

Analýza, návrh a měření ultrazvukového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí (CTFM sonar)

Petr Smejkal

Bakalářská práce
2018



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení:	Petr Smejkal
Osobní číslo:	A15070
Studijní program:	B3902 Inženýrská informatika
Studijní obor:	Informační a řídicí technologie
Forma studia:	prezenční
Téma práce:	Analýza, návrh a měření ultrazvukového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí (CTFM sonar)
Téma anglicky:	The Analysis, Design and Measurement of a CTFM Sonar Rangefinder with a Continuously Modulated Transmission Frequency

Zásady pro vypracování:

- 1. Proveďte popis a analýzu pomocí simulačních experimentů ultrazvukového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí.**
- 2. Vyberte na trhu vhodný 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) zpracování vysílaného signálu a echa.**
- 4. Navrhněte aktivní analogový filtr pro zpracování výstupního signálu.**
- 5. Naprogramujte zpracování měřené vzdálenosti pomocí FFT. Návrh ověřte měřením vzdáleností vybraných stojících objektů a výsledky statisticky vyhodnoťte.**

Rozsah bakalářské práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné 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), 766778 (1987)
4. Kay, L.: A CTFM acoustic spatial sensing technology: its use by blind persons and robots, Sens. Rev. 19(3), 195201 (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. 256261
6. Úředníček, Z.: Sonarové měření dálky. Sonar CTFM, Učební text UTB Zlín 2016

Vedoucí bakalářské práce:

doc. RNDr. Ing. Zdeněk Úředníček, CSc.

Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání bakalářské práce:

15. prosince 2017

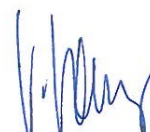
Termín odevzdání bakalářské práce:

25. května 2018

Ve Zlíně dne 15. prosince 2017



doc. Mgr. Milan Adámek, Ph.D.
děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
ředitel ústavu

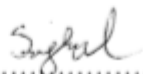
Prohlašuji, že

- 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 27.5.2018


.....
podpis diplomanta

ABSTRAKT

Tématem práce je analýza, návrh a měření ultrazvukového dálkoměru se spojitě modulovanou vysílací frekvencí (CTFM sonar). Úkolem je ověřit robustnost sonarového dálkoměru s vyhodnocováním vzdálenosti z frekvenčního obsahu zpracovaného signálu. Tato práce a její výsledky jsou založeny na vlastním měření na zde v práci navrhnuté měřicí soustavě. Při vypracování jak teoretické části, tedy simulace, tak i části praktické, tedy měření na reálné soustavě se potvrdil teoretický základ pro tuto práci. Metoda se ukazuje být jako velmi robustní na jakékoliv vnější vlivy a určování vzdálenosti tímto způsobem se ukazuje být velmi přesné pro stacionární senzor a stacionární cíl.

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

ABSTRACT

Subject of this paper was analysis, design and measuring of sonar rangefinder with continuously modulated transmitting frequency (CTFM sonar). The idea was to prove reliability of a sonar rangefinder that evaluates distance of a targeted object using frequency area of processed signal. This paper and its results are based on measurement via measuring system that was specifically designed for this purpose and it is also further described here. While working on theoretical section, simulation and practical section – meaning real measurement on said measuring system, the method proved to be as effective as theory says. Method proves to be very reliable even when exposed to external factors and also range finding is very accurate for solid state measuring.

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

Chtěl bych poděkovat panu doc. RNDr. Ing. Zdeňku Úředníčkovi, CSc. za odborné vedení mé bakalářské práce, cenné rady, odbornou pomoc, a především za veškerý čas, který mi věnoval při tvorbě této práce. Poděkování také dále patří mé rodině a mé přítelkyni, kteří mě podporovali jak během celého studia, tak i během vypracování bakalářské práce.

OBSAH

ÚVOD	8
I TEORETICKÁ ČÁST	9
1 SONAROVÉ SNÍMÁNÍ	10
1.1 OMEZENÍ VYUŽITÍ SONARU.....	11
1.1.1 Obtížnost určení přesného směru	11
1.1.2 Frekvence snímání	11
1.1.3 Přesměrování paprsku	11
1.1.4 Čtení vícenásobných odrazů a ech způsobených postranními paprsky.....	11
1.1.5 Výkyvy rychlosti a amplitudy echa spojené s nehomogenní rychlostí zvuku	12
1.2 RYCHLOST ZVUKU	12
1.3 MĚŘENÍ VZDÁLENOSTI SONAREM METODOU TOF	12
1.4 SONAROVÉ MAPY	13
2 SONAROVÉ SNÍMÁNÍ ROZMÍTÁNÍM FREKVENCE	14
2.1 CTFM MODULACE SIGNÁLU.....	15
2.1.1 Použití CTFM modulace pro sonarové snímání.....	16
2.1.2 Princip demodulace	16
2.2 RYCHLÁ FOURIEROVA TRANSFORMACE FFT	18
2.2.1 Analýza výsledků FFT	19
2.3 SIMULACE	20
2.3.1 Výstupy z měřené soustavy a jejich Fourierova analýza v simulačním prostředí DYNAST	20
2.3.2 Určení vzdálenosti měřeného objektu z výsledků simulace.....	22
2.3.3 Návrh frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr.....	23
II PRAKTICKÁ ČÁST	25
3 MĚŘICÍ SOUSTAVA	26
3.1 KOMPONENTY MĚŘICÍ SOUSTAVY.....	26
3.1.1 Funkční generátor.....	26
3.1.2 Osciloskop.....	27
3.1.3 Reprodukční.....	28
3.1.4 Mikrofon	29
3.1.5 Zesilovač	30
3.2 NÁVRH ZAPOJENÍ MĚŘICÍ SOUSTAVY	31
4 MĚŘENÍ	32
4.1 REKONSTRUKCE VSTUPNÍHO SIGNÁLU.....	33
4.2 REKONSTRUKCE ECHA.....	34
4.3 ROZBOR ECHA	34
5 VYHODNOCOVÁNÍ NAMĚŘENÝCH DAT	36

5.1	NÁSOBENÍ SIGNÁLŮ.....	37
5.2	ZPRACOVÁNÍ POMOCÍ FFT	38
5.3	VYHODNOCENÍ VZDÁLENOSTI OBJEKTU	39
5.4	MĚŘENÍ VYBRANÝCH STOJÍCÍCH OBJEKTŮ A JEJICH ROZDÍLY VE VYHODNOCENÍ	40
5.4.1	Měření proti kolmé ploše (zeď)	40
5.4.2	Měření proti šikmé stěně	41
5.4.3	Odraz od rohu – vypuklý.....	44
5.4.4	Odraz od rohu – dutý.....	47
5.4.5	Odraz od válce.....	50
	ZÁVĚR	54
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	56
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	58
	SEZNAM OBRÁZKŮ	59
	SEZNAM PŘÍLOH.....	61

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 nezařaditelné (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, lodní 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 Výkyvy rychlosti a amplitudy echa spojené s nehomogenní rychlostí 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 γ 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, obzvláště 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].

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.

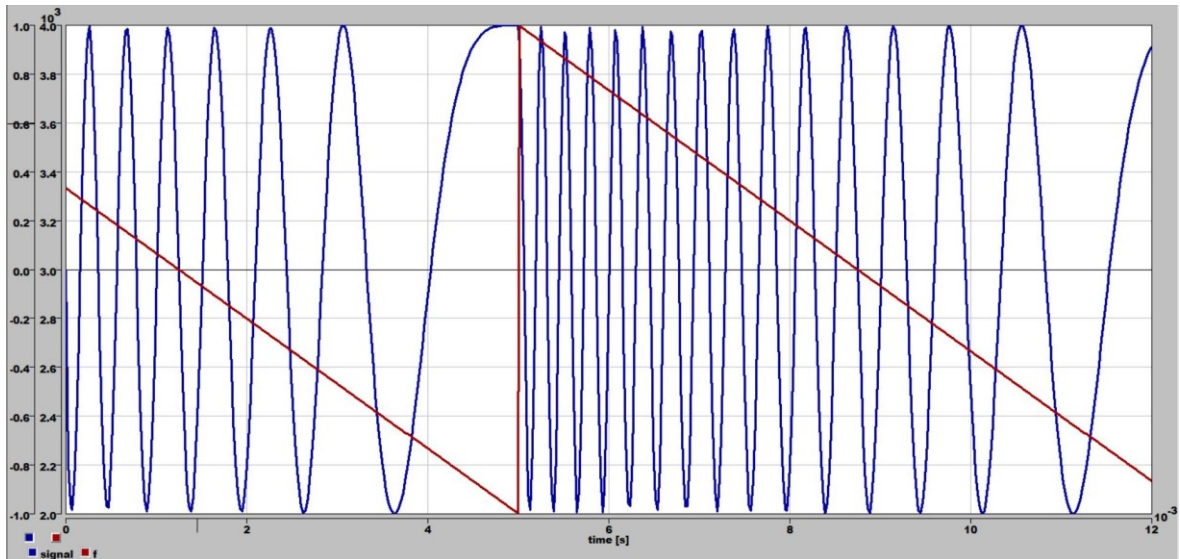
Princip spočívá ve spojitě vysílaném signálu s lineární frekvenční modulací, která periodicky s definovanou periodou lineárně snižuje signálovou frekvenci o oktávu. Senzor tedy v tomto případě musí současně přijímat i vysílat synchronně. Ze signálu vzniklého vynásobením vyslaného signálu a přijaté ozvěny 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 zpracovávání 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 následné 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 výhodou 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 odrážejících 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 1 Ukázka CTFM modulace signálu

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:

$$S(t) = \cos(2\pi * (f_h - b * t) * t) \quad (2.1.1.1)$$

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:

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

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:

$$\alpha = 2\pi * \left[f_H - b * \left(t - \frac{2 * r}{c} \right) \right] * \left(t - \frac{2 * r}{c} \right)$$

$$\beta = 2\pi * (f_H - b * t) * t$$

⇒

$$\alpha + \beta = 2\pi * \left[f_H - b * \left(t - \frac{2 * r}{c} \right) \right] * \left(t - \frac{2 * r}{c} \right) + 2\pi * (f_H - b * t) * t =$$

$$= 2\pi * \left(\underbrace{2 * f_H + b * \frac{4 * r}{c} - 2\pi * b * t}_{f_u} \right) * t - \underbrace{2\pi * \left(f_H * \frac{2 * r}{c} + b * \frac{4 * r^2}{c^2} \right)}_{\Phi}$$

$$\alpha - \beta = 2\pi * \left[f_H - b * \left(t - \frac{2 * r}{c} \right) \right] * \left(t - \frac{2 * r}{c} \right) - 2\pi * (f_H - b * t) * t =$$

$$= 2\pi * \underbrace{b * \frac{4 * r}{c}}_{f_e} * t - \underbrace{2\pi * \left(f_H * \frac{2 * r}{c} + b * \frac{4 * r^2}{c^2} \right)}_{\Phi}$$

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:

$$f_e = b * \frac{4 * r}{c}$$

$$f_u = 2 * f_H + b * \frac{4 * r}{c} - 2\pi * b * t \quad (2.1.2.3)$$

$$\Phi = 2\pi * \left(f_H * \frac{2 * r}{c} + b * \frac{4 * r^2}{c^2} \right)$$

Z výše odvozených vztahů je velmi dobře vidět, že signál, který vznikne násobením vyslá-
ného signálu a echa má dvě velmi výrazné frekvenční složky, z nichž má jedna ztelně

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:

$$f_e = b * \frac{4*r}{c} \Rightarrow r = f_e * \frac{c}{4*b} \quad (2.1.2.4)$$

2.2 Rychlá Fourierova transformace FFT

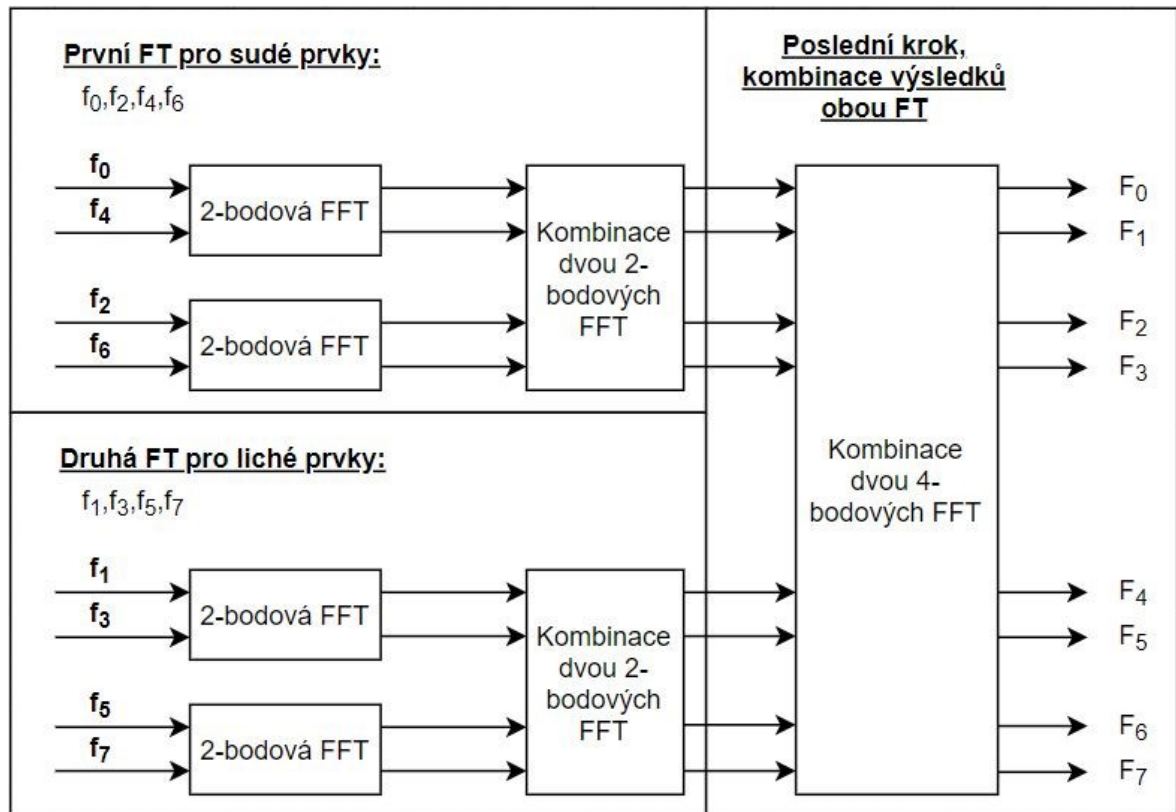
Smyslem Fourierova rozvoje je rozložení periodického signálu na součet nekonečného počtu harmonických signálů, z nichž každý k -tý v řadě má frekvenci k -krát vyšší než základní frekvence (převrácená hodnota základní periody). Jednotlivé harmonické členy této řady harmonických funkcí se nazývají „harmonické“ 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, obzvláště při aplikaci na diskrétní signál. Z tohoto důvodu byly pro zpracování diskrétních 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 2 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].

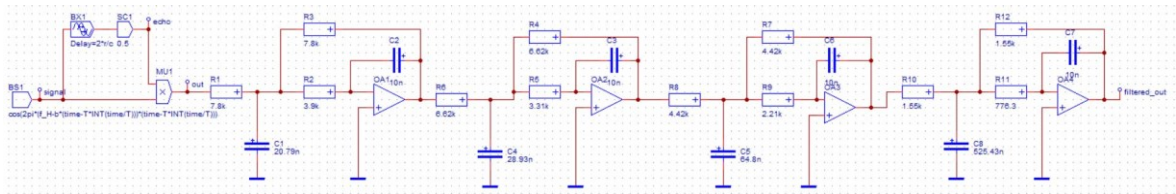
Další věc, kterou je třeba si uvědomit je, že na rozdíl od spojité FT, FFT neřeší vzorkovací intervaly, předpokládá se, že jsou rovny jedné, tedy pokud je třeba zjistit řád harmonické (a z něj pak frekvenci), je zde nutnost tyto intervaly přepočítat podle následujícího vztahu:

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

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.



