

UNIVERZITA PARDUBICE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2021

Vojtěch Hůla

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky

**Určení polohy více cílů ze signálů dopplerovského senzoru se třemi přijímači a jedním
vysílačem**

Diplomová práce

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2020/2021

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Vojtěch Hůla**
Osobní číslo: **I19309**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**
Téma práce: **Radarové čidlo s jedním vysílačem a třemi přijímači pro určení více cílů**
Zadávající katedra: **Katedra elektrotechniky**

Zásady pro vypracování

Student rozebere a popíše funkci radarového čidla s jedním vysílačem a třemi přijímači pro zjišťování přítomnosti několika osob v místnosti na fázoměrném principu, kombinovaném s Dopplerovským.

Navrhne vhodný vysílaný signál a jeho parametry. Vypracuje program pro zpracování signálů v Matlabu a ověří jeho funkčnost na jednoduchém modelu pohybující se osoby a několika osob.

Práce navazuje na úlohu, řešenou studentem jako bakalářskou práci i na souběžné experimentální práce ve firmě Steinel.

Rozsah pracovní zprávy:
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

Bezoušek P., Šedivý P., Radarová technika, ČVUT Praha, 2005
Marc Mir Tutusaus, Evaluation of Automotive Commercial Radar for Human Detection, Thesis, University of Helsinki, 2008
Weidong Chen, The ill-posed derivative interpolation and regularized derivative interpolation for band-limited functions sampling., EURASIP Journal of Advances in Signal Processing, 2020, 23, doi: 10.1186/s13634-020-00668-5
Sysel P., Rajmič, P., Goertzel algorithm generalized for non-integer multiples of the base frequency, ELEKTRO-REVUE, 2010, ol. 12, No 2, VUT Brno 2020, ISSN: 1213 – 1539

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.**
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **16. listopadu 2020**
Termín odevzdání diplomové práce: **21. května 2021**

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D. v.r.
děkan

L.S.

Ing. Jan Pidanič, Ph.D. v.r.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 30. listopadu 2020

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 20.08.2021

Bc. Vojtěch Hůla

PODĚKOVÁNÍ

Dovoluji si poděkovat především vedoucímu mé diplomové práce prof. Ing. Pavlu Bezouškovi, CSc. a konzultantovi Ing. Richardu Capalínimu, CSc. za cenné rady, ochotu a pomoc při zpracování mé diplomové práce.

ANOTACE

V diplomové práci je popsána funkce radarového čidla s jedním vysílačem a čtyřmi přijímači pro zjišťování přítomnosti a polohy několika osob v místnosti. Čidlo využívá fázoměrné metody. Je zde navržen vhodný vysílací signál a jeho parametry a vypracován algoritmus zpracování signálů. Na matematickém modelu zpracování signálu v Matlabu byla ověřena jeho funkčnost s jednoduchým modelem pohybujících se cílů.

KLÍČOVÁ SLOVA

radarová čidla, radarový vysílač, přijímač, Dopplerův jev, fázoměrný princip, Dopplerovský princip, DFT, Getzelův algoritmus, separace cílů,

TITLE

Radar sensor for detection and localization of multiple targets using four receivers and one transmitter.

ANNOTATION

In this thesis a radar sensor for detection and localization of multiple persons is described. The sensor is equipped with one transmitter and four receivers. A phase measurement method for range determination and the Doppler effect for target separation are applied.

In the thesis an appropriate transmission signal and its parameters are proposed and a new algorithm for signal processing is designed. The algorithm was tested in Matlab and its functionality was verified using a simple model of multiple moving targets.

KEYWORDS

radar sensors, radar transmitter, receiver, phase measurement method, Doppler effect, Discrete Fourier Transform, Goertzel algorithm, target separation,

OBSAH

PODĚKOVÁNÍ	6
ANOTACE	7
KLÍČOVÁ SLOVA	7
TITLE	7
ANNOTATION	7
KEYWORDS	7
OBSAH	8
SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK	10
SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK	12
TERMINOLOGIE	12
ÚVOD	13
1. Radarové systémy určování polohy	14
1.1 Klasifikace radarů	14
1.2 Metody měření vzdálenosti, směru a Dopplerova posuvu.	16
1.3 Radary pro detekci blízkých objektů	24
1.3.1. Požadavky na řešené čidlo	24
1.3.2. Aplikace radarových čidel blízkých objektů	24
1.3.3. Příklady řešení radarových čidel blízkých objektů	25
2. POPIS ČIDLA	31
2.1 Geometrie anténního systému radaru	31
2.2 Vysílaný signál	32
2.3 Princip určení polohy jednoho cíle	33
2.4 Princip určení poloh v případě většího počtu cílů	35
2.5 Schéma čidla	36
3. MODEL ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU	36
3.1 Přijatý signál po směšování a filtraci	36
3.2 Separace a identifikace cílů	37
3.2.1. Zobecněný Goertzelův algoritmus	38
3.2.2. Identifikace významných cílů	40
3.2.3. Kompenzace nelineárního průběhu fáze signálu v čase	43
3.3 Další zpracování signálu	44
3.3.1. Výpočet polohy cíle v jednom okamžiku.	44
3.3.2. Sledování cílů	44
4. TESTOVÁNÍ MODELU ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU	44

3.	45
4.1	Popis modelu dopplerovských signálů	45
4.1.1.	Model pohybu cílů	45
4.1.2.	Vzdálenosti jednotlivých cílů od přijímacích antén	46
4.1.3.	Fázová zpoždění přijímaných signálů.....	46
4.1.4.	Dopplerovské signály	47
4.1.5.	Program pro výpočet dopplerovských signálů.....	48
4.2	Výsledky testování modelu zpracování signálu	48
4.2.1.	Metodika vyhodnocení testů a použité parametry modelu	48
4.2.2.	Výsledky pro jeden cíl	52
4.2.3.	Testování programu se 2 cíli.....	53
4.2.4.	Testování programu se třemi cíli:	58
PŘÍLOHY	61
ZÁVĚR	78
Použitá literatura	79

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Obrázek 1: Ukázka příkladu pasivního časoměrného hyperbolického radarového systému. Systém měří časy příchodu signálu t_1 až t_4 , vysílaného z letadla na přijímací antény A_1 až A_4 . Protože není znám okamžik vysílání t_0 , lze polohu počítat je z času příchodu (TDOA).	15
Obrázek 2: Ukázka eliptického systému, přijímač vyhodnocuje odrazy signálů obou vysílačů od letadel.....	15
Obrázek 3: Ukázka směroměrného systému: Dvě směroměrné antény určují směry příchodu signálu na obě antény.....	16
Obrázek 4: Ukázka průběhu autokorelační funkce radarového signálu [dle dohody].....	18
Obrázek 5: Příklad interferometrické antény se třemi elementy.	21
Obrázek 6: Pohled na čidlo Bosch LRR3 74 x 77 x 58 mm.....	26
Obrázek 7: Čidlo LBK-S01 firmy Inxpect.	27
Obrázek 8: Dopplerovské čidlo BGT60LTR11AIP fy Infineon Tech. AG ([9])	28
Obrázek 9: Měřič rychlosti SS 400 fy Houston Radar. Vlevo zapouzdřený, vprava bez pouzdra - jsou vidět plošné vysílací a přijímací antény.....	29
Obrázek 10: Průmyslový radarový senzor OSPDX2000 s jednou hlavicí	29
Obrázek 11: Rozložení antén radaru.....	31
Obrázek 12: Vysílaný signál radaru.....	33
Obrázek 13: Blokové schéma čidla	36
Obrázek 14: Porovnání amplitudových spekter 4 signálů vypočtených z $N = 64$ vzorků signálů: Vlevo na N kmitočtech, vpravo na $M = 1000$ bodech po doplnění nulami.	38
Obrázek 15: Ukázka grafického výstupu programu pro zjištění chyb určení kmitočtu dvou harmonických signálů s blízkými kmitočty f_1 a f_2 při použití Goertzelova algoritmu. Sigmaf je střední kvadratická chyba relativních kmitočtů.	40
Obrázek 16: Amplitudové spektrum signálu se třemi Dopplerovými kmitočty před CFAR (a - levá str.) a po CFAR (b - pravá str.)	42
Obrázek 17: Dopplerův posuv signálu, odraženého od pohybujícího se cíle. Vlevo dráha cíle a poloha radaru, vpravo závislost vzdálenosti cíle od radaru (modrá) a Dopplerova kmitočtu (červená) na čase.....	42
Obrázek 18: Ukázka spektra pro jeden cíl a) před a b) po kompenzaci nelinearity fáze.....	43
Obrázek 19: Přímočarý pohyb čtyř cílů simulovaný modelem	45
Obrázek 20: Vývojový diagram programu pro výpočet vstupních dopplerovských signálů ...	48
Obrázek 21: Vývojový diagram programu pro testování modelu zpracování signálu	49
Obrázek 22: Závislost chyb určení polohy (v metrech) vzdálenosti (v metrech) a radiální rychlosti cíle (v metrech/sek) pro vzdálenost cíle 2,8m.	51
Obrázek 23: Závislost chyb určení polohy (v metrech), vzdálenosti (v metrech) a radiální rychlosti cíle (v metrech/sek) pro vzdálenost cíle 3,536 m.	52
Obrázek 24 : Závislost chyb určení polohy (v metrech), vzdálenosti (v metrech) a radiální rychlosti cíle (v metrech/sek) pro vzdálenost cíle 1,415 m.	52
Obrázek 25: Závislost chyby polohy na rozdílu rychlostí cílů Δv [m/s] při vzdálenostech cílů 1,41 m a 1,71 m. Parametrem je poměr výkonu signál/šum S/N [dB].	53
Obrázek 26: Spektrum signálu se dvěma cíli s rozdílem rychlostí $\Delta v = 0,288$ m/s což odpovídá $\Delta f_d = 5,5$ Hz = $2,75/T_1$ - na mezi rozlišitelnosti $\cong 2,5/T_1$	54
Obrázek 27: Spektrum signálu se dvěma cíli s rozdílem rychlostí $\Delta v = 0,144$ m/s, což odpovídá $\Delta f_d = 2,75$ Hz = $1,37/T_1 < 2,5/T_1$ - nejsou rozlišitelné.....	54

Obrázek 28: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ na Δv při větších vzdálenosti cílů od čidla.....	55
Obrázek 29: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ na Δv při větších vzdálenostech cílů od čidla.....	55
<i>Obrázek 30: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2.</i>	56
Obrázek 31: Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2 .	56
Obrázek 32: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2 .	57
Obrázek 33: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_v na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2 .	57
Obrázek 34: Závislost střední kvadratické chyby polohy s na Δv pro 3 cíle.	58
Obrázek 35: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ_P na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .	58
Obrázek 36: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .	59
Obrázek 37: Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .	59
Obrázek 38: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ_P na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .	60
Obrázek 39: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_P na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .	60
Obrázek 40: Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .	61
Obrázek 41: Graf závislosti střední kvadratické odchylky relativní frekvence na Δf s parametrem SNR.....	63
Obrázek 42: Graf závislosti střední kvadratické odchylky fází na Δf s parametrem SNR.....	63
Obrázek 43: Graf závislosti střední kvadratické odchylky relativní frekvence na Δf s parametrem A_1/A_2	64
Obrázek 44: Graf závislosti střední kvadratické odchylky fáze na Δf s parametrem A_1/A_2 ...	64
Obrázek 45: Graf závislosti střední kvadratické odchylky relativní frekvence na Δf s parametrem φ_2	65
Obrázek 46: Graf závislosti střední kvadratické odchylky fází na Δf s parametrem φ_2	65
Obrázek 47: Okno pro výběr vzorků spektra z nichž se určuje střední hodnota pozadí B_{n0} . f_0 je kmitočet na němž se vyhodnocuje velikost spektra (ω_{n0}).....	74

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

- DFT Diskrétní Fourierova transformace (Discrete Fourier Transform)
- DTFT Fourierova transformace v diskrétním čase (Discrete Time Fourier Transform)
- FFT Algoritmus pro výpočet DFT tzv. rychlou Fourierovou transformací (Fast Fourier Transform)
- TDOA Metoda určování polohy pomocí měření rozdílu časů příchodu (Time Difference Of Arrival)
- TOA Metoda určování polohy pomocí měření času příchodu (Time Of Arrival)
- UWB Ultra-širokopásmový (Ultra-Wide Band)
- 2FSK Diskrétní frekvenční modulace se dvěma kmitočty (Frequency Shift keying)

TERMINOLOGIE

Časoměrná metoda – metoda určování polohy využívající měření doby šíření signálu

Dopplerovská metoda – metoda určování polohy využívající měření Dopplerova posuvu

Eliptická metoda – metoda určování polohy využívající měření součtu drah signálu

Hyperbolická metoda – metoda určování polohy využívající měření rozdílů drah signálů

Směroměrná metoda – metoda určování polohy využívající měření směru příchodu signálu

ÚVOD

V poslední době se automatizace činností prosazuje nejen v průmyslu a zemědělství, ale i v domácnostech a ve zdravotnictví. K tomu jsou také zapotřebí čidla, která zjišťují (měří) veličiny, určující stav systému. Jednou z oblastí, v níž se čidla také uplatňují je detekce přítomnosti a pohybu osob v definovaném prostoru. Tyto detektory mohou být založeny na různých principech.

