdou nové vztahy pro výpočet  $f_e$  a  $f_u$ , kde vztah pro  $f_e$  používám dál pro určení vzdálenosti měřeného objektu.



## 2 SONAROVÉ SNÍMÁNÍ ROZMÍTÁNÍM FREKVENCE

V první části této práce je zmíněna varianta sonarového snímání TOF (Time of Flight), které používá zvukové impulsy k určení času mezi vysláním a snímáním vlnění echa, kde vyhodnocení výsledků spočívá pouze v zjištění vzdálenosti měřeného objektu jednoduchým výpočtem. Měření pomocí sonaru s rozmítáním frekvence vysílaného signálu se od předešlého postupu však velmi liší.

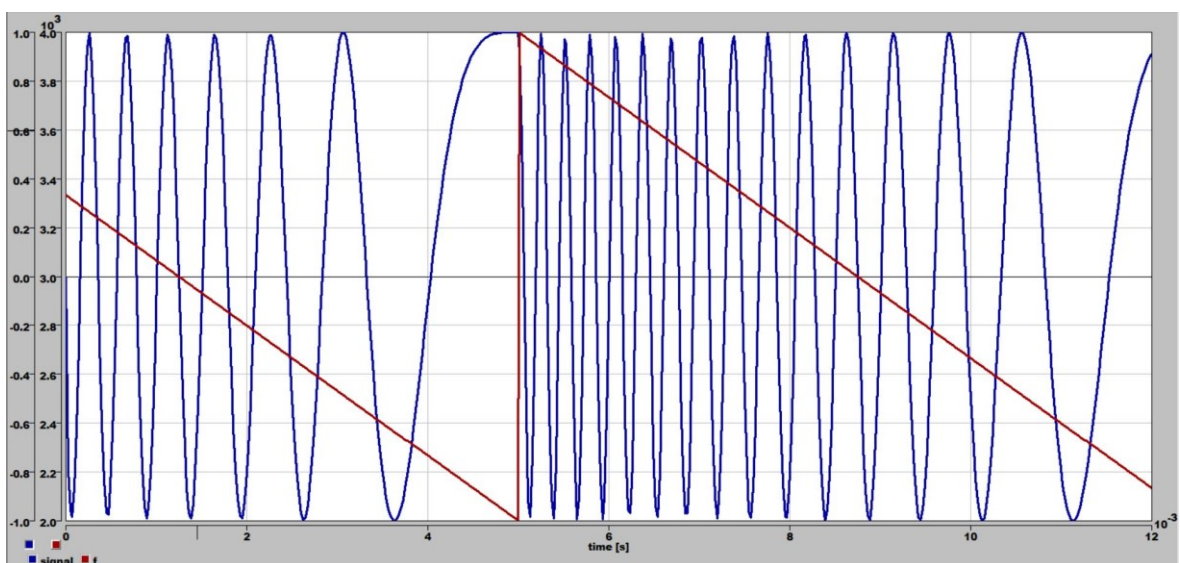
Princip spočívá ve spojitě vysílaném signálu s lineární frekvenční modulací, která periodicky s definovanou periodou lineárně snižuje signálovou frekvenci o oktávu. Senzor tedy v tomto případě musí současně přijímat i vysílat synchronně. Ze signálu vzniklého vynásobením vyslaného signálu a přijaté ozvěny se dále určuje informace o vzdálenosti z frekvenční oblasti, tedy je třeba přijatá data vyhodnotit pomocí Fourierovy analýzy, přesněji pomocí tzv. FFT (Fast Fourier Transformation). Takto získaná informace např. v grafické podobě ukazuje, že dvě harmonické obsažené ve spektru uvedeného součinu signálů mají významně vyšší amplitudu než další harmonické. Pro určení vzdálenosti je například možné použít filtrování signálu dolní propustí za účelem odstranění druhého peaku, protože vzdálenost lze vypočítat pouze z prvního peaku. Toto filtrování však, vzhledem na frekvenční analýzu uvedeného součinu signálů není nezbytně nutné, protože je možné z dat získaných pomocí FFT určit amplitudu prvního peaku a tedy i vypočítat vzdálenost odražejícího objektu bez jakéhokoliv zpracování druhého peaku, který by byl v případě filtrace odfiltrován [5][6].

Z výše zmíněných informací vyplývá, že měření vzdálenosti pomocí CTFM je složitější než měření TOF. Další praktický problém představuje fakt, že naprostá většina dostupných zdrojů sonarových signálů jsou piezoelektrické krystaly, které jsou fixně vybroušené pouze pro vysílání ultrazvuku jediné frekvence (obvykle 40 kHz) a při použití těchto krystalů pro generování zvuku jiné frekvence by jejich výkon významně klesl. To by ovšem způsobilo významné zmenšení energie signálu, který se odrazí od zjišťovaného objektu a následně echo by, díky své zanedbatelné energii, bylo prakticky nepoužitelné. Další důležitou částí CTFM sonaru je vyhodnocení echa. Zatímco u TOF stačilo pouze nějakým způsobem (např. prahováním odraženého signálu, je to totiž 16 period harmonického průběhu) zaznamenat čas vyslání a čas příjmu, CTFM signál potřebuje zaznamenat synchronně jak přijatý, tak i vyslaný signál, jejichž součin bude následně zpracován pomocí FFT. Z čehož vyplývá, že výpočetní nároky budou oproti metodě TOF významně vyšší. U měření pomocí vyhodnocení TOF lze také, díky vlastnostem piezoelektrického krystalu, tedy stejné zařízení může signál, jak vysílat, tak i přijímat, použít vysílač zároveň jako přijímač. To u CTFM není možné,

protože vysílání i přijímání probíhá nepřetržitě. Na druhou stranu se zdá, že tato metoda poskytuje také množství výhod, které se projevují na samotné kvalitě měření. Teoreticky můžeme říct, že citlivost obou metod je stejná, záleží totiž zejména na vysílači a přijímači, nicméně u metody TOF je možnost zvýšení rozlišovací schopnosti zvětšením času integrace, čímž se může velmi zjednodušit návrh soustavy. Dále je zde možnost rozložení vysílané energie v čase, čímž se zvýší průměrný výkon, tedy vyšší citlivost při použití slabého vysílače. Na druhé straně je CTFM díky spojitému vysílání a přijímání schopno určovat vzdálenost plynuleji než TOF, kde je toto určování zajištěno čekáním na vyslaný signál. Největší výhoda CTFM oproti metodě TOF by však měla spočívat v předpokládané robustnosti metody, která vyplývá z frekvenčního způsobu zpracování. Tento fakt byl podnětem k vytvoření této práce a jejím úkolem v praktické části je ověření tohoto faktu na různých zvuk odražeji-cích objektech [4][5][6].

## 2.1 CTFM modulace signálu

Při použití CTFM modulace vysílač vysílá spojitý harmonický signál o konstantní amplitudě harmonických vln, jejichž frekvence je v každém vysílacím cyklu lineárně měněna. Frekvence se tedy pohybuje mezi dvěma předem danými hodnotami, které můžeme označit jako horní frekvence a dolní frekvence. Jejich rozdíl je roven oktávě. Vysílání začíná harmonickým signálem s horní frekvencí a po celý cyklus vysílání je frekvence lineárně snižována až na dolní frekvenci. Po jejím dosažení se skokem změní na horní frekvenci. Časová závislost má tedy pilovitý profil (z angl. slova sawtooth), ukázkou takovéto modulace je možno pozorovat na obrázku 1 [5][6].



Obrázek 3 Ukázka CTFM modulace signálu [14]

### 2.1.1 Použití CTFM modulace pro sonarové snímání

Použití CTFM modulace vyžaduje vytvoření signálu s periodicky se opakující lineární změnou frekvence, který je možno zapsat jako:

$$S(t) = \cos\left(2\pi * \left(f_h - \frac{b}{2} * t\right) * t\right) \quad (2.1.1.1)$$

kde  $f_h$  představuje horní frekvenci,  $t$  je čas a  $b$  je odvozeno jako:

$$f_d = f_h - b * T \Rightarrow b = \frac{f_h - f_d}{T} \quad (2.1.1.2)$$

kde  $f_d$  představuje dolní frekvenci a  $T$  je vysílací cyklus (perioda) [6].

### 2.1.2 Princip demodulace

Demodulací je v tomto případě myšleno získávání informace o vzdálenosti snímaného objektu. Princip spočívá ve vynásobení vysílaného signálu a vráceného echa, čímž vznikne vyhodnocovaný signál, ve kterém jsou dobře patrné dvě majoritní složky. Vyhodnocovaným signálem je zde rozuměn signál, jehož tvar lze ze vztahu (2.1.1.1) určit jako:

$$D(t) = E(t) * S(t) = A * S\left(t - \frac{2*r}{c}\right) * S(t) = A * \cos\left\{2\pi * \left[f_H - \frac{b}{2} * \left(t - \frac{2*r}{c}\right)\right] * \left(t - \frac{2*r}{c}\right)\right\} * \cos\left[2\pi * \left(f_H - \frac{b}{2} * t\right) * t\right] \quad (2.1.2.1)$$

kde  $D(t)$  je výsledný signál získaný vynásobením původního signálu a echa,  $E(t)$  je přijaté echo a  $S(t)$  je původně vyslaný signál,  $A$  reprezentuje pouze změnu amplitudy přijatého echa [6].

Pro odvozený signál  $D(t)$  (2.1.2.1) je možno aplikovat vztah:

$$\cos(\alpha) * \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)] \quad (2.1.2.2)$$

kde je možno dosadit:

$$\begin{aligned} \alpha &= 2\pi * \left[f_H - \frac{b}{2} * \left(t - \frac{2*r}{c}\right)\right] * \left(t - \frac{2*r}{c}\right) \\ \beta &= 2\pi * \left(f_H - \frac{b}{2} * t\right) * t \\ &\Rightarrow \\ \alpha + \beta &= 2\pi * \left[f_H - \frac{b}{2} * \left(t - \frac{2*r}{c}\right)\right] * \left(t - \frac{2*r}{c}\right) + 2\pi * \left(f_H - \frac{b}{2} * t\right) * t = \\ &= 2\pi * \left(\underbrace{2 * f_H + b * \frac{2*r}{c} - 2\pi * b * t}_{f_u}\right) * t - \underbrace{2\pi * \left(f_H * \frac{2*r}{c} + b * \frac{2*r^2}{c^2}\right)}_{\Phi} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\alpha - \beta &= 2\pi * \left[ f_H - \frac{b}{2} * \left( t - \frac{2 * r}{c} \right) \right] * \left( t - \frac{2 * r}{c} \right) - 2\pi * \left( f_H - \frac{b}{2} * t \right) * t = \\ &= 2\pi * \underbrace{b * \frac{2 * r}{c}}_{f_e} * t - 2\pi * \underbrace{\left( f_H * \frac{2 * r}{c} + b * \frac{2 * r^2}{c^2} \right)}_{\Phi}\end{aligned}$$

Tedy při dosazení zpět do (2.1.2.1):

$$\begin{aligned}D(t) &= E(t) * S(t) = A * S\left(t - \frac{2 * r}{c}\right) * S(t) = \\ &= A * \cos\left\{2\pi * \left[ f_H - b * \left( t - \frac{2 * r}{c} \right) \right] * \left( t - \frac{2 * r}{c} \right)\right\} * \cos[2\pi * (f_H - b * t) * t] = \\ &= \frac{A}{2} * \{\cos(2\pi * f_e * t - \Phi) + \cos[2\pi * f_u * t - \Phi]\}\end{aligned}$$

Příčemž:

$$\begin{aligned}f_e &= b * \frac{2 * r}{c} \\ f_u &= 2 * f_H + b * \frac{2 * r}{c} - 2\pi * b * t \\ \Phi &= 2\pi * \left( f_H * \frac{2 * r}{c} + b * \frac{2 * r^2}{c^2} \right)\end{aligned}\tag{2.1.2.3}$$

Z výše odvozených vztahů je velmi dobře vidět, že signál, který vznikne násobením vyslaného signálu a echa má dvě velmi výrazné frekvenční složky, z nichž má jedna zřetelně vyšší frekvenci a obě mají stejný fázový posun. Pokud se tedy na signál D(t) použije Fourierova analýza, logicky se zobrazí dva frekvenční peaky, tedy  $f_e$ , který je z těchto dvou při nižší frekvenci, tedy bude více nalevo a druhý peak, který bude reprezentovat frekvenci  $f_u$  [6].

Ze vztahu (2.1.2.3) je patrné že obě frekvence nesou informaci o vzdálenosti objektu, ale vyšší frekvence  $f_u$  se mění v čase, zatímco  $f_e$  je konstantní. Tedy vztah pro výpočet vzdálenosti objektu bude:

$$f_e = b * \frac{2 * r}{c} \Rightarrow r = f_e * \frac{c}{2 * b}\tag{2.1.2.4}$$

## 2.2 Rychlá Fourierova transformace FFT

Smyslem Fourierova rozvoje je rozložení periodického signálu na součet nekonečného počtu harmonických signálů, z nichž každý má v řadě vyšší frekvenci k-krát vyšší než základní frekvence (převrácená hodnota základní periody). Jednotlivé harmonické členy této řady harmonických funkcí se nazývají „harmonické“ a jsou charakterizovány amplitudou, frekvencí a fázovým posunem. Výpočet této řady vyžaduje pro spojitý signál výpočet dvou integrálů pro každou harmonickou. To je však pro vyšší počet harmonických časově

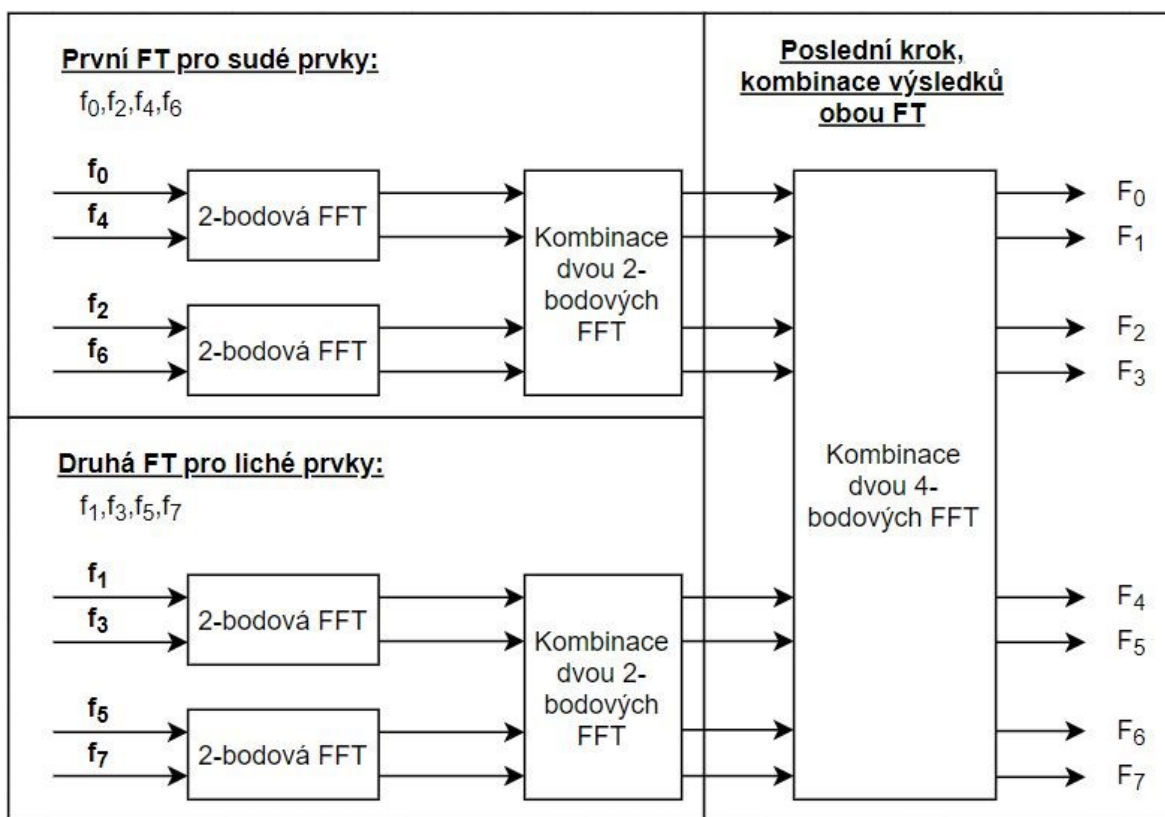
náročné, a tedy průběh takovýchto výpočtů v reálném čase velmi náročné, obzvlášť při aplikaci na diskretní signál. Z tohoto důvodu byly pro zpracování diskretních signálů vytvořeny algoritmy umožňující počítat složky rozvoje v reálném čase a byl pro ně zaveden pojem FFT (Fast Fourier Transformation). Mezi těmito algoritmy je nejznámější transformační metoda Cooleyho a Turkeyho, která je založena na vztahu:

$$F_k = \sum_{i=0}^{N-1} f_i \left( e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^{ki} \quad [8]. \quad (2.2.1)$$

Při aplikaci tohoto vztahu je nejprve nutno rozepsat funkci  $F_k$  na součet lichých a sudých členů, tedy:

$$F_k = \underbrace{\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f_{2i} \left( e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^{2ki}}_{\text{sudé členy}} + \underbrace{\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f_{2i+1} \left( e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^{(2i+1)k}}_{\text{liché členy}}$$

Tímto se tedy originální Fourierova transformace přepíše do dvou transformací, které se vykonávají zároveň až do bodu, kdy je jejich sloučení triviální (redukováno na jeden bod) [8][9].



Obrázek 4 Příklad FFT pro 8 bodů Fourierovy transformace

### 2.2.1 Analýza výsledků FFT

Výstup FFT je komplexní, jak je výše popsáno vztahy pro výpočet. Nicméně takovýto výstup ještě sám o sobě nenese žádnou informaci o signálu, tedy je potřeba takovýto výstup převést na pole řádů harmonických a jejich amplitud. Zde je třeba poznamenat, že FFT výstup je kolem vlastního středu symetrický, tedy směrodatná je pouze první polovina vzorků, druhá už je pak jen její zrcadlový odraz [10].

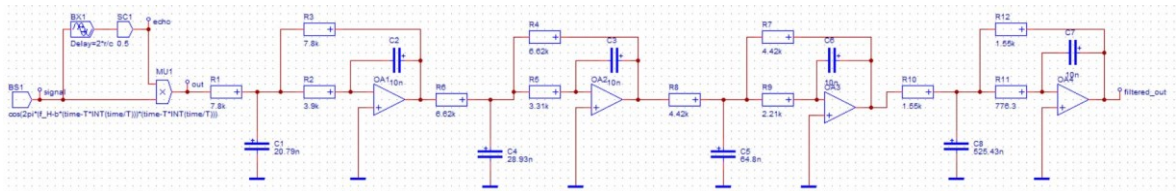
Další věc, kterou je třeba si uvědomit je, že na rozdíl od spojité FT, FFT neřeší vzorkovací intervaly, předpokládá se, že jsou rovny jedné, tedy pokud je třeba zjistit řád harmonické (a z něj pak frekvenci), je zde nutnost tyto intervaly přepočítat podle následujícího vztahu:

$$k_{\text{harmonické}} = \frac{2 * k}{N * T_v} \quad (2.2.1.1)$$

kde k představuje číslo daného vzorku, N je celkový počet vzorků a  $T_v$  představuje vzorkovací periodu. Amplitudu odpovídajícího řádu už je pak možno získat absolutní hodnotou komplexního výsledku FFT [10].

### 2.3 Simulace

Před prováděním měření je možno si na základě výše uvedených podkladů provést simulaci měřené soustavy. Pro tyto účely je možno použít například program DYNAST [14].



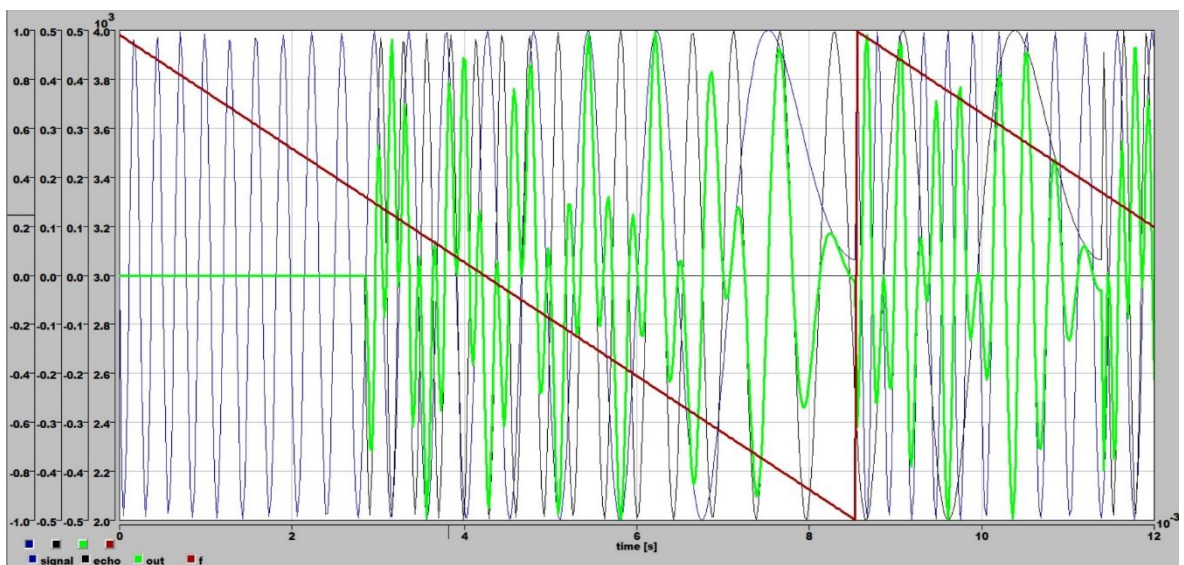
Obrázek 5 Měřená soustava v simulačním prostředí DYNAST [14]

Na obrázku 3 je vidět kompletní měřená soustava, skládající se z několika částí. V levé části je umístěno generování signálu a echa. Echo je generováno s dopravním zpožděním rovným  $2 * \frac{r}{c}$  a zmenšenou amplitudou  $\frac{1}{2}$  – toto by mohlo být zapříčiněno odrazem vyslaného signálu od měřeného objektu, tedy přibližně tak, jako by měření bylo prováděno v reálném prostředí. Dále je zde nutná signálová násobička, která má za úkol vynásobení vyslaného signálu a signálu echa, z jehož výsledku se dále určuje vzdálenost měřeného objektu. V levé části obrázku 3 je pak na signálovou násobičku napojen frekvenční filtr dolní propust, který je v tomto případě aktivním filtrem Čebyševova typu šestého řádu. Tento filtr je zde kvůli odfiltrování nežádoucích vyšších frekvencí a také na jisté vyhlazení signálu, který je výstupem z násobičky [14].

### 2.3.1 Výstupy z měřené soustavy a jejich Fourierova analýza v simulačním prostředí DYNAST

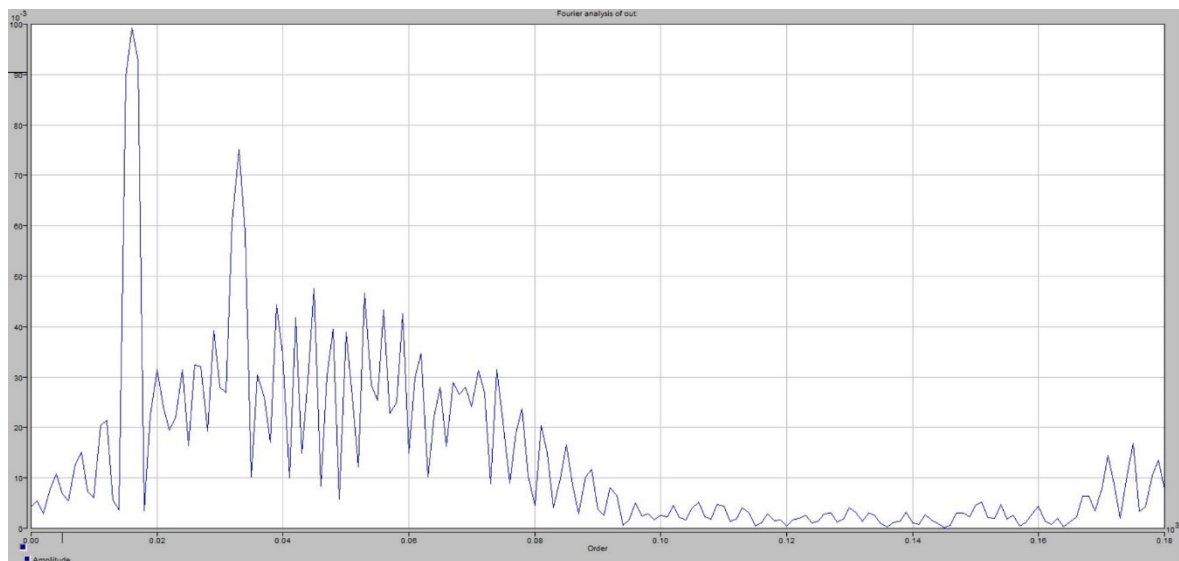
Jak je již zmíněno výše, vzdálenost objektu je určována pomocí Fourierovy analýzy signálu vzniklého násobením echa a vstupního signálu. V případě simulačního experimentu je hned na začátku známa vzdálenost „objektu“, takže je možno výpočty, a tedy i jejich správnost lehce ověřit [14].

V této simulaci je počítáno, že objekt je od vysílače vzdálen 0,5m. Vstupní signál je generován s horní frekvencí 4 kHz a periodou  $T = 0,00862$ . Rychlost zvuku je zde reprezentována hodnotou 350 m/s a v průběhu simulace je neměnná [14].



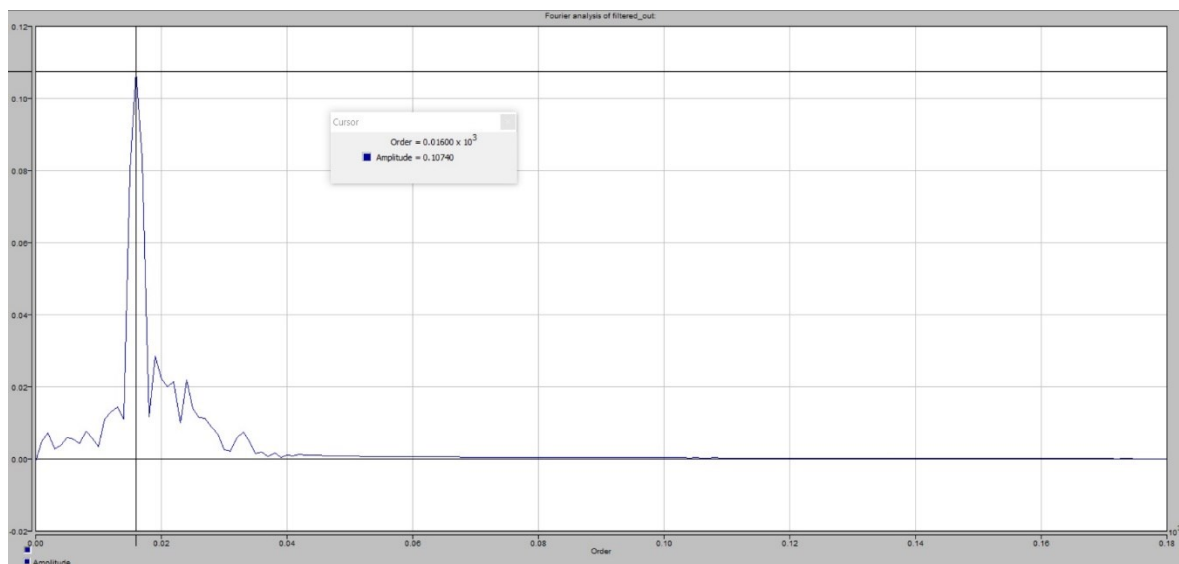
Obrázek 6 Průběhy vstupního signálu, echa a jejich násobku při horní frekvenci 4 kHz a periodě  $T = 0,00862$  [14]

Na obrázku 4 je možno vidět nasimulovanou CTFM modulaci vstupního signálu (modrý), přijaté echo (černý) a jejich násobek, tedy výstup ze signálové násobičky (zelený). Tento signál se dále zpracovává aktivním frekvenčním filtrem [14].