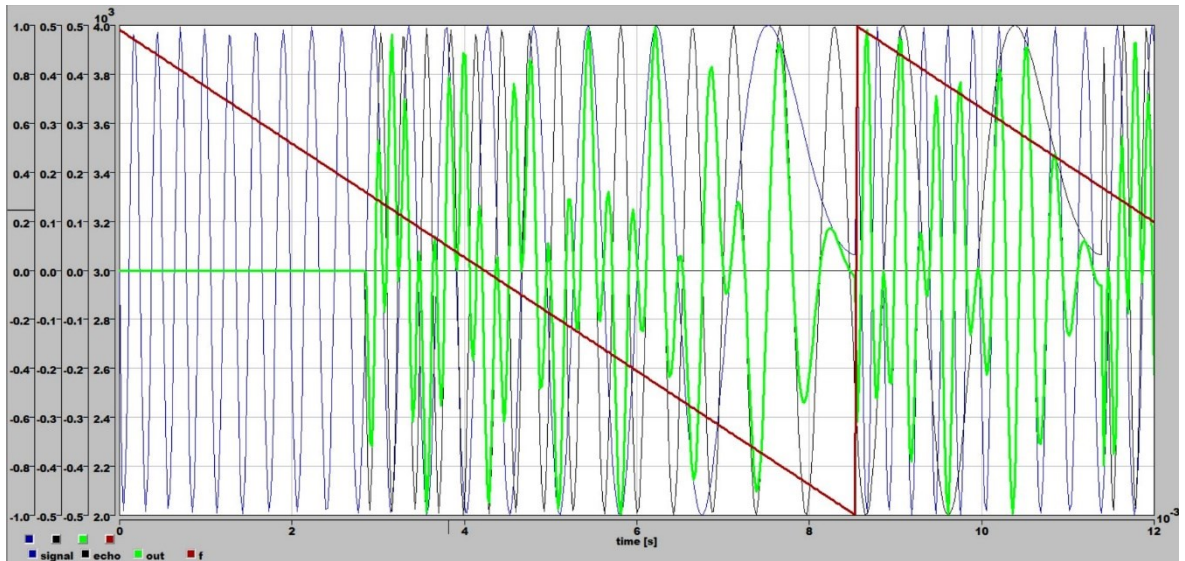
Obrázek 3 Měřená soustava v simulačním prostředí DYNAST

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 od-filtrování nežádoucích vyšších frekvencí a také na jisté vyhlazení signálu, který je výstupem z násobičky.

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

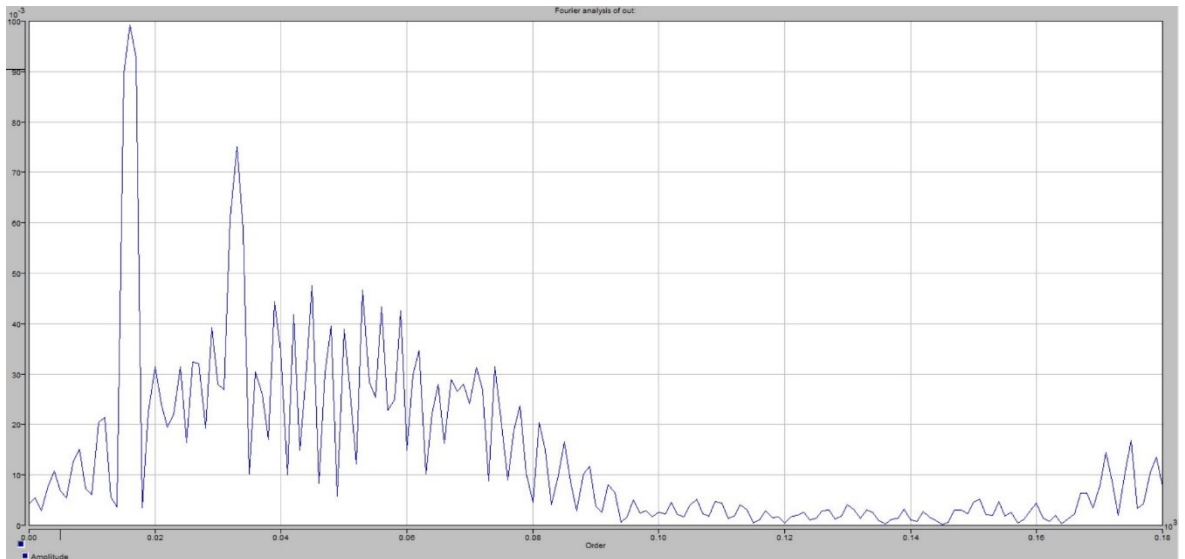
Jak je již zmíněno výše, vzdálenost objektu je určována pomocí Fourierovy analýzy signálu vzniklého násobením echa a vstupního signálu. V případě simulačního experimentu je hned na začátku známa vzdálenost „objektu“, takže je možno výpočty, a tedy i jejich správnost lehce ověřit.

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.



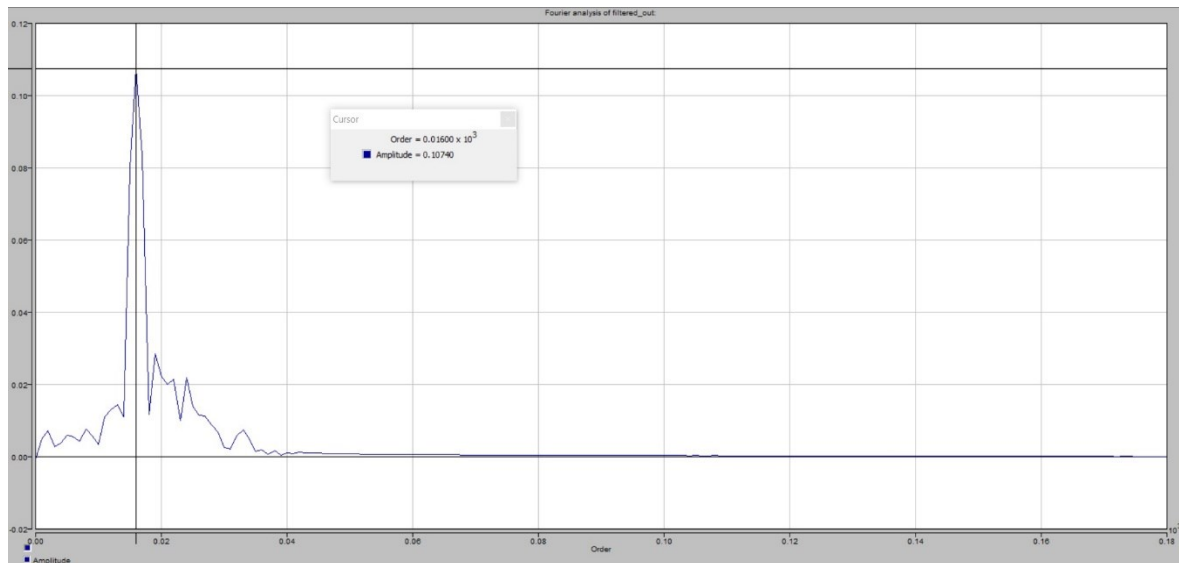
Obrázek 4 Průběhy vstupního signálu, echa a jejich násobku při horní frekvenci 4 kHz a periodě $T = 0,00862$

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.



Obrázek 5 Fourierova analýza signálu vycházejícího ze signálové násobičky

Obrázek 5 ukazuje Fourierovu analýzu násobku dvou signálů. V tomto výsledku je možno pozorovat že dvě amplitudy – řády, jsou znatelně 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.



Obrázek 6 Fourierova analýza násobku signálů po výstupu z filtru typu dolní propust

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.

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:

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

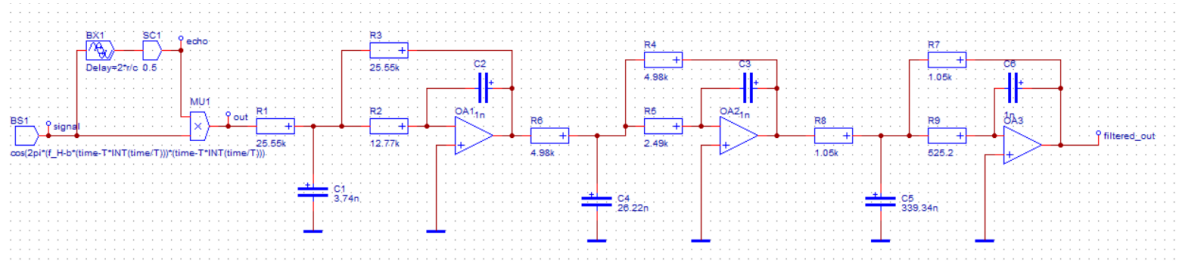
Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = 1333,333 * \frac{350}{4 * \frac{4000 - 2000}{0,00862}} \cong 0,503 \text{ m}$$

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

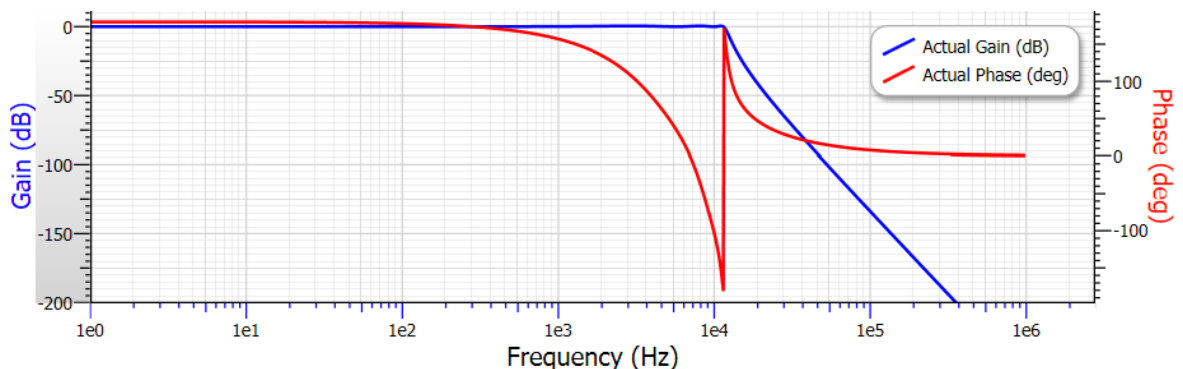
2.3.3 Návrh frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr

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



Obrázek 7 Ukázka frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr

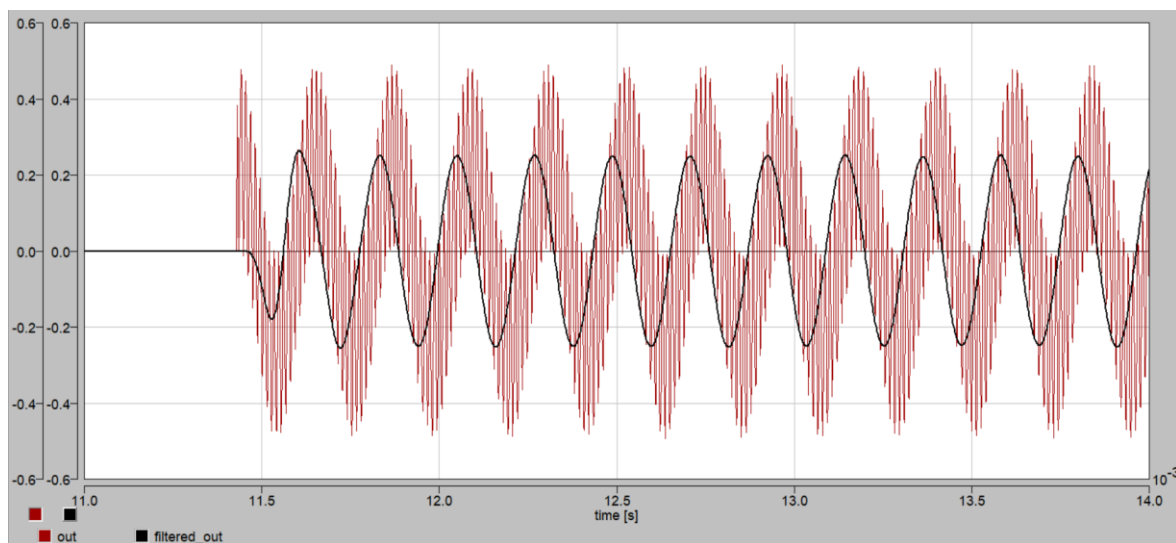
Na obrázku 7 už je vidět návrh filtru pro sonarový dálkoměr pracující na horní frekvenci 40 kHz. Tento návrh byl vytvořen pomocí aplikací FilterPro a DYNAST a je konstruován tak, aby fungoval pro dálkoměr do vzdálenosti 5 metrů. Jedná se o filtr dolní propust typu Čebyšev šestého řádu. Ačkoliv spodní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



Obrázek 8 Graf potlačení frekvence a změny fáze z aplikace FilterPro

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.

Zvolená počáteční frekvence 11500 Hz je vypočítána podle vztahu (2.1.2.4) tak, aby se projevily vzdálenosti lehce nad 5 metrů. Do této maximální vzdálenosti je senzor 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.



Obrázek 9 Ukázka výstupu z frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr

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.

II. PRAKTICKÁ ČÁST

3 MĚŘICÍ SOUSTAVA

Z teoretické části této práce vyplývá, jaké parametry by měla měřicí soustava mít. Pro začátek je třeba určit, pro jaký účel bude měřicí soustava používána. V této práci je úkolem prověřit teoretický základ, který se odvíjí od vyhodnocování signálu ve frekvenční oblasti. Tedy je třeba už zde v úvodu upozornit na fakt, že použití této měřicí soustavy, a tedy i její konstrukce odpovídá laboratorní úloze. Z tohoto důvodu je tedy možno používat vcelku rozměrné komponenty pro měření a celé vyhodnocování je pak prováděno na PC, tedy v této podobě úloha neodpovídá skutečnému měření vzdáleností na pohyblivém servisním robotu a vyhodnocování objektů v reálném čase.