Malé dráhy a velmi pomalé pohyby lze například zaznamenat změnou indukčnosti cívky do které se zasouvá kovová tyč [1]. Tato cívka je napájena střídavým proudem. Na podobném principu lze měřit změnu hloubky hladiny vody s určitou permitivitou v nádobě jejíž stěny tvoří elektrody. Dále je možné použít inerciální senzory zabudované například v mobilech. Mezi tyto senzory patří např. akcelerometry s proměnnou kapacitou, piezoelektrické akcelerometry či piezorezistivní akcelerometry [2]. V případě rozlišení více objektů se používají PIR senzory, která využívají tepelné záření v infračerveném oboru z okolí. Tyto snímače snímají teplotu okolí v jednotlivých buňkách a pokud se teplý objekt pohybuje, tak tepelný bod z jedné buňky se přesune do sousední buňky a nastane detekce pohybu. Dále je možné použít infračervené závory či světelné závory, tvořené jak vysílačem modulovaného světla ve viditelné či infra oblasti či nemodulovaného paprsku světla, tak přijímačem tohoto paprsku, který v případě modulace není rušen světelným pozadím. Po přerušení paprsku nějakým pohybujícím objektem dochází k detekci pohybu. Tato diplomová práce se zabývá radarovým (mikrovlnným) čidlem, které k rozlišení objektů využívá Dopplerův jev. Na stejném principu jako mikrovlnná čidla pracují také ultrazvukové detektory pohybu.

Tato diplomová úloha je součástí průmyslového vývoje radarového čidla pro ovládání různých zařízení běžné potřeby, jako jsou osvětlovací tělesa, dveře, závory, hygienická a další vodovodní zařízení apod. Hlavní náplní diplomové práce je vypracování modelu zpracování signálu takového čidla. Formulace zadání práce bylo sjednoceno s požadavky vývojového pracoviště, které se tímto vývojem zabývalo u výrobce, ale v průběhu řešení se ukázalo, že původní záměr nebude možno zcela realizovat, jednak kvůli malému počtu pouze 3 přijímacích antén, jednak kvůli velmi komplikovanému dopplerovskému spektru pohybu člověka. Proto bylo původní řešení čidla se třemi přijímači částečně upraveno (zvýšení počtu přijímačů na 4) a také byly odražejících objekty zaměněny z osob na bodové odražeče.

V kap. 1 je uveden přehled metod, používaných radary pro určování polohy, rychlosti nebo přítomnosti nějakých objektů, kap. 2 je už věnována radarovým čidlům na malé vzdálenosti.

V kap. 3 je popsáno čidlo, které je předmětem této práce, zejména geometrie jeho anténní části a princip funkce. V kap. 4 je podrobně popsán vyvinutý model zpracování signálu a v kap. 5 jsou uvedeny a komentovány výsledky testování při ověřování tohoto modelu.

1. Radarové systémy určování polohy

1.1 Klasifikace radarů

Pod pojem radary většinou zařazujeme zařízení, využívající elektromagnetické vlny k určování polohy jiných objektů. Dělí se na aktivní radary, které vysílají vlastní elektromagnetické vlny (signál) a pasivní radary, které zpracovávají pouze vlny, vysílané jinými zařízeními. K vysílání a příjmu elektromagnetických vln používají radary vysílací a přijímací antény. Aktivní radary se dále dělí na primární, které zpracovávají odrazy vysílaného signálu od objektů a sekundární, které zpracovávají odpovědi objektů na vyslané dotazy.

Jiné dělení radarů může být na jednopoziční, když jsou všechny vysílací i přijímací prvky radaru soustředěny v jednom místě a vícepoziční, když jsou jednotlivé části rozmístěny ve vzdálenostech mnohokrát větších, než je vlnová délka vysílaných i přijímaných vln.

Důležitým kritériem pro klasifikaci radarů je zejména způsob určování polohy. Z tohoto hlediska se rozeznávají systémy časoměrné, směroměrné, Dopplerovské a kombinované ([3])

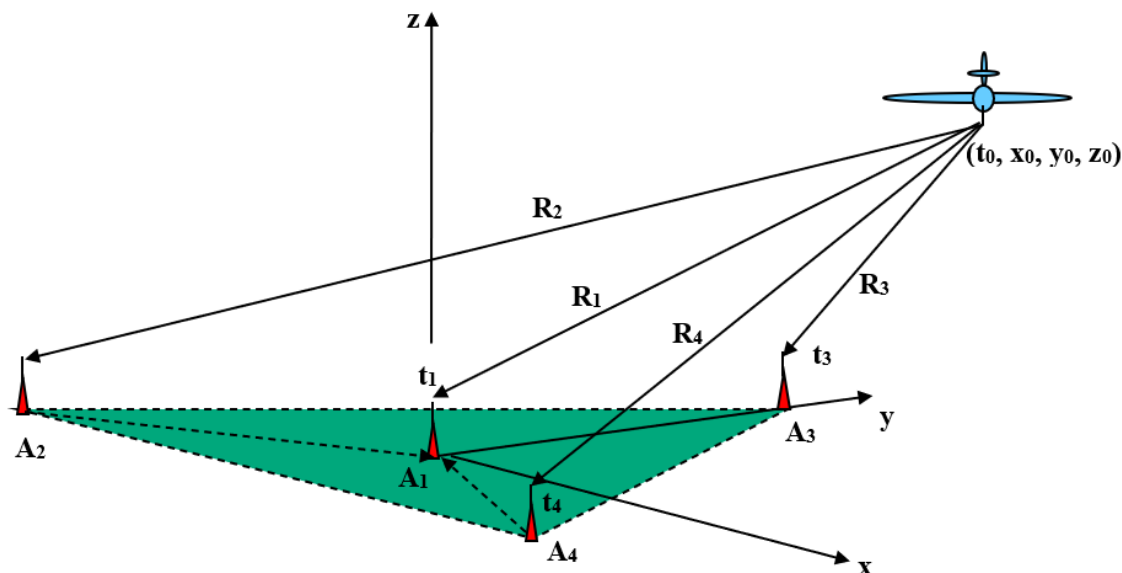
- a. Časoměrné systémy: u těchto systémů se měří okamžiky vyslání a přijetí signálů a z jejich rozdílu se určuje vzdálenost, kterou signál urazil na cestě od vysílače k přijímači.

Časoměrné systémy se dále dělí na:

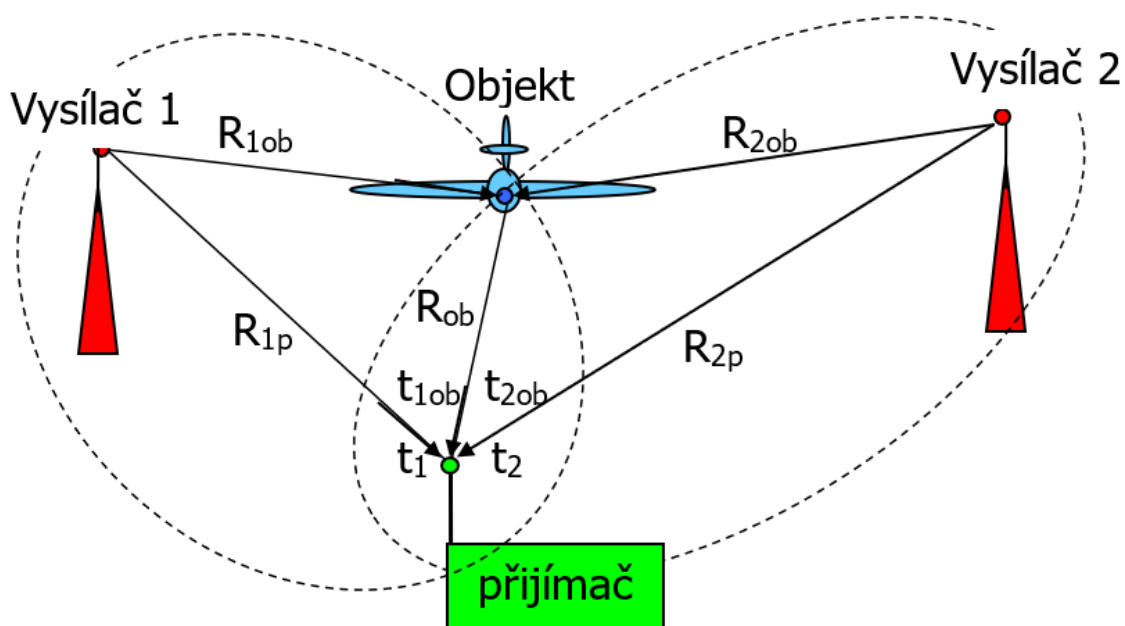
- i. Hyperbolické systémy (hyperbolic, TDOA – Time Difference of Arrival), které měří rozdíl časů příchodu signálu na různé přijímače
- ii. Eliptické systémy (elliptical, TOA – Time Of Arrival), které měří součet vzdáleností od vysílače k měřenému objektu plus od objektu k přijímači.

Příklady schémat pozemního hyperbolického a eliptického systému jsou uvedeny na obr. 1 a 2

- b. Směroměrné systémy: u těchto systémů se na jedné nebo na více stanicích určuje směr příchodu signálu a triangulací se pak určí poloha objektu. Ukázka směroměrného systému se dvěma směrovými anténami je na obr. 3



Obrázek 1: Ukázka příkladu pasivního časoměrného hyperbolického radarového systému. Systém měří časy příchodů signálu t_1 až t_4 , vyslaného z letadla na přijímací antény A_1 až A_4 . Protože není znám okamžik vysílání t_0 , lze polohu počítat je z času příchodu (TDOA).



Obrázek 2: Ukázka eliptického systému, přijímač vyhodnocuje odrazy signálů obou vysílačů od letadel

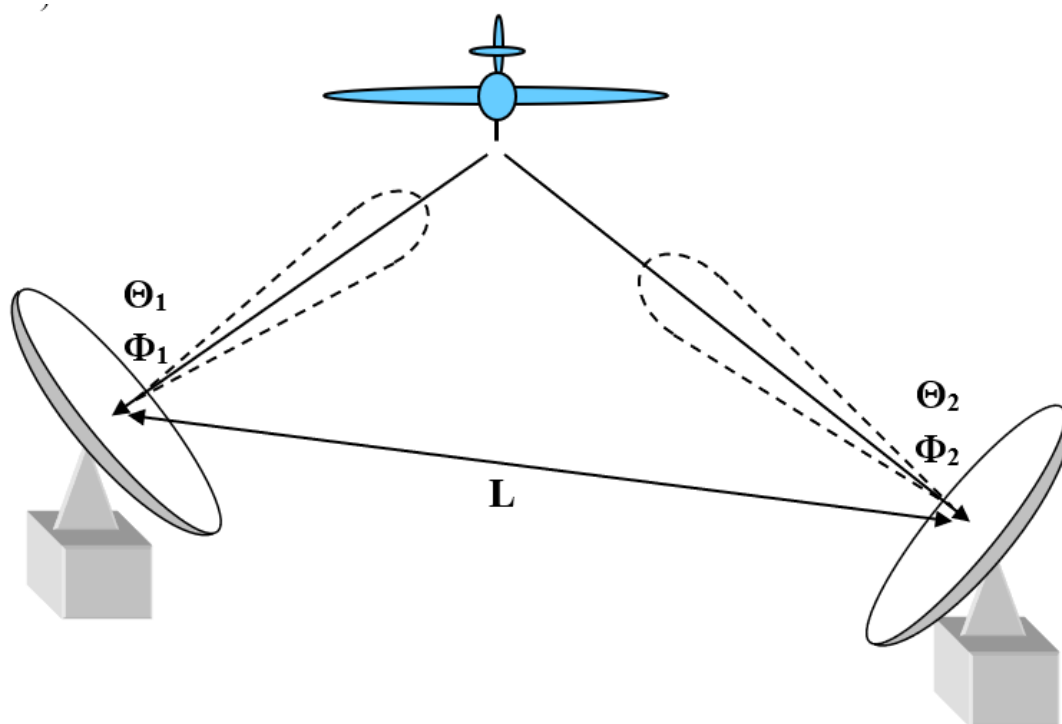
- c. **Dopplerovské systémy:** měří Dopplerův posuv kmitočtu přijímaného signálu, vyslaného nebo odraženého pohybujícím se předmětem. Dopplerův posuv f_d souvisí s rychlostí změny délky dráhy $D(t)$ signálu od vysílače k přijímači:

$$f_d = \frac{f_0}{c} \frac{dD(t)}{dt} \equiv f_0 \frac{v_d}{c}$$

Kde: f_0 nosný kmitočet elektromagnetické vlny
 c rychlost světla

$v_d = \frac{dD(t)}{dt}$ tzv. dopplerovská rychlost (tj. rychlost změny dráhy signálu)

Pomocí samotného změření f_d v jednom okamžiku (i na více pozicích nelze stanovit polohu měřeného objektu. K tomu je zapotřebí sledovat pohyb objektu po určité dráze a s pomocí známého modelu jeho pohybu vypočítat jeho trajektorii. Proto se často používá měření Dopplerova posuvu jen jako doplněk jiných měření polohy. Někdy slouží různý Dopplerův posuv jednotlivých objektů k jejich rozlišení (například na pohybující se a statické).