Obrázek 7 Fourierova analýza signálu vycházejícího ze signálové násobičky [14]

Obrázek 5 ukazuje Fourierovu analýzu násobku dvou signálů. V tomto výsledku je možno pozorovat že dvě amplitudy – řády, jsou zřetelně vyšší než ostatní. Protože je však signál nevyfiltrovaný, je zde vidět velké množství různých vysokých frekvencí s malou amplitudou, které jsou pro měření netřeba. Také jak bylo výše uvedeno, ze dvou vysokých amplitud je jedna, která nese informaci o vzdálenosti objektu a druhá, kterou je možno úplně vypustit [14].



Obrázek 8 Fourierova analýza násobku signálů po výstupu z filtru typu dolní propust [14]

Počet vysokých frekvencí, které s měřením nemají nic společného a je třeba je vypustit, které je možno sledovat na obrázku 5 naznačuje že použití frekvenčního filtru dolní propusti by se mohlo pozitivně projevit na rychlost a správnost měření. Na obrázku 6 je tedy možno



vidět výstup z celého simulačního obvodu. Jak už je výše zmíněno, na filtraci byla použita aktivní dolní propust typu Čebyšev šestého řádu. Již na první pohled je zřejmé, že filtrace proběhla úspěšně a všechny vysoké frekvence, které byly pro měření nežádoucí byly silně potlačeny. V tuto chvíli je tedy opravdu zřejmé, který řád nese informaci o vzdálenosti objektu [14].

### 2.3.2 Určení vzdálenosti měřeného objektu z výsledků simulace

Nejprve je třeba určit frekvenci základní harmonické použité pro Fourierovu transformaci. Ta se určí jako převrácená hodnota času, po který transformace probíhala, tedy:

$$f_z = \frac{1}{0,012} = 83,333 \text{ Hz}$$

Z obrázku 5 je pak patrné že nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 16, jehož frekvence je:

$$f_e = 16 * 83,333 = 1333,333 \text{ Hz}$$

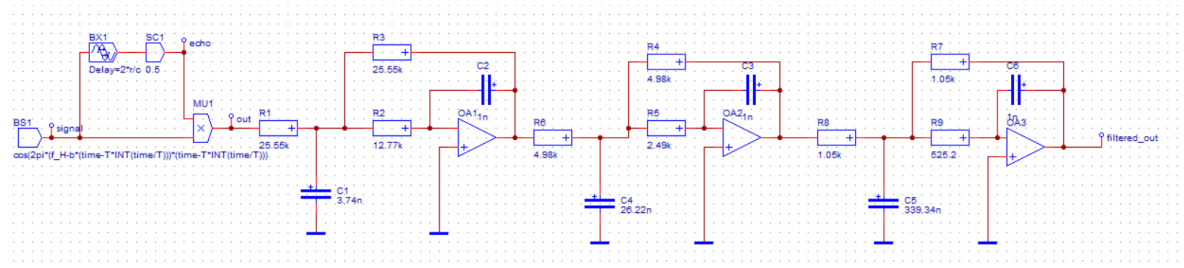
Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = 1333,333 * \frac{350}{2 * \frac{4000 - 2000}{0,00862}} \cong 0,503 \text{ m}$$

Z tohoto výpočtu je možno vidět, že simulační experiment proběhl správně, při provádění simulace totiž byla vzdálenost vysílače a objektu nastavena na 0,5m [14].

### 2.3.3 Návrh frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr

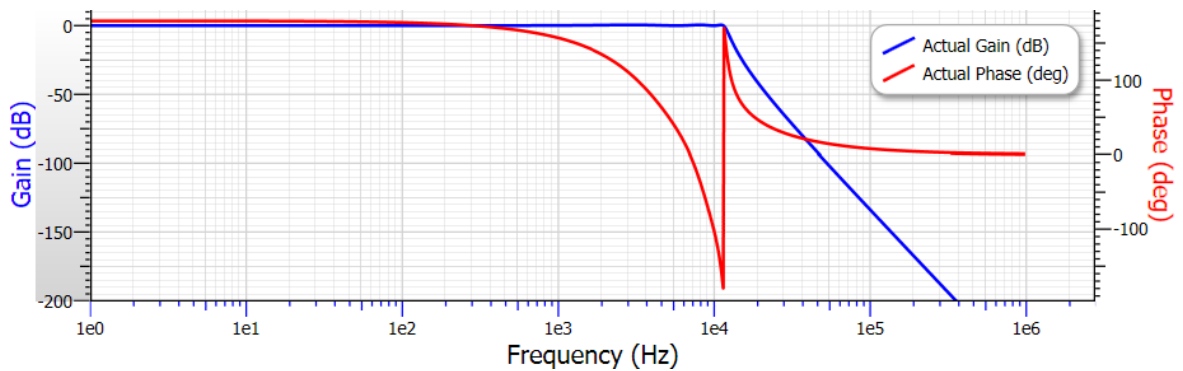
Výše na Obrázku 3 je vidět ukázka návrhu frekvenčního filtru po nižší frekvence, pro sonarový dálkoměr je však třeba filtr upravit pro vyšší frekvence [14].



Obrázek 9 Ukázka frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr [14]

Na obrázku 7 už je vidět návrh filtru pro sonarový dálkoměr pracující na horní frekvenci 40 kHz. Tento návrh byl vytvořen pomocí aplikací FilterPro a DYNAST a je konstruován tak, aby fungoval pro dálkoměr do vzdálenosti 5 metrů. Jedná se o filtr dolní propust typu Čebyšev šestého řádu. Ačkoliv spodní hranice pro určení vzdálenosti prakticky není, u

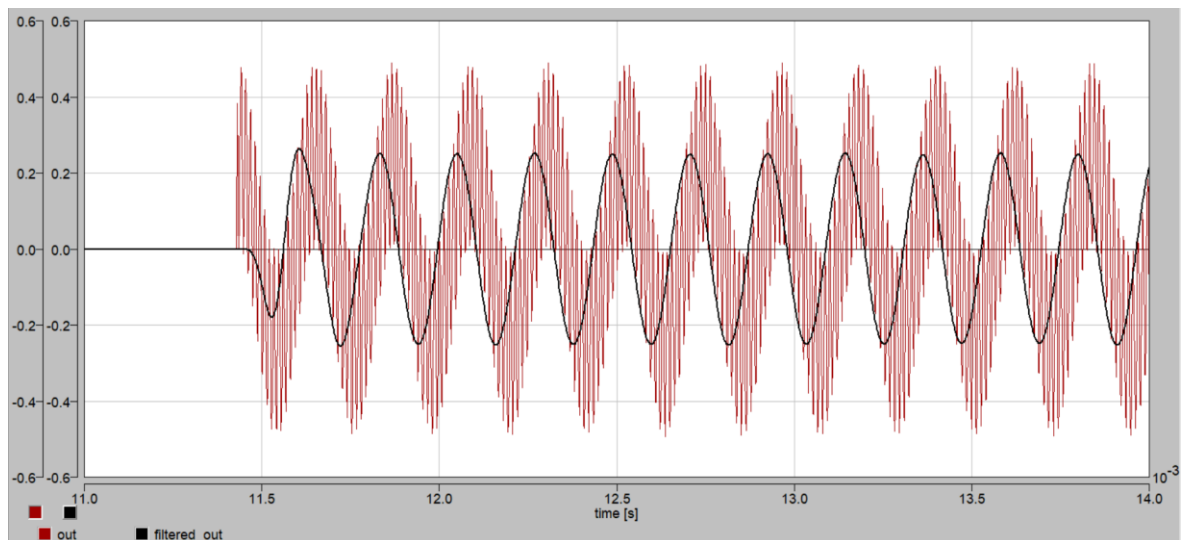
tohoto filtru je však doporučena na 0.5 metru, pro efektivní měření menších vzdáleností by filtr potřeboval úpravy [14].



Obrázek 10 Graf potlačení frekvence a změny fáze z aplikace FilterPro [14]

Na obrázku 8 je vidět, jak se filtr chová v závislosti na frekvenci signálu. Potlačování signálu probíhá mezi 11500 Hz a 23000 Hz. Signály s frekvencí nad 23000 Hz jsou pak potlačeny velmi výrazně až na hranici kde se jejich amplituda téměř rovná nule [14].

Zvolená počáteční frekvence 11500 Hz je vypočítána podle vztahu (2.1.2.4) tak, aby se projevil vzdálenosti lehce nad 5 metrů. Do této maximální vzdálenosti je sensor určený, při měření vzdáleností nad 5 metrů by se jednak projevoval útlum zde z filtru, díky jeho konstrukci, zároveň však s ohledem na měřicí přístroje by se projevil i přirozený útlum zapříčiněný průletem v prostoru. Konečná frekvence útlumu 23000 Hz je navržena jako dvojnásobek počáteční frekvence útlumu filtru, a to z toho důvodu, aby filtr nebyl konstrukčně náročný. V tomto případě se tedy jedná o filtr Čebyšev šestého řádu [14].



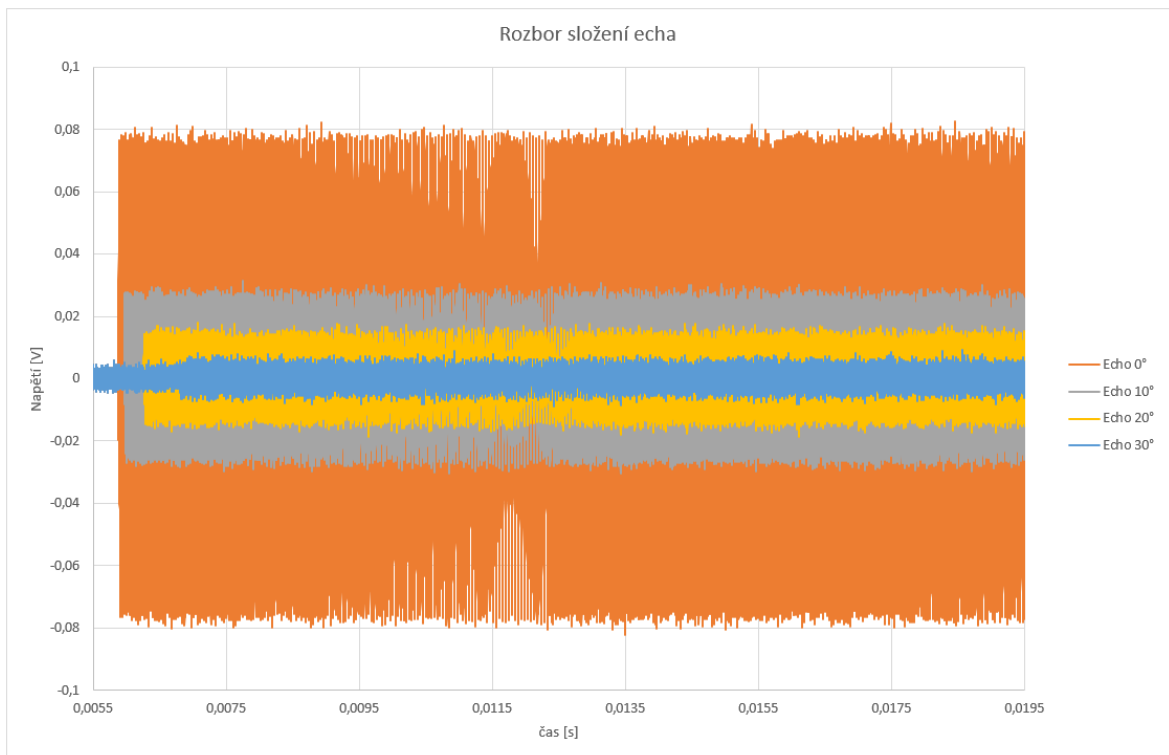
Obrázek 11 Ukázka výstupu z frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr [14]

Na obrázku 9 je dobře vidět, že po vyfiltrování je signál omezen pouze na jednu jedinou harmonickou frekvenci, z níž je dále určována vzdálenost měřeného objektu. Toto má za

následek, že výsledkem Fourierovy analýzy bude jeden jediný peak, ostatní frekvence budou výrazně potlačeny [14].

## 2.4 Rozbor echa

Doposud se v práci přijatým echem myslí jeden ideální signál přijatý na senzor. V praktickém měření tomu však není. V této kapitole je přiblížena struktura echa, z níž vyplývá následný frekvenční obsah jeho součinu s vyslaným signálem [14].



Obrázek 12 Ukázka složení přijatého echa [14]

Na předchozím obrázku lze vidět přibližné složení přijatého echa. Data jsou naměřena tím způsobem, že snímačem se otáčelo kolem své osy vždy po  $10^\circ$  a provedlo se měření. Díky tomu lze vidět, jak přibližně vypadají některé složky přijatého echa [14].

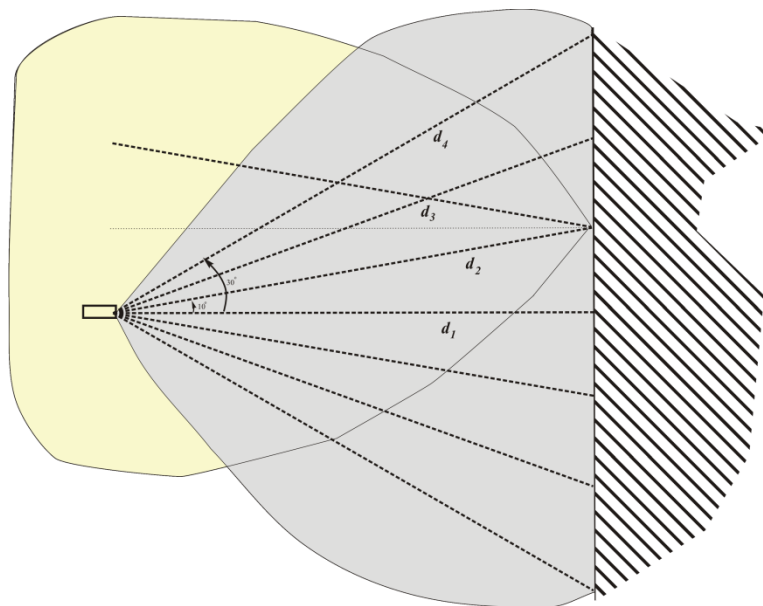
Na základě tohoto poznatku víme, že na rozdíl od teorie, v praxi nesnímáme pouze echo, ale součet všech ech od odražených postranních laloků. Tento poznatek pak dává možnost, vyhodnotit tvar měřeného objektu přímo z frekvenčního rozkladu. Měření, které je zde takto rozebráno je měření proti kolmé ploše [14].

## 2.5 Rozbor typových objektů za pomoci odvození a měření

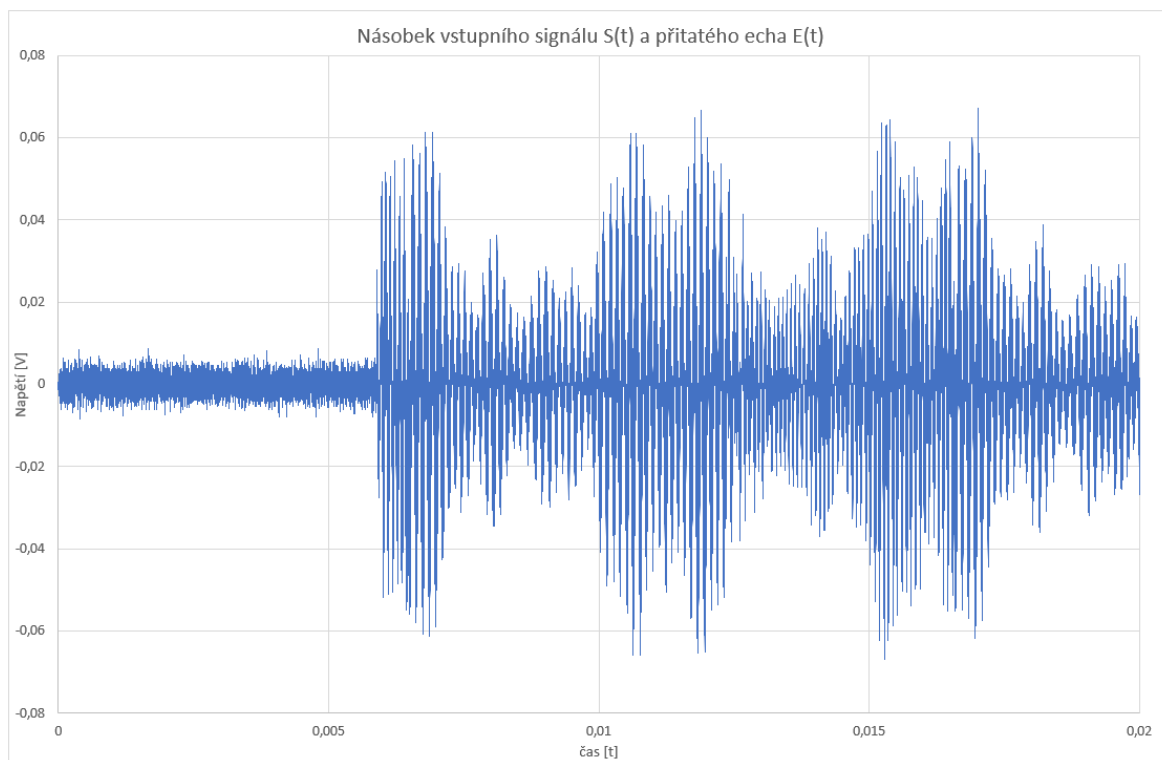
V části 2.4 je již uvedeno, že přijaté echo se v reálném měření skládá z několika signálů, ech, které mají specifické rozmístění ve Fourierově analýze podle toho, jaký objekt je

senzorem měřen. Pro tuto část měření bylo vybráno pět různých typových objektů, které jsou zde přiblíženy právě z frekvenčního obsahu signálu [14].

### 2.5.1 Měření proti kolmé ploše (zeď)



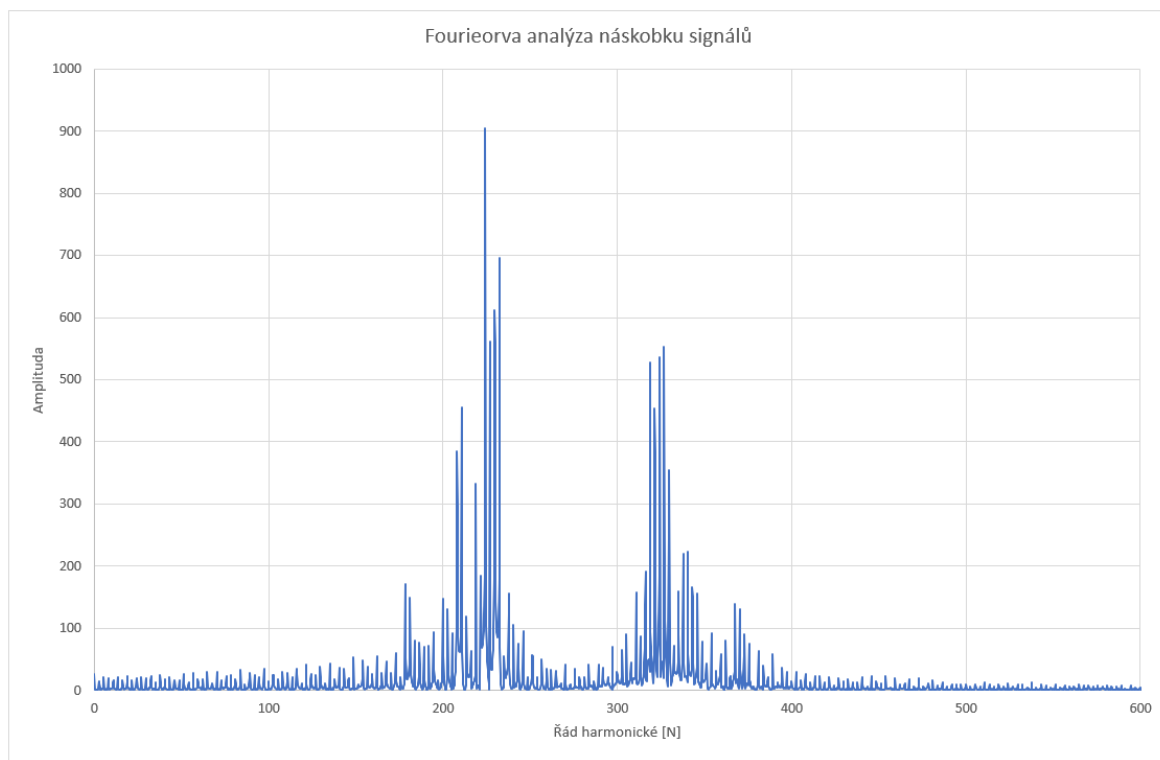
Obrázek 13 Model odrazu ultrazvukového signálu od kolmé stěny [14]



Obrázek 14 Ukázka vynásobeného vstupního signálu a přijatého echa [14]

Na obrázku 14 je ukázán vynásobený vstupní signál a přijaté echo v aplikaci Excel. Na grafu jsou dobře vidět prudké změny v amplitudě, způsobené násobením dvou signálů. Vznikají

zde tzv. zázněje, tedy je zde zřejmá nízkofrekvenční obálka signálu. Její frekvence odpovídá nižší z frekvencí nesoucí informaci o vzdálenosti odražejícího objektu a z ní vzdálenost měřeného objektu vyhodnocuji [14].



Obrázek 15 Fourierova analýza násobku vstupního signálu a naměřeného echa [14]

Na obrázku 15 je vidět výsledek Fourierovy analýzy v grafu. Zde jsou patrné dva dominantní frekvenční peaky, kde ten vyšší reprezentuje frekvenci uvedené obálky, ze které dále určím vzdálenost objektu, Druhý peak je výrazně nižší a pozvolně klesá. Toto je zapříčiněno tím, uvedený graf Fourierovy analýzy je z měření objektu kolmé stěny, tedy pozvolné svažování druhého peaku je zapříčiněno postranními laloky odraženého signálu [14].

Na obrázku 13 je ukázán teoretický model odrazu zvuku od kolmé stěny. Z toho je možno jasně vyčíst, že kromě vzdálenosti  $d_1$ , která platí za hlavní vzdálenost objektu je zde také mnoho vzdáleností okolo, které se také na výsledek měření podílí. Při měření pak vyniknou právě pouze informace o vzdálenostech, které s původní vzdáleností  $d_1$  svírají úhel menší než  $30^\circ$ . Odražené signály za touto hranicí už jsou tak silně utlumené, že je už sen-zor není schopen uspokojivě zaznamenat [14].

Na obrázku 15 Fourierovy analýzy pak lze vidět, jakým způsobem se postranní laloky projevují na frekvenčním obsahu, který je také rozebírán výše na obrázku 12 [14].

Na obrázku 13 lze vidět hlavní echo a šest dalších, postranních, na spektrální obsah však mají vliv pouze čtyři, protože postranní laloky pod stejným úhlem se v tomto případě „slijí“ do jednoho [14].

Vyhodnocování vzdálenosti probíhá stejným způsobem, jako to bylo prováděno v teoretické části práce, tedy nejprve je třeba určit frekvenci základní harmonické použité pro Fourierovu transformaci. Ta se určí jako převrácená hodnota času, po který transformace probíhala, tedy:

$$f_z = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ Hz}$$

Nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 224, jehož frekvence tedy je:

$$f_e = 224 * 10 = 2240 \text{ Hz}$$

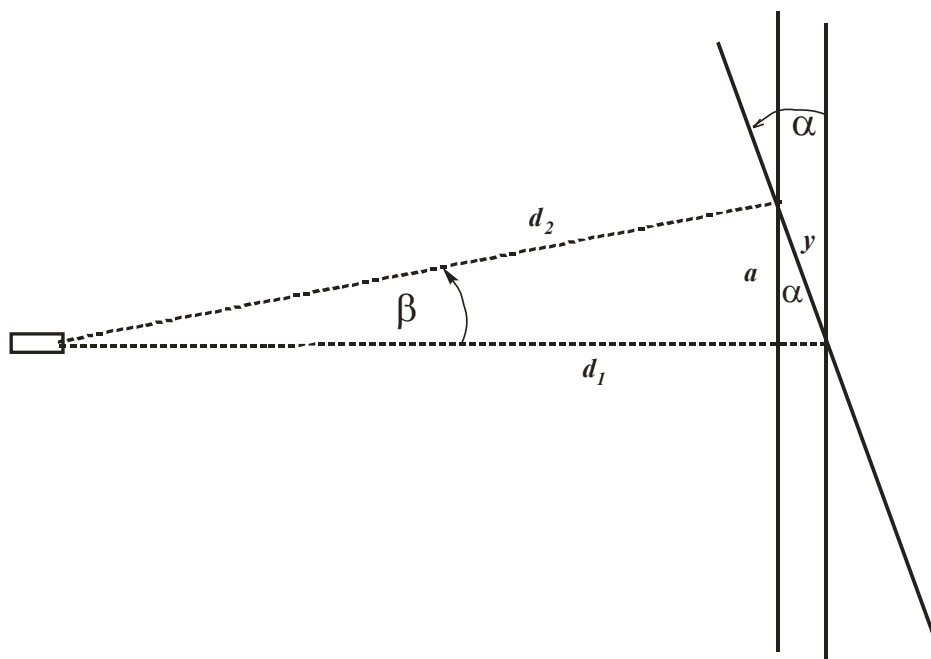
Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = 2240 * \frac{342}{2 * 2 * 10^5} \cong 1,004 \text{ m}$$

Z tohoto výpočtu je možno vidět, že měření a vyhodnocení proběhlo správně, objekt byl totiž umístěn ve vzdálenosti 1 m od vysílače [14].

### 2.5.2 Měření proti šikmé stěně

Na rozdíl od předchozího případu, zde už je potřeba počítat jak s úhlem vysílání, tak také s úhlem dopadu, proto je třeba tento objekt trochu více přiblížit [14].



Obrázek 16 Model odrazu ultrazvukového signálu od šikmé stěny [14].

Z obrázku 16 je možno říci, že platí:

$$y^2 = d_1^2 + d_2^2 - 2 * d_1 * d_2 * \cos\beta; a = d_2 * \sin\beta; y = \frac{a}{\cos\alpha} = \frac{d_2 * \sin\beta}{\cos\alpha}$$

Pak je možno vyjádřit rovnici:

$$d_2^2 * \left( \frac{\sin^2\beta}{\cos^2\alpha} - 1 \right) + d_2 * (2 * d_1 * \cos\beta) - d_1^2 = 0$$

Rovnice je kvadratická, tedy bude mít dvě řešení, což je logické, pokud vztaženo na daný problém, jedno řešení bude odpovídat vzdálenosti kde  $\beta$  bude úhel kladný a druhé kde bude záporný [14].

Nejprve je tedy třeba analyticky vyřešit diskriminant, následně ho pak dosadit do vzorce pro kvadratickou rovnici, což mi dá dvě řešení, které pro mě budou znamenat vzorce pro výpočet jednotlivých vzdáleností:

$$D = 4 * d_1^2 * \cos^2\beta + 4 * d_1^2 * \left( \frac{\sin^2\beta}{\cos^2\alpha} - 1 \right) = 4 * d_1^2 * \sin^2\beta * \frac{\sin^2\alpha}{\cos^2\alpha}$$

$$d_{2_{1/2}} = \frac{-2 * d_1 * \cos\beta \pm \sqrt{4 * d_1^2 * \sin^2\beta * \frac{\sin^2\alpha}{\cos^2\alpha}}}{2 * \left( \frac{\sin^2\beta}{\cos^2\alpha} - 1 \right)} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta}$$

Pokud jsou takto vyřešeny rovnice a je zřejmé, jak vypočítat jednotlivé vzdálenosti, je třeba si vypočítat vzdálenosti v úhlech  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  a  $30^\circ$  [14].