Komponenty zvoleny podle teoretického základu:

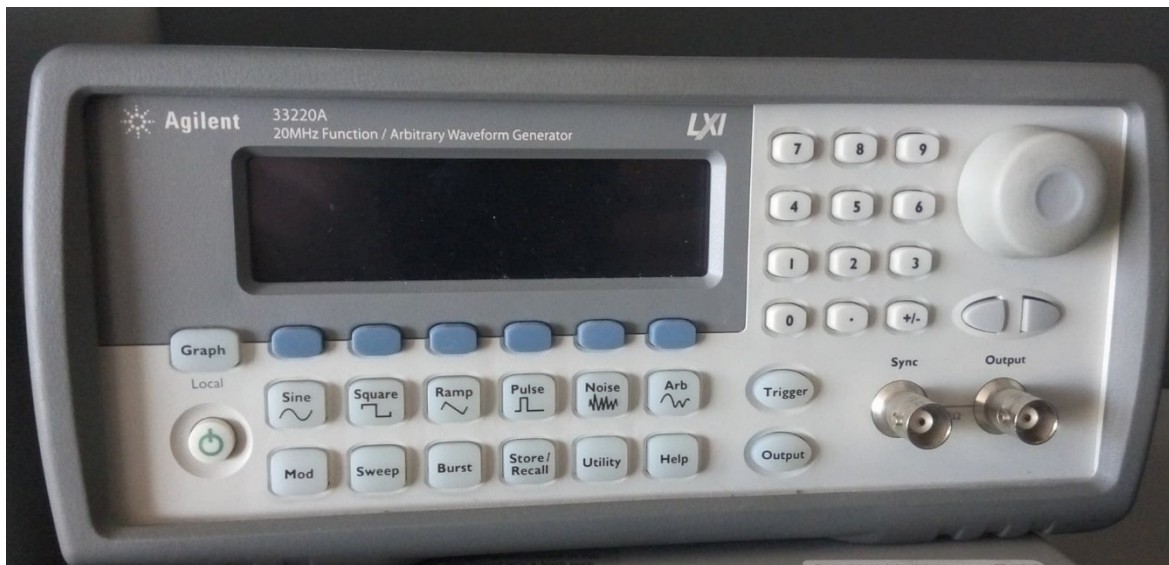
- Funkční generátor – na vygenerování vstupního signálu $S(t)$.
- Možnost výkonového zesílení signálu na cca 10-15 W, pro umožnění zapojení reálného vysílače – reproduktoru.
- Senzor se skládá z reproduktoru a mikrofону. Je tedy potřeba zpracovat i výstupní signál mikrofónu (přijímače) a tento spolu se signálem vstupním je potřeba zaznamenat do stolního počítače pro vyhodnocení. Pro tento úkol byl vybrán paměťový osciloskop, který je schopný signály vzorkovat a uložit na přenosné médium.

3.1 Komponenty měřicí soustavy

Zde je uveden popis vybraných komponent měřicí soustavy, jaké jsou na ně požadavky a proč byl vybrán zrovna tento typ.

3.1.1 Funkční generátor

Funkční generátor musí zvládnout vygenerovat sinusový napěťový signál o lineárně se měnící frekvenci od 40 kHz po 20 kHz. Po konzultaci s firmou, od které dodala reproduktor pro tuto měřicí soustavu, byl zvolen funkční generátor Agilent 33220 A, který dokáže pohodlně vysílat signály o rozmítané frekvenci pomocí nabídky nastavení přímo na displeji. Mimo nastavení počáteční a koncové frekvence dále umožňuje také nastavení periody rozmítání, což je v této úloze rovněž nezbytné. Další výhodou bylo, že generátor je přímo k dispozici v laboratoři na fakultě, což zjednodušilo jeho použití.

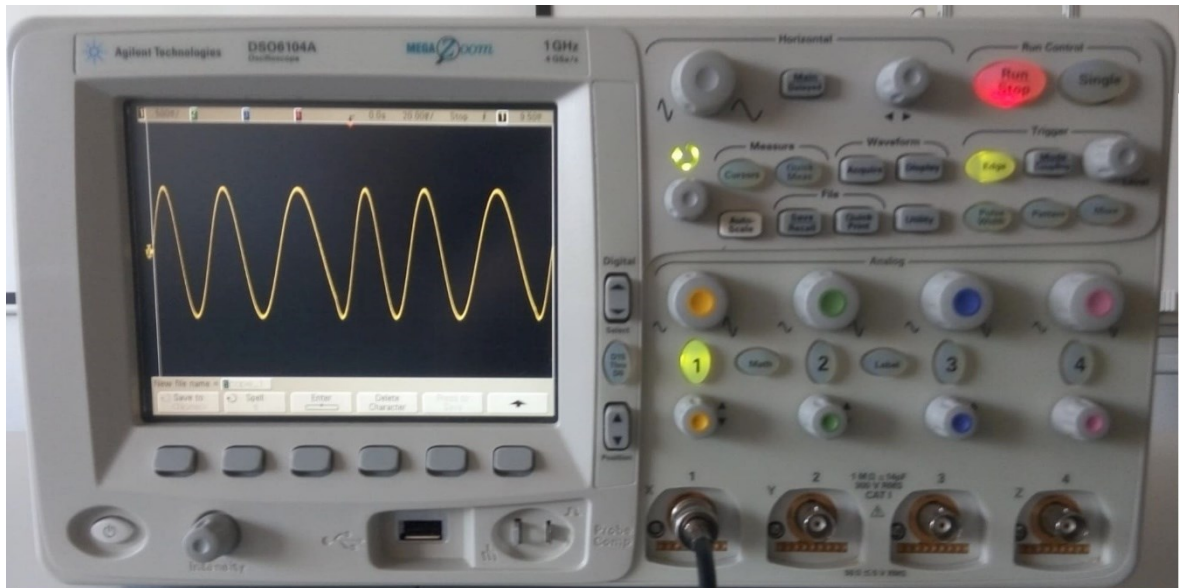


Obrázek 10 Funkční generátor Agilent 33220 A

3.1.2 Osciloskop

Požadavky na parametry osciloskopu byly dané potřebou signály zaznamenat při zvolené vzorkovací frekvenci a přenést do počítače pro vyhodnocení. Osciloskop by měl také mít minimálně dva kanály, které oba dokáže vykreslit na obrazovku s tím, že pro každý kanál potřebují minimálně 10x vyšší frekvenci vzorkování, než je horní frekvence vstupního signálu, která je pro mě 40 kHz (z důvodu odbourání případného aliasingu, který by mohl mít nežádoucí vliv na vyhodnocení signálu).

Tyto parametry splnil osciloskop Agilent DSO6104A, jehož vzorkovací frekvence dosahuje hodnoty až 1 GHz, tedy pro účely práce dostačující. Také tento osciloskop poskytuje možnost nasnímaná data uložit na přenosné médium s možností navolení počtu vzorků. Počet kanálů je čtyři, což je také dostačující. Dále osciloskop poskytuje například možnost „Single“, čímž je možno snímat do osciloskopu pouze nastavený časový úsek signálu, který si osciloskop uloží do paměti a tento nasnímaný signál lze přímo na obrazovce do určité míry vyhodnocovat. Existuje zde možnost jak přiblížení, tak odečtu frekvence a periody.



Obrázek 11 Osciloskop Agilent DSO 6104 A

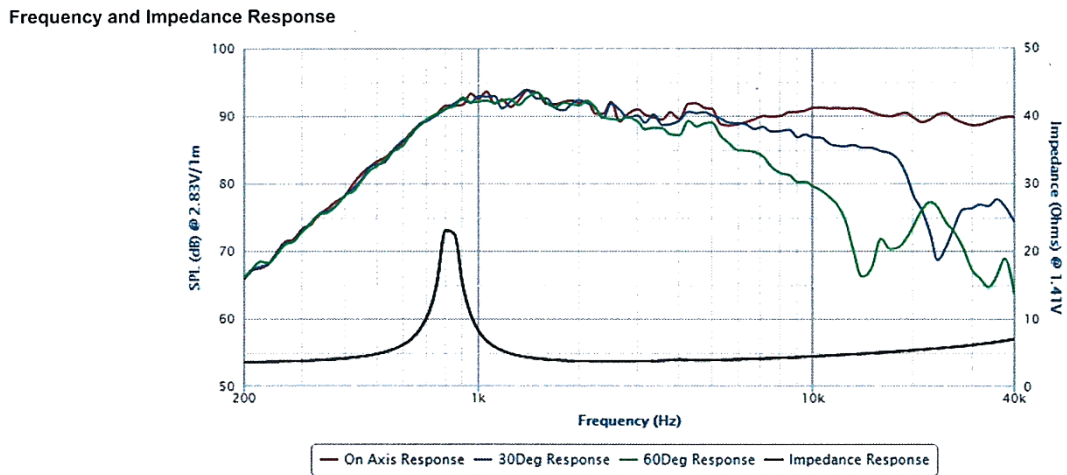
3.1.3 Reproduktor

Při zajištění komponent se ukázal jako největší problém právě reproduktor. Naprostá většina zařízení na trhu, která jsou schopna generovat ultrazvukové signály jsou s piezoelektrickými krystaly, které jsou však vybroušeny přímo na pevnou hodnotu (nejčastěji 40 kHz) a při pokusu o generování nižších frekvencí jejich vyzařovací výkon rychle klesá.

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. Charakteristika reproduktoru je na obrázku 13.



Obrázek 12 Reproduktor XT25SC50-04 Peerless (Hong-Kong)



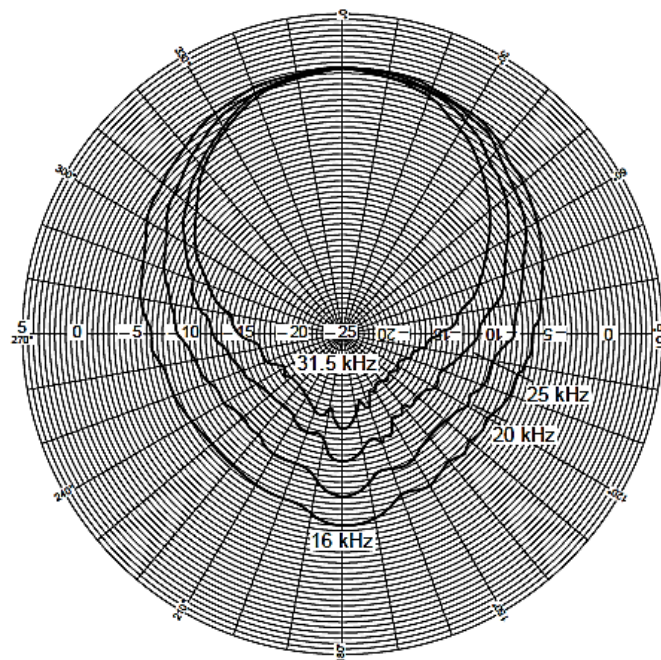
Obrázek 13 Charakteristika reproduktoru XT25SC50-04 fy Peerless (Hong-Kong) [13].

3.1.4 Mikrofon

Stejně jako u vysílače, tak i u přijímače se ukázalo jako problém získat na trhu přímo piezoelektrický krystal, který by byl schopen zaznamenat odražené echo s frekvencí 40-20 kHz s přiměřeným útlumem. Nakonec byla opět zvolena spolupráce s akustickou firmou Tymphany, která zapůjčila jeden z jejich vysoce citlivých mikrofonů, na kterém bylo možno měřit odražené signály.



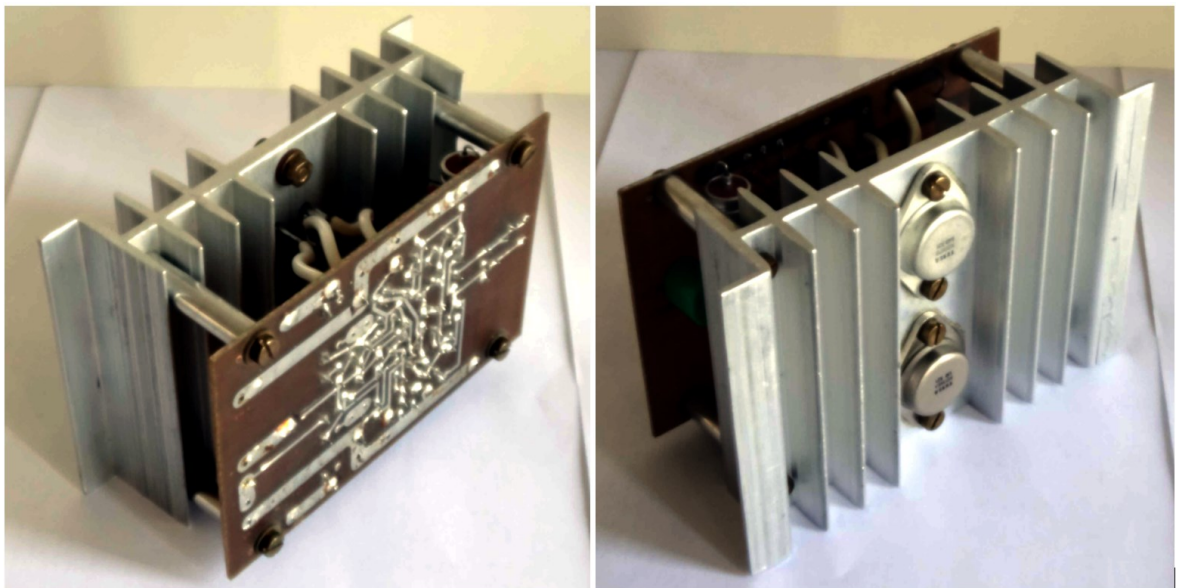
Obrázek 14 mikrofon fy Brüel & Kjaer Type 4189



Obrázek 15 Typická směrová charakteristika mikrofonu fy Brüel & Kjaer Type 4198 [12].

3.1.5 Zesilovač

Nutnost výkonově zesílit vstupní signál generovaný funkčním generátorem Agilent 3322 A vyplývá ze skutečnosti, že reproduktor je potřeba budit signálem o určitém výkonu. V tomto případě byl použit signálový zesilovač, který byl sestavený a připravený k použití na fakultě.



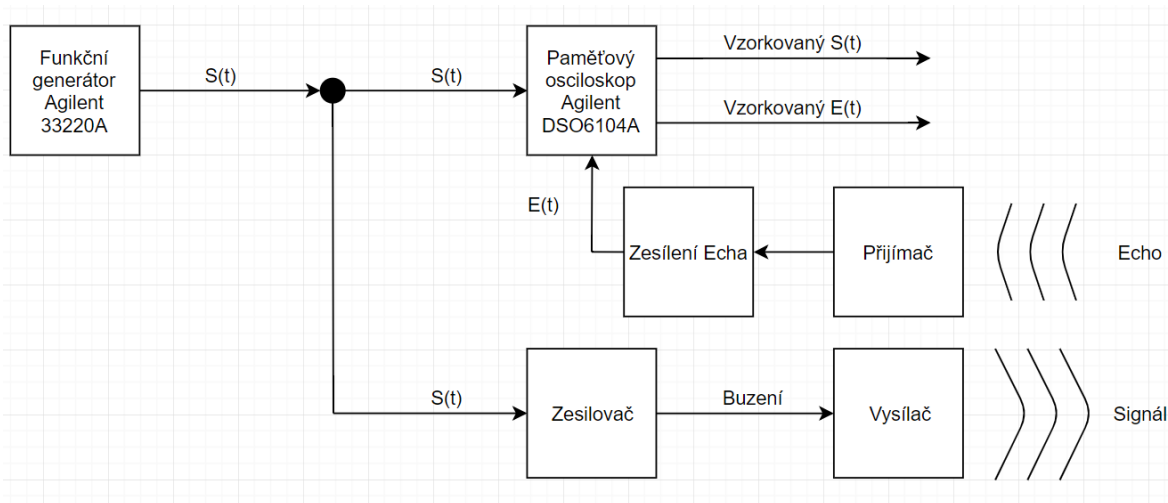
Obrázek 16 Výkonový zesilovač vstupního signálu

3.2 Návrh zapojení měřicí soustavy

V kapitole 3.1 jsou popsány jednotlivé komponenty finální měřicí soustavy. Výsledné zapojení je určené k následující činnosti:

Na funkčním generátoru nastavuji harmonický signál s lineárně se měnící frekvencí, tento signál je vstupní signál, který je potřeba zároveň výkonově zesílit na nezkreslený výkon, kterým je možné vybudit reproduktor a je třeba tento signál zaznamenat pro další vyhodnocování. Tedy napět'ový signál z tohoto funkčního generátoru je vyslán do odpovídajícího zesilovače a zároveň také do osciloskopu. Tento vstupní signál je označen jako $S(t)$.