Obrázek 3: Ukázka směroměrného systému: Dvě směroměrné antény určují směry příchoďů signálu na obě antény.

- d. **Kombinované systémy:** ty kombinují více metod určování polohy. Nejčastěji se používá kombinace časoměrného a směroměrného systému, případně s měřením Dopplerova posuvu kmitočtu pro separaci více objektů. Typickým příkladem kombinovaného systému mohou být pozemní i palubní primární radary, které pomocí časoměrné metody určují vzdálenost objektu, směroměrnou metodou určují polohové úhly objektu a měření Dopplerova posuvu se využívá pro separaci, případně klasifikaci objektů.

1.2 Metody měření vzdálenosti, směru a Dopplerova posuvu.

Měření vzdálenosti

Vzdálenost dvou antén nebo objektu od antény lze pomocí elektromagnetických vln měřit buď měřením doby, kterou signál potřebuje k překonání této vzdálenosti (časoměrná metoda)

nebo zprostředkovaně měřením změny fáze vlny na této dráze (fázoměrná, případně interferometrická metoda).

a) Časoměrná metoda:

Je založena na předpokladu, že signál se mezi měřenými body šíří přímočaře a s konstantní rychlostí c :

$$R = c \cdot (t_p - t_v)$$

Kde: R je vzdálenost mezi anténami nebo mezi objektem a anténou
 t_p, t_v jsou okamžiky příjmu a vysílání (odrazu) signálu

V případě, že se signál mezi okamžikem vyslání t_v a příjmu t_p prochází po lomené dráze, skládající se z přímých úseků o délkách R_1 a R_2 , platí podobně:

$$D = R_1 + R_2 = c \cdot (t_p - t_v),$$

Kde: D je délka dráhy mezi vysílačem a přijímačem.

Rozdíl času příchodu a vyslání signálu $t_p - t_v$ se měří pomocí vzájemné korelace přijatého a vyslaného signálu. Předpokládáme, že přijatý signál se skládá ze zeslabené kopie vyslaného signálu a šumu. Korelace se vyhodnocuje prostřednictvím tzv. kompresního filtru (korelátoru) s impulzní odezvou $h(t)$, která je svázána s průběhem vyslaného signálu:

$$s_2(t) = h(t) * s_p(t)$$

Kde: $s_2(t)$ je signál, vystupující z kompresního filtru

$s_p(t)$ je přijatý signál

$h(t)$ je odezva kompresního filtru.

Pokud zvolíme odezvu:

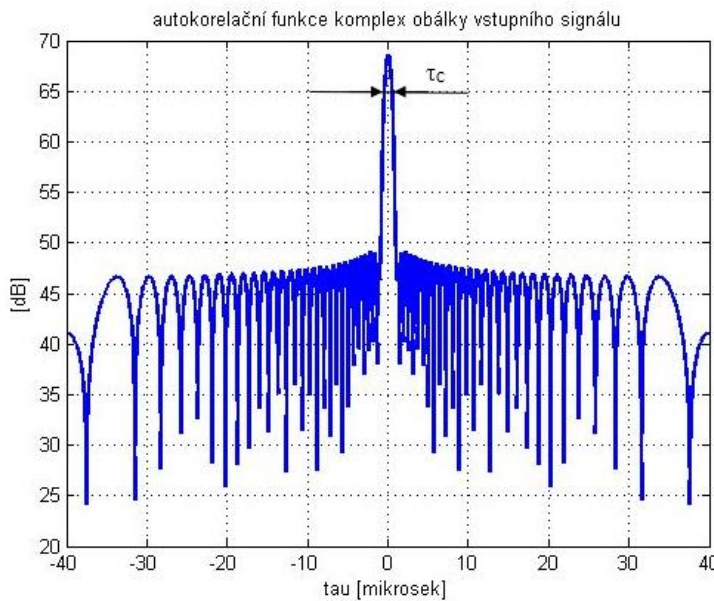
$h(t) = s_v^*(T_0 - t)$ kde: $s_v(t)$ je vysílaný signál, T_0 je zpoždění kompresního filtru
bude mít výstupní signál $s_2(t)$ tvar lineární kombinace zpožděné autokorelační funkce vyslaného signálu a šumu:

$$s_2(t) = a \cdot B_v(t - T_D - T_0) + n(t); T_D = t_p - t_v$$

kde: a komplexní konstanta

- $B_v(t)$ autokorelační funkce vysílaného signálu
- T_D zpoždění signálu mezi vysílačem a přijímačem
- $n(t)$ šum na výstupu kompresního filtru.

U běžných radarů se tato operace (komprese impulzu) neprovádí přímo na přijatém signálu, ale na komplexní obálce. Typický průběh autokorelační funkce u radarového signálu je na obr. 4.



Obrázek 4: Ukázka průběhu autokorelační funkce radarového signálu [dle dohody]

Maximum se nachází na hodnotě zpoždění $\tau = 0$. Pro jeho šířku τ_c platí přibližně:

$$\tau_c = \frac{1}{B}$$

Kde: B je šířka pásma vysílaného signálu.

Je zřejmé, že zpoždění se bude měřit přesněji, pokud bude maximum užší a tedy pokud bude mít signál větší šířku pásma B . Podle [3] je střední kvadratická chyba měření dráhy touto metodou, způsobená pouze šumem rovna:

$$\sigma_D \cong \frac{\tau_c}{k \sqrt{2^{S/N}}} \cong \frac{1}{kB \sqrt{2^{S/N}}}$$

Kde: S/N poměr signál šum
 k koeficient v rozmezí 1 – 2, který závisí na konkrétní metodě měření času.

b) Fázoměrná metoda:

Je založena na tom, že při šíření elektromagnetické vlny homogenním prostředím se mění fáze signálu podle vztahu:

$$\Psi(t, R) = \omega_0 t - 2\pi \frac{R}{\lambda_0} + \Psi_0$$

kde: λ_0 je vlnová délka na kmitočtu f_0
 Ψ_0 je fáze vlny v okamžiku $t = 0$ a v místě $R = 0$.

Opět pokud se dráha signálu skládá z několika přímkových úseků o délkách R_1, \dots, R_N , v homogenním prostředí, pak na této dráze dojde celkově ke změně fáze vlny:

$$\delta\Psi(D) = -2\pi \frac{D}{\lambda_0} + \Psi_{00}; \quad D = R_1 + R_2 + \dots +$$

kde: Ψ_{00} je součet všech změn fází na počátcích přímých úseků R_1, \dots, R_N (například v důsledku odrazu vlny).

Problém je v tom, že fázi signálu lze měřit jednoznačně pouze v intervalu délky 2π . To by omezovalo rozsah měřených vzdáleností na délku $\Delta R = \lambda_0$. Proto se při fázoměrné metodě měření vzdáleností používá několika kmitočtů nosné současně. Například při dvou kmitočtech f_1 a f_2 :

$$\delta\Psi_1(D) = -2\pi \frac{R}{\lambda_1} + \Psi_{01}$$

$$\delta\Psi_2(D) = -2\pi \frac{R}{\lambda_2} + \Psi_{02}$$

$$\begin{aligned} \Delta\Psi(D) = \delta\Psi_1(D) - \delta\Psi_2(D) &= -2\pi D \left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2} \right) + \Psi_{01} - \Psi_{02} = \\ &= -2\pi D \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_1 \lambda_2} + \Psi_{01} - \Psi_{02} \end{aligned}$$

Kde: $\delta\Psi_1(D), \delta\Psi_2(D)$ jsou změny fází na kmitočtech f_1 a f_2 na dráze D
 Ψ_{01}, Ψ_{02} jsou součty změn fází na počátcích úseků R_1, R_2 na kmitočtech f_1 a f_2
 λ_1, λ_2 jsou vlnové délky na kmitočtech f_1 a f_2

Odtud:

$$D = - \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} \frac{\Delta\Psi(D) - \Psi_{01} + \Psi_{02}}{2\pi}$$

Podmínce jednoznačnosti měření rozdílu fází $\Delta\Psi(D) \in \langle 0, 2\pi \rangle$ pak omezuje rozsah délky měřené dráhy:

$$\Delta D \leq \left| \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} \right| \equiv D_{\max}$$

Teoreticky, kdybychom zvolili velmi malý rozdíl vlnových délek $\lambda_2 - \lambda_1 \ll \lambda_0$, mohli bychom měřit i velké délky drah $D_{\max} \gg \lambda_0$. Čím menší rozdíl $\lambda_2 - \lambda_1$ však volíme, tím větší vliv budou mít chyby měření fází na výsledek měření D . Chyby měření dráhy signálu D , způsobené šumem jsou pak dány vztahem:

$$\sigma_D \cong \frac{D_{\max}}{\sqrt{2S/N}}$$

c) Porovnání časoměrné a fázoměrné metody měření vzdálenosti:

Metoda fázoměrná je z hlediska realizace relativně jednoduchá, stačí generovat dva kmity f_1 a f_2 a změřit rozdíly fází, zatímco metoda časoměrná vyžaduje generování vhodného širokopásmového signálu a dosti komplikované zpracování signálu. Problém spočívá však v tom, že chyby měření vzdálenosti u časoměrné metody závisí na šířce pásma signálu B ale u fázoměrné metody závisí na dosahu D_{\max} . To zvyhodňuje metodu fázoměrnou pro malé dosahy řádově do několika metrů, zatím co pro velké dosahy (více než několik km) je jednoznačně výhodnější metoda časoměrná. Další rozdíl mezi oběma metodami je v tom, že časoměrná metoda vykazuje rozlišovací schopnost (schopnost rozlišení více objektů s dostatečnou vzdáleností $\Delta D > c/B$), ale fázoměrná metoda tuto vlastnost nemá.

Měření směru příchodu signálu

Směr příchodu signálu u jednopozičních systémů se zjišťuje buď pomocí antény se směroměrnou charakteristikou (tedy s úzkým svazkem alespoň v jedné rovině) nebo pomocí interferometru (fázoměrnou metodou).

a) Použití antén se směroměrnými charakteristikami:

Nejobvyklejší způsob využití směroměrných antén je založen na tom, že úzký svazek se v prostoru pohybuje (skenuje vymezený sektor), nebo je vymezený prostor současně pokryt větším počtem úzkých svazků (vícesvazkové antény). V obou případech se hledá směr osy svazku, při němž je přijímán největší výkon signálu.