Výpočet vzdáleností pro úhel  $\beta = \pm 10^\circ$ :

$$d_{2_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(20^\circ)}{\cos 20^\circ + \cos 20^\circ} = 2,462019$$

$$2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(0)}{\cos 20^\circ + \cos 20^\circ} = 2,620026$$

Výpočet vzdáleností pro úhel  $\beta = \pm 20^\circ$ :

$$d_{3_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(30^\circ)}{\cos 20^\circ + \cos 40^\circ} = 2,5$$

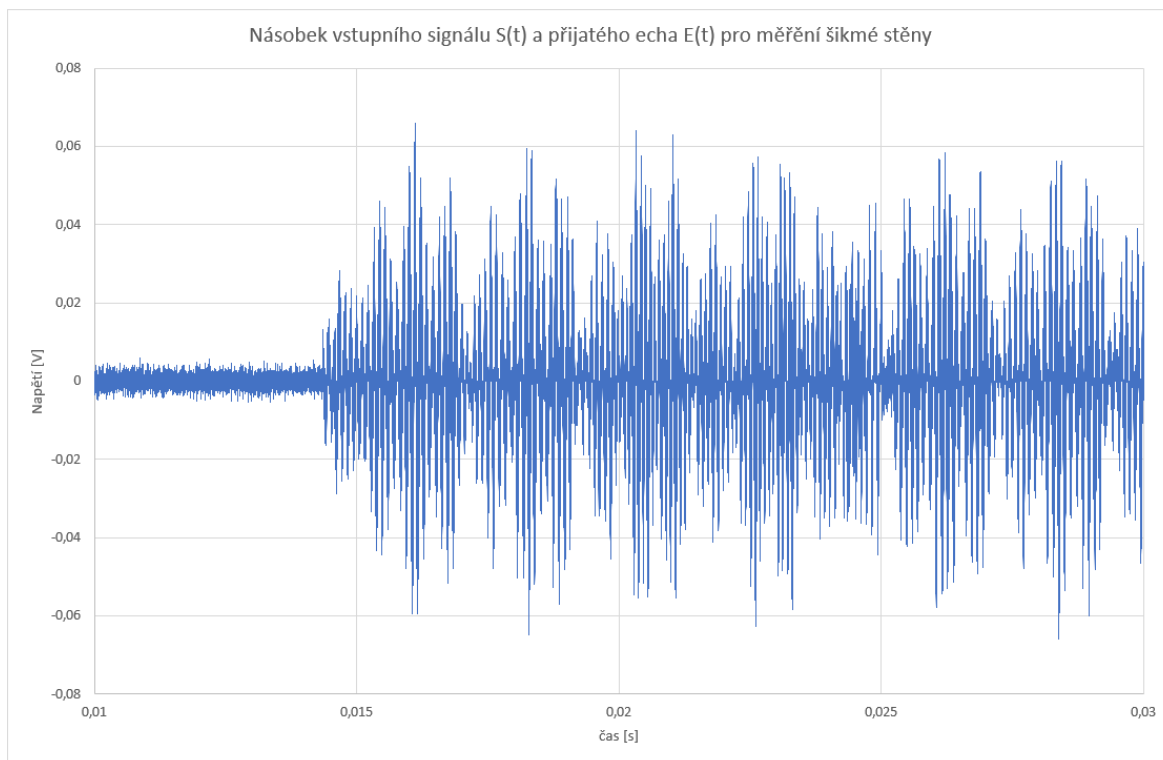
$$2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(-10^\circ)}{\cos 20^\circ + \cos 40^\circ} = 2,842895$$

Výpočet vzdáleností pro úhel  $\beta = \pm 30^\circ$ :

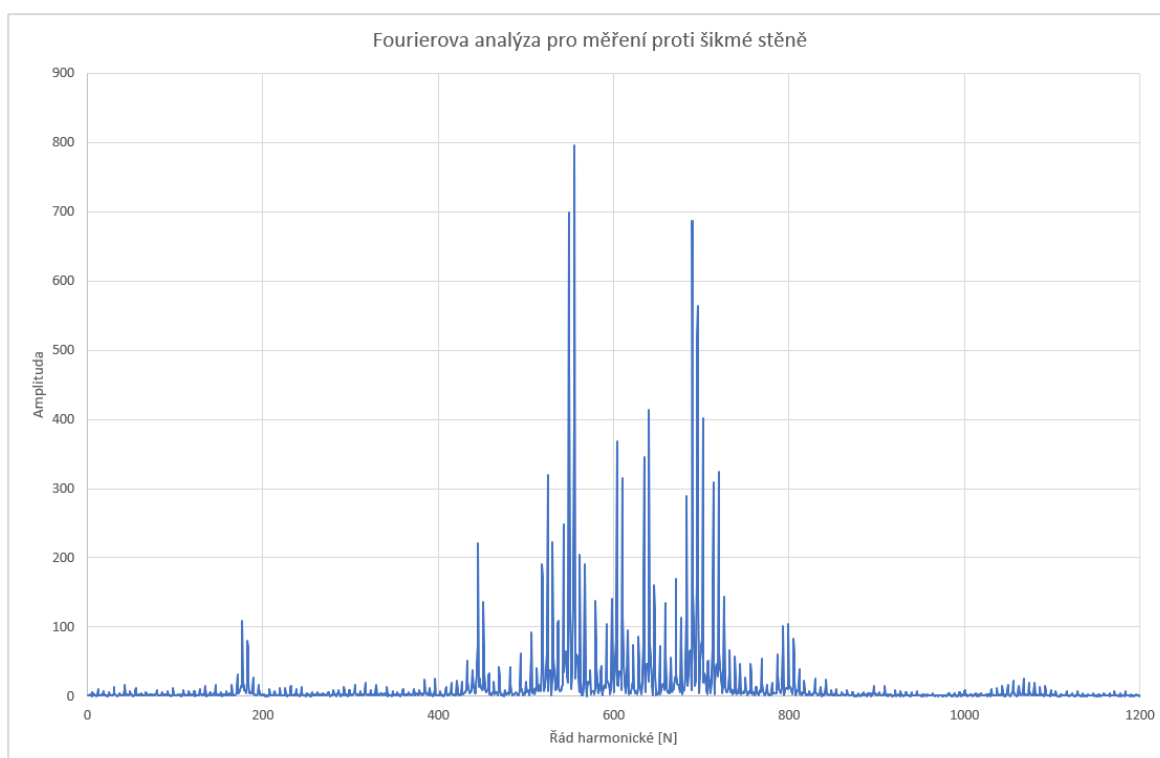
$$d_{4_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(60^\circ)}{\cos 20^\circ + \cos 60^\circ} = 2,620026$$

$$2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(-20^\circ)}{\cos 20^\circ + \cos 60^\circ} = 3,213938$$

Výše z výpočtů jde vidět, že vzdálenosti, které udávají postranní echa se značně liší od vzdálenosti objektu. To se podepisuje také na tvaru Fourierovy analýzy [14].



Obrázek 17 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření šikmé stěny [14]



Obrázek 18 Fourierova analýza signálu při měření šikmé stěny [14]

Jak je vidět na obrázku 18, ve frekvenční analýze se ukazuje značné množství amplitud. Dominantní peak opět nese informaci o vzdálenosti objektu, nicméně kolem něj se vyskytuje velké množství nižších peaků, které představují jednotlivé vzdálenosti  $d_2 - d_4$  [14].



Nyní je třeba ověřit vzdálenost objektu. Měření tohoto typu probíhalo na vzdálenost 2,5m.

$$f_z = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ Hz}$$

Nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 556, jehož frekvence tedy je:

$$f_e = 556 * 10 = 5560 \text{ Hz}$$

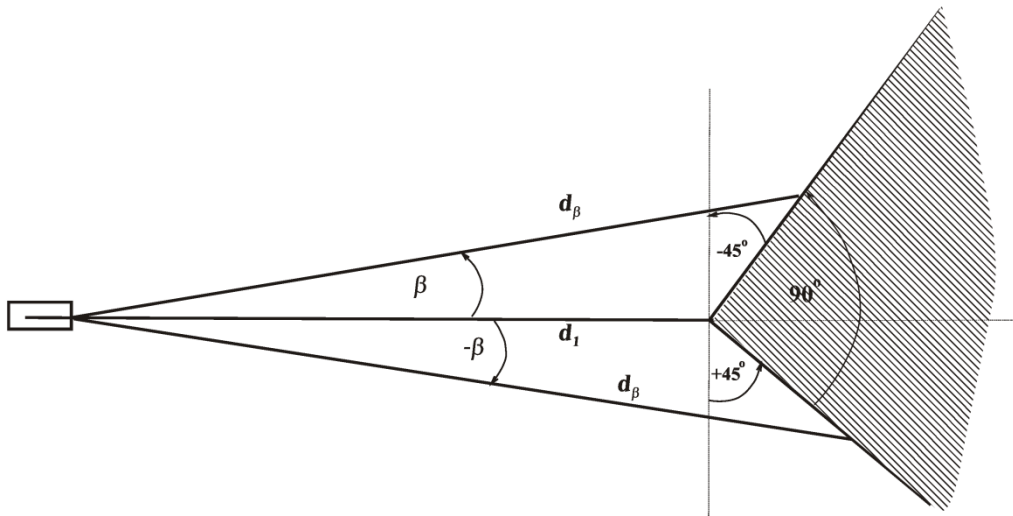
Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = 5560 * \frac{343}{2 * 190734,9} \cong 2,4996 \text{ m}$$

Z tohoto výpočtu je možno vidět, že měření a vyhodnocení proběhlo správně, objekt byl totiž umístěn ve vzdálenosti 2,5 m od vysílače [14].

### 2.5.3 Odraz od rohu – vypuklý

Tento případ je podobný jako měření šikmé stěny, pouze se liší v tom, že všechny vzdálenosti udávané postranními laloky by měly být větší než opravdová vzdálenost objektu. Měření odpovídá šikmé stěně s dvěma různými úhly sklonu [14].



Obrázek 19 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-vypuklý [14]

Pro tento případ jsou opět využity vztahy, které jsou odvozeny u šikmé stěny. Je pouze třeba si uvědomit, že úhel  $\alpha$  bude pro každý případ měnit znaménko. Na frekvenční obsah by toto však mít vliv nemělo – echa se pouze sečtou do sebe [14].

Výpočet vzdáleností pro úhly  $\alpha = \pm 45^\circ$ ,  $\beta = 10^\circ$ :

$$d_{2_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos(\pm\alpha) * \cos(\alpha + \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-35^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 20^\circ} = 3,08201$$

$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 55^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 20^\circ} = 3,08201$$

Výpočet vzdáleností pro úhly  $\alpha = \pm 45^\circ$ ,  $\beta = 20^\circ$ :

$$d_{3_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-25^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 40^\circ} = 4,18289$$

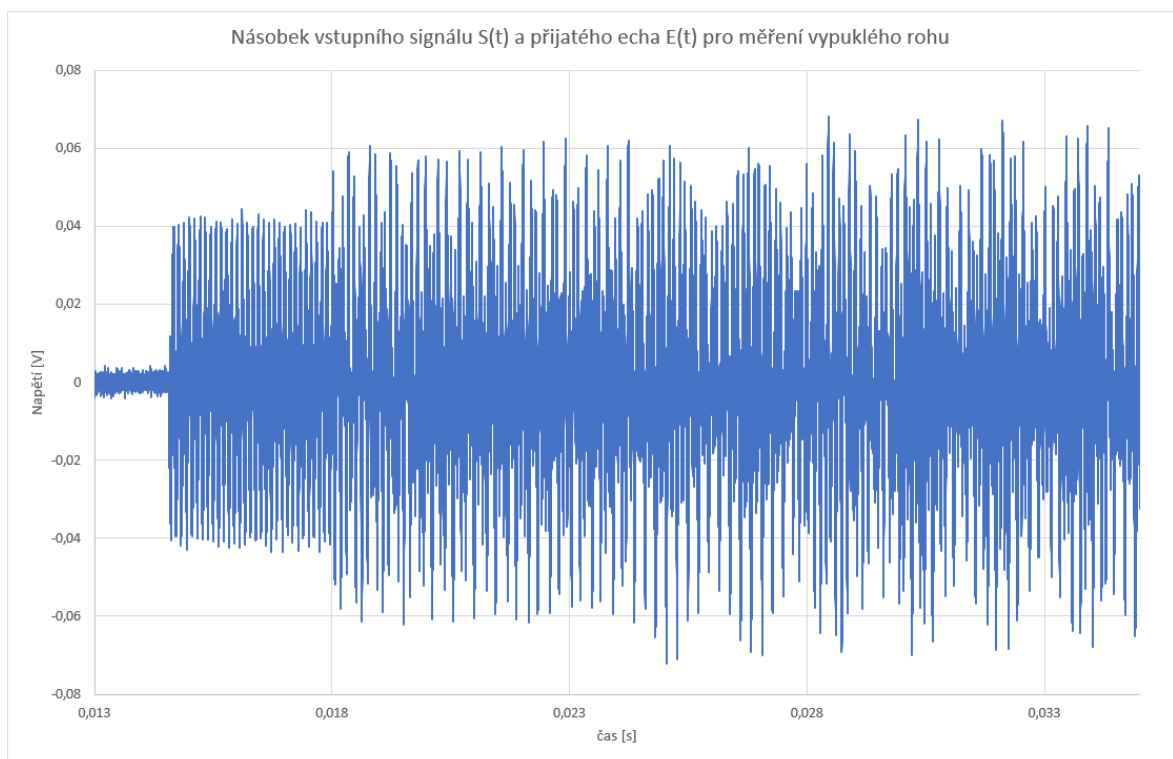
$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 65^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 40^\circ} = 4,18289$$

Výpočet vzdáleností pro úhly  $\alpha = \pm 45^\circ, \beta = 30^\circ$ :

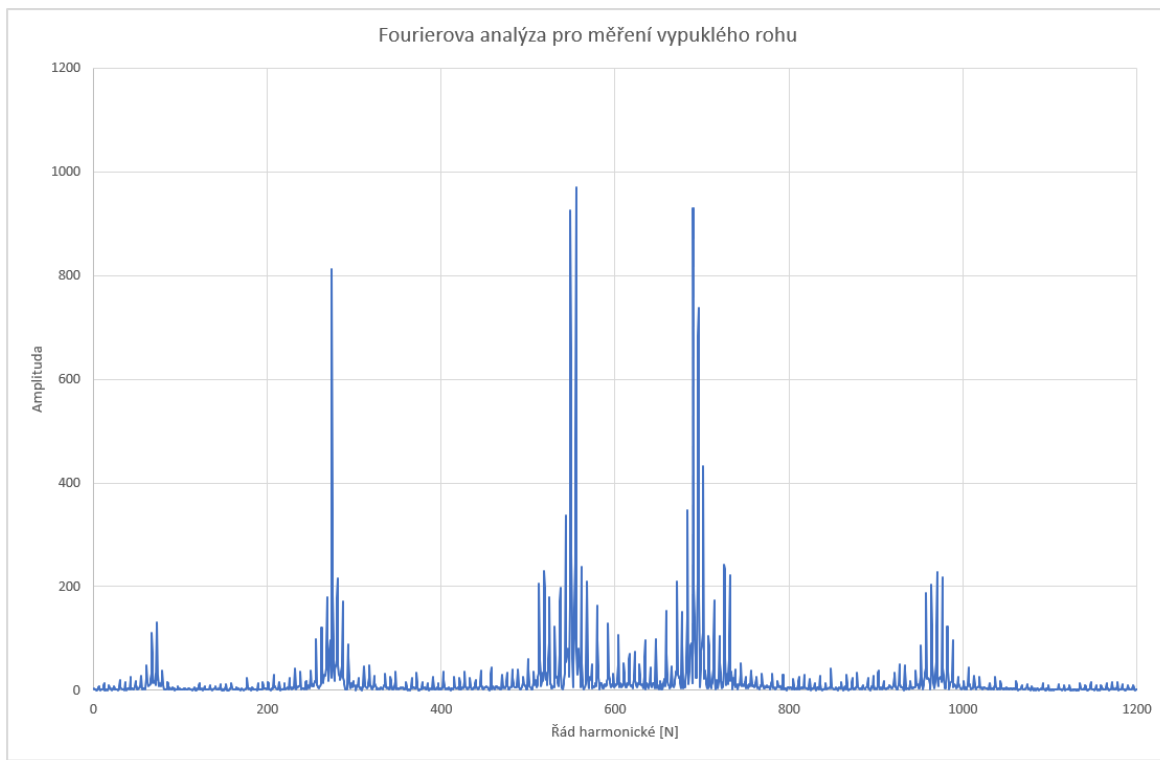
$$d_{4_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-25^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 40^\circ} = 6,830127$$

$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 65^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 40^\circ} = 6,830127$$

Výše z výpočtů jde vidět, že vzdálenosti, které udávají postranní echa se značně liší od vzdálenosti objektu. To se podepisuje také na tvaru Fourierovy analýzy [14].



Obrázek 20 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření vypuklého rohu [14]



Obrázek 21 Fourierova analýza signálu při měření vypuklého rohu [14]

Jak je vidět na obrázku 21, ve frekvenční analýze se ukazuje značné množství amplitud. Dominantní peak opět nese informaci o vzdálenosti objektu, nicméně kolem něj se vyskytuje velké množství nižších peaků, které představují jednotlivé vzdálenosti  $d_2 - d_4$  [14].

Nyní je třeba ověřit vzdálenost objektu. Měření tohoto typu probíhalo na vzdálenost 2,5m.

$$f_z = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ Hz}$$

Nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 555, jehož frekvence tedy je:

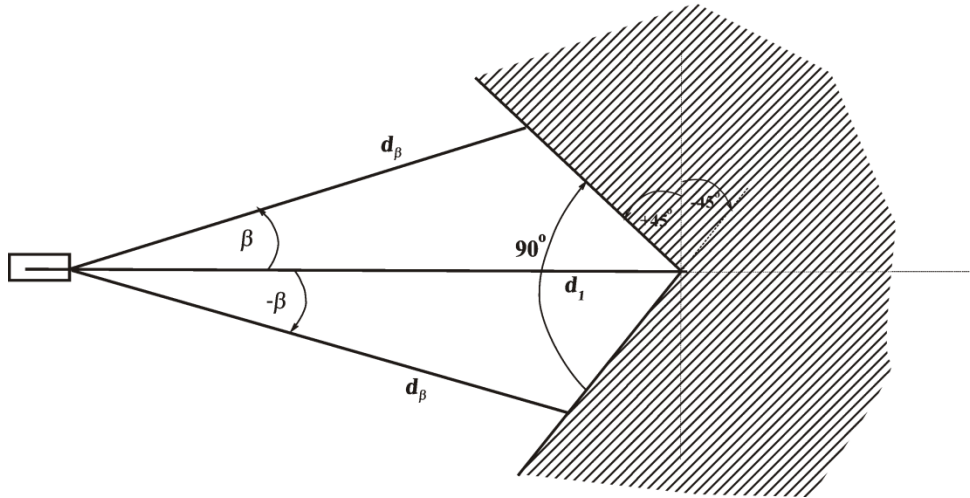
$$f_e = 555 * 10 = 5550 \text{ Hz}$$

Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = 5550 * \frac{344}{2 * 190734,9} \cong 2,5042 \text{ m}$$

Z tohoto výpočtu je možno vidět, že měření a vyhodnocení proběhlo správně, objekt byl totiž umístěn ve vzdálenosti 2,5 m od vysílače [14].

### 2.5.4 Odraz od rohu – dutý



Obrázek 22 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-dutý [14]

Pro tento případ opět využijí vztahy, které byly odvozeny u šikmé stěny. Tento případ je velmi podobný předešlému, pouze všechny vzdálenosti by měly být nižší než vzdálenost měřeného bodu [14].

Výpočet vzdáleností pro úhly  $\alpha = \pm 45^\circ$ ,  $\beta = 10^\circ$ :

$$d_{2_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos(\pm\alpha) * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-35^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 20^\circ} = 2,15805$$

$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 55^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 20^\circ} = 2,15805$$

Výpočet vzdáleností pro úhly  $\alpha = \pm 45^\circ$ ,  $\beta = 20^\circ$ :

$$d_{3_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-25^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 40^\circ} = 1,950515$$

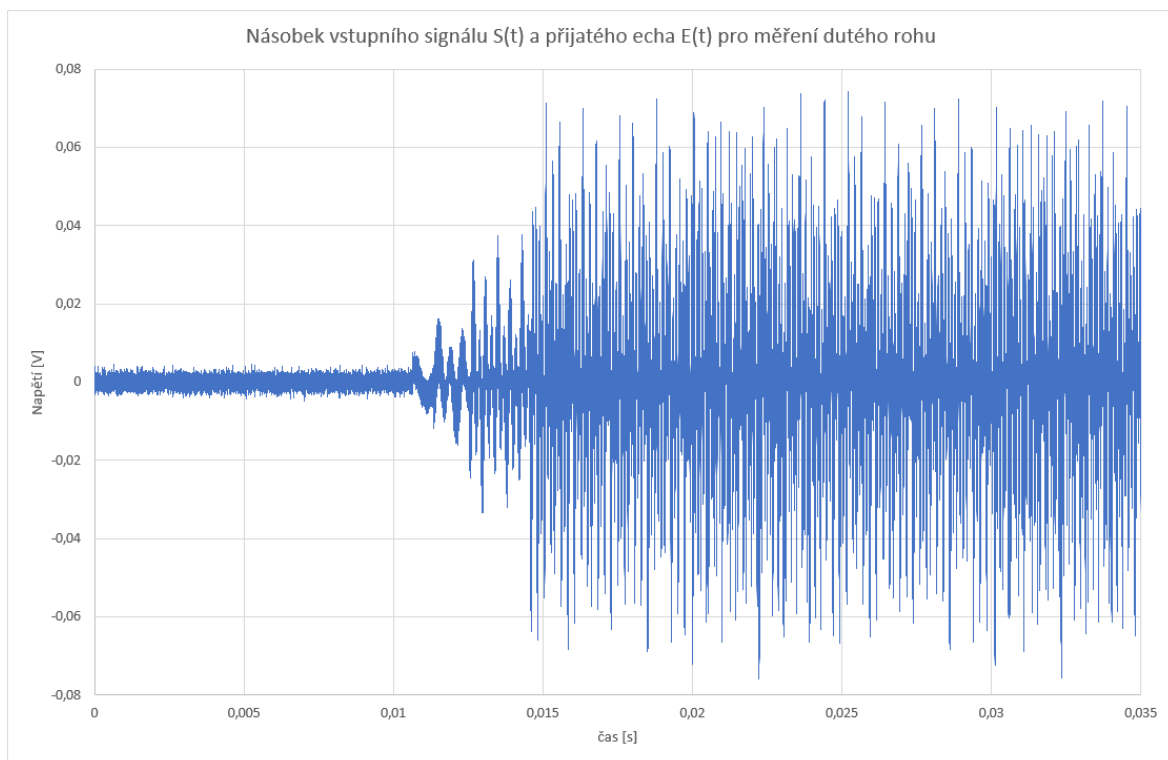
$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 65^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 40^\circ} = 1,950515$$

Výpočet vzdáleností pro úhly  $\alpha = \pm 45^\circ$ ,  $\beta = 30^\circ$ :

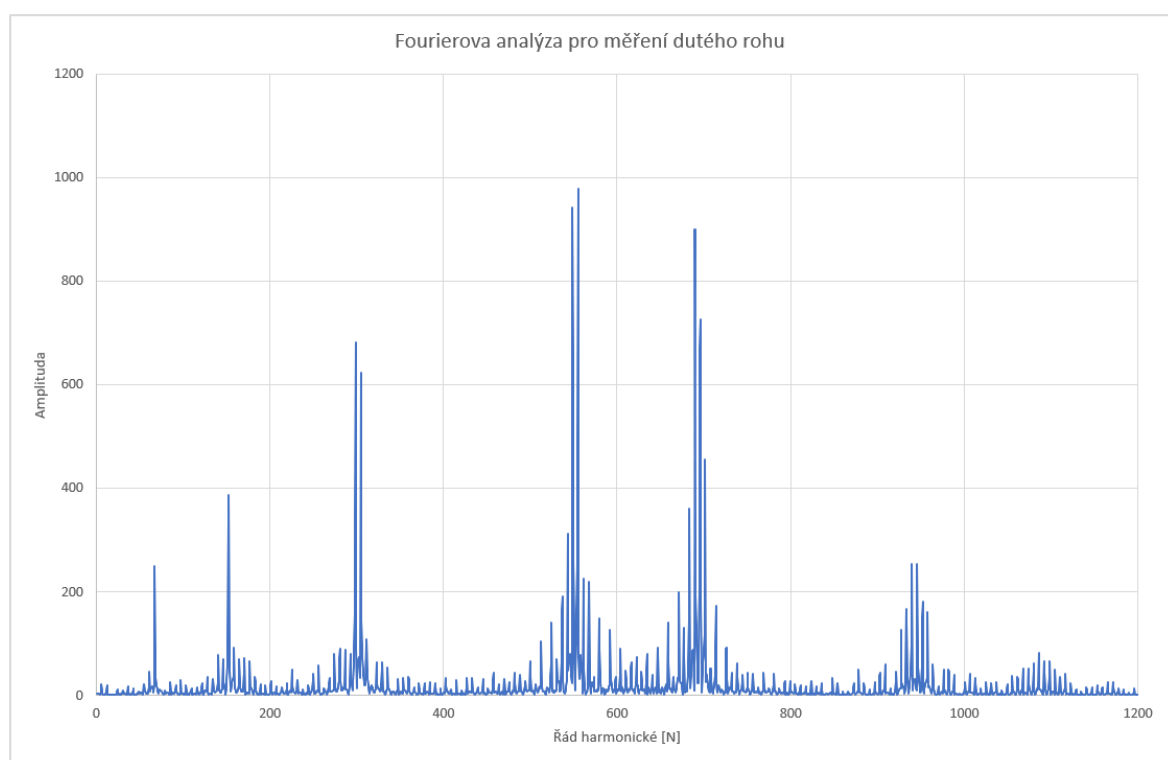
$$d_{4_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-15^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 40^\circ} = 1,830127$$

$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 65^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 40^\circ} = 1,830127$$

Výše z výpočtů jde vidět, že vzdálenosti, které udávají postranní echa se značně liší od vzdálenosti objektu. To se podepisuje také na tvaru Fourierovy analýzy [14].



Obrázek 23 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření dutého rohu [14]



Obrázek 24 Fourierova analýza signálu při měření dutého rohu [14]

Jak je vidět na obrázku 24, ve frekvenční analýze se ukazuje značné množství amplitud. Dominantní peak opět nese informaci o vzdálenosti objektu, nicméně kolem něj se vyskytuje velké množství nižších peaků, které představují jednotlivé vzdálenosti  $d_2 - d_4$  [14].

Nyní je třeba ověřit vzdálenost objektu. Měření tohoto typu probíhalo na vzdálenost 2,5m.

$$f_z = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ Hz}$$

Nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 556, jehož frekvence tedy je:

$$f_e = 556 * 10 = 5560 \text{ Hz}$$

Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

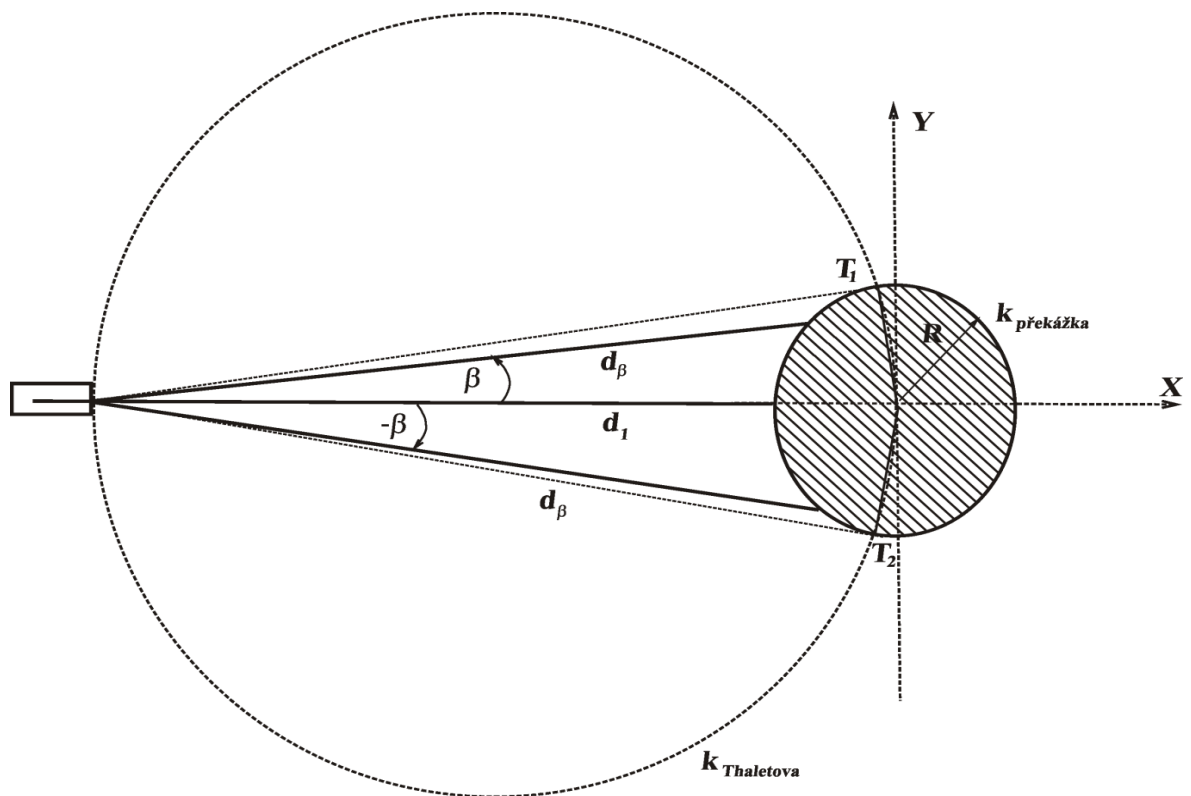
$$r = 5560 * \frac{343}{2 * 190734,9} \cong 2,497 \text{ m}$$

Z tohoto výpočtu je možno vidět, že měření a vyhodnocení proběhlo správně, objekt byl totiž umístěn ve vzdálenosti 2,5 m od vysílače [14].