Takto zesílený vstupní signál je dále připojen na reproduktor, který pak vysílá do prostředí ultrazvukové signály. Tyto signály se v prostředí odráží od případných překážek a vrací se zpět do místa, kde je umístěn mikrofon (tedy snímací zařízení), který dokáže tyto zvukové signály měnit napět'ový signál. Tento signál je však potřeba zesílit. Po jeho zesílení je signál označen jako $E(t)$, tedy přijaté echo zaznamenán. Pro tento účel slouží poskytnutý osciloskop, který zaznamená oba signály $S(t)$ a $E(t)$, vykreslí je na obrazovku. Dokáže je vzorkovat se zvolenou vhodnou vzorkovací frekvencí a uložit na přenosné médium.



Obrázek 17 Ukázka návrhu zapojení měřicí soustavy

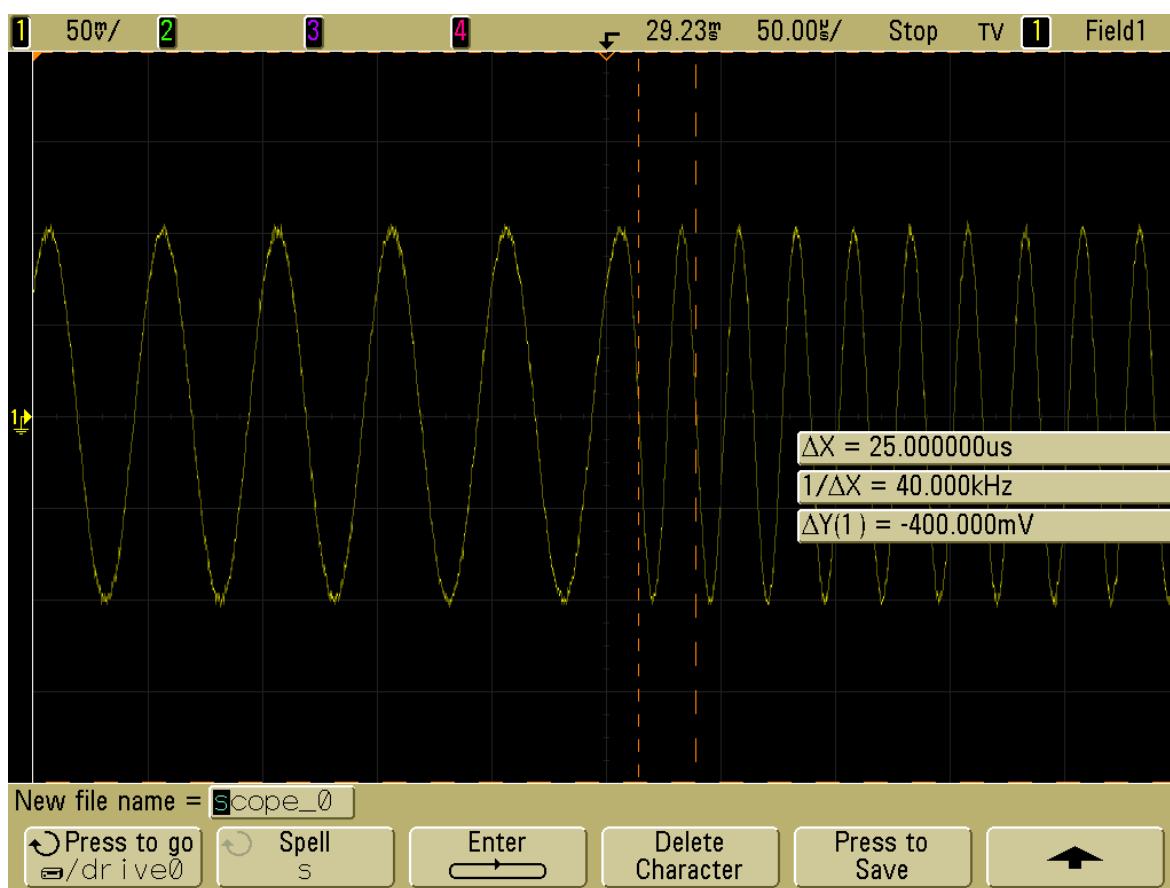
Na Obrázku č. 17 lze vidět návrh zapojení měřicí soustavy dle výše popsaných specifikací.

Výstup z paměťového osciloskopu, jak je zde naznačen, je vzorkovaný a v podobě souboru ASCII znaků, který se skládá ze tří sloupců, v prvním je čas daného vzorku, ve druhém a třetím jsou pak uloženy amplitudy ve voltech signálu a echa v daném čase.

4 MĚŘENÍ

Měření spočívá v nastavení hlavní osy senzoru do prostoru na objekt vzdálený od jednoho do pěti metrů a spuštění funkčního generátoru. Zapojený osciloskop následně vykreslí oba signály, jak vstupní signálu $S(t)$, tak i echo $E(t)$. Oba signály si pak stisknutím tlačítka „Single“ uložím na obrazovku osciloskopu, kde je možno navolit počet vzorků a uložit si data na přenosné médium.

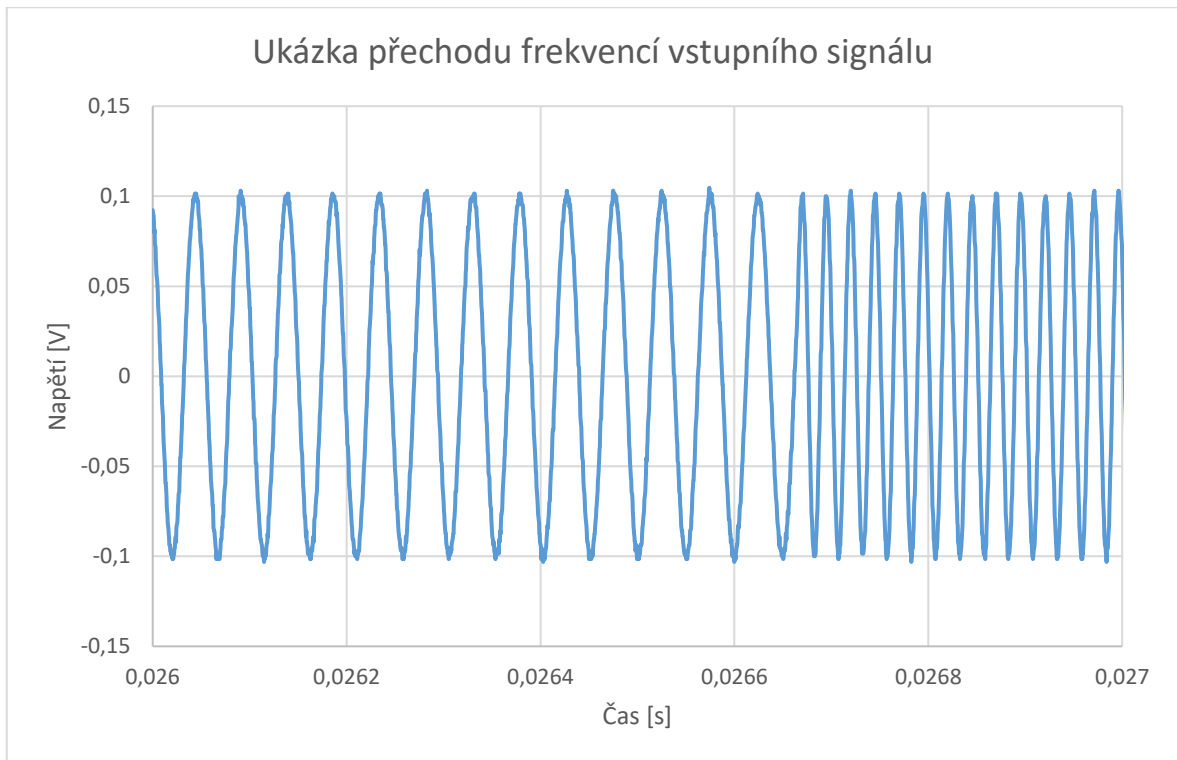
Funkční generátor je pro všechna měření nastaven tak, aby generoval sinusový signál s lineárně se měnící frekvencí od 40 kHz po 20kHz a periodou rozmítání 100 ms.



Obrázek 18 Ukázka měření vstupního signálu na osciloskopu

Takto vygenerovaná data jsou uložena do počítače, kde lze díky dostatečnému počtu vzorků signál přesně rekonstruovat a dále zpracovávat. Na obrázku 18 je ukázka vygenerovaného vstupního signálu tak, jak jej zobrazuje osciloskop. Tento obraz je uložený pomocí „Single“, takže zde je také možnost zobrazit informace o frekvenci a periodě daného signálu, čímž je možno se přesvědčit, že je generován signál se správnými parametry. Signál na tomto obrázku je pozastavený a přiblížený tak, aby bylo jasně vidět změnu ze spodní frekvence na horní.

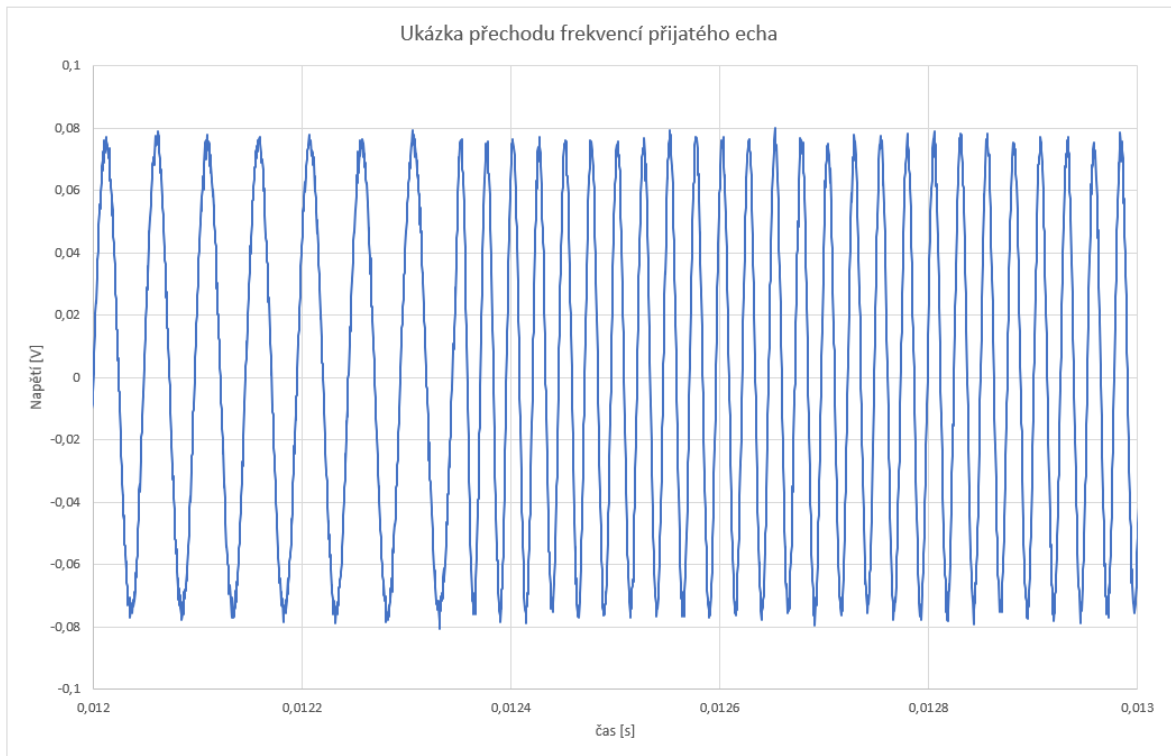
4.1 Rekonstrukce vstupního signálu



Obrázek 19 Ukázka vstupního signálu

Na obrázku 19 je ukázka rekonstruovaného vstupního signálu, vykreslená aplikací Excel. Z důvodu vysoké frekvence a relativně dlouhé periody rozmítání je zde vykreslena pouze ukázka přechodu z frekvence 20 kHz na 40 kHz, který jak je zde vidět, probíhá skokově.

4.2 Rekonstrukce echa

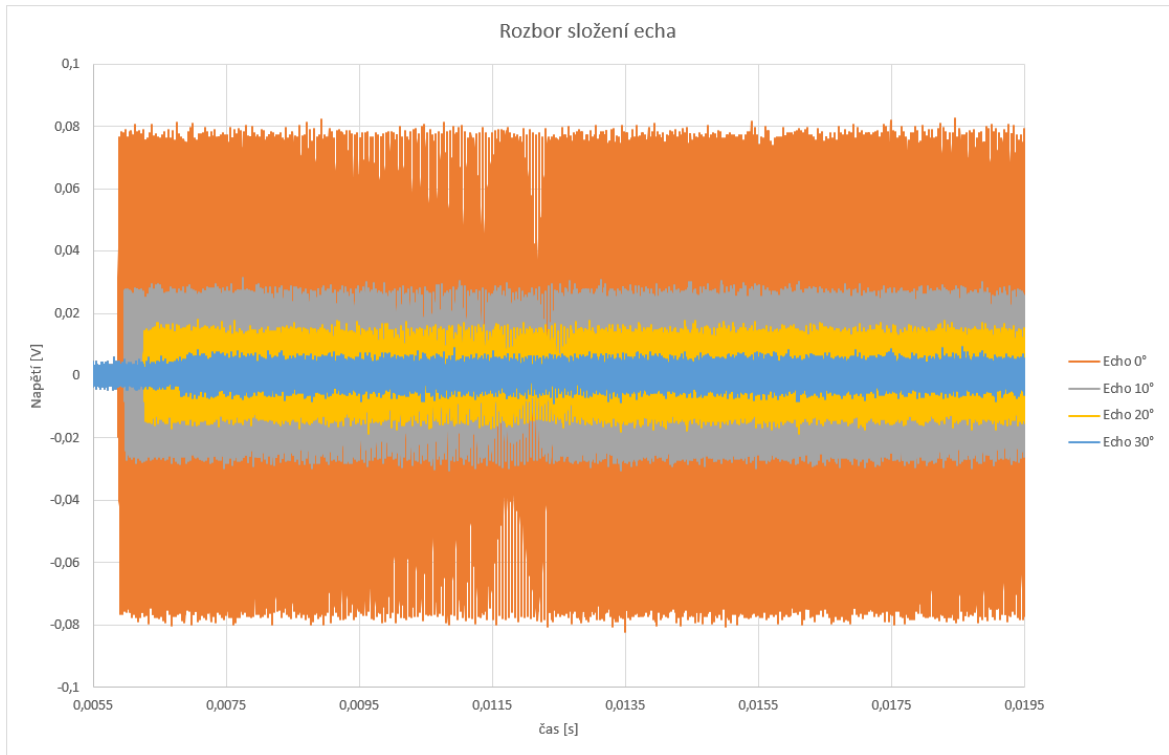


Obrázek 20 Ukázka přijatého echa

Na obrázku 20 je ukázán rekonstruovaný signál odraženého echa v aplikaci Excel. Stejně jako u ukázky vstupního signálu (Obrázek 19) zde je ukázán pouze přechod z dolní frekvence na horní frekvenci. Je dobře patrné, že signál má sníženou amplitudu oproti vstupnímu a také na něm můžeme pozorovat, že není zdaleka tak přesný jako vstupní signál. Toto má za následek fakt, že měření neprobíhalo v ideálním prostředí a vliv zde měly, jak šum, tak i postranní laloky odraženého signálu.

4.3 Rozbor echa

V teoretické části se 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.