Pokud není pokrytí prostoru signálem dostatečně husté, aby bylo možno s dostatečnou přesností stanovit směr příchodu signálu, používá se tzv. monopulzní metoda ([3]). Existují dvě monopulzní metody: amplitudový a fázový monopulz. U obou se používají dvě antény, jejichž výstupy se využijí k výpočtu veličiny $\beta(\Delta\Theta)$, která je funkcí odchylky $\Delta\Theta = \Theta - \Theta_0$ polohového úhlu Θ objektu od osy monopulzu Θ_0 . Chyby určení úhlu Θ , způsobené šumem lze popsat střední kvadratickou chybou σ_Θ :

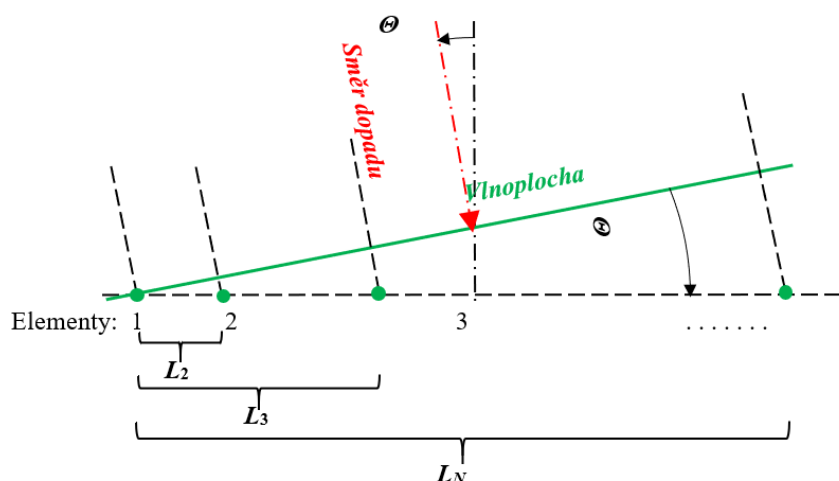
$$\sigma_\Theta \cong \frac{\Theta_{3dB}}{k \sqrt{2(S/N)}} \cong \frac{\lambda}{k L_{ant} \cos\Theta \sqrt{2(S/N)}}$$

Kde: Θ_{3dB} je šířka svazku na úrovni – 3dB
 $k \in \langle 1, 2 \rangle$ je konstanta, závisující na způsobu měření úhlu
 L_{ant} je rozměr antény v rovině měřeného úhlu.

b) Použití interferometru:

Interferometr (interferometrická anténa) se skládá z několika přijímacích anténních elementů. Příklad lineární interferometrické antény s N elementy je na obr. 5.

Na rozdíl od antén s úzkým svazkem jsou vzdálenosti mezi jednotlivými elementy různé. U interferometru se vyhodnocují rozdíly fází signálů, dopadající na jednotlivé elementy. Rozdíly fází $\Delta\Phi_i$ signálů, dopadajících na elementy interferometru na obr. 5 vůči fázi signálu na prvním elementu jsou rovny:



Obrázek 5: Příklad interferometrické antény se třemi elementy.

$$\Delta\Phi_i = 2\pi \frac{L_i \sin\Theta}{\lambda}$$

kde: L_i je vzdálenost mezi i -tým a prvním elementem antény
 Θ je směr dopadu vlny (signálu) na anténu vůči ose interferometru.

λ je vlnová délka dopadající vlny.

Vzhledem k jednoznačnosti určení rozdílu fází pouze v rozmezí $|\Delta\Phi_i| \leq \pi$, bude úhel Θ jednoznačnou funkcí veličiny $\Delta\Phi_i$ pouze v případě, že $L_i \leq \lambda/2$. Chyby, způsobené šumem při měření fáze se do výsledků měření úhlu promítnout takto:

$$\sigma_{\Theta} \cong \frac{\lambda}{L_i \cos \Theta \sqrt{2(S/N)}}$$

Kde: σ_{Θ} je střední kvadratická chyba měření úhlu Θ

S/N je poměr výkonu signálu k výkonu šumu

To znamená, že čím větší je poměr L/λ , tím přesněji lze úhel změřit. Jedno z možných řešení interferometru má tedy jednu vzdálenost L_i menší, než polovinu vlnové délky, ta zajišťuje jednoznačnost měření směru a další vzdálenosti jsou větší a zvyšují přesnost určení směru.

Existují i jiné přístupy k volbě rozestupů elementů interferometrické antény, optimalizující chyby měření v poměru k jejímu rozměru (např. [4]).

c) Porovnání měření směru příchodu signálu pomocí směroměrné a interferometrické antény:

Při porovnání vztahů pro chybu σ_{Θ} u směroměrné antény a u interferometru je vidět, že při stejném maximálním rozměru obou antén jsou chyby srovnatelné. Opět lze konstatovat, že interferometr má při srovnatelné přesnosti méně elementů, než anténa s úzkým svazkem, takže je z hlediska realizace mnohem jednodušší a tedy levnější. Podstatný rozdíl spočívá v tom, že při použití směroměrné antény získáváme schopnost rozlišení objektů s dostatečnou úhlovou vzdáleností $\Delta\Theta > \Theta_{3dB}$, ale fázoměrná metoda tuto vlastnost nemá.

Měření a využití Dopplerova posuvu

Dopplerův jev je posuv kmitočtu vlny, vysílané, nebo odražené pohybujícím se předmětem, nebo přijímaným pohybujícím se přijímačem. Dopplerův posuv kmitočtu f_d u elektromagnetických vln souvisí se změnou délky dráhy D signálu mezi vysílačem a přijímačem. Při rovnoměrné změně D rychlostí v_d bude platit:

$$D = D_0 + v_d t; \quad f_d = -\frac{f_0}{c} \frac{dD}{dt} = -f_0 \frac{v_d}{c}$$

- Kde:
- D_0 je délka dráhy signálu v okamžiku $t = 0$
 - v_d je tzv. Dopplerovská rychlost, což je rychlost změny délky dráhy signálu
 - f_0 je kmitočet nosné vlny, šířící se mezi vysílačem a přijímačem
 - c je rychlost šíření vlny.

Pro oblast mikrovlnných kmitočtů 1 GHz – 100 GHz a rychlosti pohybu osob 0,3 – 3 m/s vychází velikost Dopplerova posunu v rozmezí: 1 Hz – 1 kHz, což jsou kmitočty nesrovnatelně nižší, než kmitočty nosných vln f_0 . Takové změny kmitočtu lze detekovat pouze po koherentní demodulaci přijatého signálu na komplexní obálku (např. [3]). V radarové technice se používají dva přístupy: filtrace přijatého signálu tzv. dopplerovskými filtry, nebo provedení Fourierovy transformace (DFT).

Filtry rozdělí přijímané signály do několika kmitočtových pásem a tím umožní určitou klasifikaci jednotlivých cílů. Nejjednodušší používaný dopplerovský filtr je tzv. IPC (Indikace Pohyblivých Cílů), což je dolnofrekvenční zádrž, která propustí pouze signály s nenulovým Dopplerovým posuvem, tedy odrazy od pohybujících se cílů. Používají se u radarů, kde je k dispozici pouze malý počet vzorků signálu, například 10 až 30 vzorků (např. u pozemních radarů k detekci letadel). Dalším typem dopplerovských filtrů je filtr detekce pohybujících se cílů (MTD - Moving Target Detection). Ten má více výstupních bran pro různá kmitočtová pásma Dopplerových kmitočtů a umožňuje tak lépe odlišit jednotlivé objekty podle jejich typických rychlostí (např. osoby, vozidla, letadla). Tento typ filtrů se dá použít tam, kde je k dispozici větší počet vzorků signálu, např. desítky až stovky.

Fourierova transformace (DFT a její varianty) se používá tam, kde je potřeba pokrýt rovnoměrně celý rozsah kmitočtů, zejména u radarů krátkého dosahu. Často se k tomu používá algoritmus FFT, zejména pro jeho vysokou rychlost a výpočetní efektivitu. Jeho nevýhodou je, že kmitočty, pro něž se spektrum počítá, jsou rovnoměrně rozloženy v celém pásmu $\langle -f_{vz}/2 \text{ } +f_{vz}/2 \rangle$, kde f_{vz} je vzorkovací kmitočet. Pokud potřebujeme v nějakém omezeném pásmu zvýšit hustotu výpočtu spektra, je nutno spektrum zahustit v celém pásmu, takže se musí počítat velké množství hodnot zbytečně. Pak se používají některé modifikované postupy, např. Goertzelův algoritmus, který je podrobně popsán např. v [5].

1.3 Radary pro detekci blízkých objektů

1.3.1. Požadavky na řešené čidlo

Čidlo podle zadání DP je určeno pro detekci osob v blízkosti nějakého elektronicky řízeného zařízení, např. dveří, závory, osvětlení místnosti apod. Hlavně je zapotřebí určit počet objektů, které se přibližují nebo vzdalují a přibližnou polohu těchto objektů. Rozsah detekce je 0,5 až 4 m od radaru. Požadavky na přesnost určení polohy nebyly specifikovány.

1.3.2. Aplikace radarových čidel blízkých objektů

Nejrozšířenější aplikací čidel pro blízké objekty jsou automobilní radary pro detekci překážek v blízkém okolí. Slouží jako protisrážková čidla, za účelem usnadnění zaparkování vozidla i pro zvýšení bezpečnosti při předjíždění nebo při změně jízdního pruhu. Většina využívá časoměrné metody pro určení vzdálenosti, směroměrnou anténu pro určení polohových úhlů a DFT pro odhad rychlosti, případně pro selekci překážek podle rychlosti jejich přibližování. Vzhledem k tomu, jde o velmi širokopásmové radary (časoměrná metoda měření vzdálenosti) se šířkou pásma 0,5 GHz a více s nosnou v milimetrových vlnových pásmech 70 – 150 GHz (aby rozměry směroměrné antény vyšly malé).

Další oblastí využití čidel s krátkým dosahem jsou různé průmyslové aplikace, jako kontrola pohybu výrobků na výrobních linkách, měření vzdáleností a rychlosti vozidel (drážních, strojů), kontrola výšky hladiny, kontrola přítomnosti osob v střežených prostorech, zabezpečovací zařízení proti krádeži předmětů apod.

Krátkodosahová čidla jsou také využívána ve zdravotnictví pro monitorování životních funkcí (např. srdce, dýchání) nebo pohybu osob (např. jako poplachové zařízení pro zabezpečení seniorů).

Většina těchto čidel využívá časoměrnou metodu, s výjimkou čidel pro kontrolu hladiny, které někdy používají interferometrickou metodu. Pokud jde jen o detekci pohybujících se objektů (např. k ostraze objektů), využívá se Dopplerův jev - tzv. Dopplerovská čidla.

1.3.3. Příklady řešení radarových čidel blízkých objektů

V současné době se ve světě vyrábí veliké množství radarových čidel. V tomto odstavci uvedu jen typické příklady čidel v jednotlivých kategoriích.

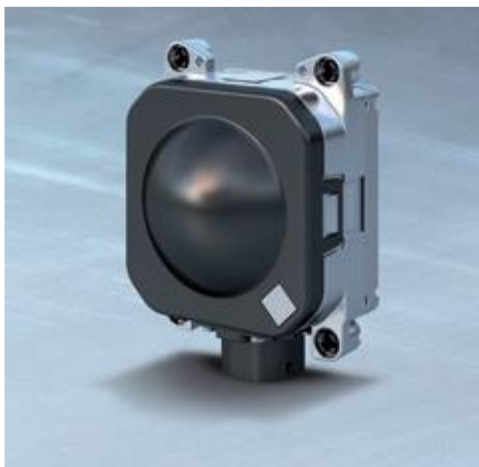
a) Automobilová čidla

- **LRR3**, Robert Bosch GmbH, Germany

Jde o typické kompletní automobilové čidlo pro řízení osobního automobilu s veškerým vybavením pro montáž do vozidla. Fotografie čidla je na obr. 6. Vybrané parametry (podle [6]):

Kmitočet	76 – 77 GHz
Modulace	FMCW (Lineární frekvenční modulace, spojitý provoz)
Š. pásma	až 1 GHz
Dosah	0.5 m až 250 m (různé režimy)
Přesnost vzdál.	±0,1 m
Určení vzdálenosti	časoměrný systém
Sektor krytí	30° (horiz.) x 5° (vert.)
Určení směru	směroměrná ant. ϕ 50 mm + monopulz
Vysíl. výkon	10 mW
Příkon	4 W

Obrázek 6: Pohled na čidlo Bosch LRR3 74 x 77 x 58 mm



Obr. 1.6 Pohled na čidlo Bosch LRR3 74 x 77 x 58 mm

- **AWR1642**, Texas Instruments, USA

Integrovaný obvod obsahující vysílač, přijímač včetně modulací, prim. zpracování signálu a přenos dat. Neobsahuje antény. Lze použít pro různé automobilové aplikace, např. k detekci ve slepém úhlu, kontrola překřížení dráhy, otevírač dveří auta, asistence při změně jízdního pruhu. Základní parametry podle ([7]):

Kmitočet:	76 - 81 GHz
Modulace	FMCW
Š. pásma	až 1 GHz
MIMO	4 přijímače a 2 vysílače
Dosah	podle použitých antén
Přesnost vzdál.	$\pm 0,1$ m
Určení vzdálenosti	časoměrný systém
Sektor krytí	podle použitých antén
Určení směru	podle použitých antén
Vysíl. výkon	12,5 dBm
Pouzdro	FCBGA (vysokofrekvenční), 161 kontaktů, 10,7 x 10,7 mm

b) Kontrola přítomnosti osob, ostraha prostoru

- **LBK-S01**, Inxpect SpA, Brescia, Itálie

Čidlo pro ostrahu vnitřních i vnějších prostorů, které určuje vzdálenost a radiální rychlost pohybující se osoby v prostoru vymezeném použitou anténou. Zobrazení čidla je na obr. 7. Parametry podle údajů výrobce ([8]):

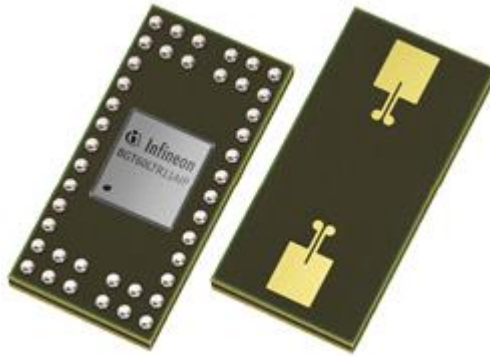
Kmitočet:	24 – 24,25 GHz
Modulace	FMCW
Š. pásma	až 250 MHz
Dosah	0 – 4 m
Přesnost vzdál.	neudává se
Určení vzdálenosti	časoměrný systém
Sektor krytí	110°x 30°
Určení směru	směr nezjišťuje
Vysílaný výkon	20 mW



Obrázek 7: Čidlo LBK-S01 firmy Inxpect.