### 2.5.5 Odraz od válce

Tento případ se od předešlých značně liší. Jeden z hlavních problémů je, že pokud měřím válec, například nějakou tyč, může být tak úzká, že ve vzdálenosti nemusí objekt pohltit celý paprsek (beru zde rozptyl 30°), tedy se odrazí pouze nějaká část a echo by mělo být složeno z menšího počtu částí než u ostatních měřených objektů [14].

Nejprve je třeba zjistit si hranice válce, aby bylo možno určit maximální úhel pro odraz od objektu. Byla tedy zavedena Thaletova kružnice a podle průsečíků je možno určit maximální úhel:



Obrázek 25 Model odrazu ultrazvukového signálu od válce [14]

Nejprve je třeba určit rovnice obou kružnic:

k<sub>prekazka</sub>:  $x^2 + y^2 = R^2$  a k<sub>Thaletova</sub>:  $\left[x + \frac{1}{2} * (d_1 + R)\right]^2 + y^2 = \frac{1}{4} * (d_1 + R)^2$

Z rovnice pro kprekazka je možno vyjádřit že  $y^2 = R^2 - x^2$ , tedy platí že:

$$\begin{aligned} \left[x + \frac{1}{2} * (d_1 + R)\right]^2 + y^2 &= \frac{1}{4} * (d_1 + R)^2 \rightarrow \\ \rightarrow x^2 + x * (d_1 + R) + \frac{1}{4} * (d_1 + R)^2 + R^2 - x^2 &= \frac{1}{4} * (d_1 + R)^2 \rightarrow \\ x &= \frac{R^2}{(d_1 + R)} \\ \rightarrow x * (d_1 + R) + R^2 &= 0 \rightarrow \\ y^2 = R^2 - x^2 &= R^2 - \frac{R^4}{(d_1 + R)^2} = \frac{R^2 * (d_1 + R)^2 - R^4}{(d_1 + R)^2} \rightarrow \\ x &= \frac{R^2}{(d_1 + R)} \\ \rightarrow y &= \pm \frac{R}{d_1 + R} * \sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)} \end{aligned}$$

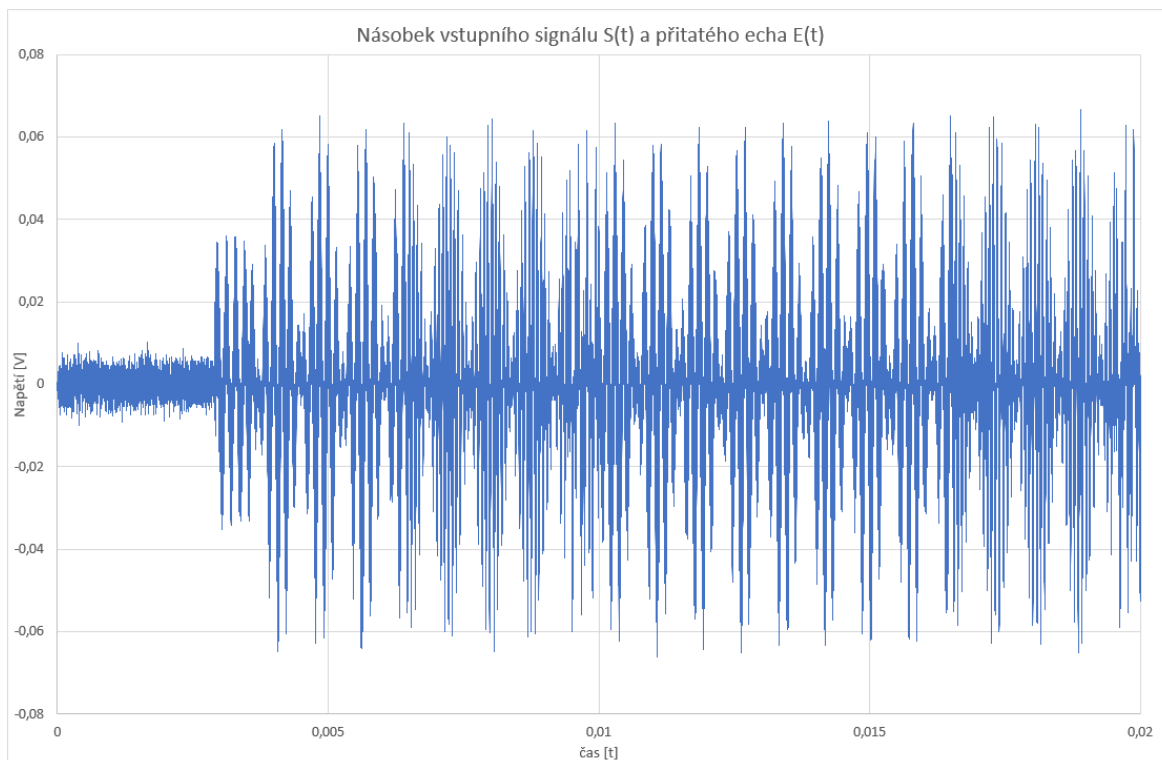
Tedy pro maximální úhel  $\beta_{max}$ , který ještě vyvolá odraz, platí:

$$\begin{aligned} tg\beta_{max} &= \frac{\frac{R}{d_1 + R} * \sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}}{d_1 + R - \frac{R^2}{(d_1 + R)}} = \frac{R}{\sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}} \rightarrow \\ \rightarrow \beta_{max} &= arctg \frac{R}{\sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}} \end{aligned}$$

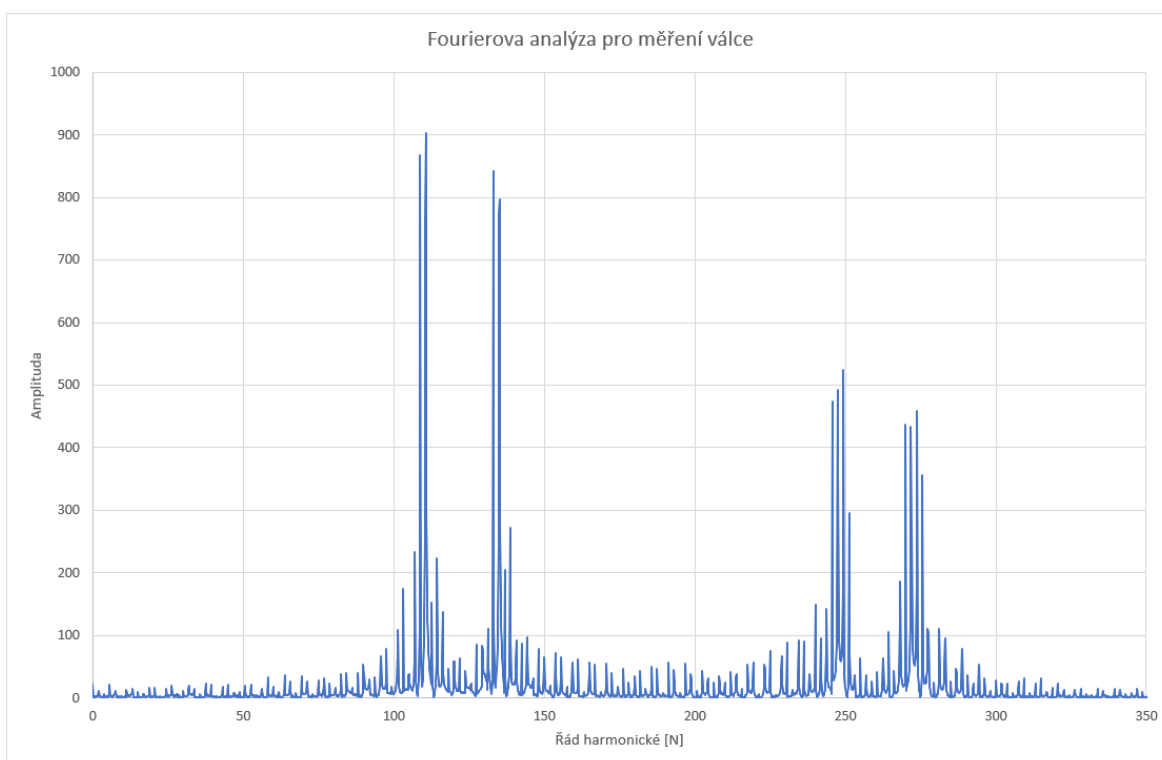
Nyní je tedy možno vypočítat maximální úhel odrazu. Měřený objekt je o poloměru  $R = 0,1\text{m}$  ve vzdálenosti  $d_1=0,5\text{m}$ , tedy:

$$\beta_{max} = arctg \frac{R}{\sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}} = arctg \frac{0,1}{\sqrt{0,5 * (0,5 + 2 * 0,1)}} = 9,5941^\circ$$

Z tohoto je tedy zřejmé, že i když provádím měření na relativně malou vzdálenost a relativně široký válec, záběr sonarového paprsku bude pouze  $9,5941^\circ$ , což znamená, že by se postranní laloky měly projevit pouze minimálně. Nicméně malý vliv tam bude a z obrázku pro model můžeme s určitostí říct, že tyto laloky budou nést zprávu o delší vzdálenosti, než je vzdálenost  $d_1$ . Tedy budou ve frekvenční analýze posunuty až za nejvyšší peak [14].



Obrázek 26 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření válce [14]



Obrázek 27 Fourierova analýza signálu při měření válce [14]

Jak je vidět na obrázku 27, ve frekvenční analýze se ukazuje menší množství peaků než u předchozích objektů, to je zapříčiněno tím, že objekt je relativně úzký, tedy se od něj neodráží tolik z paprsku signálu. Dominantní peak opět nese informaci o vzdálenosti



objektu. Nyní je třeba ověřit vzdálenost objektu. Měření tohoto typu probíhalo na vzdálenost 0,5m [14].

$$f_z = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ Hz}$$

Nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 111, jehož frekvence tedy je:

$$f_e = 111 * 10 = 1110 \text{ Hz}$$

Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = 1110 * \frac{343}{2 * 190734,9} \cong 0,49903 \text{ m}$$

Z tohoto výpočtu je možno vidět, že měření a vyhodnocení proběhlo správně, objekt byl totiž umístěn ve vzdálenosti 0,5 m od vysílače [14].

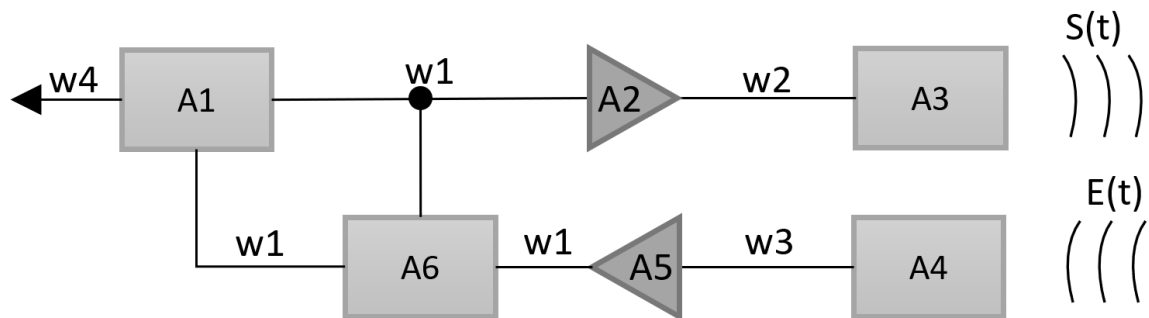
## **II. PRAKTICKÁ ČÁST**

### 3 SHRnutí A POPIS úLOHY – SYSTéMOVÁ ČÁST

V rámci řešení úlohy je třeba nadefinovat jak základní systém, tak i jednotlivé části. Některé z těchto úloh přímo vyplývají z teoretické části, která je uvedena výše, některé je třeba nadefinovat a vyřešit v rámci provedení a také jakési předem nadefinované úrovně, kterou by úloha měla splňovat. Pokud začátek, který byl proveden v předchozí bakalářské práci, budeme brát jako jakousi rešerši a ověření funkčního principu, z angličtiny tzv. „proof of concept“, měření vzdálenosti pomocí CTFM sonaru, pak logickým postupem v této práci bude tvorba funkčního vzorku, dema, chceme-li – tedy výrobku který by ukázal, zda je teorie realizovatelná a použitelná v praxi. Takovýto funkční vzorek by pak dále měl v sobě obsahovat jakýsi záměr, pole působnosti, ve kterém se pozdější výrobek bude využívat. V případě sonarového dálkoměru se tedy jedná o senzor, při využití principů popsaných v teoretické části, takovýto senzor bude potřebovat množství pokročilých výpočetních operací, kompaktnost a konektivitu na stávající systémy. Tedy tzv. smart senzor – zařízení které samo o sobě plní svou funkci a informaci zjištěnou z okolí bude zprostředkovávat dalším, nadřazeným systémům.

Na takovýto senzor je potřeba pečlivý výběr komponent a jejich spolupráce v rámci celého systému. Úlohou je vysílání generovaného rozmítaného akustického signálu do okolního prostředí ve směru senzoru a následné zachycení odraženého akustického signálu, jeho převedení na napětí. Tyto dva signály je dále potřeba vynásobit a vzniklý signál zaznamenat do číslicového zařízení kde proběhne analýza pomocí FFT a finální vyhodnocení vzdálenosti. Kvůli požadavku na kompaktnost, z důvodu využitelnosti zařízení, je potřeba realizovat číslicovou část na mikrokontroleru (MCU). Jako takový totiž dokáže splnit veškeré požadavky na konektivitu, kompaktnost a výpočetní výkon, důležitý kvůli náročným výpočtům, které CTFM metodu provází.

### 3.1 Schéma systému senzoru využívajícího CTFM



Obrázek 28 Systémové schéma senzoru

Jednotlivé komponenty a cesty v Obrázek 28:

- A1 – Mikrokontroler (MCU)
- A2 – Zesilovač napěťového signálu pro reproduktor
- A3 – Reproduktor pro vysílání akustického signálu
- A4 – Snímač odraženého akustického signálu – echa
- A5 – Zesilovač echa
- A6 – Násobící člen vysílaného signálu a přijatého echa
- w1 – Analogové signálové propojení 0 – 3,3 V
- w2 – Analogové výkonové propojení pro repro 0–50 W
- w3 – Analogové signálové propojení ~ -50–50 mV
- w4 – Digitální výstup ze senzoru, informace

Na Obrázek 28 lze vidět systémové schéma jednotlivých komponent potřebných pro metodu snímání CTFM. Každá z komponent zároveň musí splňovat alespoň základní požadavky na kompaktnost – není zde možnost využít velkých (a drahých) laboratorních přístrojů, nebo např. PC pro výpočty a komunikaci.

#### 3.1.1 Funkční popis systémového schématu a požadavky na jednotlivé bloky

Ve funkci hlavní výpočetní jednotky v systému musí být mikrokontroler A1 (dále jen MCU). MCU musí být schopno poskytnout dalším blokům v systému signál o rozmítané frekvenci 20–40 kHz, dále musí být schopno zaznamenat signál vzniklý vynásobením vyslaného

signálu a přijatého echa. Takto zaznamenaná data pak MCU musí dále zpracovat algoritmem FFT a jeho výsledky dále analyzovat pro získání vzdálenosti měřeného objektu.

Zesilovač napětového signálu A2 vyslaného z MCU musí dostatečně vybudit reproduktor A3 tak, aby byl akustický signál v dostatečné zvukové hladině pro zaznamenání echa přijímačem A4. Zesilovač také musí splňovat frekvenční rozsah vysílaného signálu (alespoň 20-40 kHz).

Zesilovač napětového signálu A5 musí být chopen převést hladinou velmi nízký, řádově jednotky až desítky mV, signál z přijímače echa na hladinu zaznamenanatelného signálu (0-3,3 V).

Násobící člen A6 musí být schopen v reálném čase násobit vyslaný signál a přijaté echo a v měřitelné hladině (0-3,3 V) tento signál poskytovat MCU.

## 4 FYZICKÁ ČÁST – HARDWARE

V předchozí kapitole o systému byly vypsány požadavky na to, aby senzor fungoval jako celek. V této kapitole je shrnutí fyzické vrstvy – hardware použitého pro dosažení systémových specifikací.

### 4.1 Mikrokontroler (MCU)

Pro číslicovou část senzoru bylo vybráno MCU MK64FN1M0VLL12. Výpočetně se jedná o ARM CORTEX M-4 jádro o rychlosti 120 MHz. Paměť MCU tvoří 1 MB programovatelné FLASH paměti a 256 KB RAM s možností přidání SD karty jako periferie pro dostatečné úložiště např. logovacích dat. Požadavek na vzorkování signálu splňuje ADC periferie s možností vzorkovat maximální teoretickou rychlostí 689 kHz převodu.

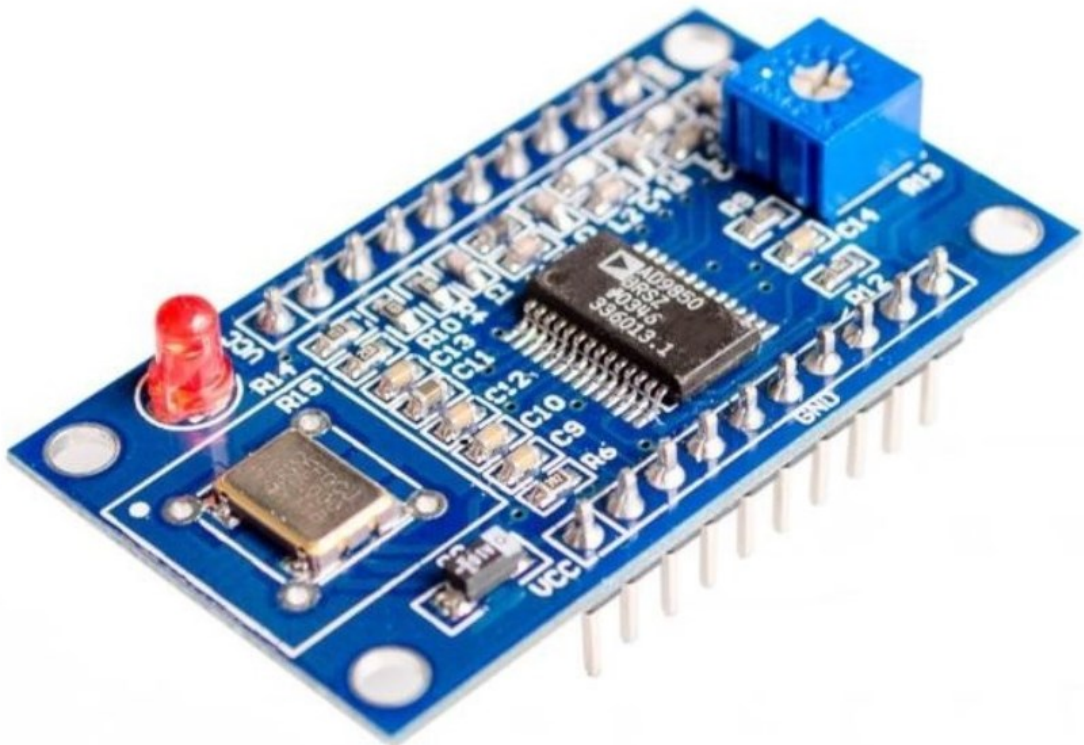
Zároveň je MCU možno pořídit již osazené jako součást vývojového kitu FRDM-K64F, který kromě samotného MCU poskytuje i dostatečnou konektivitu a možnost programování a ladění systému přes USB. Zároveň poskytuje i vyvedené piny MCU do konektorů pro připojení vodičů, a tedy možnost připojení dalších periferií, nebo přívod externích signálů.



Obrázek 29 Vývojový kit NXP FRDM-K64F

## 4.2 Signálový generátor AD9850

Zde je mírné odchylení od systémového schématu, který tento člen nezahrnoval. Požadavek je však pouze takový, že MCU musí být schopno dalšímu bloku poskytnout generování rozmítaného signálu. Pro tento účel byl tedy vybrán signálový generátor, který je schopen generovat přesný sinusový signál s přesností  $\pm 0.0291$  Hz až do frekvence 40 MHz.



Obrázek 30 Signálový generátor AD9850

Tento signálový generátor disponuje vysokorychlostním 10 b D/A převodníkem s nízkou šumovou hladinou. Programování frekvence a fáze signálu je zajišťováno pomocí 40 b registru uvnitř generátoru z čehož 32 b obsahuje informace o frekvenci a fázi generovaného signálu. Připojení k MCU je možno buď přes sériovou linku – jeden pin na data, vždy posouvání registru pro zapsání nové hodnoty, nebo přes paralelní linku – 8 pinů pro zapsání pěti kontrolních slov.

## 4.3 Reprodukční

Při zajištění komponent se ukázal jako největší problém právě reproduktor. Naprostá většina zařízení na trhu, která jsou schopna generovat ultrazvukové signály jsou s piezoelek-

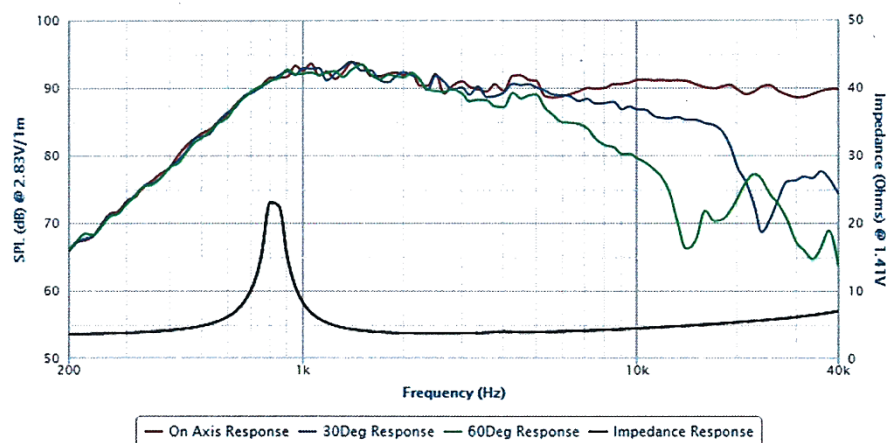
trickými krystaly, které jsou však vybroušeny přímo na pevnou hodnotu (nejčastěji 40 kHz) a při pokusu o generování nižších frekvencí jejich vyzařovací výkon rychle klesá [14].

Z tohoto důvodu byla kontaktována firma Tymphany, zabývající se akusticko-elektrickými systémy. Výsledkem konzultací bylo zajištění několika kusů reproduktorů, jejichž charakteristika zajišťuje vyzáření dostatečně velkého akustického výkonu pro ultrazvukové měření vzdálenosti překážky do cca 5 m [14].



Obrázek 31 Reprodukter XT25SC50-04 Peerless (Hong-Kong) [14]

Frequency and Impedance Response



Obrázek 32 Charakteristika reproduktoru XT25SC50-04 fy Peerless (Hong-Kong) [13].

#### 4.4 Zesilovač pro reproduktor

Požadavky na zesilovač jsou jasné ze systémových požadavků a specifikací signálového generátoru a reproduktoru. Zesilovač byl tedy vybrán komerční, pro reproduktory o výkonu 50 W, impedanci 4 Ohm a frekvenčním rozsahu 14-100 kHz.





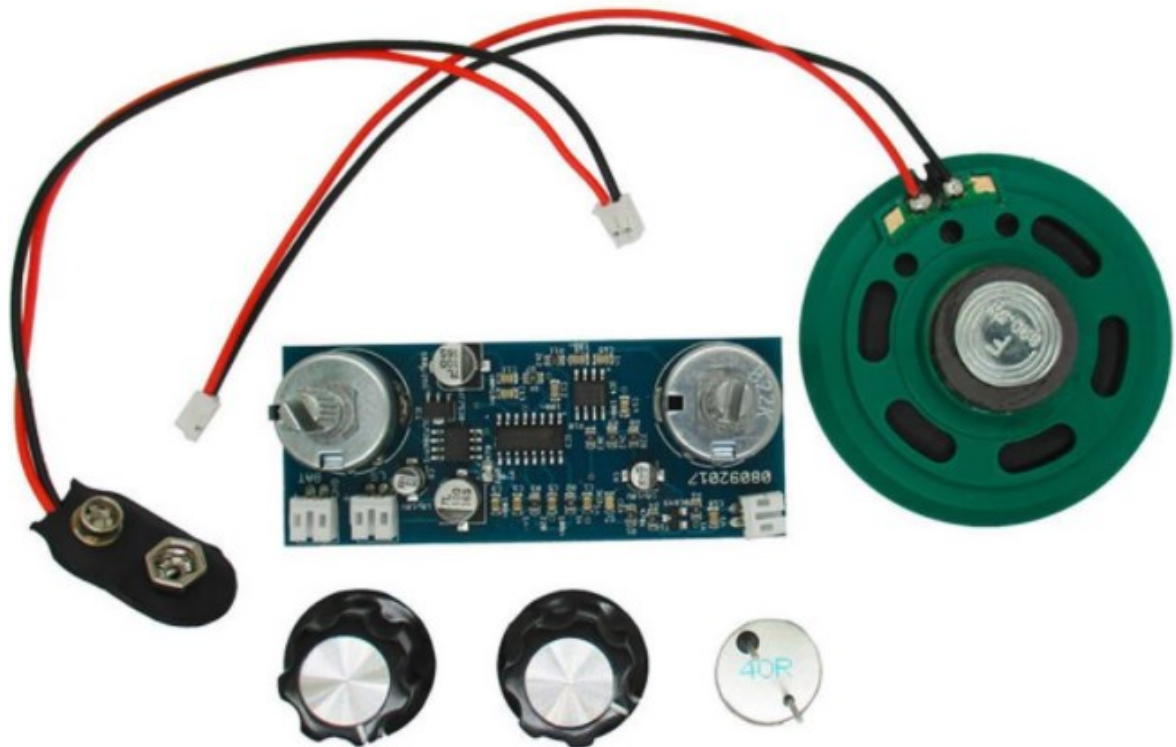
Obrázek 33 Digitální zesilovač TPA3116D2

Tento zesilovač byl vybrán z důvodu dostatečného výkonu, dostačujících parametrů a kompaktních rozměrů.

#### **4.5 Přijímač akustického signálu (mikrofon)**

Najít na trhu přijímač, který by byl schopný přijímat akustické signály na frekvenční hladině sonaru byl problém. Pro měření bakalářské práce byl použit velmi drahý a rozměrný mikrofon Brüel & Kjaer Type 4189. V této práci však nebylo možné takovýto mikrofon využít, kvůli ceně, rozměrům a v neposlední řadě kvůli potřebě nákladné a rozměrné doplňkové elektroniky pro získání signálu.

Z toho důvodu byl vybrán kit pro sledování netopýrů v přírodě, stavebnice Franzis fledermausdetektor, která přijímá akustické signály a mění je na zvuk ve slyšitelném spektru. Tato stavebnice obsahuje piezoelektrický člen pro přijímání akustického signálu, tento piezokrystal byl použit pro vlastní řešení.