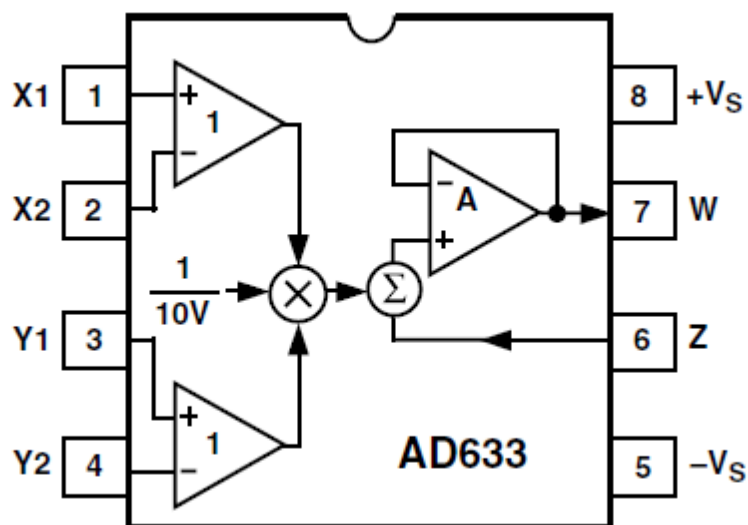
Obrázek 21 Ukázka složení přijatého echa

Na obrázku 21 lze vidět přibližné složení přijatého echa. Data jsou naměřená tím způsobem, že snímačem se otáčelo kolem své osy vždy po 10° a provedlo se měření. Díky tomu lze vidět, jak přibližně vypadají některé složky přijatého echa.

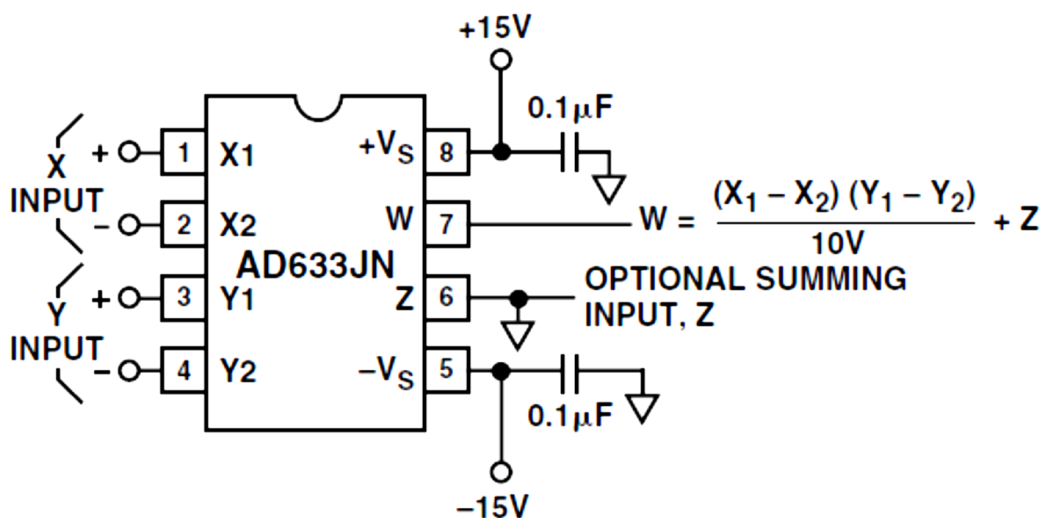
Na základě tohoto poznatku víme, že na rozdíl od teorie, v praxi nesnímáme pouze echo, ale součet všech ech od odražených postranních laloků. Tento poznatek pak dává možnost, vyhodnotit tvar měřeného objektu přímo z frekvenčního rozkladu. Měření, které je zde takto rozebráno je měření proti kolmé ploše a dále se tomuto problému věnuji níže, v kapitole 5.4 o určování měřených objektu.

5 VYHODNOCOVÁNÍ NAMĚŘENÝCH DAT

Jak je uvedeno v teoretické části, je dále nutné provést vynásobení vstupního signálu a přijatého echa. Násobení signálů mohlo být realizováno několika způsoby, teoreticky stačilo pouze zapojit do měřící soustavy analogovou násobičku signálů, která by provedla součin dvou napěťových signálů a na osciloskopu by tedy bylo možné zaznamenávat pouze jeden signál, tedy násobek vstupního signálu a echa v čase.



Obrázek 22 Funkční blokové schéma násobičky Analog Devices AD633JN s označením pinů [11].



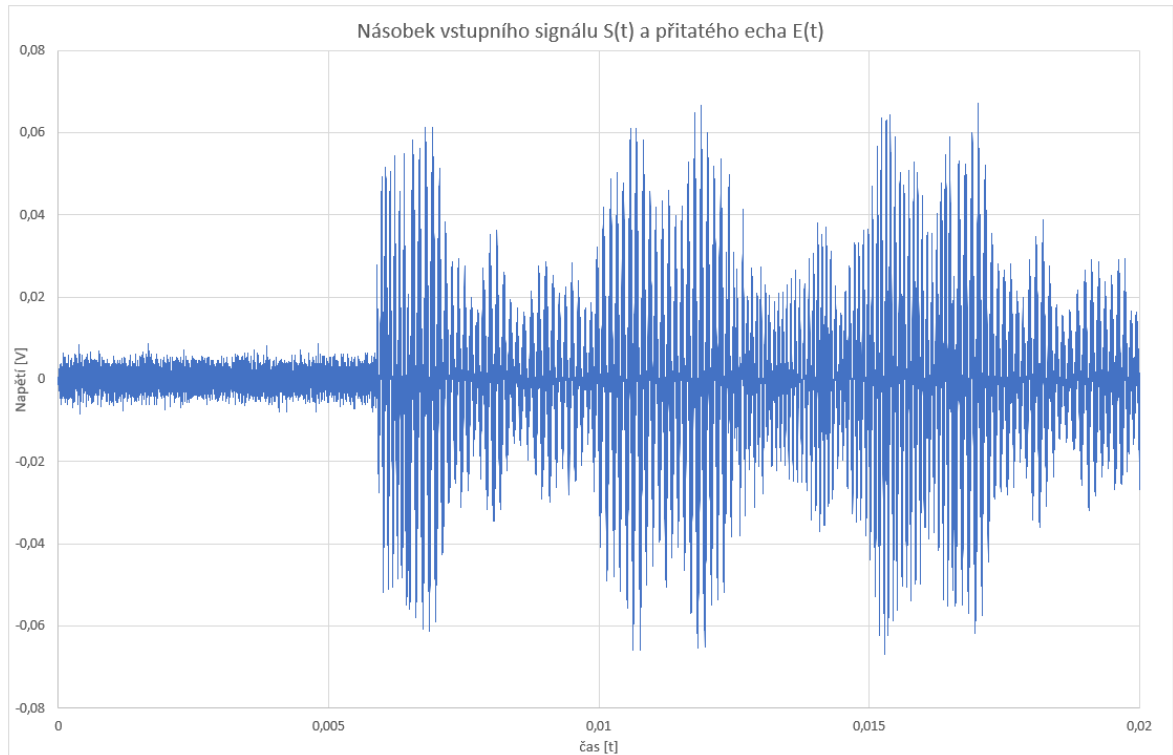
Obrázek 23 Zapojení násobičky Analog Devices AD633JN při násobení signálů [11].

Druhá možnost je zaznamenat oba signály ve vzorkovaném tvaru a jejich vynásobení provést způsobem vynásobení diskretních signálů, což je přímo umožněno tím, že osciloskop oba signály zaznamená najednou a vzorkování pak probíhá u obou signálů synchronně. To však samozřejmě s sebou přináší lehce složitější způsob zpracování signálu a přípravu pro další operace, nicméně by však rekonstrukce samotného vstupního signálu a samotného echa mohla přinést další praktické informace o dějích probíhajících při měření a dále také vliv tvaru měřených objektů na tvar a vlastnosti přijatého echa. Z toho důvodu, že tato práce má za úkol co nejvíce prozkoumat vlastnosti snímání CTFM sonaru, byla zvolena možnost zaznamenávat oba signály paralelně a provádět jejich součin diskretně. Díky tomuto zvolenému způsobu je možné rekonstruovat oba signály (ukázky signálů jsou uvedeny na obrázcích 19 a 20) a porovnávat různé tvary echa při měření rozdílných objektů.

Další část vyhodnocování spočívá v určování vzdálenosti měřeného objektu ve frekvenční oblasti. K tomuto účelu byl v programovacím jazyce Java naprogramován jednoduchý program, který je schopen převzít si signál v podobě vzorků ze souboru ve formátu .csv, provést FFT na vzorky načtené ze souboru a následně výsledky FFT zpátky zase zapsat do souboru s formátem .csv.

5.1 Násobení signálů

Je třeba zdůraznit, že oba signály jsou vzorkovány synchronně. Tedy vzorky obou signálů jsou ve stejném čase a násobení takovýchto dvou signálů už pak je omezeno na jednoduché vynásobení dvou sobě si odpovídajících hodnot. Signály jsou následně oba importovány do programu Excel ve formátu tabulek a následně násobeny tak, že je prováděno násobení hodnot napětí obou signálů mezi sebou a ponechána původní časová osa, která pak odpovídá časové ose násobku. Zde je také možno takto vzniklý signál rekonstruovat.

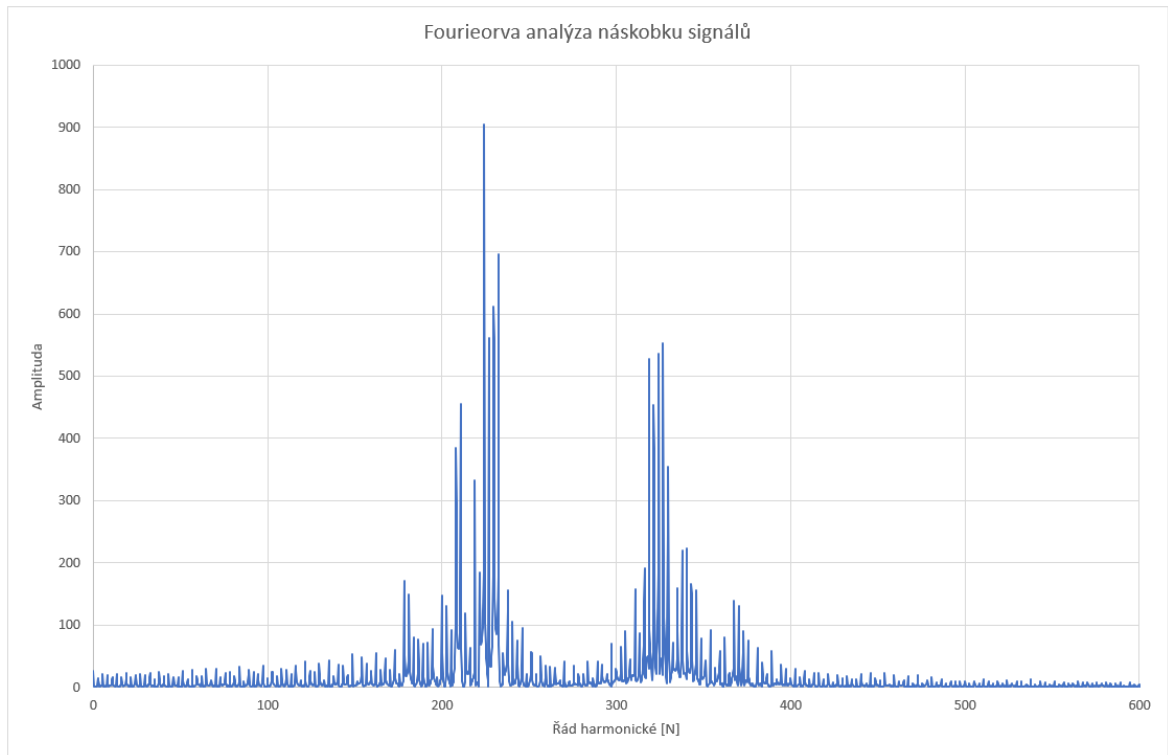


Obrázek 24 Ukázka vynásobeného vstupního signálu a přijatého echa

Na obrázku 24 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 vyhodnocují

5.2 Zpracování pomocí FFT

V této části práce je násobek vstupního signálu a přijatého echa zpracován pomocí FFT algoritmu. K tomu účelu byl naprogramován program v programovacím jazyce Java, který umožňuje převzít signál ve formě souboru a také po dokončení algoritmu zapsat jeho výsledky do souboru ve formátu .csv. Tento formát byl zvolen z toho důvodu, že celé vyhodnocování naměřených dat je prováděno v programu Excel.



Obrázek 25 Fourierova analýza násobku vstupního signálu a naměřeného echa

Na obrázku 25 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.

5.3 Vyhodnocení vzdálenosti objektu

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:

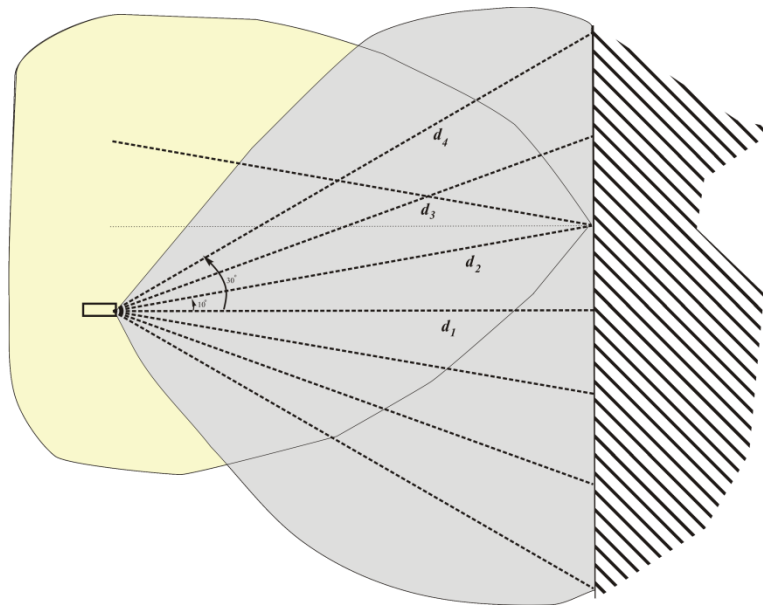
$$r = 2240 * \frac{342}{4 * 2 * 10^5} \cong 1,004 \text{ m}$$

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

5.4 Měření vybraných stojících objektů a jejich rozdíly ve vyhodnocení

V části 4.3 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 senzorem měřím. Pro tuto část měření bylo vybráno pět různých typových objektů, které jsou zde přiblíženy právě z frekvenčního obsahu signálu.