- **BGT60LTR11AIP**, Infineon Technologies, AG, Munich, Germany

Jde o Dopplerovské čidlo pohybu včetně antén. Většina funkcí se realizuje ve specializovaném integrovaném obvodu fy Infineon, který obsahuje vysílač, přijímač, místní oscilátor a zpracování signálu v základním pásmu. Čidlo pouze detekuje přítomnost pohybujícího se předmětu. Vzdálenost, polohu a směr neurčuje. Vybrané parametry čidla podle ([9]):



Obrázek 8: Dopplerovské čidlo BGT60LTR11AIP fy Infineon Tech. AG ([9])

Kmitočet:	60 GHz
Modulace	bez modulace
Dosah	5 m na člověka
Určení vzdálenosti	vzdálenost neměří
Sektor krytí	120°x 45°
Určení směru	směr neurčuje
Vysílaný výkon	5 mW

Celé čidlo měří pouze 20 x 6 mm (obr. 8).

c) Měřiče rychlosti

- **SS 400**, Houston Radar, Texas, USA

Měřič rychlosti převážně projíždějících automobilů, ale i vlastní rychlosti a dal. aplikace. Zpracovává pouze Dopplerův posuv kmitočtu, jeden cíl. Čidlo je vyobrazeno na obr. 9. Vybrané parametry podle ([10]):

Kmitočet:	24,125 – 24,2 GHz
Modulace	bez modulace
Dosah	10 - 90 m na osobní automobil
Určení vzdálenosti	vzdálenost neměří
Sektor krytí	neudává se
Určení směru	směr neurčuje



Obrázek 9: Měřič rychlosti SS 400 fy Houston Radar. Vlevo zapouzdřený, vprava bez pouzdra - jsou vidět plošné vysílací a přijímací antény.

d) Různé aplikace

- OSPDX2000, Ondosense, GmbH, Německo

Průmyslový radarový senzor pro detekci malých vzdáleností, rozměrů předmětů, tloušťky dielektrických materiálů apod. s vysokou přesností. Určen pro robotické systémy. Vzhled čidla pro 4 měřicí hlavice je na obr. 10. Základní parametry (podle [11]):

Kmitočet:	80 GHz
Modulace	FMCW
Vysílaný výkon	4x10 mW
Šířka pásma	neuvedena
Dosah	0,01 – 0,5 m
Rozlišení ve vzdál.	37,5 mm
Určení vzdálenosti	časoměrná metoda
Sektor krytí hlavice	podle použité hlavice



Obrázek 10: Průmyslový radarový senzor OSPDX2000 s jednou hlavici

- IWR1443, Texas Instruments, USA

Radarový chip pro senzor k průmyslovému využití, zejména pro měření výšky hladiny kapalin. Neobsahuje antény. Podle rozložení antén může určovat vzdálenost předmětu (hladiny) s vysokou přesností nebo 3D polohu předmětů. Základní parametry ([12]):

Kmitočet:	77 GHz
Impulz. výkon	1,3 W
Modulace	FMCW
Šířka pásma	4 GHz
Dosah	0,5 - 60 m
Rozlišení ve vzdál.	37,5 mm
MIMO	4 přijímače, 3 vysílače
Určení vzdálenosti	časoměrná metoda
Sektor krytí	neudává se

- **RAS 407 – 2801xxx**, Sick, USA

Průmyslový radarový senzor pro detekci blízkých předmětů v definovaném směru. Je možné přibližné určení azimutu směroměrnou metodou. Parametry podle ([13]):

Kmitočet:	24,000 – 24,250 GHz
Modulace	FMCW
Dosah	0,2 - 20 m
Určení vzdálenosti	časoměrná metoda
Sektor krytí	azimut 7°, elevace 28°

2. POPIS ČIDLA

Název čidlo byl zvolen z důvodu malé velikosti (desítek centimetrů) a použití v průmyslovém sektoru pro zjišťování pohybu osob či aut. Je to systém čtyř přijímacích antén a jedné vysílací antény viz. obrázek 11

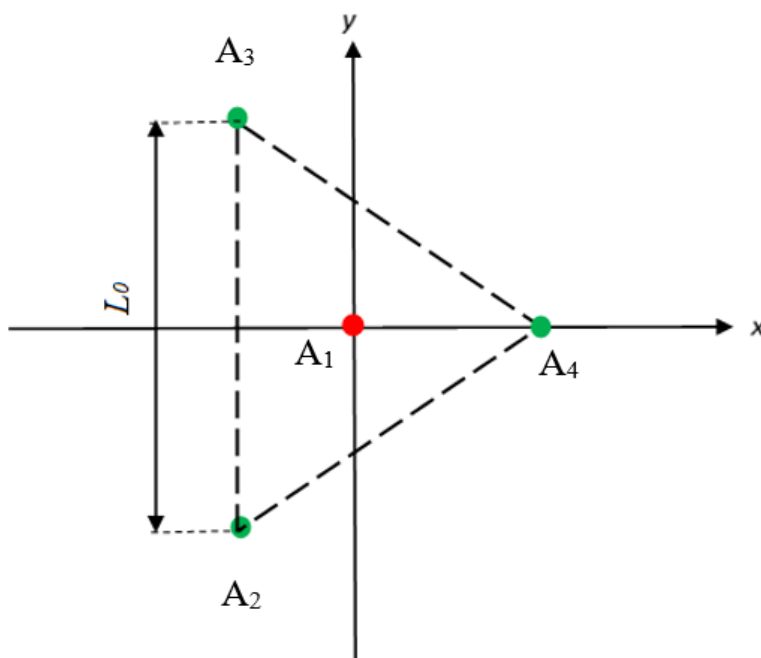
2.1 Geometrie anténního systému radaru

Kvůli symetrii byl zvolen anténní systém ve tvaru rovnostranného trojúhelníka s vysílací i přijímací anténou A_1 v těžišti a s přijímacími anténami, A_2, A_3, A_4 na vrcholech trojúhelníka (obr. 11) [14]. Souřadnice antén jsou popsány vztahy 2.1:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{A}_2 = L_0 \begin{pmatrix} -0,2886 \\ -0,5 \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{A}_3 = L_0 \begin{pmatrix} 0,433 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{A}_4 = L_0 \begin{pmatrix} -0,2886 \\ 0,5 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Kde L_0 je strana trojúhelníka

Celý anténní systém se může otočit v prostoru vůči počátku souřadného systému daného



Obrázek 11: Rozložení antén radaru

vysílací anténou A_1 . Otočení systému podle jednotlivých os x, y, z je popsáno maticemi rotace:

$$\mathbf{R}_x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \epsilon & \sin \epsilon \\ 0 & -\sin \epsilon & \cos \epsilon \end{pmatrix}, \mathbf{R}_y = \begin{pmatrix} \cos \eta & 0 & -\sin \eta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \eta & 0 & \cos \eta \end{pmatrix}, \mathbf{R}_z = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Kde: ϵ, η, θ jsou úhly otočení okolo osy x, y nebo z. Potom lze transformované souřadnice pro jednotlivé přijímací antény vyjádřit v prostoru takto:

$$\mathbf{A}'_2 = \mathbf{R}_x \cdot \mathbf{R}_y \cdot \mathbf{R}_z \cdot \mathbf{A}_2, \quad \mathbf{A}'_3 = \mathbf{R}_x \cdot \mathbf{R}_y \cdot \mathbf{R}_z \cdot \mathbf{A}_3, \quad \mathbf{A}'_4 = \mathbf{R}_x \cdot \mathbf{R}_y \cdot \mathbf{R}_z \cdot \mathbf{A}_4 \quad (2.3)$$

Kromě toho mohou být antény také posunuty o vektor posunutí \mathbf{S} , potom souřadnice bodů jsou dány vztahem 2.4

$$\mathbf{A}''_1 = \mathbf{S} + \mathbf{A}'_1, \quad \mathbf{A}''_2 = \mathbf{S} + \mathbf{A}'_2, \quad \mathbf{A}''_3 = \mathbf{S} + \mathbf{A}'_3, \quad \mathbf{A}''_4 = \mathbf{S} + \mathbf{A}'_4 \quad (2.4)$$

Systém antén je určen pro detekci pohybu v poloprostoru, tedy determinant soustavy přijímacích antén nesmí být nulový, v našem případě i po rotaci podél všech souřadných os je nulový tedy je potřeba použít pro detekci pohyblivých bodů v prostoru 2 frekvence f_1 a f_2 .

Dále tato soustava přijímacích antén musí splňovat podmínky symetrie pro rovinné anténní řady podle [15]

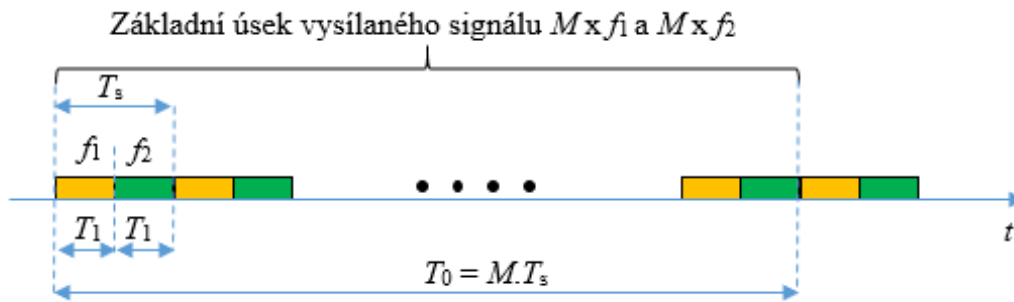
$$\sum_{i=1}^N x_i = 0, \quad \sum_{i=1}^N y_i = 0, \quad \sum_{i=1}^N x_i y_i = 0, \quad (2.5)$$

kde i koresponduje s pořadím přijímací antény a index N značí počet přijímacích antén a x_i , y_i jsou souřadnice přijímacích antén. Vztahy 2.5 jsou splněny pro náš případ i pro souřadnici z_i .

2.2 Vysílaný signál

Vysílaný signál je modulován digitální frekvenční modulací 2FSK. Tato modulace je typu “step frequency” [16]. Modulace obsahuje jeden frekvenční skok z frekvence f_1 na f_2 s frekvenčním zdvihem Δf .

Na obrázku 12 je názorně popsán vysílaný signál.



Obrázek 12: Vysílaný signál radaru

Střední frekvence f_0

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (2.6)$$

Frekvenční zdvih Δf

$$\Delta f = f_1 - f_2, f_1 > f_2 \quad (2.7)$$

Perioda vzorkování T_s

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.8)$$

Počet vzorků M a doba jednoho měření T_0 :

$$T_0 = M \cdot T_s \quad (2.9)$$

2.3 Princip určení polohy jednoho cíle

Uvažujeme souřadnice antén: $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{A}_3, \mathbf{A}_4$ a polohu cíle \mathbf{T} :

$$\mathbf{A}_p = \begin{pmatrix} x_{Ap} \\ y_{Ap} \\ z_{Ap} \end{pmatrix}, \mathbf{T} = \begin{pmatrix} x_T \\ y_T \\ z_T \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Signály vysílané anténou \mathbf{A}_1 na frekvencích f_j označíme: $s_{0j}(t)$, $j = 1, 2$

Signály odražené od cíle a pak přijaté jednotlivými anténami označíme: $s_{pj}(t)$

Měří se fázové rozdíly mezi fázemi přijímaných signálů a vysílaného signálu:

$\Phi_{pj} = \arg\{s_{pj}(t)\} - \arg\{s_{0j}(t)\}$, $p = 1, 2, 3, 4$ (pro antény) a $j = 1, 2$ (pro kmitočty nosné), které odpovídají drahám D_p signálů od vysílače přes odraz od cíle k jednotlivým přijímacím anténám:

$$\Phi_{pj} = -2\pi D_p \frac{f_j}{c} + \Psi_{pj} = -2\pi \frac{D_p}{\lambda_j} + \Psi_{pj}; \quad D_p = R_1 + R_p; \quad (2.11)$$

$$R_p = \sqrt{(x_T - x_{Ap})^2 + (y_T - y_{Ap})^2 + (z_T - z_{Ap})^2} \quad (2.12)$$

Kde: c je rychlost světla

λ_j je vlnová délka na kmitočtu f_j

R_p vzdálenosti R_p cíle T od jednotlivých antén

Ψ_{pj} změna fáze signálu na kmitočtu f_j při odrazu.