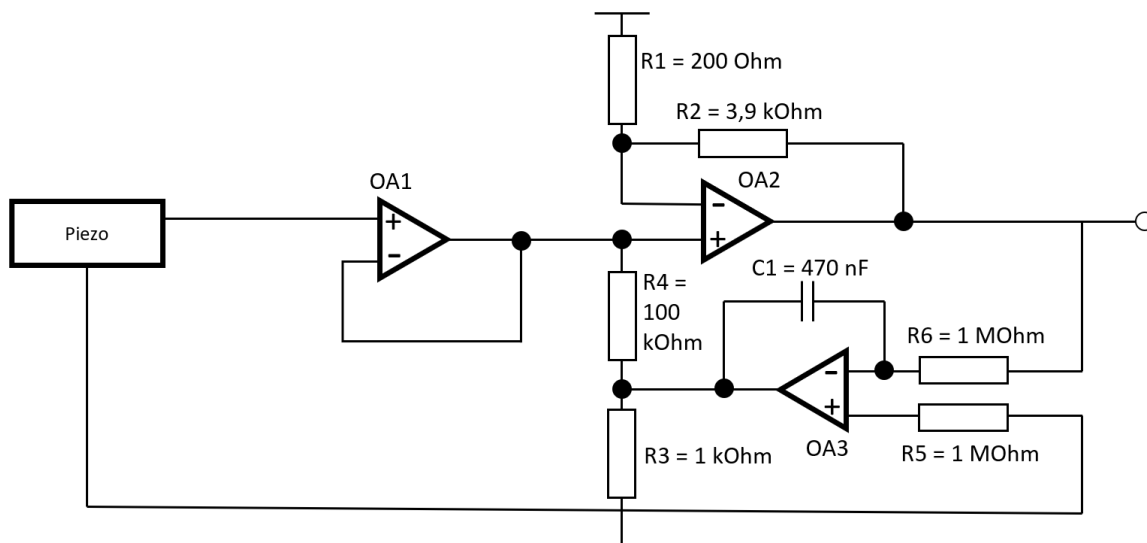


Obrázek 34 Jednotlivé díly stavebnice Franzis

Ze stavebnice na předchozím obrázku byl použit pouze piezokrystal, stavebnice sice poskytuje také plošný spoj pro jisté zpracování přijatého sonarového signálu, ten se však ukázal pro vlastní řešení nepoužitelný.

#### 4.6 Zesilovač přijatého echa

Piezokrystal převádí akustický signál na náboj, je tedy třeba tento náboj převést na napětí v požadované hladině. Zde bylo třeba takovýto zesilovač vlastními prostředky vytvořit.

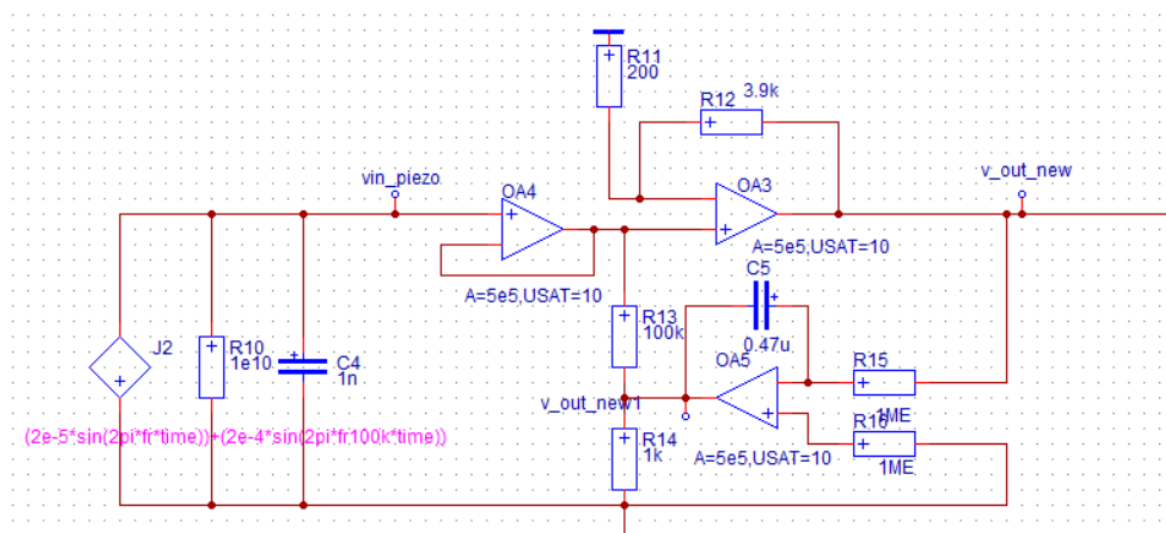


Obrázek 35 Schéma zapojení zesilovače přijatého echa

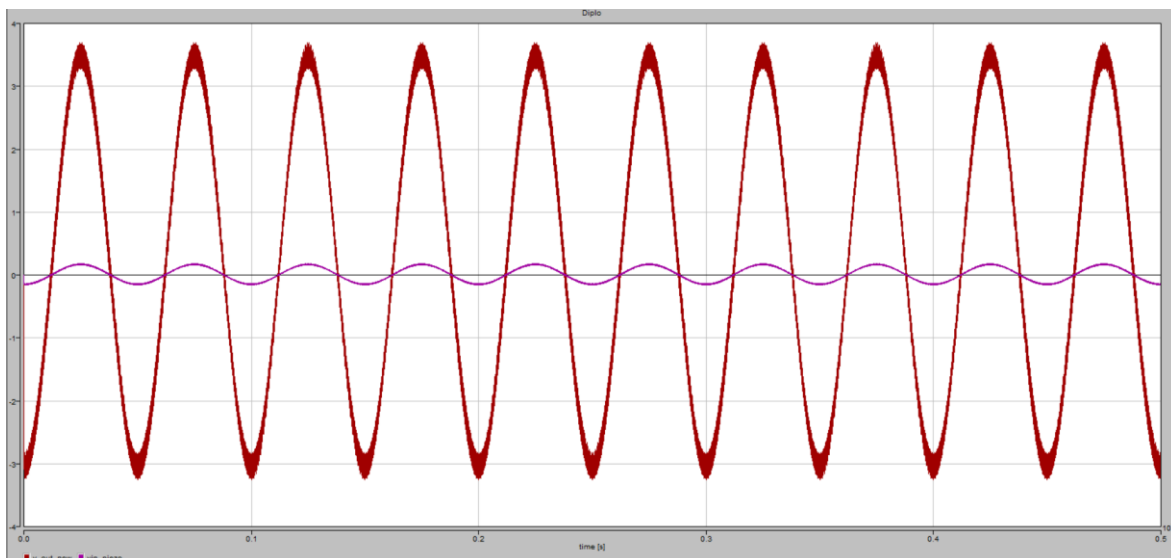
Operační zesilovač OA1 plní v obvodu funkci vstupní impedance, kvůli možnému rušení signálu z piezo krystalu signály z obvodu. Operační zesilovač OA2 funguje v zesilovací módu, konkrétně zesílení  $A = \frac{R2}{R1}$ , tedy v tomto případě  $\sim 20$ . OA3 je pak ve funkci integrátoru, tedy hlídání nuly.

Operační zesilovače byly vybrány LT1113 od Linear Technology a jsou určeny právě pro zesilování signálů z piezo krystalů.

Na tento zesilovač byla vypracována i simulace v simulačním prostředí DYNAST:



Obrázek 36 Simulační schéma zesilovače v DYNASTu

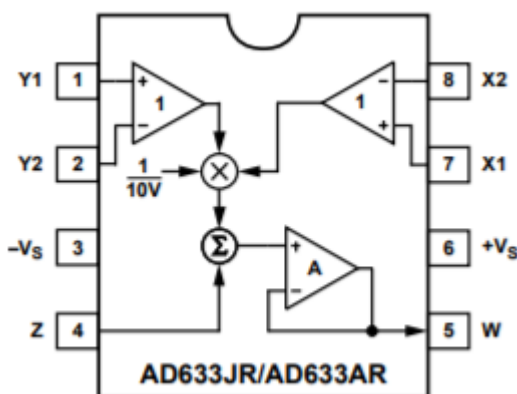


Obrázek 37 Výstup simulace zesilovače

V simulaci (Obrázek 36) bylo namísto piezokrystalu použito náhradní schéma (J2, R10 a C4 paralelně), které zjednodušeně popisuje reálný piezokrystal. Na Obrázek 37 lze pak vidět vstup z piezokrystalu (fialový) a výstup ze zesilovače (červený).

#### 4.7 Násobící člen (analogová násobička)

Požadavek na násobící člen byl násobení dvou signálů v reálném čase. Tento požadavek splňuje analogová násobička AD633 od společnosti Analog Devices.



Obrázek 38 Vnitřní schéma AD633

Přenosová funkce násobičky je pak:

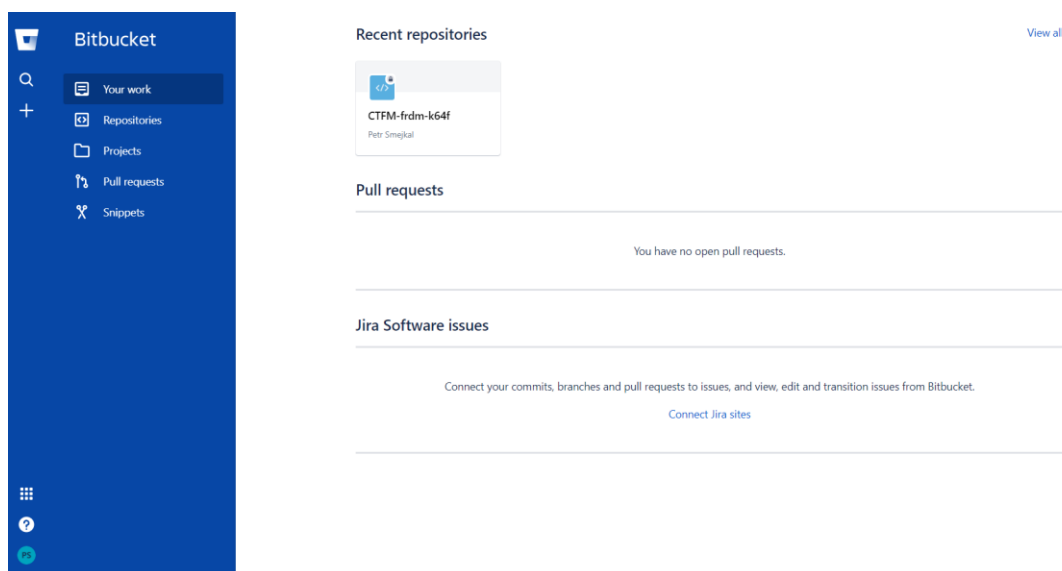
$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10V} + Z$$

## 5 PROGRAMOVÁ ČÁST – SOFTWARE

Jak bylo definováno v systémových požadavcích, číslicové zpracování signálů musí být prováděno na MCU, tedy podstatnou část práce tvoří právě programové zpracování implementované na vybrané desce FRDM-K64F.

### 5.1 Repozitář GIT-Atlassian Bitbucket

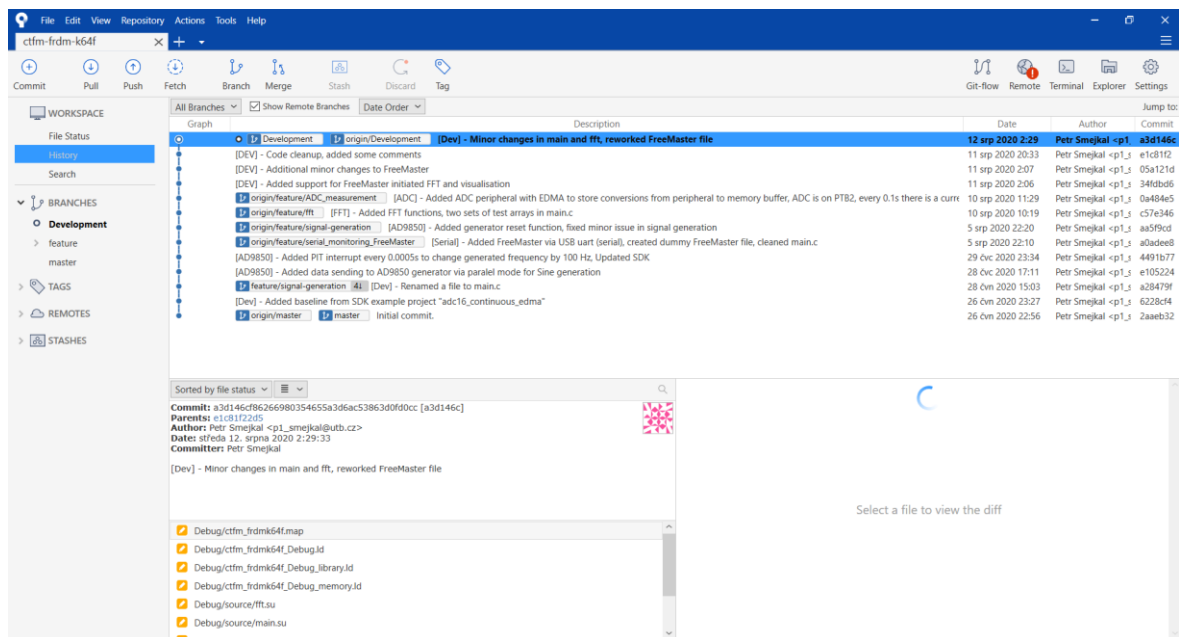
Vývoj na software byl prováděn a průběžně ukládán na repozitář GIT od společnosti Atlassian. GIT repozitář zajišťuje trackování verzí vyvíjeného software a možnost ukládání jednotlivých verzí na online úložiště, popřípadě je možnost sdílení tohoto úložiště při vývoji v týmu, nebo poskytování software třetím stranám.



Obrázek 39 Bitbucket repozitář

Pro udržování lokální kopie repozitáře a jednoduché práce s nahráváním jednotlivých verzí pomáhá programový nástroj Sourcetree, který je zdarma ke stažení od stejné společnosti.

Repozitář je uložen na adrese: [https://bitbucket.org/Petr\\_Smejkal/ctfm-frdm-k64f/src/master/](https://bitbucket.org/Petr_Smejkal/ctfm-frdm-k64f/src/master/).

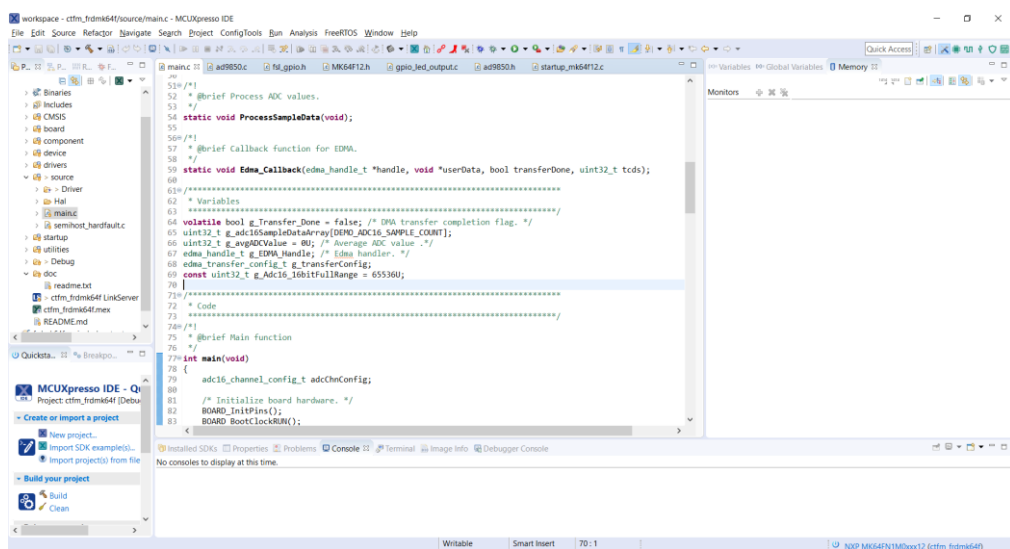


Obrázek 40 Repozitář v programu Sourcetree

Pro potřeby programování pro tuto práci byl vytvořen repozitář ctfm-frdm-k64f. Při programování byl dodržen jednoduchý systém jednotlivých větví. Pro každou novou funkcionalitu byla vytvořena vlastní „feature“ větev na které probíhal vývoj software. Po úspěšném zprovoznění funkcionality se změny na dané větvi přenesly na větev pojmenovanou „Development“, která tak vždy poskytuje poslední funkční verzi kódu.

## 5.2 Vývojové prostředí

Jako vývojové prostředí bylo zvoleno MCUXpresso IDE, které přímo podporuje zvolené MCU.



Obrázek 41 MCUXpresso IDE

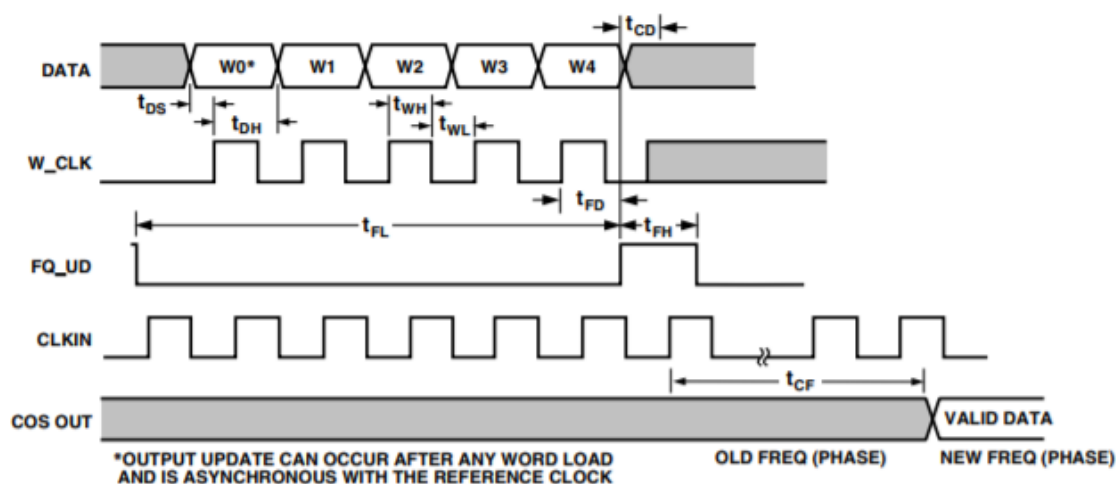
Expresso také podporuje sadu knihoven a příkladů pro ovládání periferií a jejich programování s názvem MCUXpresso SDK. Na stránkách NXP je možné si po přihlášení vygenerovat sadu předprogramovaných příkladů a driverů pro vybrané MCU. Tato knihovna byla v práci využita právě kvůli elementárním funkcím pro jednotlivé periferie, které jsou vždy stejné, a tedy SDK tímto ulehčuje práci s vývojem vlastní aplikace.

### **5.3 Generování signálu**

Generování signálu probíhá pomocí generátoru AD9850. Ten je však třeba ovládat pomocí MCU a kvůli proměnlivé frekvenci je třeba pravidelně zadávat nové frekvence generování.

U rozmítaného signálu na oktávu byla zvolena perioda 0,1s, tedy za 0,1s je potřeba měnit frekvence ze 40 na 20 kHz s rozumným krokem. Byl zvolen krok 100 Hz, perioda pro zadávání signálu je tedy 0,0005s. Jak již bylo dříve zmíněno, signálový generátor je možné programovat buď sériově, nebo paralelně. Z důvodu velmi krátké periody byl zvolen právě paralelní přístup, tedy zapsání pěti 8bitových slov.

Pro tento účel byly vybrány dvě periferie – PIT (Periodic interrupt timer) a GPIO (General-Purpose Input/Output). PIT je schopný generovat přerušení v daném počtu ticků jádra MCU, tedy pro použití v této práci každých 0,0005s. V tomto přerušení je pak zapsáno na GPIO periférii 8bitů, které korespondují s připojenými piny na AD9850 a je vykonána celá posloupnost příkazů pro generování signálu o nové frekvenci.



SYMBOL	DEFINITION	MINIMUM
$t_{DS}$	DATA SETUP TIME	3.5ns
$t_{DH}$	DATA HOLD TIME	3.5ns
$t_{WH}$	W_CLK HIGH	3.5ns
$t_{WL}$	W_CLK LOW	3.5ns
$t_{CD}$	CLK DELAY AFTER FQ_UD	3.5ns
$t_{FH}$	FQ_UD HIGH	7.0ns
$t_{FL}$	FQ_UD LOW	7.0ns
$t_{FD}$	FQ_UD DELAY AFTER W_CLK	7.0ns
$t_{CF}$	OUTPUT LATENCY FROM FQ_UD	
	FREQUENCY CHANGE	18 CLOCK CYCLES
	PHASE CHANGE	13 CLOCK CYCLES

Obrázek 42 Ukázka programování AD9850

## 5.4 Snímání násobku signálů

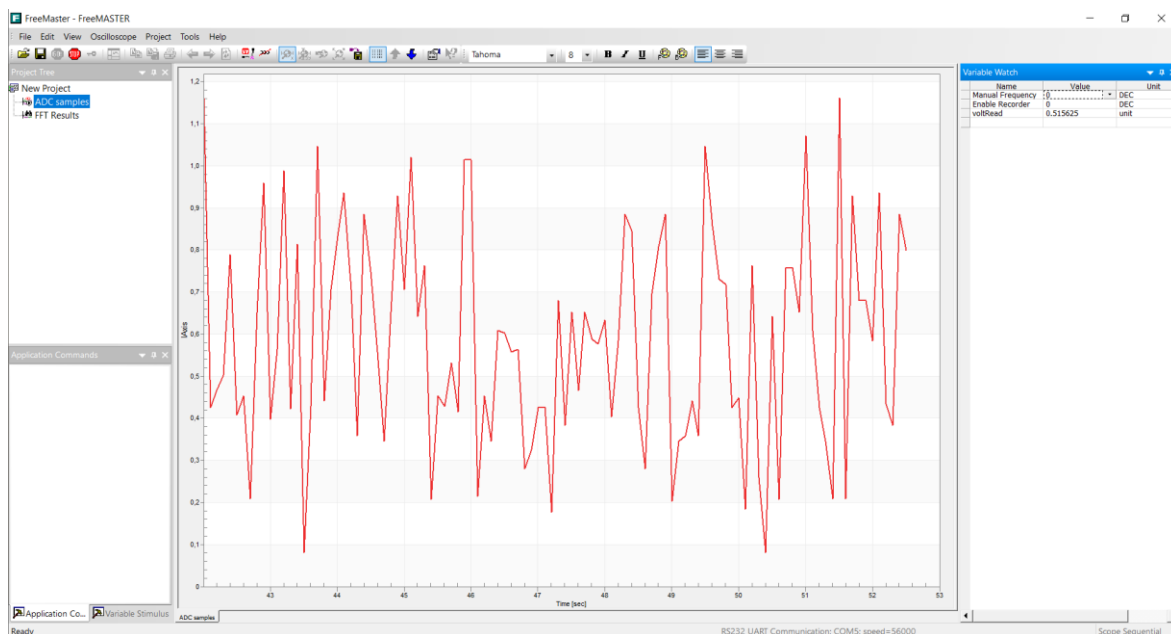
Snímání signálu je prováděno periferií A/D převodník (ADC). Pro rychlost konverze a přenosu do paměti je dále využito vnitřní periferie čipu DMA (Direct Memory Access), která umožňuje přesun dat z periferie do paměti bez využití jádra (je využita pouze bus sběrnice pro přenos).

ADC je zapnuto v nepřetržitém módu a DMA čeká na událost dokončení A/D převodu, jakmile událost nastane, DMA přeneše výsledek A/D převodu do paměti na předem určené místo.

## 5.5 Sériová komunikace komunikace

Pro přístup k měřeným datům a výsledkům měření je potřeba programový přístup z vně desky. Pro tento účel byla naprogramována a zintegrována podpora NXP FreeMaster aplikace, která při správném nastavení sériové komunikace dokáže pomocí TSA tabulek vyčítat i posílat data na desku.

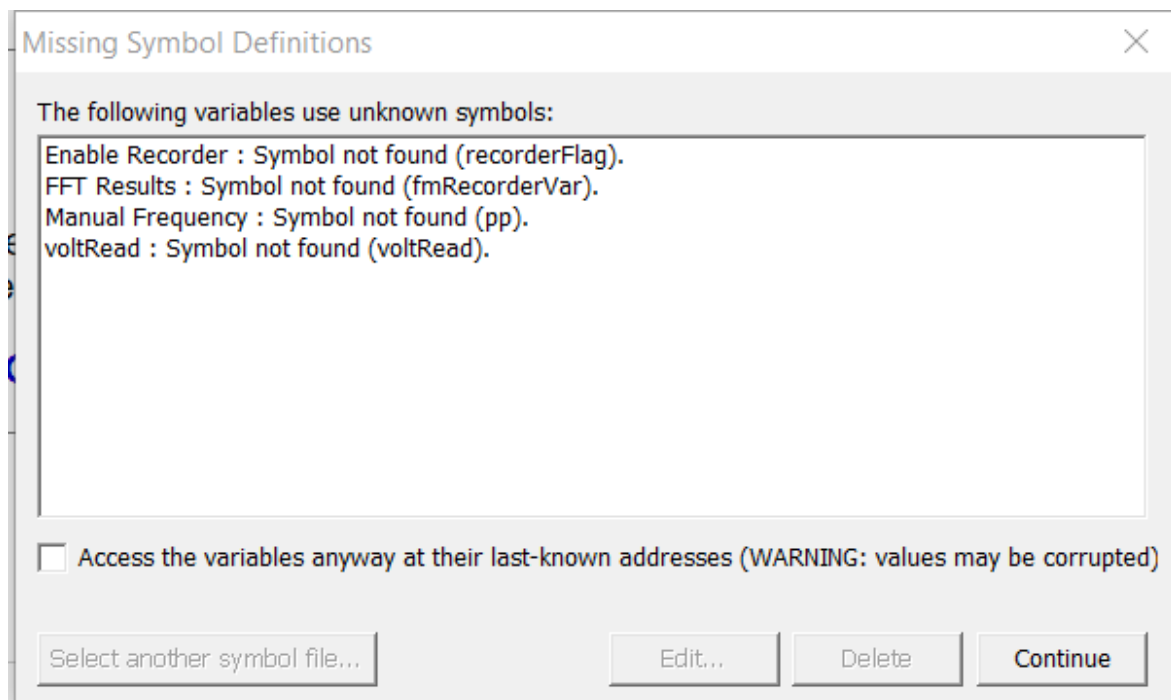




Obrázek 43 FreeMaster

Pro účel této práce byla zvolena sériová linka UART0, která je na desce zapojena do USB procesoru, který je také využíván pro debugging. Protokol sériové komunikace je tedy sice RS232, ale o přenos a převod dat se stará USB spolu s FreeMaster aplikací.

Po spuštění programového souboru aplikace hlásí následující error:

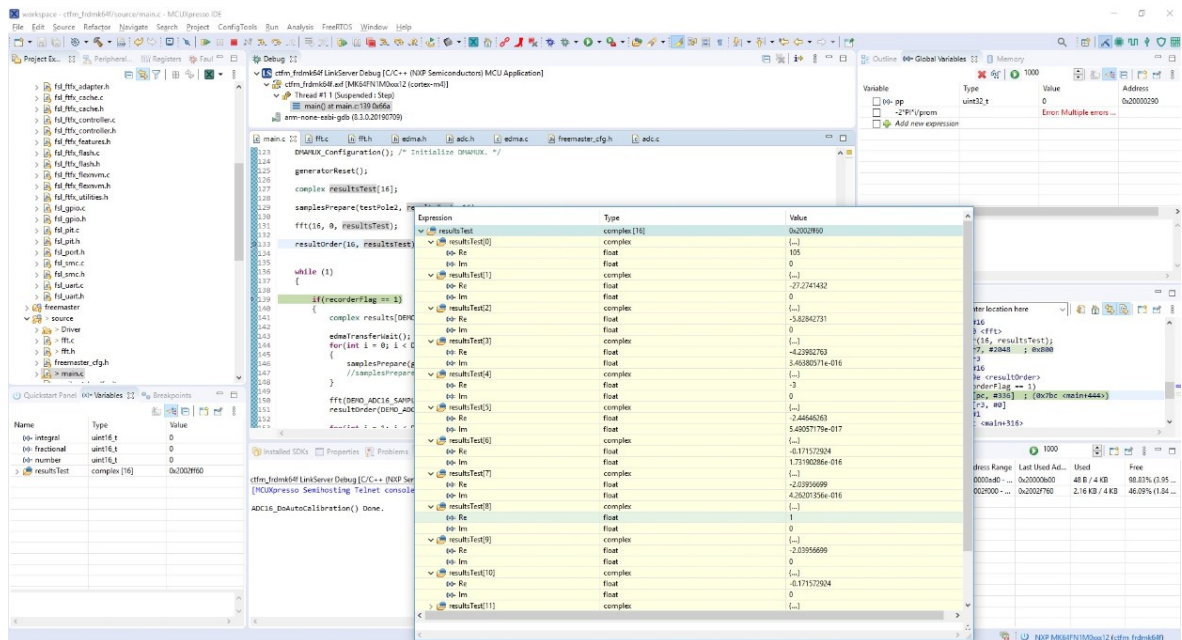


Obrázek 44 FreeMaster error

Tuto chybovou hlášku je třeba ignorovat a kliknut na pokračovat, souvisí s použitím TSA tabulek, namísto vyčítání proměnných z binárního souboru. Jakmile se deska připojí, proměnné se automaticky načtou samy a chybová hláška zmizí.