5.4.1 Měření proti kolmé ploše (zeď)



Obrázek 26 Model odrazu ultrazvukového signálu od kolmé stěny

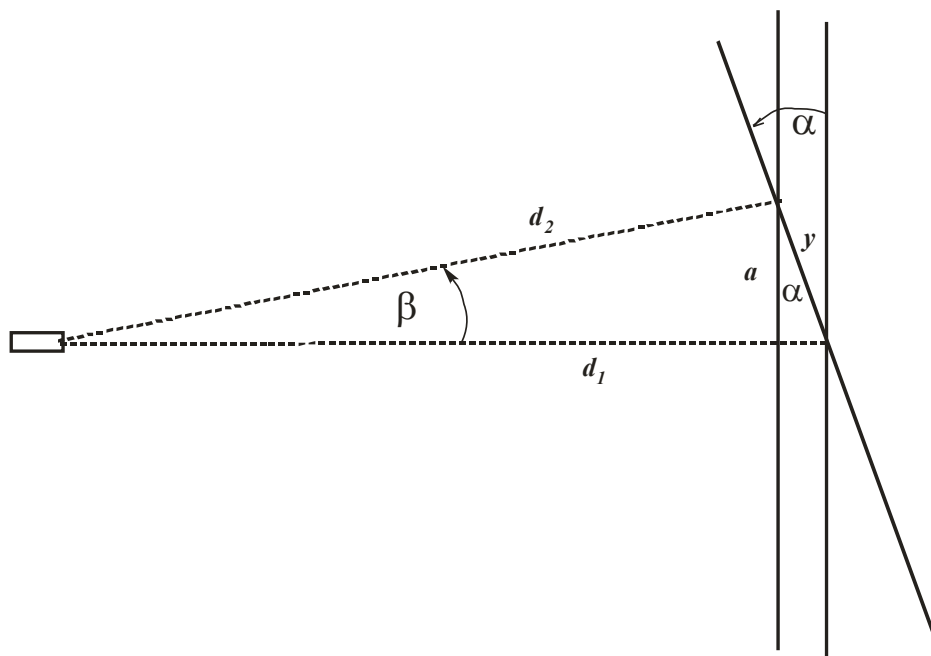
Na obrázku 26 je ukázán teoretický model odrazu zvuku od kolmé stěny. Z toho je možno jasně vyčíst, že kromě vzdálenosti d_1 , která platí za hlavní vzdálenost objektu je zde také mnoho vzdáleností okolo, které se také na výsledek měření podílí. Při měření pak vyniknou právě pouze informace o vzdálenostech, které s původní vzdáleností d_1 svírají úhel menší než 30° . Odražené signály za touto hranicí už jsou tak silně utlumené, že je už senzor není schopen uspokojivě zaznamenat.

Na obrázku 25 Fourierovy analýzy pak lze vidět, jakým způsobem se postranní laloky projevují na frekvenčním obsahu, který je také rozebírán výše na obrázku 21.

Na obrázku 26 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.

5.4.2 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.



Obrázek 27 Model odrazu ultrazvukového signálu od šikmé stěny

Z obrázku 27 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 rovnicí:

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

Rovnice je kvadratická, tedy bude mít dvě řešení, což je logické, pokud vztaženo na daný problém, jedno řešení bude odpovídat vzdálenosti kde β bude úhel kladný a druhé kde bude záporný.

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°, 20° a 30°.

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

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

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

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

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

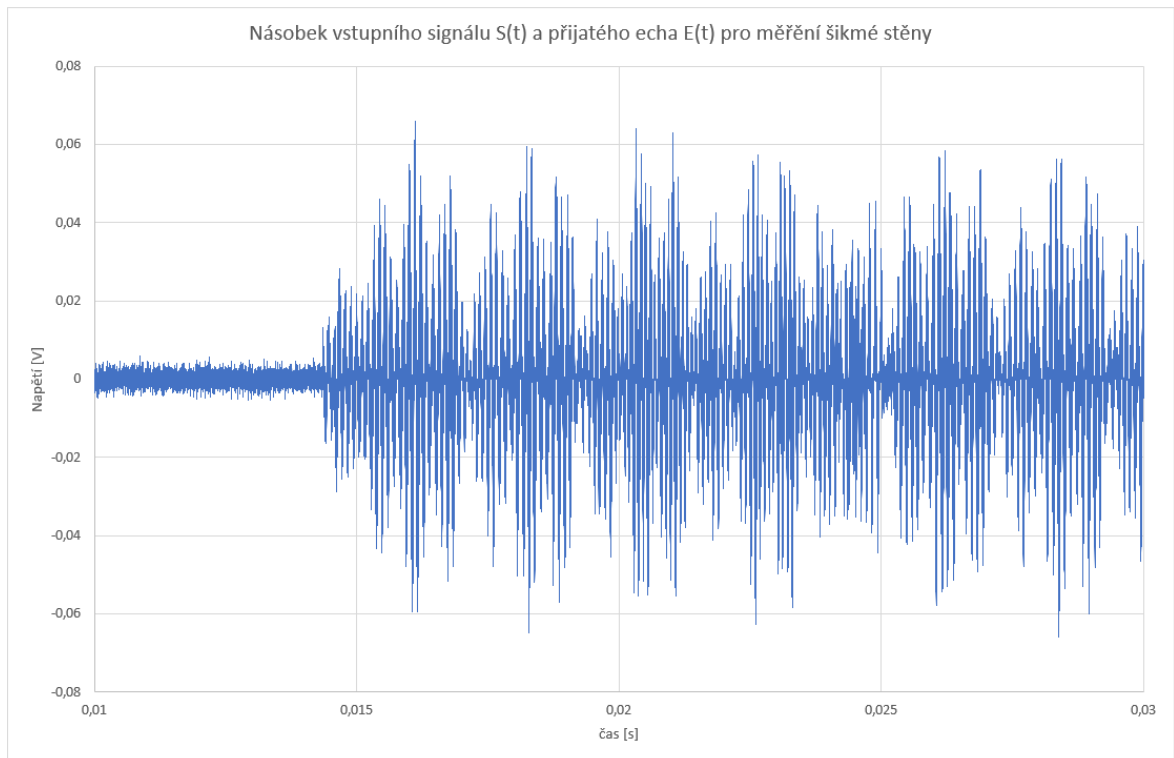
$$2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(-10^\circ)}{\cos 20^\circ + \cos 40^\circ} = 2,842895$$

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

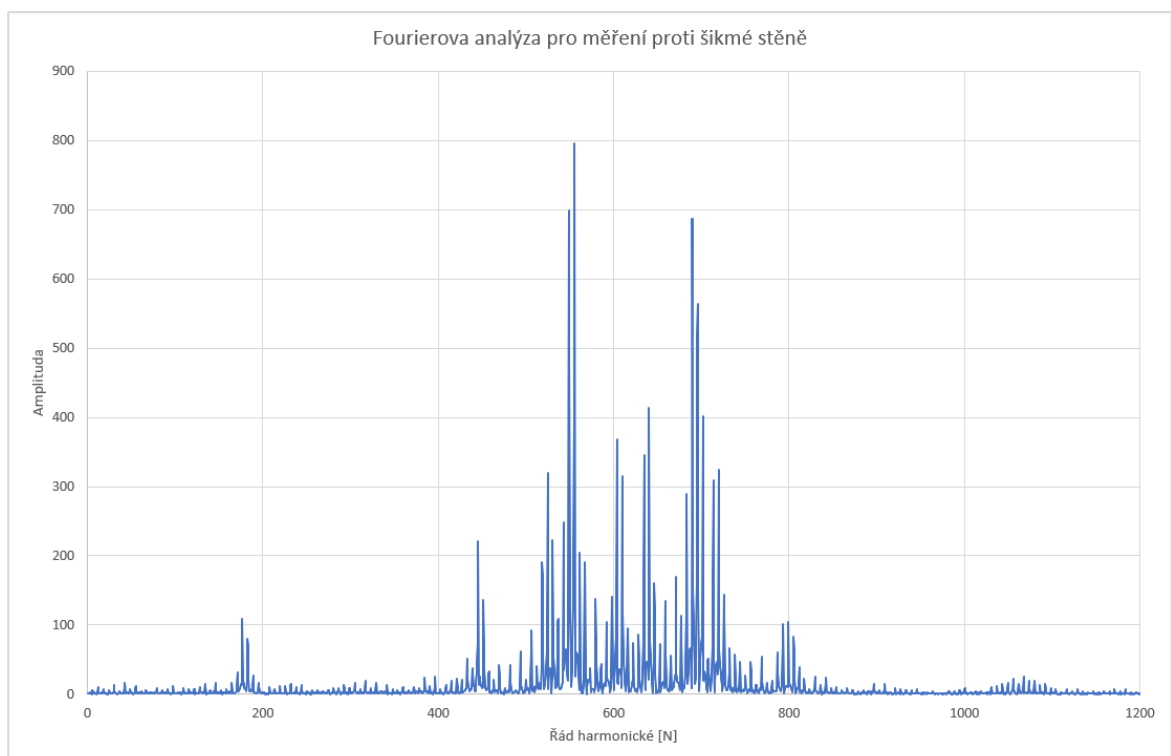
$$d_{4_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos 10^\circ * \cos(60^\circ)}{\cos 20^\circ + \cos 60^\circ} = 2,620026$$

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

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.



Obrázek 28 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření válce



Obrázek 29 Fourierova analýza signálu při měření šikmé stěny

Jak je vidět na obrázku 29, 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 $d_2 - d_4$.

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:

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

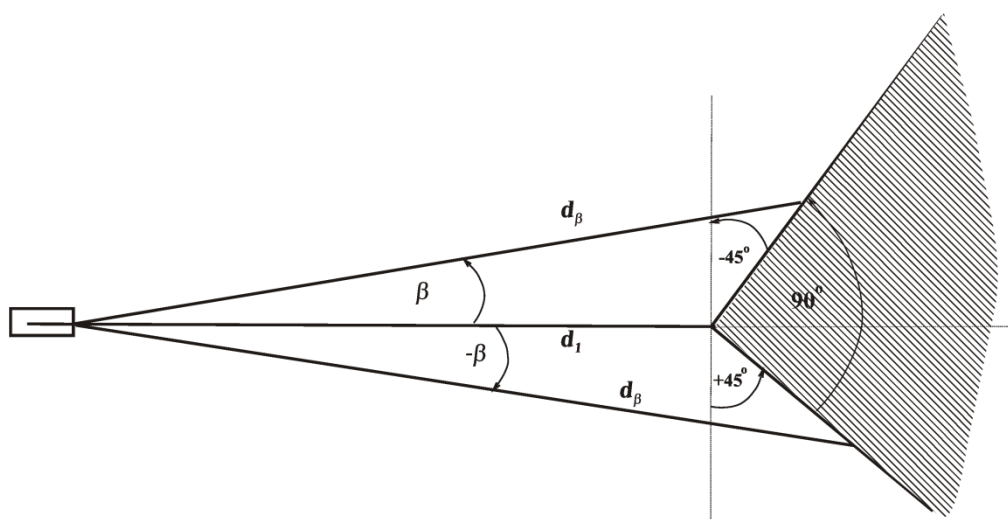
Po dosazení do vztahu (2.1.2.4) je pak výpočet vzdálenosti proveden jako:

$$r = 5560 * \frac{343}{4 * 190734,9} \cong 2,4996 \text{ m}$$

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

5.4.3 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.



Obrázek 30 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-vypuklý

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

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 $\alpha = \pm 45^\circ$, $\beta = 20^\circ$:

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

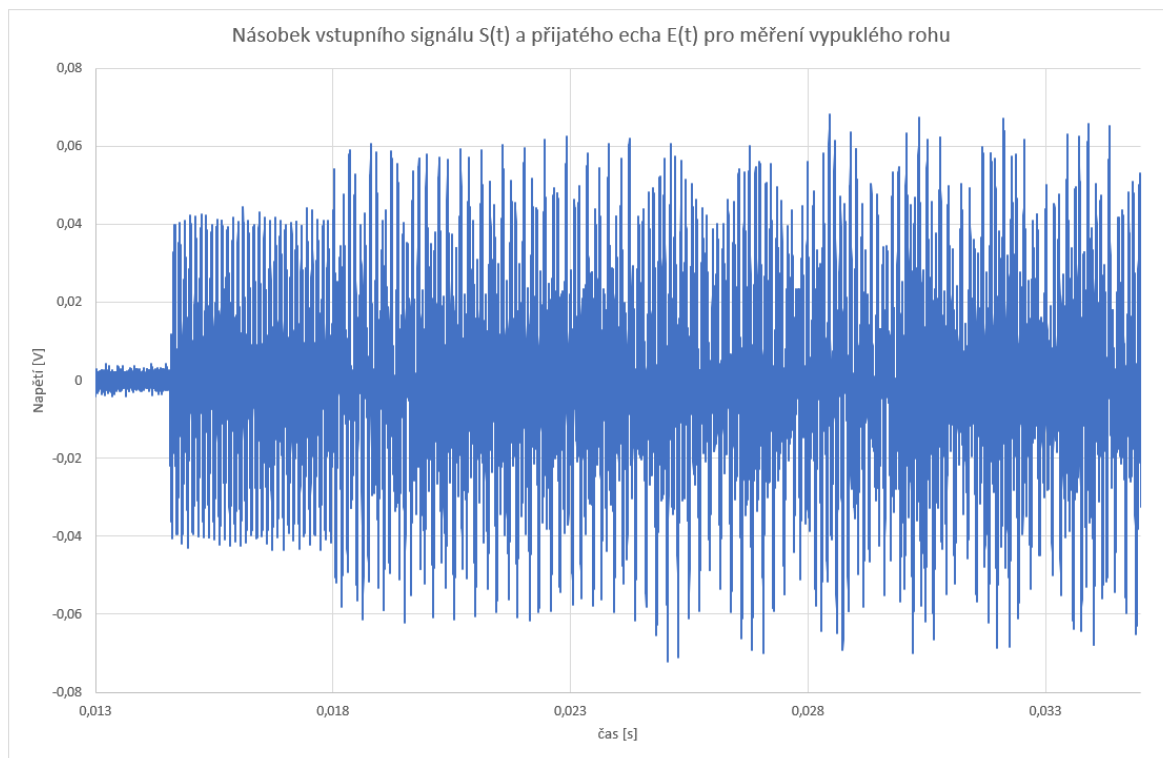
$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 65^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 40^\circ} = 4,18289$$

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

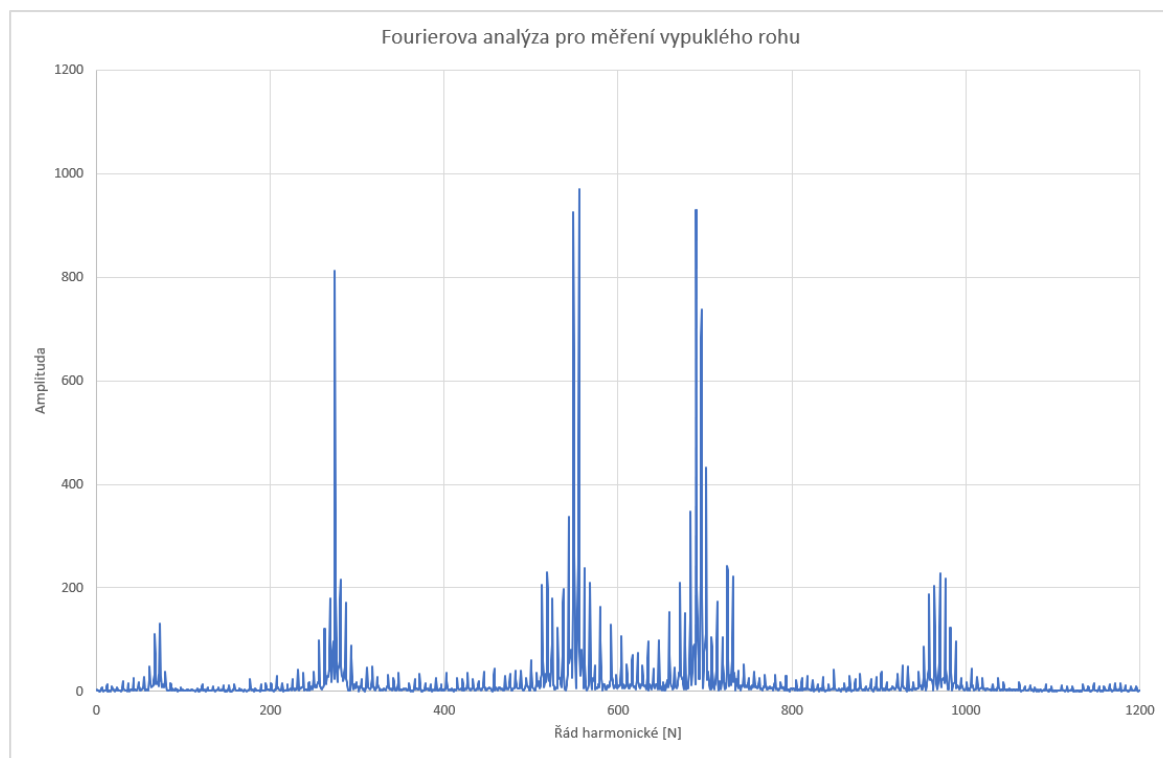
$$d_{4_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-25^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 40^\circ} = 6,830127$$

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

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.