Protože rozdíly fází Φ_{pj} přijímaných signálů můžeme měřit jednoznačně pouze v rozmezí 2π (modulo 2π), musíme k určení D_p použít interferometrický princip: Změřené rozdíly fází Φ_{pj} na kmitočtech f_1 a f_2 od sebe odečteme a dostaneme:

$$\Phi_{p1} - \Phi_{p2} = -2\pi D_p \left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2} \right) + \Psi_{p1} - \Psi_{p2} = -2\pi D_p \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_1 \lambda_2} + \Psi_{p1} - \Psi_{p2} \quad (2.13)$$

Kmitočty f_1 a f_2 se volí velmi blízké, aby ani rozdíly $\Phi_{p1} - \Phi_{p2}$ nepřekročily 2π . Pak lze předpokládat, že posuvy fáze při odrazu signálů budou shodné: $\Psi_{p1} \cong \Psi_{p2}$. Ze změřených rozdílů fází signálů $\Phi_{p1} - \Phi_{p2}$ lze vypočítat veličiny D_p a z nich pak vzdálenosti cíle od jednotlivých antén:

$$D_p = -\frac{\Phi_{p1} - \Phi_{p2}}{2\pi} \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}; \quad p = 1, 2, 3, 4 \quad (2.14)$$

$$R_1 = \frac{D_1}{2}; \quad R_p = D_p - R_1; \quad p = 2, 3, 4 \quad (2.15)$$

Při známých hodnotách R_p vypočítáme souřadnice cíle z rovnic (2.12). Tato soustava rovnic je však nelineární a výpočet souřadnic je velmi obtížný. Pokud by byly antény umístěné přímo na osách x, y, z , bylo by možno použít zjednodušeného výpočtu, ale takové uspořádání je při malém počtu antén (3 až 4) velmi nevýhodné, z hlediska chyb měření. My jsme použili metodu postupných aproximací (např. [17]), která je popsána v Příloze A.

2.4 Princip určení poloh v případě většího počtu cílů

Při větším počtu cílů se signály, odražené od jednotlivých cílů sečtou (vztahy (3.1) až (3.3)). Fáze celkového signálu má komplikovaný průběh. Proto musíme napřed příspěvky signálů, odražených od jednotlivých cílů oddělit. K separaci těchto příspěvků zde používáme Dopplerův jev ([3]). V důsledku tohoto jevu je kmitočet signálu, odraženého od pohybujícího se předmětu, posunutý o tzv. Dopplerův posun f_d oproti vyslanému signálu:

$$f_d = -2f_0 \frac{v_d}{c}$$

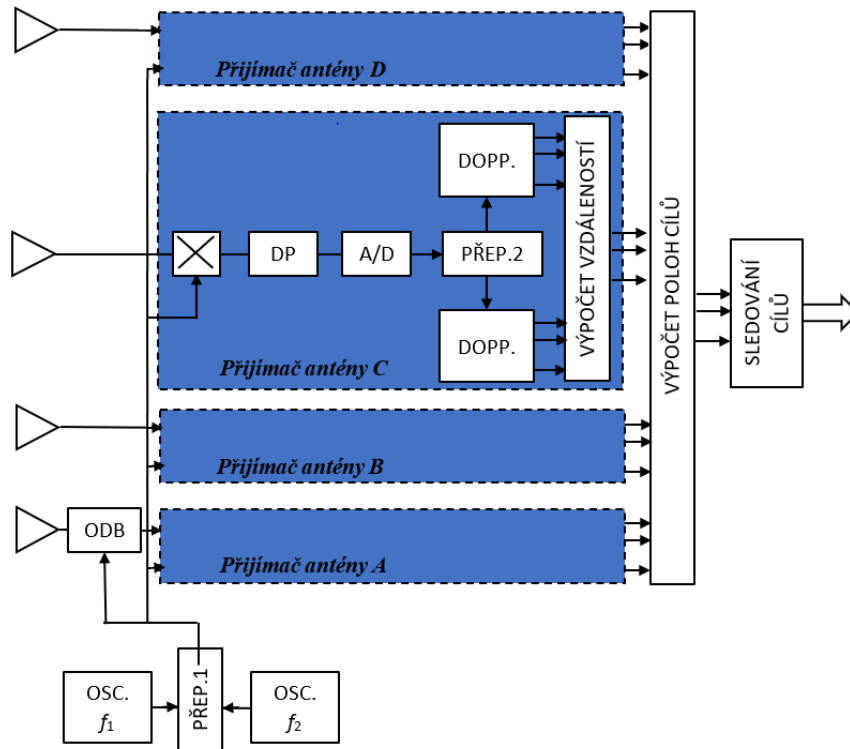
Kde: f_0 je nosný kmitočet (v našem případě f_1 nebo f_2)

v_d je tzv. dopplerovská rychlost, tj. rychlost změny délky dráhy signálu (v našem případě $\frac{dD_{pi}}{dt}$)

Stejný kmitočtový posun má i komplexní obálka tohoto signálu. Proto se komplexní obálky přijatých signálů podrobí Fourierově transformaci. Jednotlivé cíle se pak rozeznávají podle jejich dopplerových posunů. Pro každý cíl se pak samostatně zjistí rozdíly fází: Φ_{pji} . Další postup je pak stejný jako u jednoho cíle.

2.5 Schéma čidla

Obrázek 13 představuje blokové schéma čidla. Přepínač 1 přepíná oscilátory na kmitočtech f_1 a f_2 , které generují vysílané signály i signály místních oscilátorů (MO). Po směšování přijatého signálu s MO získáme komplexní obálku přijatého signálu, která prochází dolnofrekvenční propustí DP pro pásmo Dopplerových posuvů a je digitalizována v A/D převodníku. Přepínač 2 je synchronizován s přepínačem 1 a odděluje dopplerovské signály pro nosné frekvence f_1 a f_2 . V obvodech FFT jsou signály podrobeny DFT. Následuje vyhledání Dopplerových kmitočtů a fází signálů. Odtud jsou vypočítány vzdálenosti cílů R_{pi} od antén. Následuje sledování cílů, které však není zahrnuto v této diplomové práci.



Obrázek 13: Blokové schéma čidla

3. MODEL ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU

3.1 Přijatý signál po směšování a filtraci

Dopadající dopplerovský signál za směšovačem a dolní propustí se skládá z I složek od I pohybujících se cílů a šumu.

Tento radar pro určení souřadnic používá fázoměrný princip a proto potřebuje vysílat na 2 frekvencích f_1 a f_2 .

Ve výsledku bude mít dopplerovský signál z p -té přijímací antény a od j -té nosné frekvence na výstupu filtru tvar podle vztahu 4.1

$$s_{dpj}(t) = \frac{s}{2} \sum_{i=1}^I \rho_i \cos[\Phi_{pij}(t)] + \eta_{pj}(t) \quad (3.1)$$

Kde: s je amplituda vysílaného signálu,

ρ_i , jsou amplitudy přijatých signálů, odražených od jednotlivých cílů

$\Phi_{pi}(t)$ jsou fázová zpoždění signálů, odražených od jednotlivých cílů, přijatých na p -té anténě.

$\eta_{pj}(t)$ je šum. na p -té anténě na frekvenci f_j

Kde index $p = 1, 2, 3, 4$ je pořadí antény, index j značí vysílací frekvenci f_1 nebo f_2 , index $i = 1, 2, \dots, I$ je pořadí cíle.

Tento signál je čistě reálný a spojitý v čase. Zpracování signálu se ale provádí v diskrétním čase. Odstupy v čase jsou dány vzorkovací frekvencí f_s .

n -tý vzorek vzorkovaného signálu se dá vyjádřit ve tvaru 3.2:

$$s_{dpj}(n) = \frac{s^2}{2} \sum_{i=1}^I \rho_i \cos[\Phi_{pij}(n)] + \eta_{pj}(n) \quad (3.2)$$

Kde: $n = 1, 2, \dots, N$ je pořadí vzorků signálu.

3.2 Separace a identifikace cílů

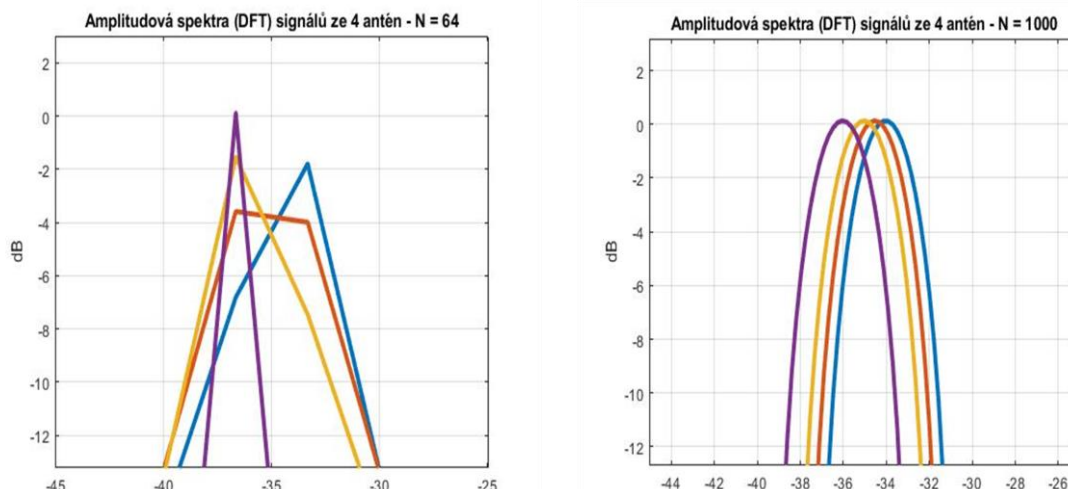
Signál ve tvaru 3.2 je roven součtu všech odražených signálů od pohybujících se cílů.

Pro separaci jednotlivých pohybujících se cílů lze použít DFT, kde v amplitudovém spektru odlišíme cíle v radiální rychlosti a porovnáním fázových spekter určíme polohu jednotlivých cílů. Dopplerovy kmitočty však mohou být kladné i záporné a proto potřebujeme signál v komplexním tvaru. K tomu použijeme diskrétní Hilbertovu transformaci podle Remezova algoritmu [18].

V našem případě tedy dostaneme ze čtyř antén na dvou vysílacích kmitočtech celkem osm spekter v komplexním tvaru. Je nutno najít Dopplerovy kmitočty maxim amplitudových spekter

a příslušné fáze a přiřadit je jednotlivým cílům. Kvůli potřebě vysoké přesnosti určení fází by ale bylo nutno počítat spektrum na ose s vysokou hustotou kmitočtů, což u FFT lze realizovat doplněním signálu nulami (obr. 14). Problém takového postupu je však vysoká výpočetní a hlavně paměťová náročnost, kdy musíme vypočítat a uložit do paměti spektrum na všech kmitočtech.

Pro výpočet spektra v reálném čase byl proto zvolen zobecněný Goertzelův algoritmus ([3]), který, dokáže efektivně vypočítat spektrum jen na vybraných kmitočtech.



Obrázek 14: Porovnání amplitudových spekter 4 signálů vypočtených z $N = 64$ vzorků signálů: Vlevo na N kmitočtech, vpravo na $M = 1000$ bodech po doplnění nulami.

Tento algoritmus je detailně popsán v [3]. S jeho pomocí určíme amplitudy a fáze kmitočtu i na neceločíselných násobcích základního kmitočtu

Základní frekvence f_0 se určí podle vztahu 3.3

$$f_0 = \frac{f_s}{N}, \quad (3.3)$$

kde N je počet vzorků měření.

Zobecněný Goertzelův algoritmus počítá spektrum DTFT (Discrete Time Fourier Transform) komplexního signálu pouze na zvolených kmitočtech, které nemusí být celými násobky f_0 . Je efektivnější, než algoritmus FFT na M kmitočtech, když počet kmitočtů K , na nichž se spektrum počítá splňuje podmínku $K < \log_2(M)$ (při $M = 10\,000$ to dává $K \leq 90$).