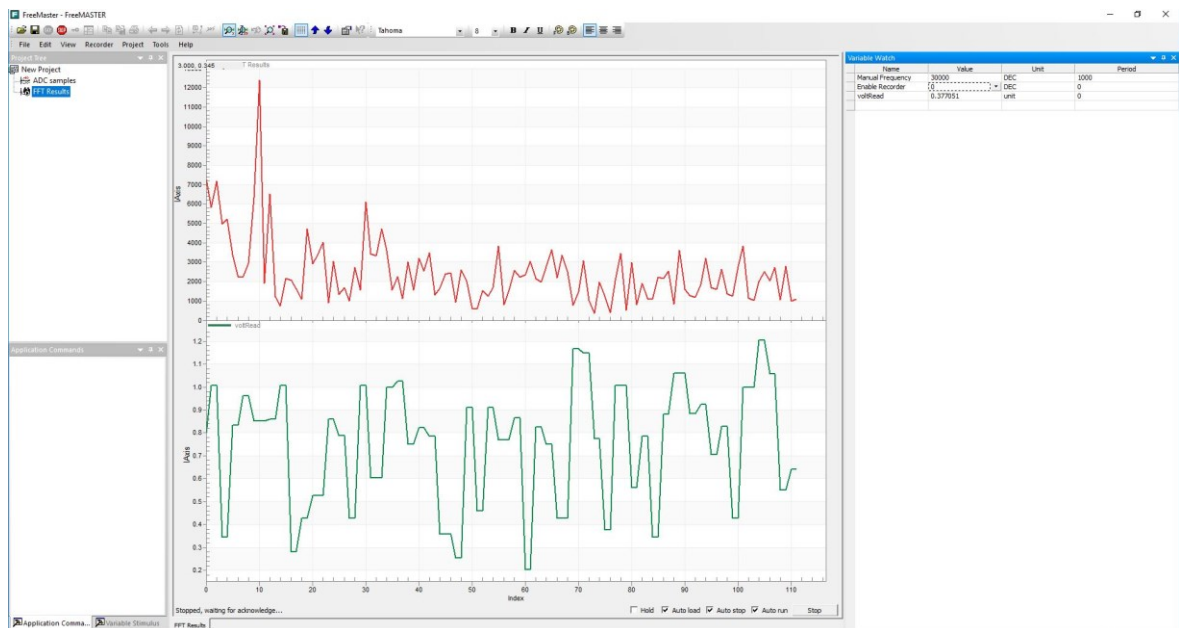
## 5.6 FFT

Pro FFT byl použit algoritmus Cooley-Tukey popsany výše v teoretické části. FFT se počítá z bufferu, který je plněn pomocí DMA přímo ze vzorků, které navzorkuje ADC. Algoritmus je mírně poupraven pro rychlost, samotná funkce FFT sice vypočítá transformaci, data jsou však v poli přeházená, na toto byla potřeba další funkce, která pole seřadí tak, jak by mělo být.



Obrázek 45 Ukázka výstupu FFT vlastního programu

Sledování výsledků FFT z vývojového prostředí pomocí ladění software je velmi neohrabané a nelze realizovat bez pozastavení programu, vizualizace jak FFT, tak i vzorkovaného signálu byla přidána do přiloženého programového souboru FreeMaster.

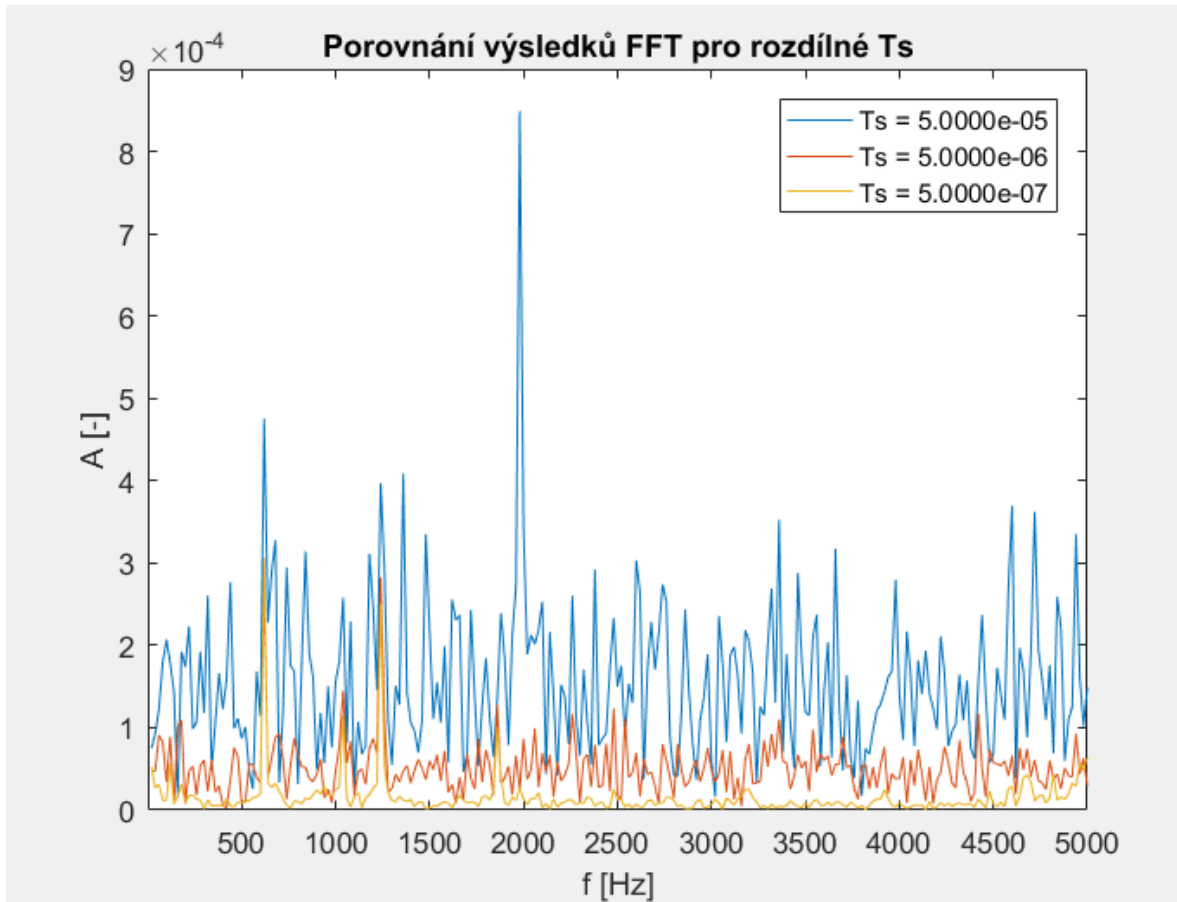


Obrázek 46 FFT vizualizace ve FreeMasteru

FFT je vizualizováno pomocí Recorder funkce ve FreeMasteru. Program bohužel nemá podporu polí, FFT tedy muselo být uzavřeno do vlastního stavu, ve kterém se pouze načítají data do FreeMaster aplikace. Vizualizace je iniciována zápisem „1“ do pole „Enable Recorder“.

### 5.6.1 Vliv periody vzorkování na výsledky FFT

S FFT se váže také otázka sběru dat, ta probíhá pomocí periferie ADC a je popsána výše. Důležitou roli však hraje i perioda vzorkování, je tedy nutné vyšetřit vliv periody vzorkování na výsledky FFT.



Obrázek 47 Porovnání výsledků FFT

Na Obrázek 47 lze vidět grafické porovnání výsledků FFT. Data byla kvůli velkému počtu vzorků deskou FRDM pouze samplována, ukládána na SD kartu a offline vyhodnocena v Matlabu. Osa x byla přepočítána na frekvenci podle vztahu:

$$f = n * \frac{F_s}{N}$$

Kde n je pořadí výsledku,  $F_s$  je vzorkovací frekvence a N je celkový počet vzorků. Graf byl záměrně vykreslen po hodnotu frekvence 5000 Hz, což přibližně odpovídá vzdálenosti 4,5m:

$$r = 5550 * \frac{344}{2 * 190734,9} \cong 4,5 \text{ m}$$

## 6 ČÁST MĚŘENÍ – TESTOVÁNÍ

V předešlých kapitolách byly nastíněny jednotlivé části, komponenty systému měření vzdálenosti principem CTFM. Některé z komponent jsou komerční, některé vyrobeny přímo pro řešení navržené v této práci. Tyto části je potřeba otestovat, proměřit jejich chování v rámci celého systému, navrhnout optimální řešení a s tímto řešením porovnat naměřená data, identifikovat odchylky a posoudit vliv na přesnost měření.

### 6.1 Použité testovací vybavení

Pro testování jednotlivých částí systému, především hardwarových komponent bylo využito laboratorní zařízení.

#### 6.1.1 Bipolární zdroj Agilent E3631A

Pro napájení zesilovače signálu z piezo krystalu a pro napájení analogové násobičky je potřeba bipolární napájení. Při testování tedy byl použit bipolární zdroj Agilent.



Obrázek 48 Bipolární zdroj agilent

Protože analogová násobička a zesilovač piezo jsou postaveny na jednom plošném spoji, k napájení byl použit jeden tento zdroj. Nastaveno bylo napětí 8 V, které splňuje požadavky jak operačních zesilovačů LT1113 použitých pro sestavení zesilovače, tak i požadavky analogové násobičky AD633. Druhý tento zdroj byl využit jako stejnosměrné napájení zesilovače pro reproduktor 12 V.

### 6.1.2 Osciloskop Keysight DSOX1102G

Pro měření napěťových signálů v systému je potřeba výkonný osciloskop, v tomto případě má osciloskop pro ověřování signálů v této práci užitečné vlastnosti, jako například funkci FFT, měření periody, frekvence a fázového posuvu. Zároveň má možnost připojení USB flash disku pro exportování obrazovky ve formátu .png.



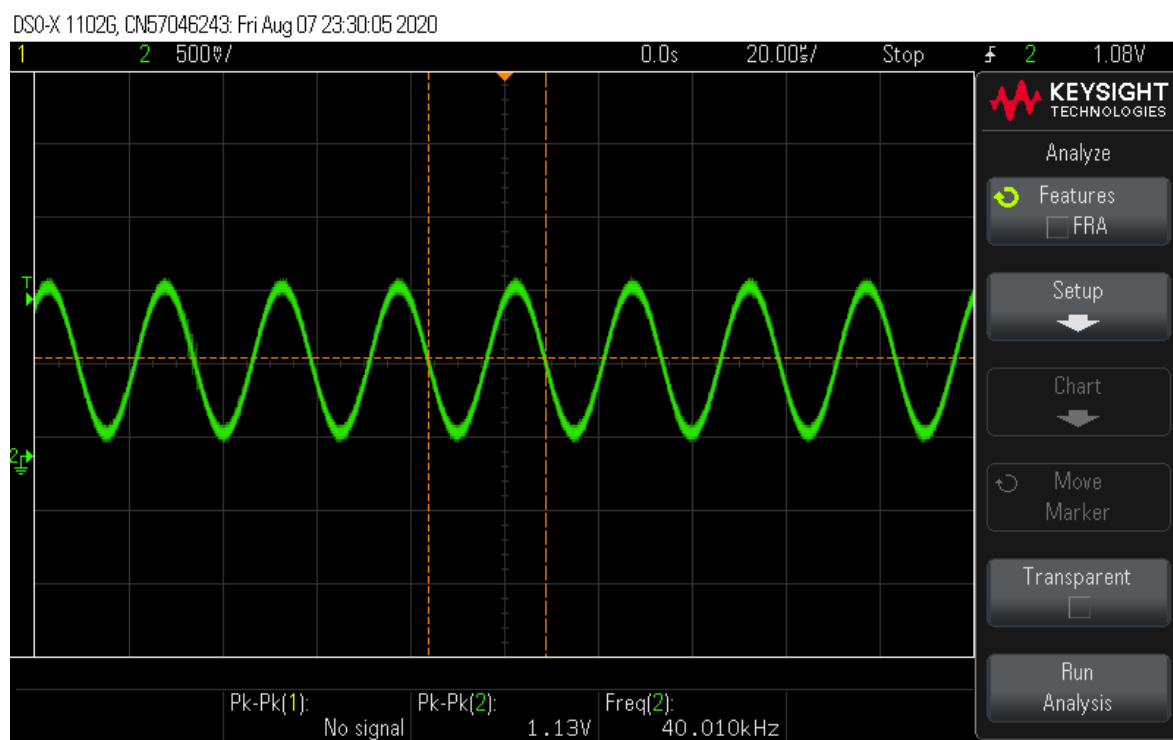
Obrázek 49 Osciloskop Keysight DSOX1102G

## 6.2 Testování signálového generátoru AD9850

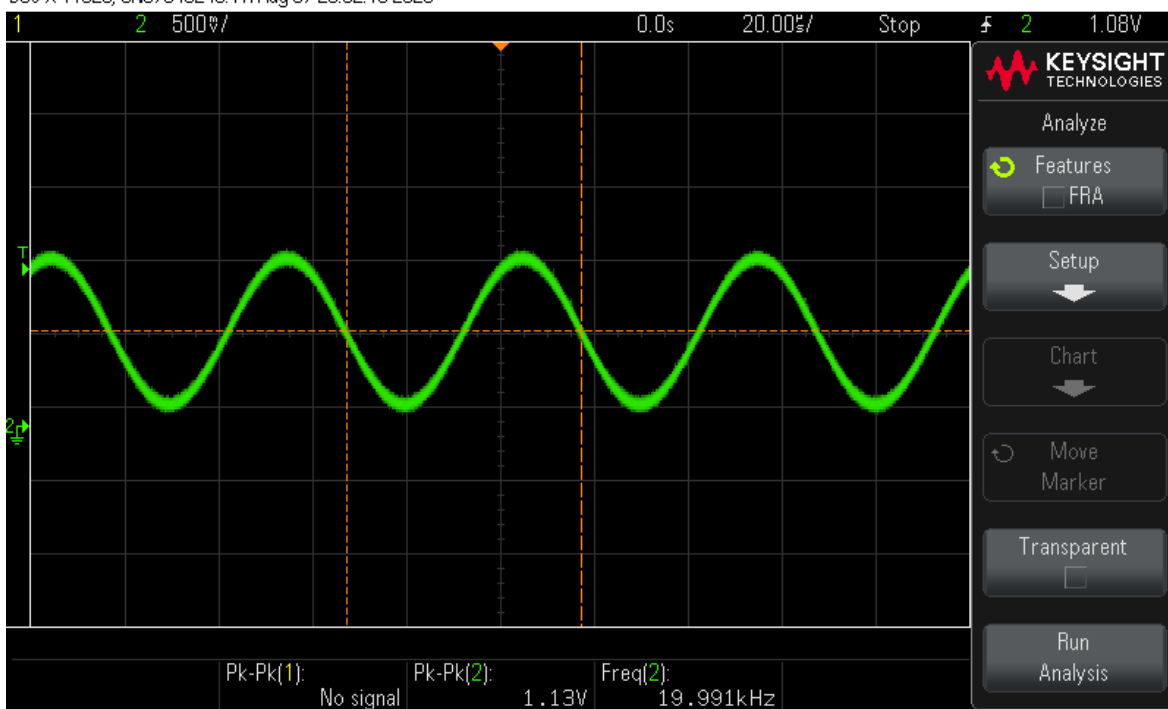
Testování signálového generátoru se skládá ze dvou částí – programování a hardware. V části programování byl zvolen přístup k zadávání změny generované frekvence pomocí paralelní sběrnice, k otestování správného naprogramování generátoru by tedy ideálně byl potřeba logický analyzátor s nejméně 10 kanály. Toto vybavení však obvykle bývá drahé a nebylo ho možno vypůjčit, proto byl nahrazen nepájivým polem, do kterého bylo nasazeno 10 LED diod – 8 pro datovou paralelní sběrnici a 2 pro kontrolní signály pro posouvání registru a potvrzování změny frekvence. Jak je uvedeno v kapitole o software, paralelní sběrnice je totiž realizována pomocí logických signálů periferie GPIO, které stačí pro rozsvícení LED

diody. Grafické výsledky z tohoto testování tedy nejsou, pouze zde stačí uvést, že paralelní sběrnice funguje přesně podle grafického zobrazení v Obrázek 42.

Další část testování je pak ověření generovaného napěťového signálu, zda tvar signálu odpovídá sinu a zda zadaná frekvence v softwaru odpovídá vygenerovanému signálu.



Obrázek 50 Testování signálového generátoru AD9850 40 kHz



Obrázek 51 Testování signálového generátoru AD9850 20 kHz

Generátor byl testován na obě hraniční frekvence 40 kHz (Obrázek 50) a 20 kHz (Obrázek 51). Při testování byla zjištěna průměrná odchylka 50 Hz generované frekvence od zadané frekvence. Vzhledem k faktu, že CTFM sonar pracuje na frekvencích v rámci desítek kHz, odchylka v řádech desítek Hz je přijatelná a na měření by tedy neměla mít vážný dopad.

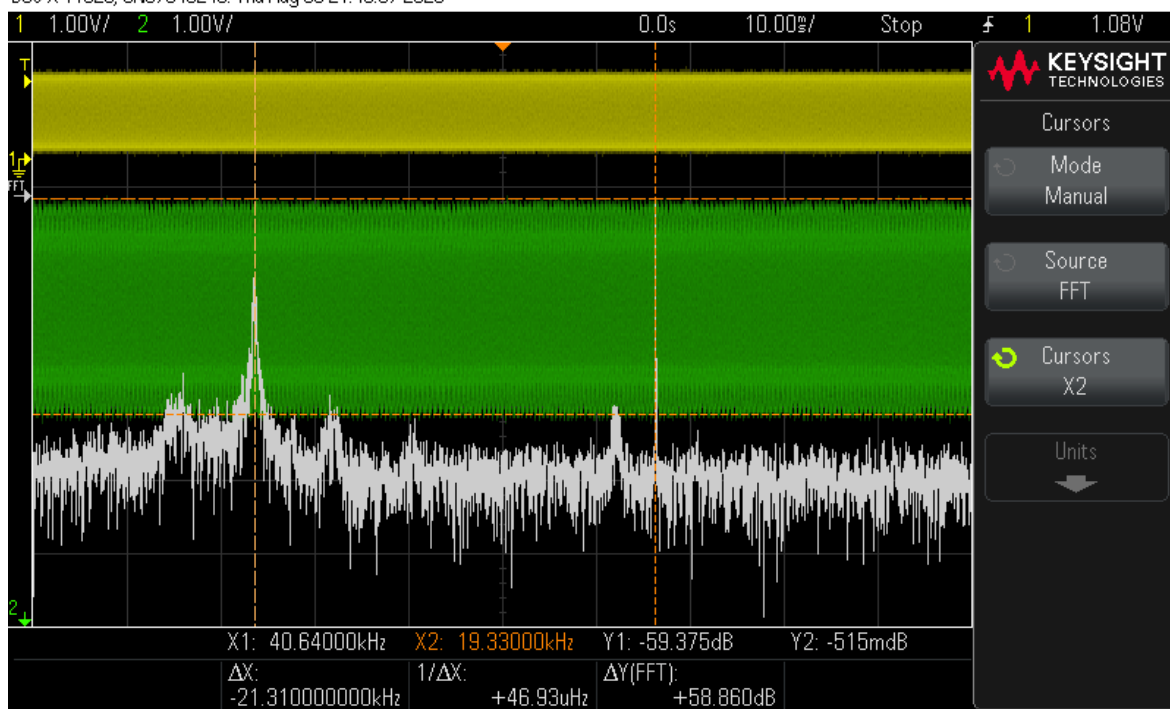
### 6.3 Testování zesilovače pro reproduktor

Protože zesilovač je komerční a je prodáván jako digitální zesilovač pro 4 Ohm reproduktor s udávaným výkonem 50 W. Při nastavení generování frekvencí ve slyšitelném spektru je možno ověřit, že udávaný výkon je opravdu dostatečný – reproduktor je v tu chvíli velmi hlasitý.

Testování měřením tedy bude orientováno spíše na výstup výkonového signálu ze zesilovače na reproduktor, nutné je ověřit hladinu šumu, který zesilovač přidává ke generovanému signálu a tím i zavádí možnou chybu do následného vysílání akustického signálu.



DSO-X 1102G, CN57046243, Thu Aug 06 21:45:37 2020



Obrázek 52 Testování zesilovače pro reproduktor

Na Obrázek 52 lze vidět testování zesilovače. Žlutá je napětí z generátoru – sinus o konstantní frekvenci 20 kHz. Zelená veličina je zesílený signál za zesilovačem, bílá je frekvenční spektrum zeleného signálu.

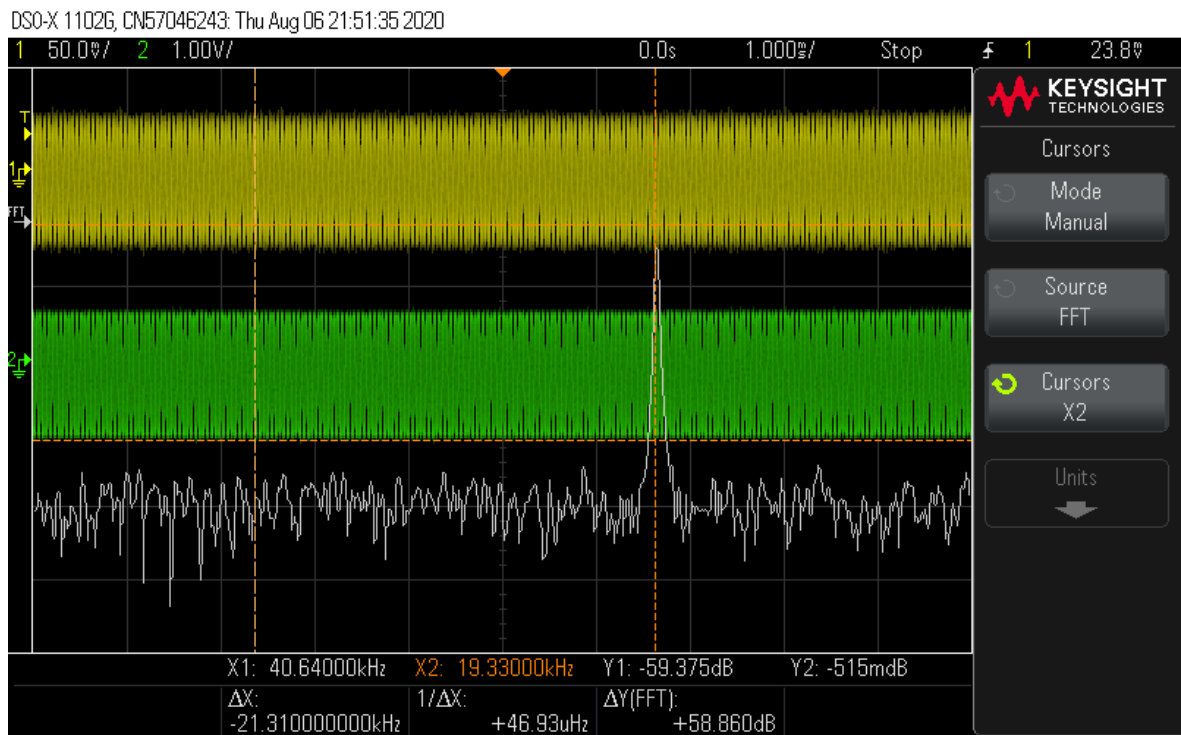
Z frekvenčního spektra lze vidět, že zesilovač bohužel přidává k signálu poměrně velké množství jak nízkofrekvenčního, tak i vysokofrekvenčního šumu. Při jeho zapnutí jak na konstantní frekvenci 20 kHz, tak i při generování rozmítané frekvenční pily 40–20 kHz. Reproduktor při generování také generuje množství nepříjemných zvuků ve slyšitelném spektru.

Testování přineslo ne příliš uspokojivý výsledek a zesilovač by mohl do systému zavádět podstatnou chybu. Pro toto řešení by bylo lepší takovýto zesilovač postavit, což by však vyžadovalo velké úsilí, především rozsáhlé znalosti akustiky, výkonové elektroniky a elektronických obvodů, které se v akustice používají právě pro vybudění daných reproduktorů. Nicméně zesilovač je schopen reproduktor vybudit a frekvenční složka generované frekvence má dobrý odstup od šumu, tedy je možné tento zesilovač použít.

#### 6.4 Testování zesilovače pro piezo

Zesilovač pro piezo je nutný pro to, že piezokrystal snímá akustické signály z okolí a převádí je na náboj. Náboj je tedy nutno převést na napětí, protože je tento náboj velmi malý,

výsledné napětí (bez zesilovače řádově desítky mV) je nutno zesílit na hladinu se kterou by bylo možno pracovat v rámci zpracování signálů.



Obrázek 53 Testování zesilovače pro piezo

Od zesilovače pro piezo je požadováno, aby byl schopen zesílit signál v mV na signál v jednotkách V, zároveň aby nezkresloval frekvenci signálu, který vstupuje do zesilovače. Do zesilovače tedy byl generován signál o hodnotě 80 mVpp (žlutá) a frekvenci 40 kHz, výstup byl měřen na 2Vpp (zelená), frekvenční spektrum výstupu (bílá) ukazuje že frekvence byla zachována s dostatečným odstupem signálu od šumu.