Obrázek 31 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření vypuklého rohu



Obrázek 32 Fourierova analýza signálu při měření vypuklého rohu

Jak je vidět na obrázku 32, 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 $d_2 - d_4$.

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:

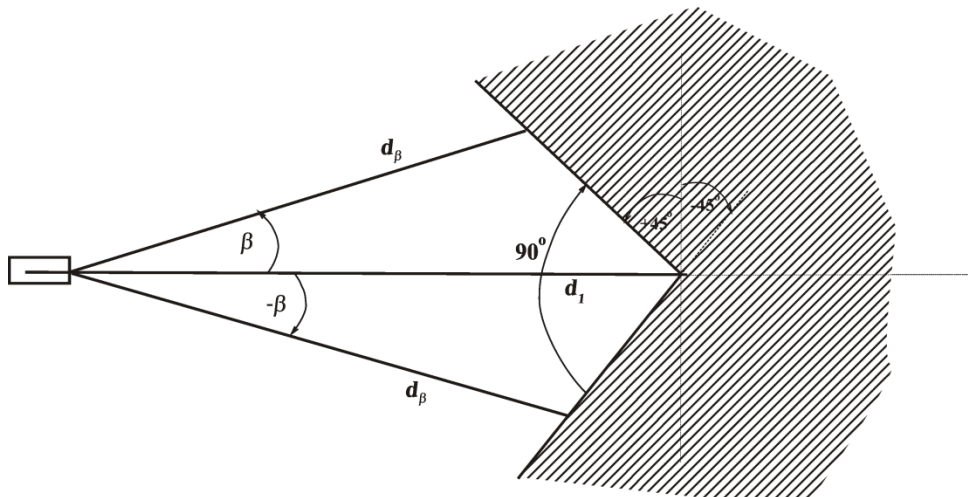
$$f_e = 555 * 10 = 5550 \text{ Hz}$$

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

$$r = 5550 * \frac{344}{4 * 190734,9} \cong 2,5042 \text{ m}$$

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

5.4.4 Odraz od rohu – dutý



Obrázek 33 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-dutý

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.

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

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

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

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

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

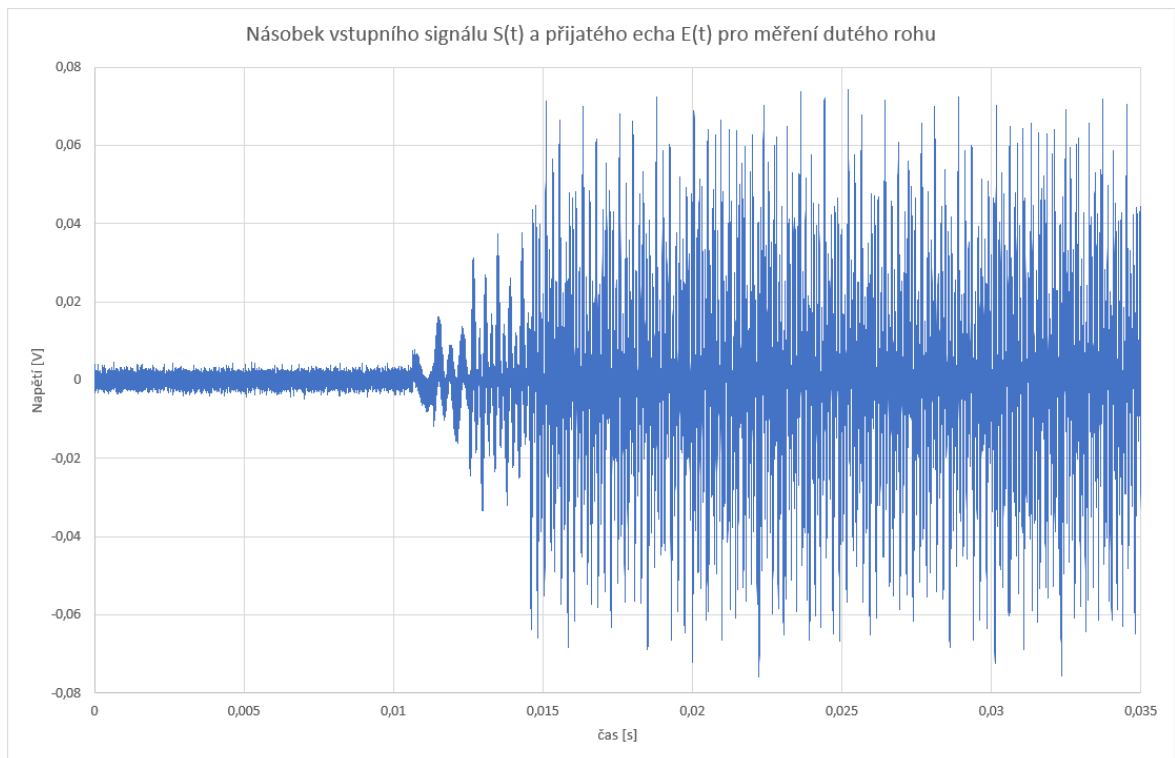
$$2 * \frac{2,5 * \cos 45^\circ * \cos 65^\circ}{\cos 90^\circ + \cos 40^\circ} = 1,950515$$

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

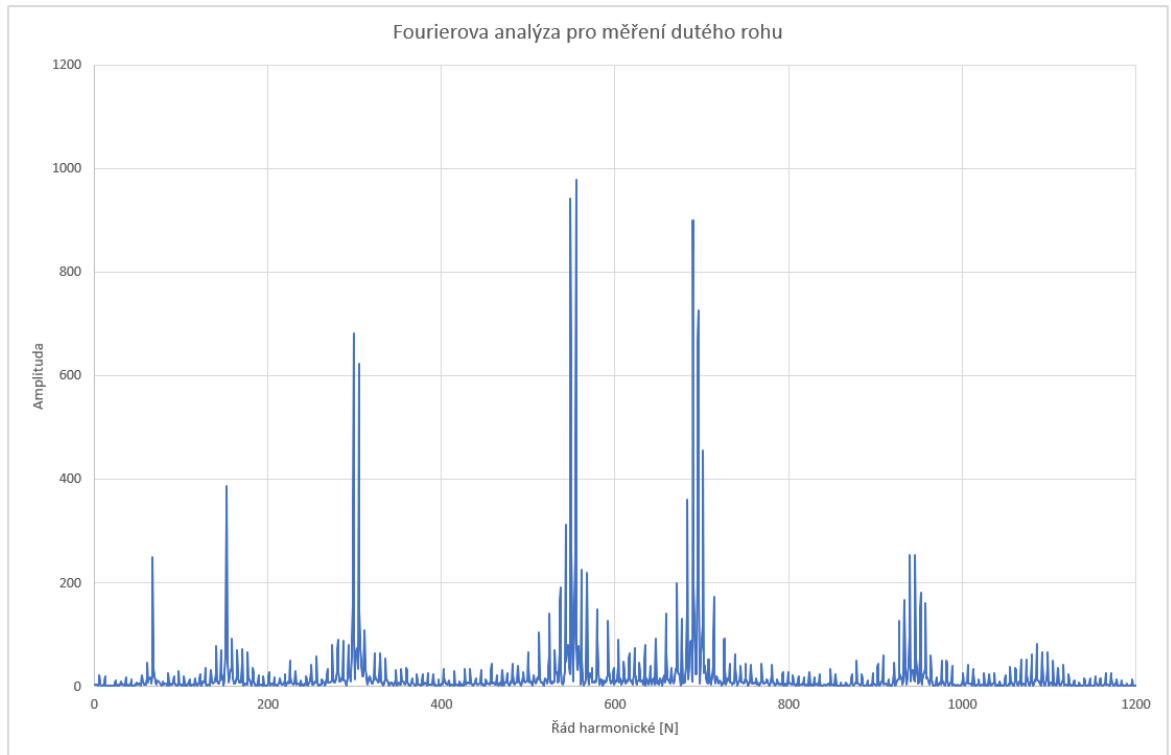
$$d_{4_{1/2}} = 2 * \frac{d_1 * \cos\alpha * \cos(\alpha \pm \beta)}{\cos 2\alpha + \cos 2\beta} = 2 * \frac{2,5 * \cos(-45^\circ) * \cos(-25^\circ)}{\cos(-90^\circ) + \cos 40^\circ} = 1,830127$$

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

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.



Obrázek 34 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření dutého rohu



Obrázek 35 Fourierova analýza signálu při měření dutého rohu

Jak je vidět na obrázku 35, 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 $d_2 - d_4$.

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:

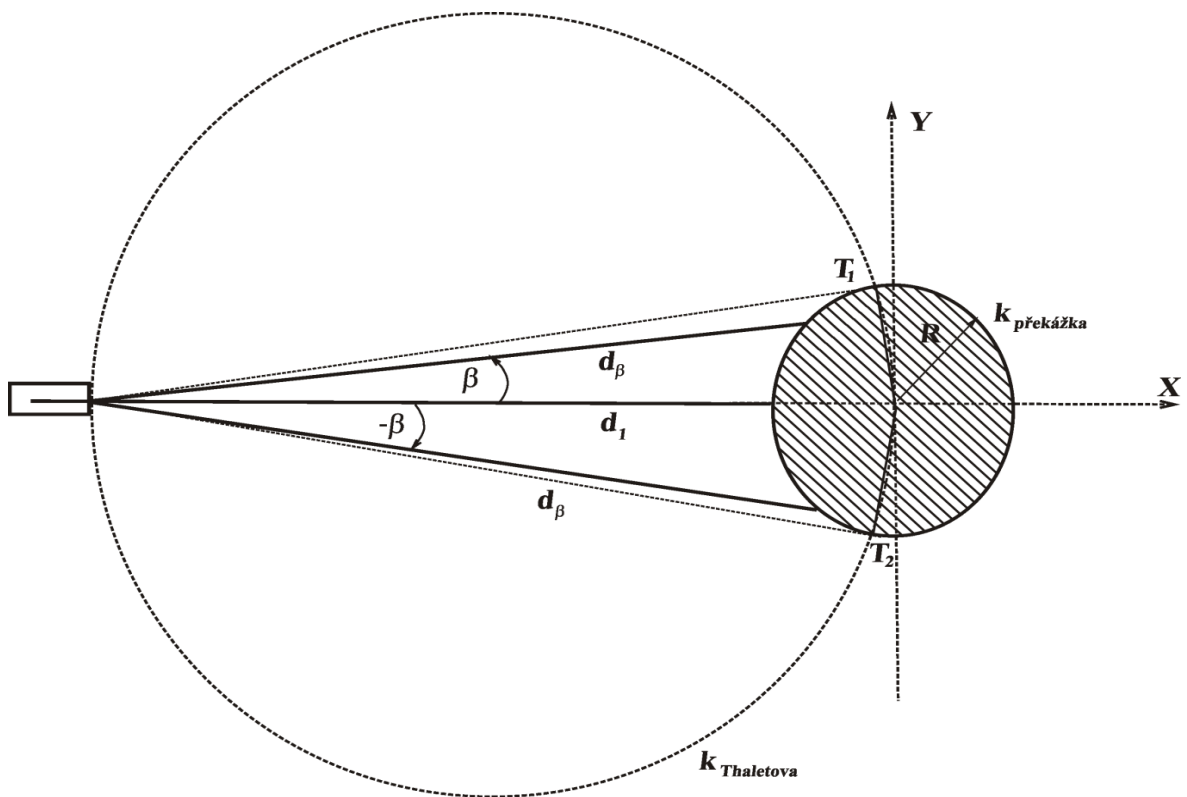
$$r = 5560 * \frac{343}{4 * 190734,9} \cong 2,497 \text{ m}$$

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

5.4.5 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.

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 36 Model odrazu ultrazvukového signálu od válce

Nejprve je třeba určit rovnice obou kružnic:

$$k_{\text{překážka}}: x^2 + y^2 = R^2 \text{ a } k_{\text{Thaletova}}: \left[x + \frac{1}{2} * (d_1 + R) \right]^2 + y^2 = \frac{1}{4} * (d_1 + R)^2$$

Z rovnice pro $k_{\text{překážka}}$ je možno vyjádřit že $y^2 = R^2 - x^2$, tedy platí že:

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

$$\rightarrow x * (d_1 + R) + R^2 = 0 \rightarrow x = \frac{R^2}{(d_1 + R)}$$

$$y^2 = R^2 - x^2 = R^2 - \frac{R^4}{(d_1 + R)^2} = \frac{R^2 * (d_1 + R)^2 - R^4}{(d_1 + R)^2} \rightarrow$$

$$\rightarrow x = \frac{R^2}{(d_1 + R)}$$

$$y = \pm \frac{R}{d_1 + R} * \sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}$$

Tedy pro maximální úhel β_{max} , který ještě vyvolá odraz, platí:

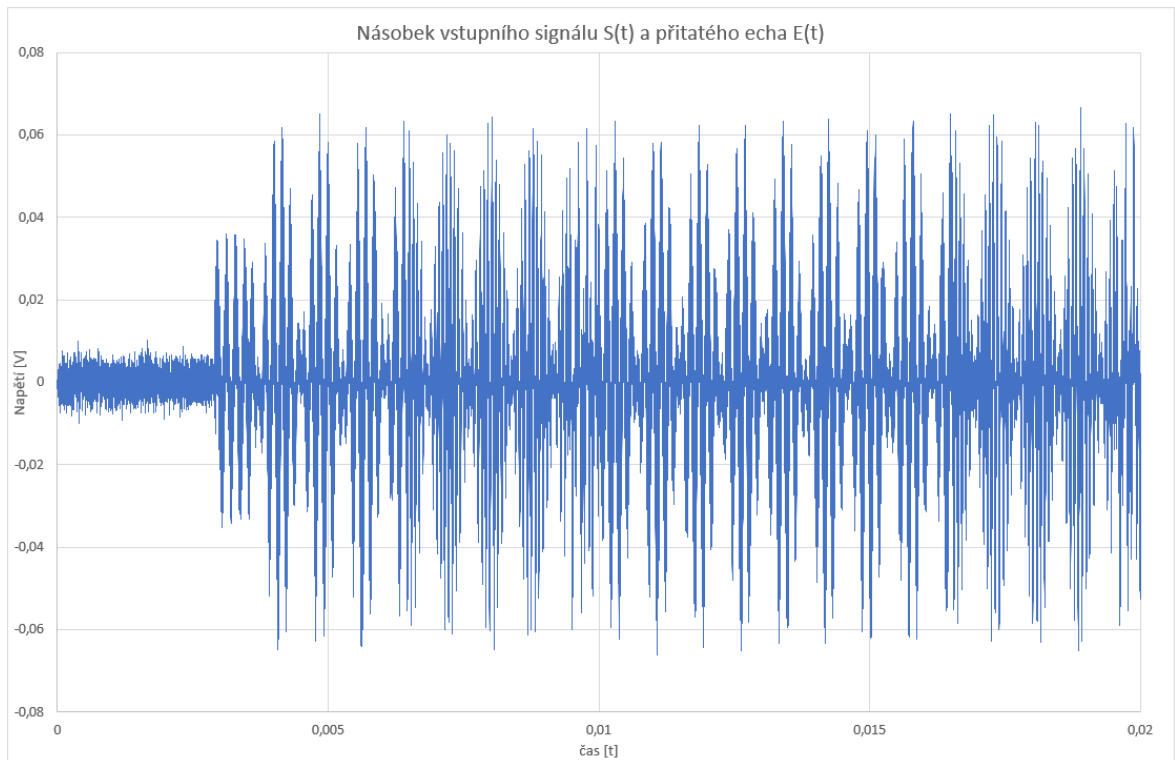
$$tg\beta_{max} = \frac{\frac{R}{d_1 + R} * \sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}}{d_1 + R - \frac{R^2}{(d_1 + R)}} = \frac{R}{\sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \beta_{max} = arctg \frac{R}{\sqrt{d_1 * (d_1 + 2 * R)}}$$