Frekvenční osa Goertzelova algoritmu v poměrných frekvencích je vyjádřena sloupcovým vektorem.

$$f = \left\{ \frac{f_{jk}}{f_0} \right\} \quad (3.4)$$

kde $j = 1,2$ poukazuje na vysílací frekvenci, k je pořadí zvoleného kmitočtu.

V našem případě hledáme lokální maxima amplitudy spektra, vypočítaného Goertzlovým algoritmem a jim odpovídající fáze hledaných harmonických signálů. Přitom dochází jak k chybám v určení frekvencí maxim, tak k chybám v určení fází. Příčinou je zejména ovlivňování spekter dvou signálů s blízkými Dopplerovými kmitočty. Toto jsem ověřil na modelu signálu, skládajícím se ze dvou harmonických signálů a šumu. Jeho výsledky popisuje matice chyb Σ podle (3.5):

$$\Sigma = \begin{pmatrix} \sigma_f \\ \sigma_\phi \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

kde: σ_f je střední kvadratická odchylka ve frekvenci a σ_ϕ je střední kvadratická chyba ve fázi.

Výpočet matice Σ

Chyba v určení frekvence $f(1)$ je δ_{f1} , $f(2)$ je δ_{f2} až $f(n)$ je δ_{fn} , dále chyba v určení fáze bude $\delta_{\phi1,2,\dots,n}$ pro $f_{1,2,\dots,n}$.

Matice chyb se počítá pro různé hodnoty vstupních parametrů, jako vzdálenost relativních kmitočtů $\Delta_f = f_1 - f_2$, odstup signálu od šumu SNR , poměr amplitud vstupních signálů $Am2 = A_2/A_1$, a počáteční rozdíl fází signálů $\varphi2 = \varphi_2 - \varphi_1$. Protože chyby závisejí i na poloze skutečného kmitočtu signálu vůči rastru kmitočtů, danou vzorkováním signálu (vzdálenost sousedních kmitočtů je rovna f_0), rozmítají se při výpočtu kmitočty f_1 a f_2 i v tomto rozmezí

Rozmítání vstupního signálu o dvou harmonických frekvencích je dáno předpisem (3.6):

$$f = [f_p + \alpha \quad f_p + \Delta_f + \alpha] \quad (3.6)$$

Kde f je vektor dvou relativních kmitočtů

f_p je počáteční relativní kmitočet f_1

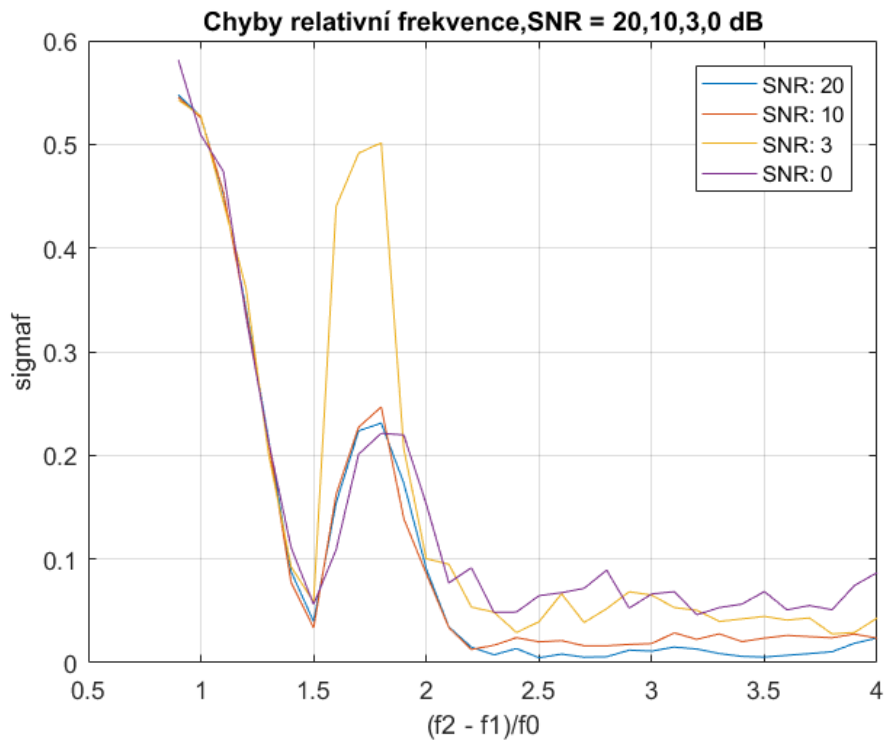
Δ_f je rozdíl relativních kmitočtů

α je posunutí f_1 vůči základnímu rastru relativních kmitočtů.

Výpočet středních kvadratických odchylek frekvence a fáze probíhá vždy pro konkrétní hodnoty proměnných Δ_f , $Am2$, $\varphi2$ a SNR a pro sadu posunutí $\{\alpha_n\}$, $n = 1$ až N_α podle vztahu:

$$\begin{pmatrix} \sigma_{f,\alpha,Am2,\Delta_f,\varphi2} \\ \sigma_{\phi,\alpha,Am2,\Delta_f,\varphi2} \end{pmatrix} = \sqrt{\sum_{n=1}^{N_\alpha} \frac{\begin{pmatrix} \delta_{f1n}^2 + \delta_{f2n}^2 \\ \delta_{\phi1n}^2 + \delta_{\phi2n}^2 \end{pmatrix}}{N_\alpha}} \quad (3.7)$$

Kde: $\delta_{f_{1n}}, \delta_{f_{2n}}$ jsou chyby v určení relativních frekvencí signálů
 N_α je počet posunutí α .



Obrázek 15: Ukázka grafického výstupu programu pro zjištění chyb určení kmitočtu dvou harmonických signálů s blízkými kmitočty f_1 a f_2 při použití Goertzlova algoritmu. $\sigma_{f_{\alpha}}$ je střední kvadratická chyba relativních kmitočtů.

Ukázka grafického výstupu popsaného programu je na obr. 15. Další výstupy těchto testů v grafické a tabulkové formě jsou uvedeny v Příloze B.

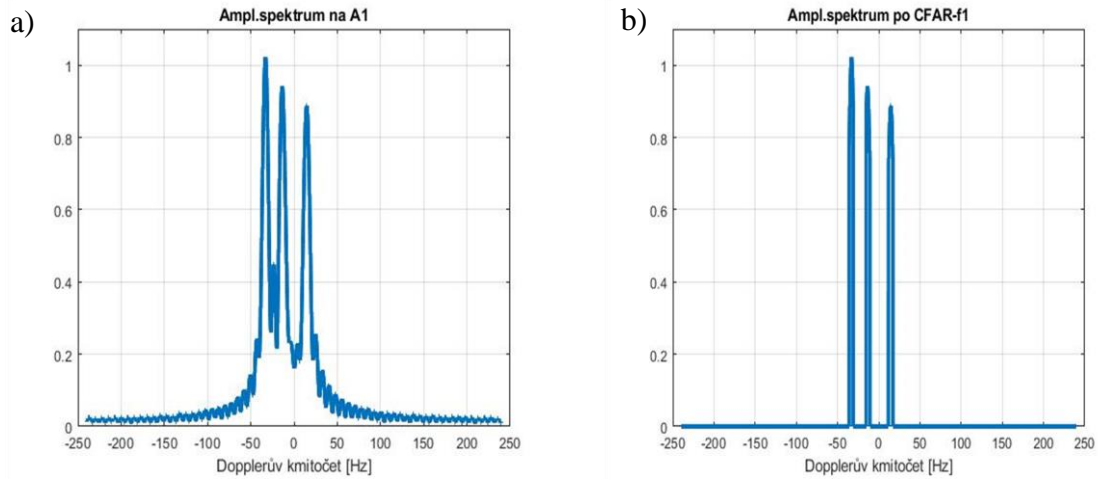
Odtud je vidět, že pro malé vzdálenosti relativních frekvencí $\Delta_f \leq 2,5$ jsou výsledky nepoužitelné (podobně jako u FFT při doplnění signálu nulami). Výsledky dále ukazují, že při větším poměru amplitud $A_1/A_2 \geq 3$ se velké chyby objevují i na vzdálenostech do $\Delta_f < 4$. Naopak vliv šumu pro $\text{SNR} \geq 15$ dB a vliv počátečního rozdílu fází je při vzdálenostech kmitočtů signálů $\Delta_f \geq 2,5$ zanedbatelný.

3.2.2. Identifikace významných cílů

Pro určení parametrů cíle potřebujeme určit fáze osmi přijatých signálů od jednoho cíle. Nejprve tedy musíme nalézt maxima amplitudových spekter a k nim fáze spekter. Amplitudová spektra přijatých signálů však mají velké množství lokálních maxim (např. obr. 16a). Maxima, odpovídající pohybu nejvýznamnějších objektů proto nejprve vybereme metodou, která se v radarové technice běžně používá pro detekci cílů na pozadí šumu, dalšího rušení a

nevýznamných odrazů (nazývaná CA CFAR - Cell Averaging Constant False Alarm Rate). ([1]). Aplikace této metody k vyhledání významných maxim funkcí je popsáno v Příloze C. Ukázka amplitudového spektra před a po provedení výběru je na obr. 16. Odtud je vidět, že tato metoda vyhledání maxim usnadňuje.

Když jsem aplikoval popsané metody na spektra modelů signálů, odražených od rovnoměrně se pohybujících cílů, nebyly výsledky určení Dopplerových kmitočtů a fází signálu dostatečně přesné. Ukázalo se, že to bylo způsobeno tím, že se Dopplerovy kmitočty v průběhu měřicího časového intervalu měnily, a to i když byl pohyb odražejících objektů rovnoměrný a přímočarý.



Obrázek 16: Amplitudové spektrum signálu se třemi Dopplerovými kmitočty před CFAR (a - levá str.) a po CFAR (b - pravá str.)

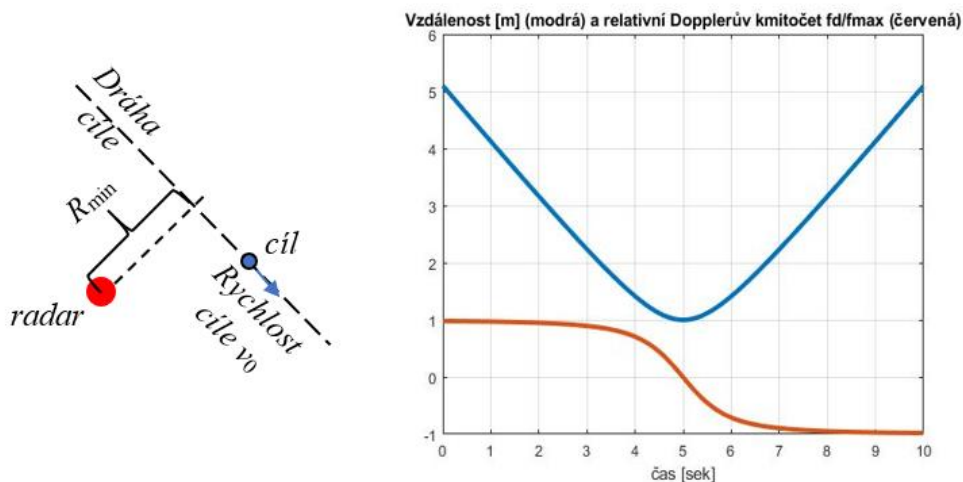
Vysvětlení je vidět na obr. 17. Předpokládáme, že se objekt pohybuje rovnoměrně přímočaře vůči radaru (obr. 17) pak se jeho vzdálenost $R(t)$ od radaru (a s tím také fáze signálu) mění nelineárně v závislosti na čase, a proto není Dopplerův kmitočet f_d konstantní

$$R(t) = \sqrt{R_{min}^2 + v_0^2(t - t_p)^2};$$

$$f_d(t) = \frac{f_0}{c} \frac{d(2R)}{dt} = \frac{v_0^2(t - t_p)}{\sqrt{R_{min}^2 + v_0^2(t - t_p)^2}} \quad (3.8)$$

Kde: R_{min} minimální vzdálenost objektu od radaru
 v_0 rychlost objektu
 t_p okamžik průchodu objektu místem nejbližším k radaru.

Závislosti $R(t)$ a $f_d(t)$ jsou na obr. 17.



Obrázek 17: Dopplerův posuv signálu, odraženého od pohybujícího se cíle. Vlevo dráha cíle a poloha radaru, vpravo závislost vzdálenosti cíle od radaru (modrá) a Dopplerova kmitočtu (červená) na čase

3.2.3. Kompenzace nelineárního průběhu fáze signálu v čase

Tento problém je možné omezit tím, že zkrátíme úseky měření. Délka měřeného úseku T_0 však ovlivňuje rozlišovací schopnost v Dopplerově kmitočtu. Jak bylo ukázáno v odst. 4.2.1, dobře jde zpracovávat kmitočty, lišící se aspoň o $3/T_0$. Takže v našem případě nelze délku úseku zkracovat pod hodnotu asi 0,3 až 0,5 s.