## 6.5 Testování analogové násobičky

Analogová násobička se stará o vynásobení vyslaného signálu a přijatého echa v reálném čase. V kapitole 4.7 je uvedena rovnice přenosu:

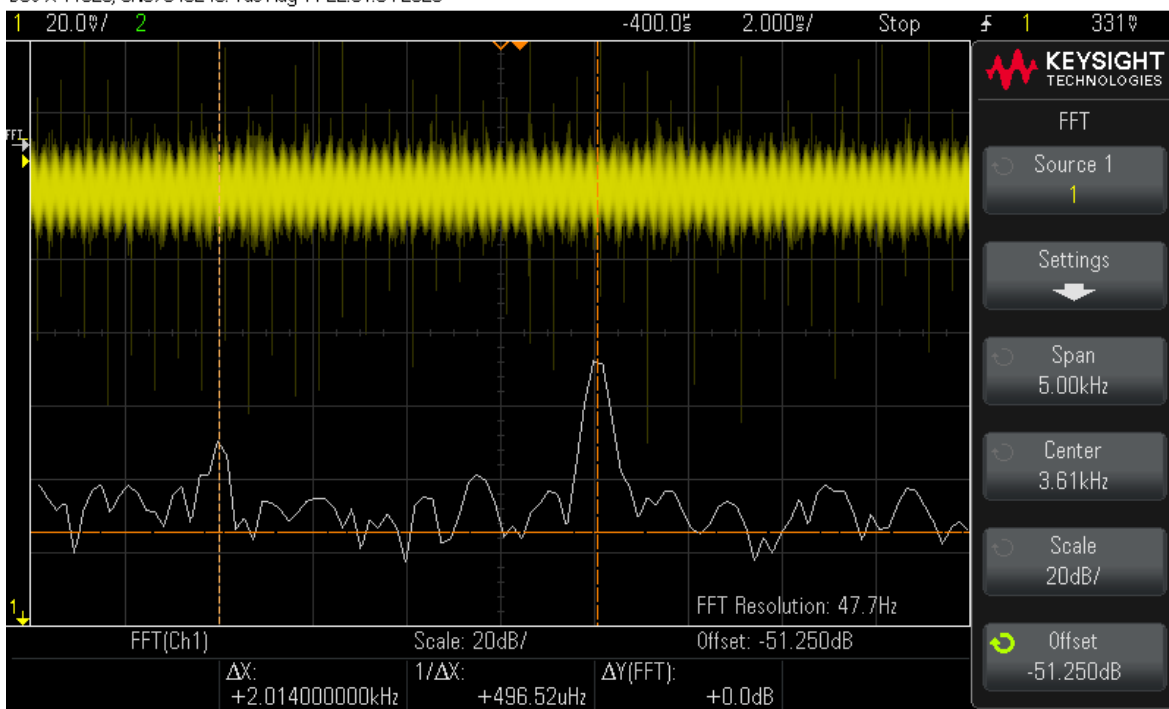
$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10V} + Z$$

DSO-X 1102G, CN57046243, Tue Aug 11 21:45:56 2020



Obrázek 54 Testovací signály pro násobičku

DSO-X 1102G, CN57046243, Tue Aug 11 22:01:54 2020

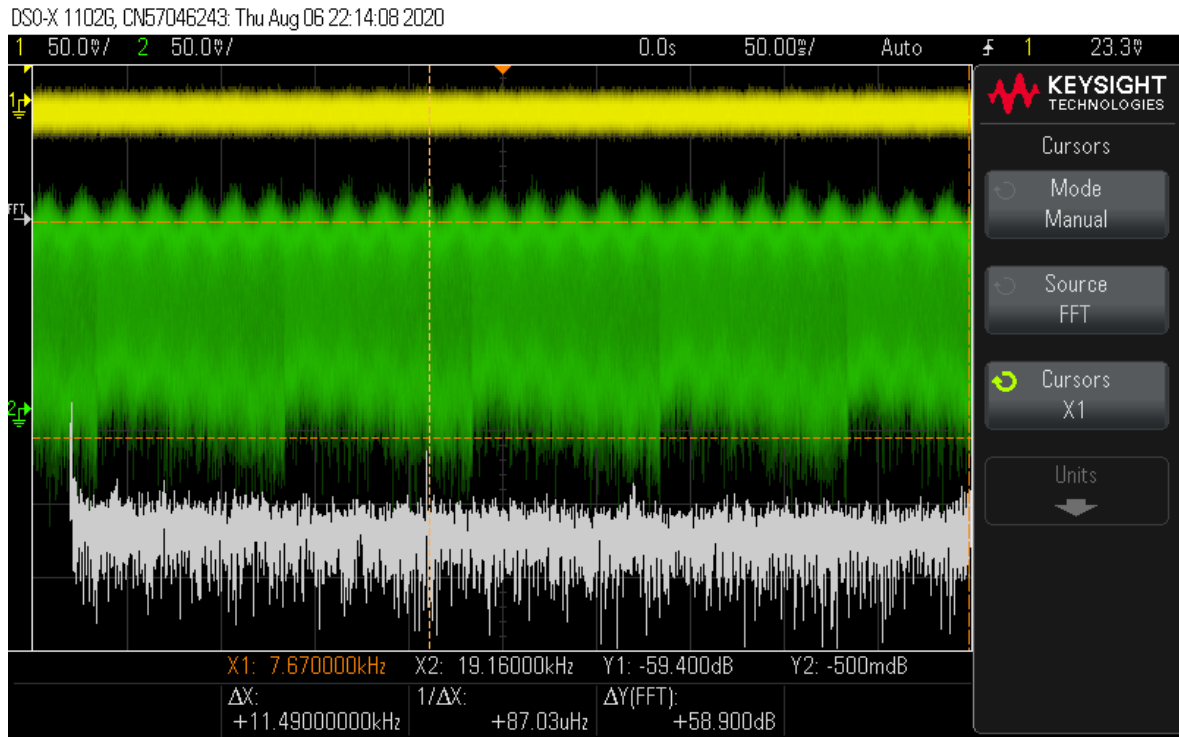


Obrázek 55 Výsledný násobek

Z Obrázek 55 jde vidět výsledný násobek dvou signálů, bílá představuje frekvenční spektrum – původní signály byly o frekvenci 2 (žlutý) a 4 kHz (zelený). Násobička tedy funguje správně.

## 6.6 Testování měření vzdálenosti

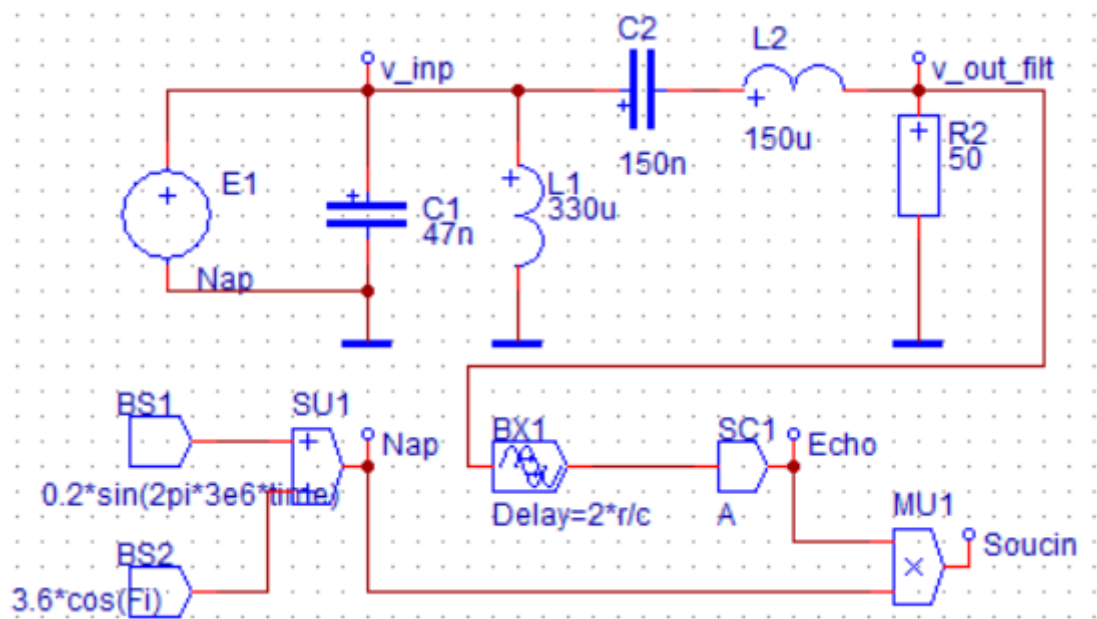
Předešlé části systému se ukázaly jako upokojivé, proto je potřeba otestovat základní princip této práce. Jak je uvedeno v teoretické části, vzdálenost měřeného objektu je vyhodnocována z frekvenčního spektra násobku vyslaného signálu a přijatého echa.



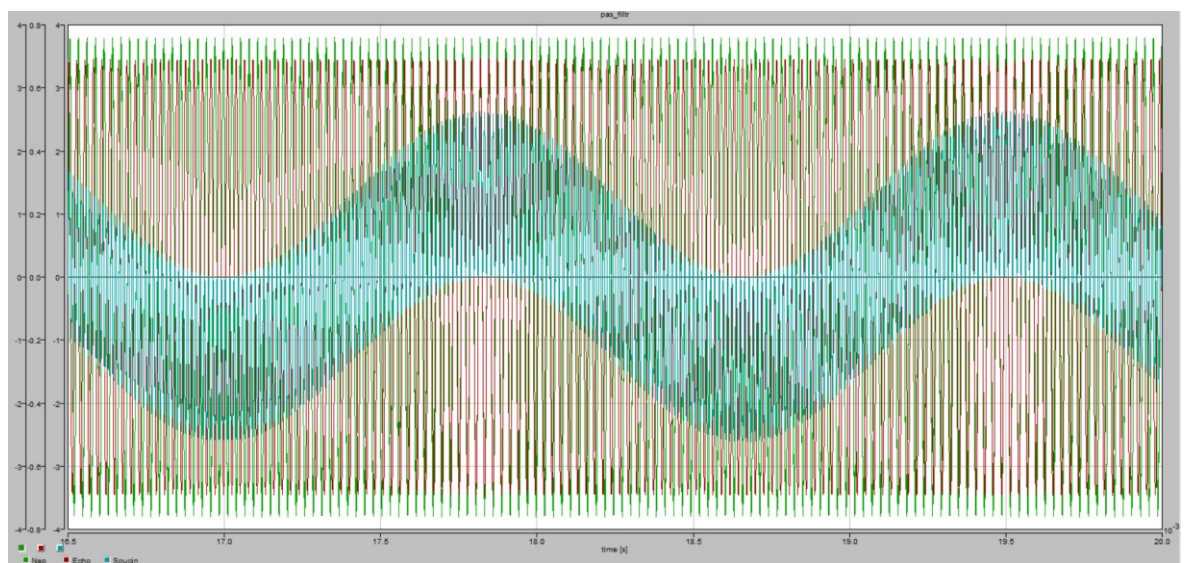
Obrázek 56 Testování principu práce – vyhodnocování vzdálenosti

Při měření byl nasměrován reproduktor i piezokrystal na objekt – kolmá stěna ve vzdálenosti 0,5 m. Signál pro reproduktor je frekvenční pila 40–20 kHz. Ze vztahu (2.1.2.4) je snadné vypočítat, že frekvenční peak by při tomto měření měl být přibližně na hodnotě 600 Hz. Na Obrázek 56 je měřen vstupní signál na piezo (žlutá), násobek přijatého echa a vyslaného signálu (zelená) a frekvenční obsah násobku signálů (bílá).

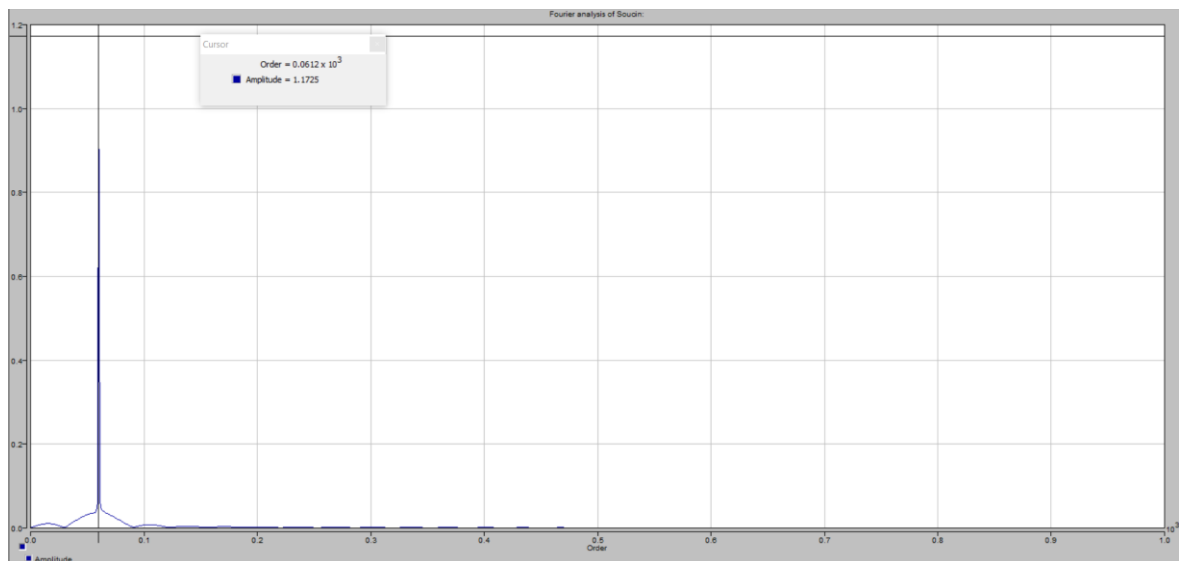
Frekvenční peak se ve spektru neobjevil, sice zde je peak, ale na hodnotě frekvence 7,67 kHz, která by odpovídala mnohem větší měřené vzdálenosti. Zároveň z měření dále vyplývá, že přibližování a oddalování měřeného objektu od senzoru na tento peak nemá vliv, je tedy považován za náhodnou hodnotu vycházející z násobení dvou reálných signálů. Protože měření nepřineslo očekávaný výsledek, byla pro tento případ vypracována simulace.



Obrázek 57 Simulační schéma pro měření vzdálenosti 0,5m



Obrázek 58 Výstup signálů ze simulačního schémata



Obrázek 59 Frekvenční spektrum součinnu ze simulace

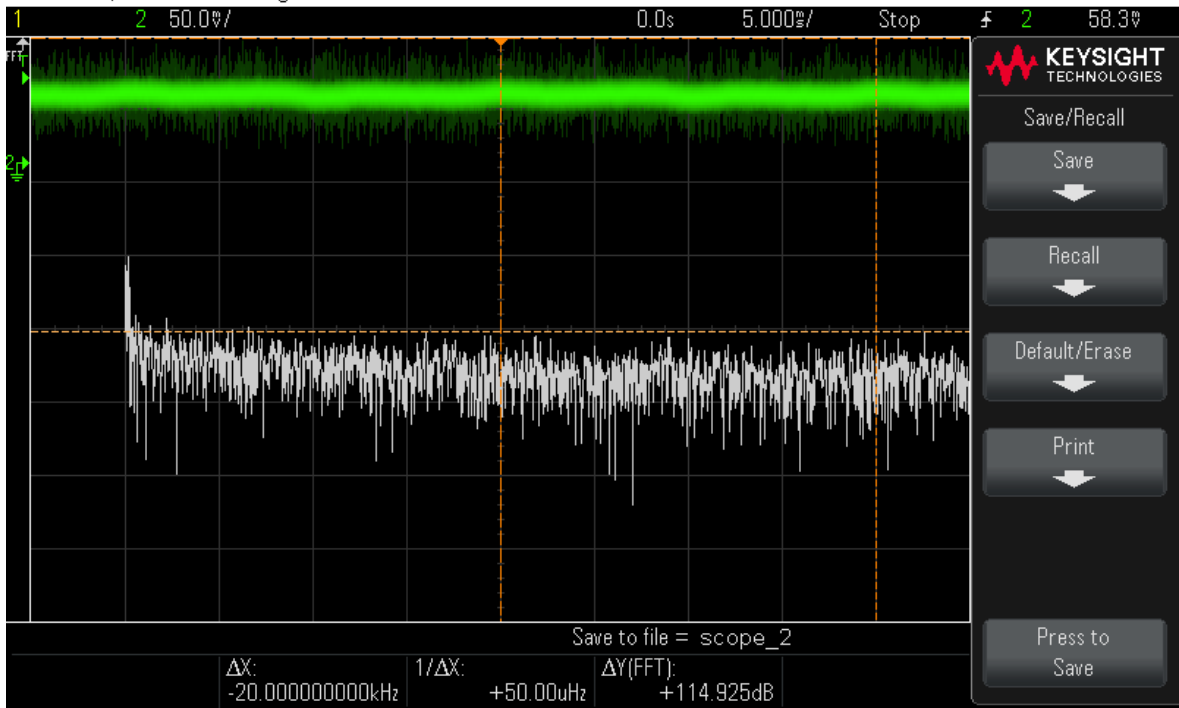
Z výsledku simulace lze usoudit, že zatímco reálné měření nepotvrdilo teorii, simulace měla úspěch. Pro pokus o vyřešení problému měření byl konstruován frekvenční filtr pásmové propusti, který je shodný s filtrem použitým v simulaci na Obrázek 57. Tento filtr byl aplikován na zesílené přijaté echo, na výsledek měření však neměl vliv.

Do reálného systému musí být zaváděna chyba odjinud. Z testovaných komponent zaváděl největší chybu zesilovač pro reproduktor, ten však stále poskytoval dobře čitelnou frekvenci, tedy je zde předpoklad že tento člen s velkou pravděpodobností nebude přímý důvod pro nesprávný výsledek, problém musí tedy být v jiné části systému.

## 6.7 Testování piezokrystalu

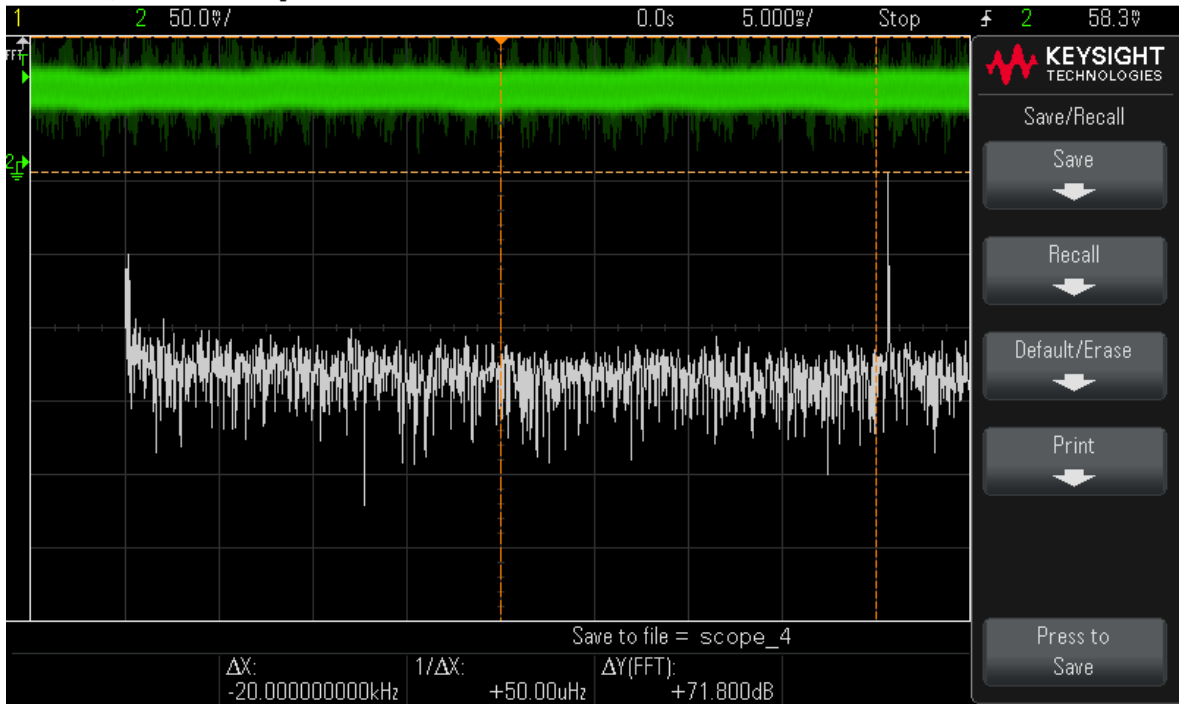
Zatímco ostatní části byly buď otestovány, nebo přímo sestaveny pro vlastní řešení, piezokrystal je pozůstatek předchozího nevyhovujícího způsobu měření.

DSO-X 1102G, CN57046243, Fri Aug 07 23:09:32 2020



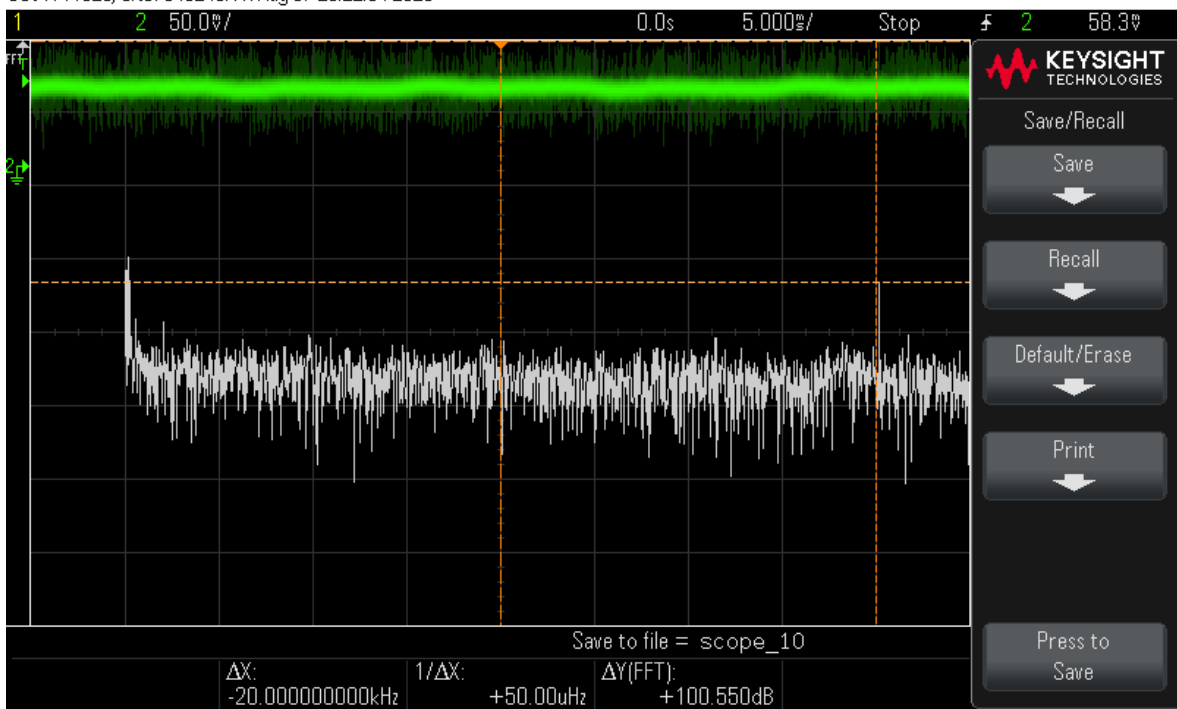
Obrázek 60 Měření piezokrystalu 42 kHz

DSO-X 1102G, CN57046243, Fri Aug 07 23:17:02 2020



Obrázek 61 Měření piezokrystalu 40.5 kHz

DSO-X 1102G, CN57046243, Fri Aug 07 23:22:34 2020



Obrázek 62 Měření piezokrystalu 40 kHz

Měření piezokrystalu probíhalo tak, že byl namířen reproduktor přímo na piezokrystal, reproduktor byl nastaven na konstantní frekvenci a na svorkách piezokrystalu byl měřen přijímaný signál, ze kterého pak bylo na osciloskopu vykresleno frekvenční spektrum.

Toto měření bylo právě tímto způsobem prováděno právě z důvodu již předcházejícího podezření, že piezokrystal ze stavebnice Franz je vybroušen na jednu frekvenci a hluboce potlačuje všechny ostatní. Tento fakt se potvrdil měřením, piezokrystal má rezonanci přibližně okolo 40,5 kHz a výrazně potlačuje veškeré frekvence mimo rezonanci.



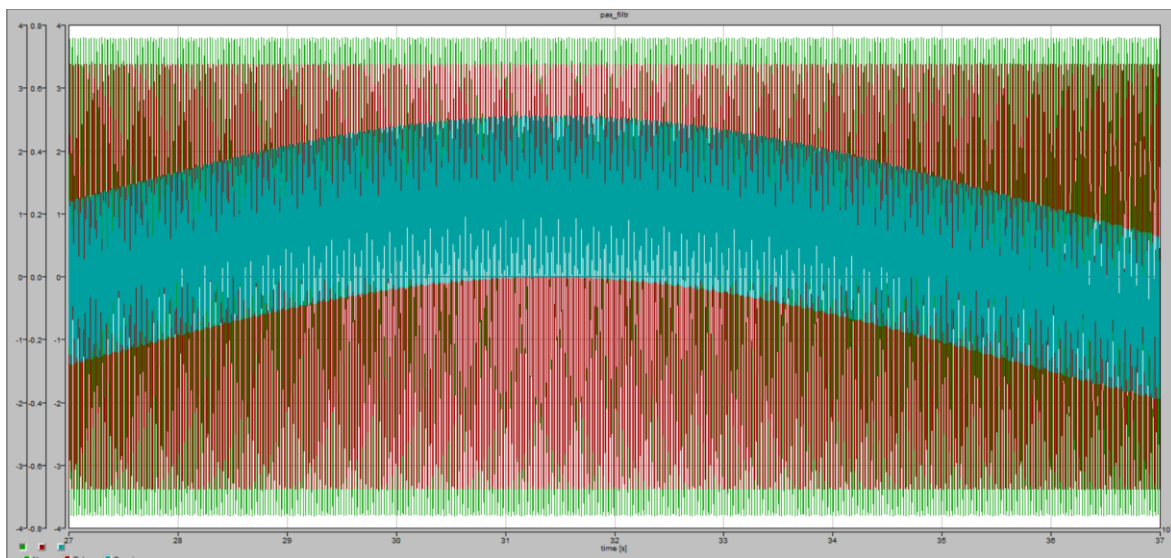


Obrázek 63 Graf rezonance piezokrystalu

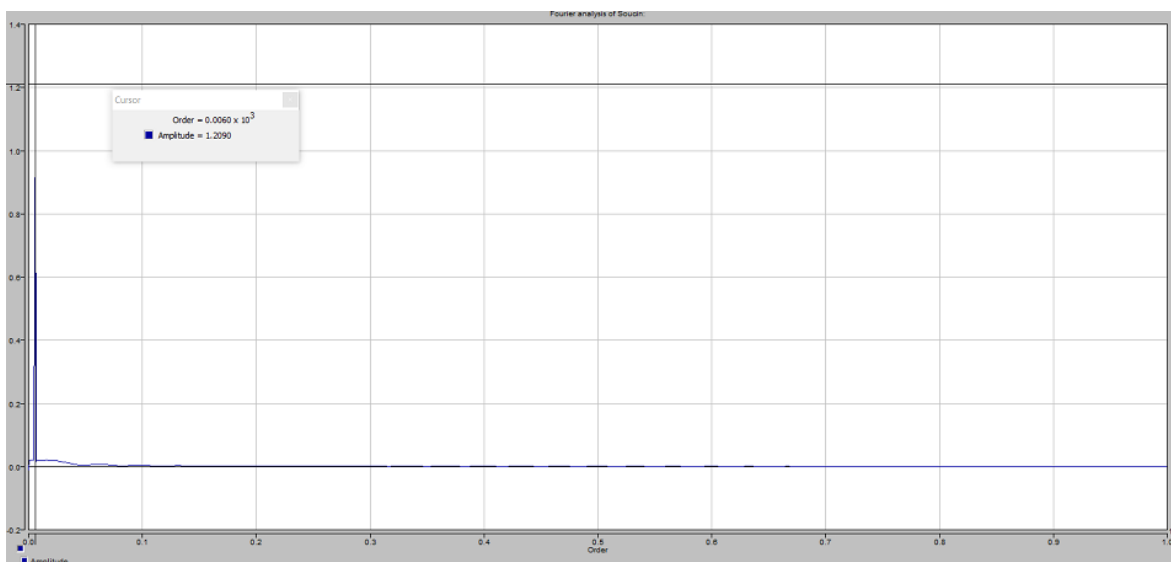
Na Obrázek 63 lze vidět naměřenou rezonanci piezokrystalu. Hodnoty byly odečítány z osciloskopu z výsledků FFT, vyobrazená křivka znázorňuje odstup od šumové hodnoty, která při měření byla stanovena na -91,2 dB. Použitý piezokrystal tedy pro řešení není vhodný, bohužel pro řešení ve stavebnici Franz to nejprve vypadlo, že piezokrystal bude účinný, malá útlum byl sledován pouze u frekvencí pod 25 kHz. Stavebnice však využívá principu nastavování pracovního bodu a vyhodnocování odstupů frekvence, přičemž se vlastnosti piezokrystalu tak dramaticky neprojeví, jako na řešení CTFM.

## 6.8 Návrh řešení s upravenou periodou rozmítání

Testování ukázalo, že piezokrystal má rezonanci přibližně okolo 40 kHz. Se stávajícím řešením při frekvenci 20 kHz je útlum příliš velký, tedy je potřeba upravit rozmítání frekvence z frekvenční pily 40–20 kHz na 41–39 kHz.