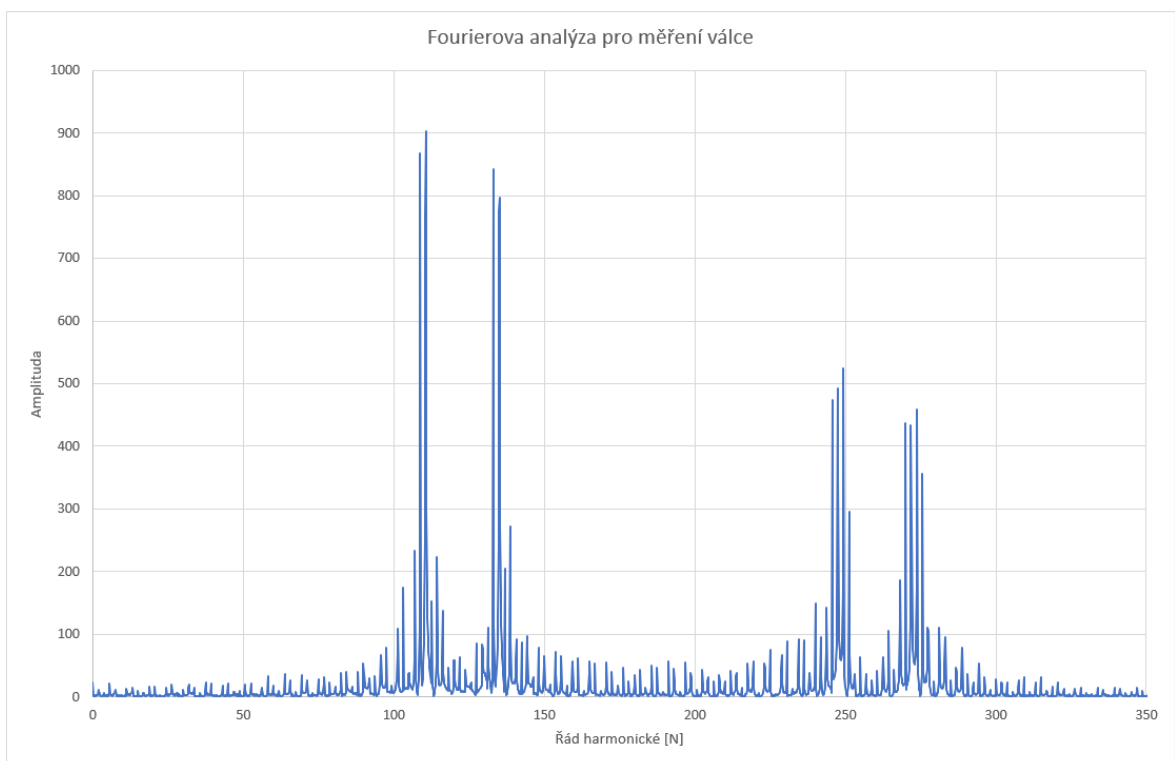
Nyní je tedy možno vypočítat maximální úhel odrazu. Měřený objekt je o poloměru $R = 0,1\text{m}$ ve vzdálenosti $d_1=0,5\text{m}$, tedy:

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

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.



Obrázek 37 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření válce



Obrázek 38 Fourierova analýza signálu při měření válce

Jak je vidět na obrázku 38, 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.

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

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:

$$r = 1110 * \frac{343}{4 * 190734,9} \cong 0,49903 \text{ m}$$

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

ZÁVĚR

Hlavní myšlenkou při zadávání této práce byla potřeba vyzkoušet metodu vyhodnocení vzdálenosti sonarovým snímačem pomocí rozboru frekvenčního spektra přijatého signálu v laboratorních podmínkách pro stacionární měření, tedy nepohyblivý senzor i cíl. Tato metoda je bohatě popsána v různých knihách, zejména na téma robotika, část sensoriky, nicméně nikde nejsou uvedeny reálné výsledky této metody, tedy je vždy jen popsána. Metoda stojí na poznatku, že při vynásobení dvou v čase posunutých signálů nese výsledný signál ve frekvenčním spektru informaci o posunutí těchto signálů, pokud se jeden z těchto signálů šíří prostředím, tedy i informaci o vzdálenosti. Vyhodnocování z frekvenční oblasti však s sebou přináší velké množství výhod, nejvíce však 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. Tato práce tedy měla za úkol zjistit, zda vůbec metoda má smysl, jestli je vyhodnocování vzdálenosti přesné a jakým způsobem by se daly 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 měřící soustavu v DYNASTu bylo zjištěno, že při správném návrhu se Fourierova analýza násobků dvou signálů zmenší pouze na hlavní frekvenční peak, který nese informaci o vzdálenosti, tedy signál má podobu jedné harmonické.

V praktické části byla nejprve potřeba navrhnout měřicí soustavu. Z teoretické části je poměrně jasné, co je potřeba pro reálné měření, tedy návrh zapojení byl poměrně jednoduchý. Větší problémy představovalo obstarání požadovaných komponent na trhu. Pokud jde o senzor, bylo třeba se uchýlit k jeho složení ze dvou částí, tedy komerčního mikrofónu a reproduktoru. Dále také byly kladeny poměrně velké nároky na používaný osciloskop, který však naštěstí byl k dispozici přímo na fakultě.

Po úspěšném zapojení a naměření dat bylo dále potřeba data nějakým způsobem vyhodnotit a výsledky interpretovat. Zejména bylo potřeba naprogramovat vyhodnocovací program, který by převzal naměřená data a aplikoval na ně Fourierovu transformaci. K tomuto účelu byl zvolen programovací jazyk Java a algoritmus Cooley-Turkey FFT, tedy algoritmus de-cimace v čase. Výsledkem algoritmu byly komplexní hodnoty amplitud jednotlivých harmonických, ze kterých se skládal původní signál. Z těchto hodnot pak bylo třeba vypočítat jejich amplitudy a přidat řád jednotlivých harmonických, který se odvíjí od celkového počtu vzorků a vzorkovací periody. Odpovídající hodnoty byly dále pro jednotlivá měření pomocí aplikace Excel vykreslovány do grafů Fourierovy analýzy, ze kterých byla dále určena vzdálenost a tvar měřených objektů.

Měření potvrdila očekávání, tedy se projevila robustnost této metody pro vyhodnocování vzdálenosti i v poměrně vysoce zašuměném prostředí. Zajímavostí u této metody je skutečnost, že vyhodnocování objektů lze provést pouze jediným měřením, pomocí jediné periody rozmítání, tedy není třeba při měření se senzorem nějakým způsobem pohybovat, nebo ho otáčet okolo vlastní osy. Stačí si pouze vyjádřit matematický model daného objektu a podle výsledků propočtů vzdáleností jednotlivých frekvenčních peaků objekt určit.

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. 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] 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/data-sheets/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>

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

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 Ukázka CTFM modulace signálu.....	16
Obrázek 2 Příklad FFT pro 8 bodů Fourierovy transformace	19
Obrázek 3 Měřená soustava v simulačním prostředí DYNAST.....	20
Obrázek 4 Průběhy vstupního signálu, echa a jejich násobku při horní frekvenci 4 kHz a periodě $T = 0,00862$	21
Obrázek 5 Fourierova analýza signálu vycházejícího ze signálové násobičky	21
Obrázek 6 Fourierova analýza násobku signálů po výstupu z filtru typu dolní propust	22
Obrázek 7 Ukázka frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr	23
Obrázek 8 Graf potlačení frekvence a změny fáze z aplikace FilterPro.....	23
Obrázek 9 Ukázka výstupu z frekvenčního filtru pro sonarový dálkoměr	24
Obrázek 10 Funkční generátor Agilent 33220 A.....	27
Obrázek 11 Osciloskop Agilent DSO 6104 A.....	28
Obrázek 12 Reproduktor XT25SC50-04 Peerless (Hong-Kong)	28
Obrázek 13 Charakteristika reproduktoru XT25SC50-04 fy Peerless (Hong-Kong) [13].	29
Obrázek 14 mikrofon fy Brüel & Kjaer Type 4189.....	29
Obrázek 15 Typická směrová charakteristika mikrofonu fy Brüel & Kjaer Type 4198 [12].	30
Obrázek 16 Výkonový zesilovač vstupního signálu.....	30
Obrázek 17 Ukázka návrhu zapojení měřící soustavy.....	31
Obrázek 18 Ukázka měření vstupního signálu na osciloskopu	32
Obrázek 19 Ukázka vstupního signálu	33
Obrázek 20 Ukázka přijatého echa	34
Obrázek 21 Ukázka složení přijatého echa.....	35
Obrázek 22 Funkční blokové schéma násobičky Analog Devices AD633JN s označením pinů [11]......	36
Obrázek 23 Zapojení násobičky Analog Devices AD633JN při násobení signálů [11].	36
Obrázek 24 Ukázka vynásobeného vstupního signálu a přijatého echa	38
Obrázek 25 Fourierova analýza násobku vstupního signálu a naměřeného echa.....	39
Obrázek 26 Model odrazu ultrazvukového signálu od kolmé stěny.....	40

Obrázek 27 Model odrazu ultrazvukového signálu od šikmé stěny	41
Obrázek 28 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření válce...43	
Obrázek 29 Fourierova analýza signálu při měření šikmé stěny	43
Obrázek 30 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-vypuklý	44
Obrázek 31 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření vypuklého rohu.....	46
Obrázek 32 Fourierova analýza signálu při měření vypuklého rohu.....	46
Obrázek 33 Model odrazu ultrazvukového signálu od rohu-dutý	47
Obrázek 34 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření dutého rohu.....	48
Obrázek 35 Fourierova analýza signálu při měření dutého rohu.....	49
Obrázek 36 Model odrazu ultrazvukového signálu od válce.....	50
Obrázek 37 Ukázka násobku vstupního signálu a přijatého echa pro měření válce...52	
Obrázek 38 Fourierova analýza signálu při měření válce.....	52

SEZNAM PŘÍLOH

P I Kód programu pro FFT v jazyku Java

PŘÍLOHA P I: KÓD PROGRAMU PRO FFT V JAZYKU JAVA

```
package Bakalarka;

import Bakalarka.ExportDoSouboru;

import java.io.File;
import java.io.IOException;

public class FFT {
    // funkce pro vypočítání fft z parametru x[], x musí mít délku v mocn-
    // ních 2
    public static Complex[] fft(Complex[] x)
    {
        int N = x.length;

        // triviální řešení
        if (N == 1)
            return new Complex[] { x[0] };

        // základní podmínka, délka musí být dělitelná dvěma
        if (N % 2 != 0)
        {
            throw new RuntimeException("N is not a power of 2");
        }

        // fft sudých prvků
        Complex[] sude = new Complex[N / 2];
        for (int k = 0; k < N / 2; k++)
        {
            sude[k] = x[2 * k];
        }
        Complex[] q = fft(sude);

        // fft lichých prvků
        Complex[] liche = sude;
        for (int k = 0; k < N / 2; k++)
        {
            liche[k] = x[2 * k + 1];
        }
        Complex[] r = fft(liche);

        // kombinace lichých a sudých
        Complex[] y = new Complex[N];
        for (int k = 0; k < N / 2; k++)
        {
            double vzorek = -2 * k * Math.PI / N;
            Complex wk = new Complex(Math.cos(vzorek), Math.sin(vzorek));
            y[k] = q[k].cScitani(wk.cNasobeni(r[k]));
            y[k + N / 2] = q[k].cOdcitani(wk.cNasobeni(r[k]));
        }
        return y;
    }

    public static void main(String[] args) {
        //main programu, má za úkol načíst jeden csv soubor, provést fft na na-
        // čtené vzorky a výsledek uložit do nového csv souboru
    }
}
```

```

String novy = null;

File testFile = new File("input.csv");
File outFile = new File("outputFile.csv");
try {
    novy = ExportDoSouboru.exportZCSV(testFile);
} catch (Exception e) {
    e.printStackTrace();
}
String[] arr =novy.split(";");
double[] pole = new double[arr.length];

for (int i = 0; i < arr.length; i++) {
    pole[i] = Double.parseDouble(arr[i]);
}

Complex[] mujcinput = new Complex[pole.length];
for (int i = 0; i < pole.length; i++)
    mujcinput[i] = new Complex(pole[i], 0.0);

Complex[] novepole = new Complex[pole.length];

novepole = fft(mujcinput);

try {
    ExportDoSouboru.exportDoCSV(novepole, outFile);
} catch (IOException e) {
    e.printStackTrace();
}
}
}

```

```

package Bakalarka;

```

```

import java.io.BufferedReader;
import java.io.BufferedWriter;
import java.io.File;
import java.io.FileReader;
import java.io.FileWriter;
import java.io.IOException;
//knihovna pro práci se soubory
public class ExportDoSouboru {
    public static String exportZCSV(File csvSoubor) throws Exception {
        FileReader citac = new FileReader(csvSoubor);
        BufferedReader bufferCitac = new BufferedReader(citac);
        String cisla = null;
        String csvText;
        int zaznam = 0;
        try {
            while ((csvText = bufferCitac.readLine()) != null) {
                if(cisla == null)
                {
                    cisla = csvText;
                }
                else
                    cisla = cisla+";"+csvText;
            }
        }
    }
}

```



```

        zaznam++;
        System.out.println("nacitam zaznam: "+zaznam+ "\n");
    }
} catch (Exception e) {
    throw e;
} finally {
    bufferCitac.close();
    citac.close();
}
return cisla;
}

public static void exportDoCSV( Complex[] seznam, File csvSoubor) throws
IOException {
    FileWriter zapisovac = new FileWriter(csvSoubor);
    BufferedWriter bufferZapisovac = new BufferedWriter(zapisovac);
    int zaznam = 0;
    try {
        for (Complex jedno : seznam) {
            zaznam++;
            bufferZapisovac.write(jedno.doCSV());
            bufferZapisovac.newLine();
            System.out.println("ukladam zaznam: "+zaznam+ "\n");
        }
    } catch (IOException e) {
        throw e;
    } finally {
        bufferZapisovac.close();
        zapisovac.close();
    }
}
}

```

```

package Bakalarka;
//knihovna pro objekt komplexní číslo
public class Complex {
    public final double re;
    public final double im;

    public Complex() {
        this(0, 0);
    }

    public Complex(double r, double i) {
        re = r;
        im = i;
    }

    public Complex cScitani(Complex b) {
        return new Complex(this.re + b.re, this.im + b.im);
    }

    public Complex cOdcitani(Complex b) {
        return new Complex(this.re - b.re, this.im - b.im);
    }

    public Complex cNasobeni(Complex b) {
        return new Complex(this.re * b.re - this.im * b.im,

```

```
        this.re * b.im + this.im * b.re);  
    }  
    public String doCSV() {  
        return re + ";" + im;  
    }  
}
```