Obrázek 64 Průběh simulace s upravenou periodou rozmítání



Obrázek 65 Frekvenční spektrum upravené simulace

Pro návrh tohoto řešení a prověření, zda je správné byla využita simulace z kapitoly 5.6. Vzdálenost byla nastavena opět na 0,5 m, výpočet pro tuto variantu:

$$f_z = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ Hz}$$

Úprava b podle nového řešení:

$$b = \frac{f_h - f_d}{T} = \frac{41000 - 39000}{0,1} = 20000$$

Nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 6, jehož frekvence tedy je:

$$f_e = 6 * 10 = 60 \text{ Hz}$$

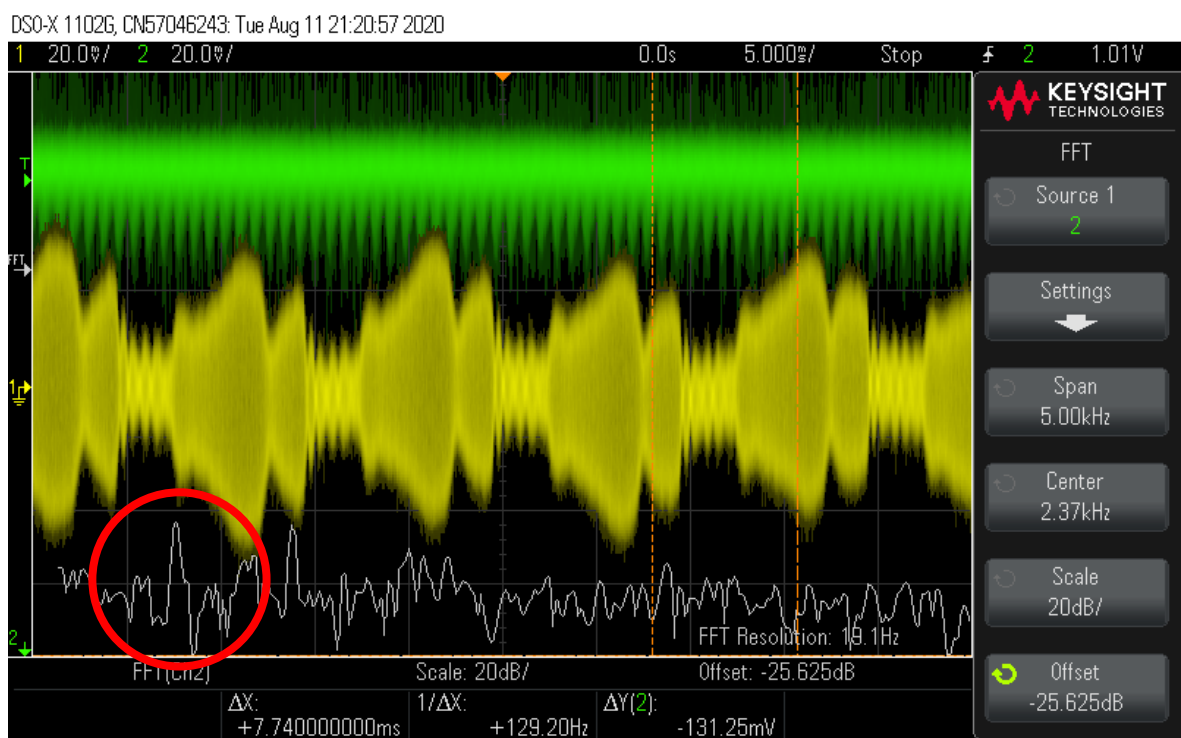
Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = f_e * \frac{c}{2 * b} = 60 * \frac{343}{2 * 20000} \cong 0,51 \text{ m}$$

### 6.8.1 Měření nového řešení

Simulace při rozmítání frekvence o menší interval dopadla správně, bylo možné získat informaci o vzdálenosti objektu. Pro reálné měření však je potřeba udělat několik modifikací.

Pro posun základní frekvence vpravo ve frekvenčním spektru, tedy její zvýšení byla upravena perioda rozmítání na 0.01 s. Z předešlého měření totiž vyplývá že z důvodu mnoha parazitních jevů a šumů v systému, spodní frekvence násobku signálu a echa právě na tyto jevy trpí, navíc je zde možnost snížení potřebného počtu vzorků pro FFT.

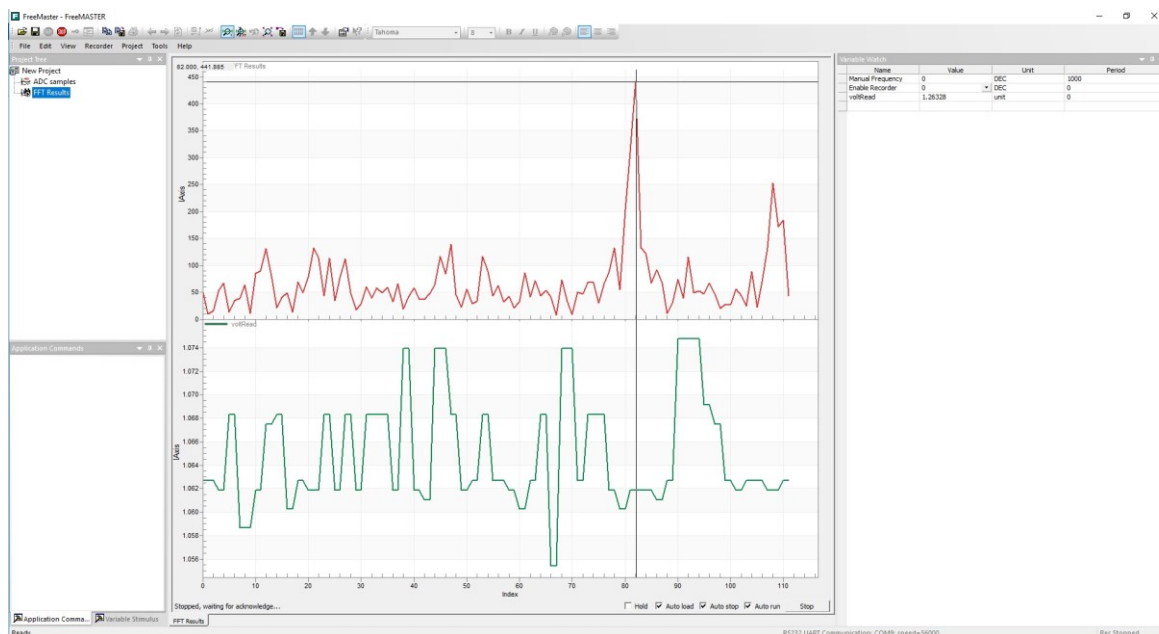


Obrázek 66 Měření s upravenou periodou rozmítání pomocí osciloskopu

Na Obrázek 66 je vidět v levé části frekvenčního spektra peak, který odpovídá přibližně 600 Hz. Mikrokontroler použitý k výpočetní části práce dokáže zpracovat 256 vzorků pro FFT, z toho tedy vyplývá, že maximální frekvence, kterou vlastní FFT může zaznamenat je 1000 Hz, tedy:

$$r = f_e * \frac{c}{2 * b} = 1000 * \frac{343}{2 * 200000} \cong 0,8575 \text{ m}$$

Maximální vzdálenost pro senzor je v tuto chvíli 0,8575m.



Obrázek 67 Měření vlastním FFT na mikrokontroleru

Vzdálenost byla tentokrát nastavena na přibližně 0,8 m, výpočet pro tuto variantu:

Úprava b podle nového řešení:

$$b = \frac{f_h - f_d}{T} = \frac{41000 - 39000}{0,01} = 200000$$

Nejvyšší amplitudu má frekvence zastoupená řádem č. 82, jehož frekvence tedy je:

$$f_e = n * \frac{T_s}{N} = 82 * \frac{2000}{256} = 640,625 \text{ Hz}$$

Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = f_e * \frac{c}{2 * b} = 640,625 * \frac{343}{2 * 200000} \cong 0,5493 \text{ m}$$

Výsledek bohužel není přesný, ale už je zde alespoň jistá souvislost mezi frekvenčním spektrem a vzdáleností měřeného objektu.

## ZÁVĚR

Tato práce se zaměřovala primárně na ověření teorie okolo CTFM sonaru s využitím prostředků pro případnou realizaci funkčního výrobku s vyhodnocením vhodnosti takového senzoru pro robotické aplikace. Z podrobně rozepsané teorie lze vidět, že metoda stojí na poznatku, že při vynásobení dvou v čase posunutých signálů nese výsledný signál ve frekvenčním spektru informaci o vzájemném posunutí těchto signálů, pokud se jeden z těchto signálů šíří prostředím, tedy i informaci o vzdálenosti. Vyhodnocování z frekvenční oblasti skýtá mnohá úskalí, ale také s sebou přináší velké množství výhod, z nichž největší by měla být robustnost. Tohoto faktu by se pak dalo využít například při řízení robota, který vyžaduje pohyb a orientaci v prostoru, tedy potřebuje vědět nejen jak jsou objekty daleko, ale také jaký mají objekty přibližný tvar a podle toho si mapovat okolí a vybírat optimální trajektorii pohybu. Právě pro tento účel byla vybrána hrstka typových objektů, na které je možno v reálném prostředí narazit a změřit výstup senzoru pro tyto objekty při stacionárním měření s možností vyhodnocovat takovéto typové stojící objekty přímo z výsledku Fourierovy analýzy.

Při sepisování teoretické části je třeba říci, že obecně na téma senzory robotů a senzory obecně existuje řada publikací a různých prací zabývajících se teorií studovaného problému, tedy tato část pouze shromažďuje poznatky na dané téma. V rámci teoretické práce proběhlo také zpracování simulačního experimentu. Simulace byla provedena v simulačním prostředí DYNAST. Tento program byl zvolen jak z důvodu předchozích zkušeností, tak také z důvodu toho, že představuje velmi spolehlivý a výkonný simulační nástroj. Simulace potvrdila teoretický základ a ukázalo se, že opravdu je možné určit poměrně přesně vzdálenost objektu z přijatého signálu právě pomocí vyhodnocení výsledků Fourierovy analýzy. Právě při simulaci byl ověřen i vliv šumu na vyhodnocení a díky simulačnímu prostředí bylo možno také vyzkoušet navržený frekvenční filtr v aplikaci FilterPro a to, jaký vliv měl právě na podobu frekvenční analýzy a celého měření vzdálenosti. Po „zapojení“ tohoto filtru na měřicí soustavu v DYNASTu bylo zjištěno, že při správném návržení se Fourierova analýza násobků dvou signálů zmenší pouze na hlavní frekvenční peak, který nese informaci o vzdálenosti, tedy signál má podobu jedné harmonické.

Zatímco teoretická část práce byla z velké části převzata z předchozí bakalářské práce, v praktické části došlo na návrh, realizaci a měření senzoru. Práce je tak rozdělena na čtyři hlavní části, systémovou, hardwarovou, softwarovou a testovací. V systémové části jsou převzaty poznatky z teorie a je vypracováno hrubé blokové schéma systému, které popisuje

základní funkcionalitu CTFM sonaru ve vztahu k úlohám, které je v rámci systému nutno řešit a propojení mezi jednotlivými komponenty.

V hardwarové části jsou uvedeny jednotlivé fyzické komponenty, které jsou potřebné pro sestavení měřicí soustavy. Pro práci byl vybrán komerční reproduktor schopný vygenerovat zvukové signály ve frekvencích ultrazvuku a digitální zesilovač, který je schopen zároveň vybudit vybraný mikrofon, má dostatečně široké frekvenční pásmo pro využití v sonarovém snímači a také dostatečný akustický výkon. Z komerčních prostředků pochází také použitý piezokrystal, který byl původně součástí stavebnice Franz pro amatérské sledování netopýřů. Právě tato stavebnice byla pořízena za účelem využití přiloženého plošného spoje k realizaci vlastního řešení. Stavebnice totiž na první pohled splňuje veškerá kritéria pro CTFM sonar, přijímá akustické signály v rozmezí přibližně 20-80 kHz a zesiluje je na napětíovou úroveň se kterou pak dokáže vybudit přiložený jednoduchý mikrofon. Bohužel pro velmi důkladném proměření a několika konzultacích s odborníky na hardware a akustiku se ukázalo, že přiložený plošný spoj nastavuje pracovní bod piezokrystalu tak, že ho uměle vybudí frekvencí nastavovanou pomocí potenciometru. Piezokrystal tedy slouží ne pro přijetí signálu, ale pro rozladění nastavené frekvence. Tato rozladěná frekvence se pak porovnává s původní budicí frekvencí a jejich rozdíl je posílán na přiložený reproduktor. V praxi to na měření pak vypadalo tak, že byl generován ultrazvukový signál o konstantní frekvenci, například 40 kHz, pomocí zesilovače a reproduktoru a stavebnice byla laděna na frekvenci blízkou frekvenci 40 kHz, pokud se stavebnice takto nastavila, přiložený reproduktor vydával zvuk o frekvenci, která se rovnala rozdílu těchto dvou frekvencí – pokud se nastavily obě nastejno, byl slyšet pouze výstřelkový šum. Toto signálové zpracování bylo realizováno jediným uzavřeným integrovaným obvodem, což bylo pro vlastní řešení nepoužitelné. Z tohoto důvodu byl tedy ze stavebnice převzat pouze piezokrystal.

Další navržené zapojení měřicí soustavy už bylo s vlastním zpracování signálů a lze ho vidět popsané v této práci. Kvůli použití piezokrystalu byla úloha přijímání signálu zadána jako převod náboje z krystalu na měřitelné napětí. Právě kvůli této úloze byl navrhnut a postaven vlastní zesilovač za použití operačních zesilovačů LT1113, které jsou navrženy pro využití v hydrofoních aplikacích a obecně v senzorech s potřebou snímat signál z piezokrystalů. Tento zesilovač byl nejprve nasimulován v simulačním prostředí DYNAST, kde se pomocí náhradního zapojení připojil buzený piezokrystal k tomuto zesilovači a byly vykresleny vstupní a výstupní veličiny obvodu. Simulace byla úspěšná, obvod byl tedy sestaven i v reálu a následně proměřen. K tomuto obvodu byla přidána také analogová násobička AD633, která

je ve formě jednoho integrovaného obvodu, byla tedy také přidána na univerzální plošný spoj spolu s hlavičkami pinů pro možnost připojení kabeláže a propojení s ostatními částmi systému.

V práci je velmi podstatná část číslicového zpracování. Kvůli požadavku na možné využití pro pohyblivé nosiče a také pro využití v robotických aplikacích, číslicová část musela být zpracována v rámci jednoho mikrokontroleru. Pro tento účel byl vybrán vývojový kit od společnosti NXP FRDM-K64F s osazeným mikrokontrolerem K64 a možností napojení dalších částí systému přes vyvedené hlavičky pinů. S číslicovým zpracováním se pojí i generování signálu pro reproduktor – frekvenční pily 40-20 kHz. Pro tento účel byl vybrán integrovaný obvod AD9850, který se dá pořídit již osazený na plošný obvod, který dovoluje připojení pomocí vyvedených pinů. Generátor má v sobě 40b registr, který je možno programovat buď sériově, nebo paralelně využitím 8b sběrnice. Pro tuto práci bylo kvůli potřebě časté změny frekvence zvoleno paralelní připojení.

V softwarové části byla využita knihovna pro K64 od společnosti NXP MCUExpresso SDK, která obsahuje základní drivery na jednotlivé periferie čipu a také bohatou zásobu ukázkových aplikací. Z toho důvodu jsou také veškeré vlastní kódy v angličtině a byl také zachován formát v jakém je knihovna napsána tak, aby mohla případně posloužit i sama jako ukázková aplikace pro CTFM sonar. Pro zpracování signálu pomocí Fourierovy analýzy byl dále do programové části přidán algoritmus FFT, jmenovitě lehce upravená verze algoritmu Cooley-Tukey. Úprava spočívá v tom, že je omezen počet rekurzivních volání funkce FFT, čímž je zanedbáno pořadí jednotlivých výsledků, které pak další funkce řadí do správného pořadí. Pro vizualizaci a jednoduché ovládání byla v práci použita aplikace FreeMaster, která nabízí možnost sledovat vývoj globálních proměnných v čase a také jejich uživatelskou změnu. Aplikace využívá periferie UART k navázání sériového propojení s PC směrnicí RS232. V této práci bylo využito vlastností vývojového kitu FRDM a toto propojení bylo realizováno v rámci USB propojení – není tedy potřeba převodníku RS232. Pro uložení zdrojových kódů, projektu pro vývojové prostředí a také sledování veškerých změn na projektu byl založen GIT repozitář na doméně Atlassian Bitbucket, která také nabízí zdarma program pro přístup k repozitáři Sourcetree.

V testovací části, měření, pak byla ověřována funkcionality každé z komponent, často za pomoci laboratorního vybavení, jako je osciloskop nebo zdroj. Testování ukázalo, že zatímco v simulačním prostředí rozmítání frekvence o oktávu funguje velmi dobře, při reálném zapojení a reálných komponentech není možné dostat z měřicího obvodu informace

o vzdálenosti měřeného objektu. Zde bylo identifikováno několik příčin, zejména piezokrystal, který při využití bez nastavení pracovního bodu (tak jako byl použit ve stavebnici Franz) má pouze velmi úzké frekvenční pásmo ve kterém je schopný přijímat signál. Tohoto faktu bylo využito a místo rozmítání frekvence na oktávu bylo rozmítáno pouze o 2 kHz. Na tuto modifikaci byla také vypracována simulace a bylo zjištěno že řešení by z teorie při úpravě přepočtů pro vyhodnocení vzdálenosti mělo řešení fungovat. Toto se v závěru práce ukázalo jako výhodné, i když nebylo dosaženo očekávané přesnosti a robustnosti, obvod už byl schopen vyhodnotit alespoň základní informaci o vzdálenosti měřeného objektu.

Zde je nutno říct, že výsledek práce není ani zdaleka takový, jako slibovala teorie. Nicméně je nadějný, základní informaci o vzdálenosti objektu se nakonec se vším úsilím podařilo z frekvenčního spektra i přes všechny překážky dekodovat, sice s neuspokojivou přesností, ale tímto je potvrzena teorie stojící za prací, a tedy naděje na opravdové použití CTFM senzoru v praxi. Je však nutno vzít v potaz všechny závěry z této práce a učinit rozhodnutí o přestavění a výměně některých vybraných komponent. Senzor takovéto úrovně bohužel potřebuje komponenty sestavené na míru a při vývoji konečného produktu by musela každá z nich podlehnout individuálnímu vývoji. Z hardwarové stránky by bylo potřeba vyměnit zesilovač pro reproduktor, při měření se ukázalo že generuje podstatné množství šumu a je tedy nevyhovující pro přesné měření. Dále pak rozhodně změna přijímače, zde by bylo dobré uvažovat nad sestrojením směrového vysokofrekvenčního kondenzátorového mikrofону přímo pro toto zařízení, piezokrystal je sice daleko levnější, ale ze své podstaty mají vždy už od výroby daný svůj pracovní bod, přijímají tedy jen úzké frekvenční pásmo. Změnu by tedy v tomto případě prodělal i zesilovač přijatého signálu, který i když zde pracuje dobře, byl navržen pro piezokrystal a mikrofón by nejspíše potřeboval vlastní elektroniku. Mikrokontroler je pak další v pořadí. Zde by bylo potřeba uvést na jakou aplikaci by byl senzor využíván, pokud pouze jako dálkoměr pak by K64 stačil. Pokud by však aplikace vyžadovala i rozpoznávání objektů z frekvenčního spektra, byl by potřeba zcela jiný a o hodně výkonnější mikrokontroler, byla by totiž potřeba více bodů pro FFT a K64 už sotva stíhá realizaci této práce kde je využíváno „pouze“ 256 bodů FFT. Tímto tedy senzor pokryje relativně úzké frekvenční pásmo s omezeným rozlišením, což má za následek omezení možní vzdálenosti a přesnosti měření. Nejlépe je vytížení procesoru vidět ve vizualizačním prostředí FreeMaster. Zde totiž byl místo obvyklého použití přes přerušení využit režim dotazování, mikrokontroler tedy poskytne aplikaci informace pouze pokud na to má



prostředky, čímž se nenarušuje správný chod implementovaných algoritmů. V aplikaci je pak možno sledovat například vypadávání jednotlivých vzorků, snižování frekvence vzorkování u jednotlivých průběhů, nebo dokonce neprovádění některých požadavků jako například recorder.

Závěr je tedy takový, že CTFM sonar je vhodný pro použití v robotických aplikacích. Jen je potřeba zvážit, zda vývoj takového senzoru nebude příliš nákladný jak na čas, tak i na prostředky. Teorie za prací je správná, potvrdila se frekvenční složka v násobku signálů, která nese informaci o vzdálenosti objektu. Bylo sestaveno měřicí zařízení schopné tuto vzdálenost s jistými rezervami dekodovat a také přepočít náležitě upravit, pokud by se jednalo o měření na pohyblivém nosiči.

## SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Siciliano, B., Khatib, O.: Springer Handbook of Robotics. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008, ISBN: 978-3-540-23957-4, e-ISBN: 978-3-540-30301-5
- [2] Kinsler, L.E., Frey, A.R. Coppers, A.B. , Sanders, J.V.: Fundamentals of Acoustics, Wiley, New York 1982
- [3] Kuc, R., Siegel, M.W.: Physically-based simulation model for acoustic sensor robot navigation, IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. 9(6), 766–778 (1987)
- [4] Kay, L.: A CTFM acoustic spatial sensing technology: its use by blind persons and robots, Sens. Rev. 19(3), 195–201 (1999)
- [5] Politis, Z., Probert, P.J.: Target localization and identification using CTFM sonar imaging: The AURBIT method, Proc. IEEE Int. Symp. CIRA (1999) pp. 256–261
- [6] Úředníček, Z.: Sonarové měření dálky. Sonar CTFM, Učební text UTB Zlín 2016
- [7] Speed of Sound. NASA [online]. [cit. 2018-01-25]. Dostupné z: <https://www.grc.nasa.gov/www/k-12/airplane/sound.html>
- [8] Rychlá Fourierova transformace [online]. 11. prosince 2003 [cit. 2018-02-09]. Dostupné z: <http://apfyz.upol.cz/ucebnice/down/mini/fourtrans.pdf>
- [9] MOHYLOVÁ a Vladimír KRAJČA. Zpracování biosignálů [online]. Ostrava, 2008 [cit. 2018-03-11]. ISBN ISBN978-80-248-1491-9.
- [10] ŠŤASTNÝ, Zdeněk. Matematické a statistické výpočty v Microsoft Excelu: určeno pro Microsoft Excel 95, 97 i 2000. Praha: Computer Press, 1999. Kancelář (Computer Press). ISBN 80-722-6141-X.
- [11] Low Cost Analog Multiplier: Datasheet [online]. 2015 [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD633.pdf>
- [12] PRODUCT DATA: Outdoor Microphone Unit Type 4198 and Outdoor Microphone Kit UA-1404 (bp1696) [online]. [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://www.bksv.com/-/media/literature/Product-Data/bp1696.ashx>
- [13] XT25SC90-04 Product Sheet: Driver Specification Sheet [online]. 2017-04-25 [cit. 2018-05-20]. Dostupné z: <https://www.parts-express.com/pedocs/specs/264-1014-tymphany-xt25sc90-04-spec-sheet.pdf>

- [14] SMEJKAL, Petr. Analýza, návrh a měření ultrazvukového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí (CTFM sonar). Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2017, 61 s. (64 472 znaků). Dostupné také z: <http://hdl.handle.net/10563/43291>. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně. Fakulta aplikované informatiky, Ústav automatizace a řídicí techniky. Vedoucí práce Úředníček, Zdeněk.
- [15] Continuous Transmission Frequency Modulation Detection under Variable Sonar-Target Speed Conditions [online]. 2013, 2013 [cit. 2020-03-15]. DOI: 10.3390/s130303549. 23486221. Dostupné z: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3658761/>

## **SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK**

CTFM Continuous Transmission Frequency Modulation.

TOF Time Of Flight.

W Watt

FFT Fast Fourier Transformation.

Hz Hertz

kHz kilohertz

ms milisekunda

ASCII American Standard Code for Information Interchange

PIT Periodic Interrupt Timer

ADC Analog to Digital Converter

## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 Princip Dopplerova jevu.....	14
Obrázek 2 Schéma změny vzdálenosti .....	15
Obrázek 3 Ukázka CTFM modulace signálu [14] .....	18
Obrázek 4 Příklad FFT pro 8 bodů Fourierovy transformace .....	21
Obrázek 5 Měřená soustava v simulačním prostředí DYNAST [14] .....	22
Obrázek 6 Průběhy vstupního signálu, echa a jejich násobku při horní frekvenci 4 kHz a periodě $T = 0,00862$ [14] .....	23
Obrázek 7 Fourierova analýza signálu vycházejícího ze signálové násobičky [14].....	24
Obrázek 8 Fourierova analýza násobku signálů po výstupu z filtru typu dolní propust [14] .....	24
Obrázek 9 Ukázka frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr [14].....	25
Obrázek 10 Graf potlačení frekvence a změny fáze z aplikace FilterPro [14] .....	26
Obrázek 11 Ukázka výstupu z frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr [14] .....	26
Obrázek 12 Ukázka složení přijatého echa [14] .....	27
Obrázek 13 Model odrazu ultrazvukového signálu od kolmé stěny [14] .....	28
Obrázek 14 Ukázka vynásobeného vstupního signálu a přijatého echa [14] .....	28
Obrázek 15 Fourierova analýza násobku vstupního signálu a naměřeného echa [14] .....	29
Obrázek 16 Model odrazu ultrazvukového signálu od šikmé stěny [14]. .....	30
Obrázek 17 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření šikmé stěny [14] .....	32
Obrázek 18 Fourierova analýza signálu při měření šikmé stěny [14] .....	32
Obrázek 19 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-vypuklý [14].....	33
Obrázek 20 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření vypuklého rohu [14].....	34
Obrázek 21 Fourierova analýza signálu při měření vypuklého rohu [14] .....	35
Obrázek 22 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-dutý [14].....	36
Obrázek 23 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření dutého rohu [14] .....	37
Obrázek 24 Fourierova analýza signálu při měření dutého rohu [14] .....	37
Obrázek 25 Model odrazu ultrazvukového signálu od válce [14] .....	38
Obrázek 26 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření válce [14] ....	40
Obrázek 27 Fourierova analýza signálu při měření válce [14].....	40
Obrázek 28 Systémové schéma senzoru .....	44
Obrázek 29 Vývojový kit NXP FRDM-K64F .....	46
Obrázek 30 Signálový generátor AD9850.....	47

Obrázek 31 Reproduktor XT25SC50-04 Peerless (Hong-Kong) [14].....	48
Obrázek 32 Charakteristika reproduktoru XT25SC50-04 fy Peerless (Hong-Kong) [13].	48
Obrázek 33 Digitální zesilovač TPA3116D2 .....	49
Obrázek 34 Jednotlivé díly stavebnice Franzis.....	50
Obrázek 35 Schéma zapojení zesilovače přijatého echa .....	51
Obrázek 36 Simulační schéma zesilovače v DYNASTu.....	51
Obrázek 37 Výstup simulace zesilovače .....	52
Obrázek 38 Vnitřní schéma AD633.....	52
Obrázek 39 Bitbucket repozitář .....	53
Obrázek 40 Repozitář v programu Sourcetree.....	54
Obrázek 41 MCUXpresso IDE .....	54
Obrázek 42 Ukázka programování AD9850 .....	56
Obrázek 43 FreeMaster.....	57
Obrázek 44 FreeMaster error .....	57
Obrázek 45 Ukázka výstupu FFT vlastního programu .....	58
Obrázek 46 FFT vizualizace ve FreeMasteru .....	59
Obrázek 47 Porovnání výsledků FFT .....	60
Obrázek 48 Bipolární zdroj agilent.....	61
Obrázek 49 Osciloskop Keysight DSOX1102G.....	62
Obrázek 50 Testování signálového generátoru AD9850 40 kHz .....	63
Obrázek 51 Testování signálového generátoru AD9850 20 kHz .....	64
Obrázek 52 Testování zesilovače pro reproduktor .....	65
Obrázek 53 Testování zesilovače pro piezo .....	66
Obrázek 54 Testovací signály pro násobičku .....	67
Obrázek 55 Výsledný násobek .....	67
Obrázek 56 Testování principu práce – vyhodnocování vzdálenosti .....	68
Obrázek 57 Simulační schéma pro měření vzdálenosti 0,5m.....	69
Obrázek 58 Výstup signálů ze simulačního schémata.....	69
Obrázek 59 Frekvenční spektrum součinu ze simulace.....	70
Obrázek 60 Měření piezokrystalu 42 kHz .....	71
Obrázek 61 Měření piezokrystalu 40.5 kHz .....	71
Obrázek 62 Měření piezokrystalu 40 kHz .....	72
Obrázek 63 Graf rezonance piezokrystalu.....	73
Obrázek 64 Průběh simulace s upravenou periodou rozmítání .....	74
Obrázek 65 Frekvenční spektrum upravené simulace .....	74

Obrázek 66 Měření s upravenou periodou rozmítání pomocí osciloskopu .....	75
Obrázek 67 Měření vlastním FFT na mikrokontroleru.....	76