Další zlepšení přesnosti můžeme dosáhnout kompenzací nelineárního průběhu fáze v závislosti na čase. Lineární průběh fáze odpovídá konstantnímu Dopplerovu kmitočtu. Takže dalším přiblížením je kvadratický průběh fáze. Ke skutečnému průběhu fáze $\Phi_{pj}(t)$ se tedy přiblížíme kvadratickým modelem:

$$\Phi_{pj}(t) \cong 2\pi f_{dpj} \cdot t + \pi \Delta f_{dpj} \frac{t^2}{T_0} + \Psi_{pj} \quad (3.9)$$

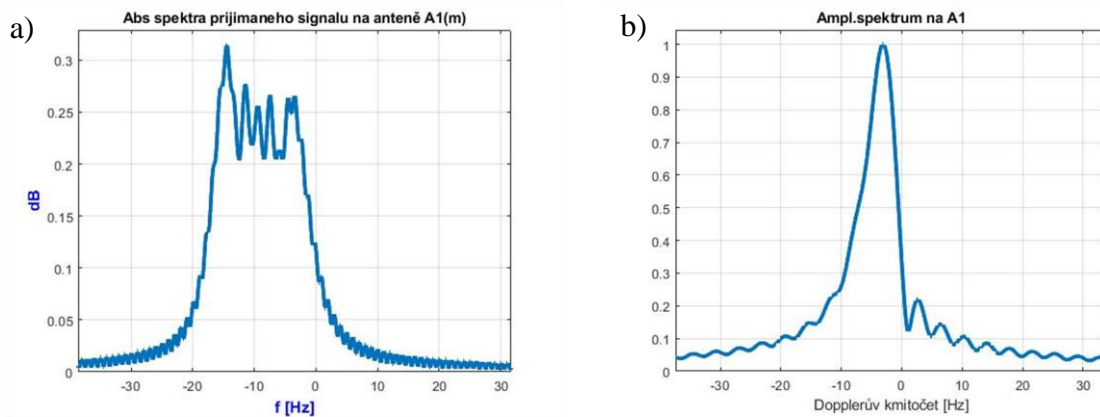
Kde: f_{dpj} je Dopplerův kmitočet signálu, přijatého na p -té anténě na kmitočtu nosné f_j

$$j = 1, 2$$

Δf_{dpj} je maximální odchylna Dopplerova kmitočtu v intervalu T_0 od jeho hodnoty v okamžiku $t = 0$

Ψ_{pj} je počáteční fáze signálu přijatého na p -té anténě na kmitočtu nosné f_j

Zvolíme tedy řadu parametrů modelů Δf_d v nějakém rozmezí $\langle -\Delta F_d, +\Delta F_d \rangle$. Přijaté signály ještě před DFT vynásobíme výrazem $\exp\left(-j\pi\Delta f_{dpj} \frac{t^2}{T_0}\right)$ a pak je podrobíme Fourierově transformaci. Průběh, který nejlépe vystihuje přijatý signál bude mít největší velikost maxima amplitudového spektra. Zjištěná fáze bude odpovídat počátečním fázím signálů pro $t = 0$. Ukázka spektra před a po kompenzaci nelinearity fáze je na obr. 18



Obrázek 18: Ukázka spektra pro jeden cíl a) před a b) po kompenzaci nelinearity fáze

3.3 Další zpracování signálu

3.3.1. Výpočet polohy cíle v jednom okamžiku.

Výsledkem předcházejících operací jsou frekvence dopplerových kmitočtů f_{dpji} a fáze signálů Φ_{pji} ($p = 1$ až 4 je pořadí antény, $j = 1, 2$ je pořadí nosné f_1 nebo f_2 , $i = 1, \dots, N$ je pořadí cíle). Z dopplerových kmitočtů f_{dlji} vypočítáme radiální rychlost i -tého cíle. Z fází vypočteme vzdálenosti R_{pi} i -tého cíle od p -té antény podle (2.11) a (2.12). Přitom R_{li} je vzdálenost i -tého cíle od radaru, takže známe počet cílů, jejich vzdálenosti od radaru a rychlosti vůči radaru. Polohy jednotlivých cílů určíme řešením soustavy nelineárních rovnic (2.12) metodou postupných aproximací (Příloha A). Zjištěné polohy by se měly blížit poloze cílů na začátku intervalu měření.

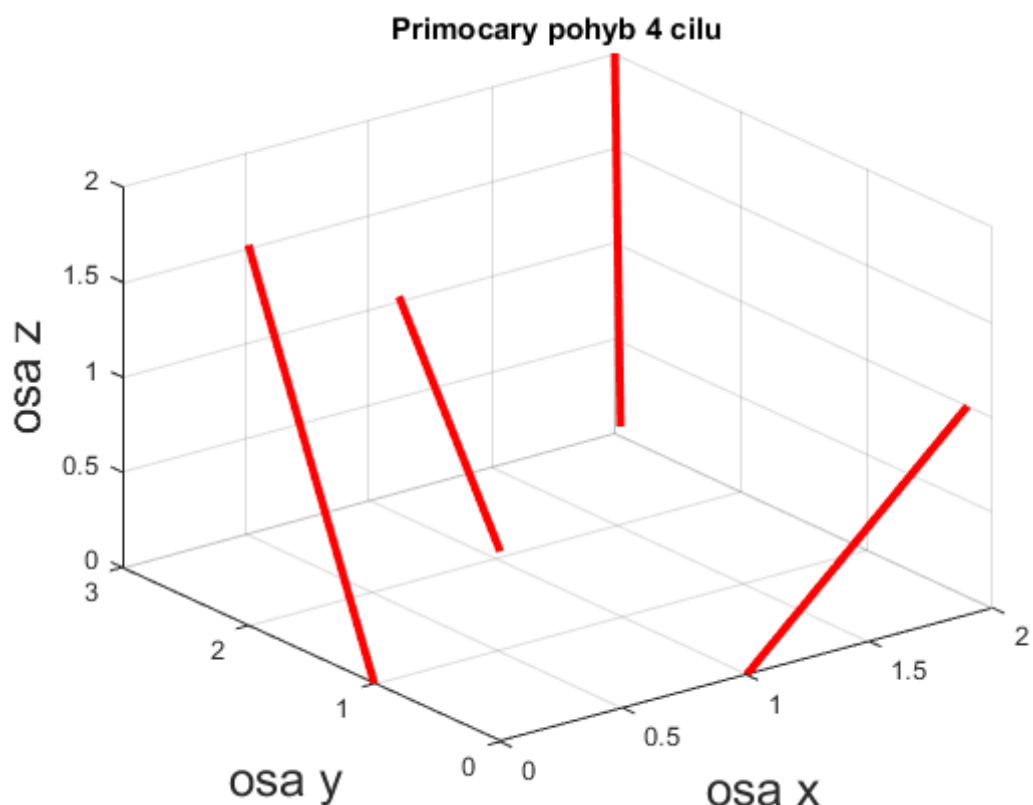
3.3.2. Sledování cílů

Po provedení dalších měření získáme polohy, vzdálenosti od radaru a rychlosti jednotlivých cílů v dalších okamžicích. V radarové praxi by následovalo sledování cílů ([19]), které upřesní výsledky měření a vyloučí možné chyby (např. chyby přiřazení cílů, ztrátu detekce nebo falešnou detekci a pod.). V případě většího množství cílů s proplétajícími se drahami jde o velmi komplikované postupy (např. [20]). V této práci není sledování cílů zahrnuto.

4. TESTOVÁNÍ MODELU ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU

Každý systém je určen vstupem, vnitřní funkcí či procedurou a výstupem. Vnitřní funkce je obdobou pojmu funkce v matematice, tedy zpracovává vstup (vstupní data) a poskytuje výsledek na výstupu funkce. Na výstupu funkce jsou data, která nám celkově popisují vstup.

Pod pojmem funkce se zde rozumí samotný radar či radarové čidlo. Dále pod pojmem vstup se rozumí přijatý signál po směšování s vysílaným signálem a po dolnofrekvenční filtraci, který zde nazveme dopplerovský signál. Ten musíme znát, abychom ověřili funkčnost radaru, tedy jestli radarem měřená data souhlasí s modelem.



Obrázek 19: Přímocary pohyb čtyř cilů simulovaný modelem

4.1 Popis modelu dopplerovských signálů

4.1.1. Model pohybu cílů

Zde si popíšeme použitý model pohybu I cílů. Z důvodu krátkých časových úseků a malých rychlostí byl zvolen přímocary pohyb. Jednotkou časové osy byl zvolen úsek Δt .

$$\Delta t = \frac{t_{max}}{N} \quad (4.1)$$

Kde: t_{max} je celková doba pozorování jednotlivých pohybů

N je počet vzorků polohy

Potom je časová osa dána posloupností t ve tvaru 4.2.

$$t = (n - 1) \cdot \Delta t \quad (4.2)$$

Kde: n je pořadí vzorku, tedy $n = 1, \dots, N + 1$

Počáteční souřadnice jednotlivých cílů jsou dány vektorem \mathbf{X}_0 , který má $3I$ sloupců (pohyb i -tého cíle je dán souřadnicemi x , y a z) a 1 řádek. Matice počáteční rychlosti \mathbf{V}_0 má stejné rozměry jako vektor \mathbf{X}_0 , potom je zapotřebí pro výpočet vektor \mathbf{X}_0 rozšířit do $N + 1$ sloupců.

Přímocary pohyb I je popsán vztahem 4.3.

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_0^T + \mathbf{V}_0^T \mathbf{t} \quad (4.3)$$

Kde \mathbf{X} je matice výsledného pohybu I cílů v souřadnicích x , y a z
 \mathbf{t} je řádkový vektor o $N + 1$ bodech

Na obrázku 19 je vyobrazen pohyb čtyř cílů pomocí počítačového software MATLAB

4.1.2. Vzdálenosti jednotlivých cílů od přijímacích antén

V této části odvodíme vztahy pro výpočet průběhu vzdáleností od přijímacích antén v čase pro I cílů.

Pro potřeby výpočtu v prostředí MATLAB se vytvoří matice \mathbf{AT} seskupením jednotlivých souřadnic přijímacích antén do sloupců vztahem 4.4.

$$\mathbf{AT} = (\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_3 \mathbf{A}_4) \quad (4.4)$$

Tuto matici rozšíříme pro I cílů do I submatic pod sebe do sloupce.

Vzdálenosti pro i -tý cíl a p -tou přijímací anténu jsou dány vztahem 4.5.

$$D_{pin} = \sqrt{\sum_{l=1}^3 (X_{3(i-1)+l,n} - AT_{3(i-1)+l,p})^2} \quad (4.5)$$

Kde l poukazuje na konkrétní souřadnici x , y nebo z

$n = 1, \dots, N + 1$ značí pořadí vzorku

4.1.3. Fázová zpoždění přijímaných signálů

Pro modelování dopplerovských signálů je třeba znát průběh fáze těchto signálů. Průběh fáze je dán změnami polohy pohybujících se cílů.

Vysílaný signál se střídavě přepíná mezi frekvencemi f_1 a f_2 s periodou T_1 . Počet všech všech vzorků fáze je $N + 1$, tedy pro f_1 bude počet vzorků fáze $\frac{N}{2} + 1$ a pro f_2 bude počet vzorků $\frac{N}{2}$.

Průběh fáze přijímaného signálu na přijímacích anténách A_1, A_2, A_3 a A_4 pro vysílací frekvenci f_1 a i -tý cíl je

$$\Phi_{p1in} = \frac{2\pi}{\lambda_1} (D_{1,i,2n-1} + D_{p,i,2n-1}) \quad (4.6)$$

Kde index $i = 1, \dots, I$ a index $m = 2n - 1$ značí pořadí prvku a $n = 1, \dots, \frac{N}{2} + 1$, $p = 1, 2, 3, 4$ odkazuje na přijímací anténu A_p

Dále průběh fáze přijímaného signálu na přijímacích anténách A_1, A_2, A_3 a A_4 pro vysílací frekvenci f_2 a i -tý cíl je

$$\Phi_{p2in} = \frac{2\pi}{\lambda_2} (D_{1,i,2n} + D_{p,i,2n}) \quad (4.7)$$

Kde index $i = 1, \dots, I$ a index $m = 2n$ značí pořadí prvku a $n = 1, \dots, \frac{N}{2}$, $p = 1, 2, 3, 4$ odkazuje na přijímací anténu A_p

Časovou osu t lze rozdělit na dvě dílčí časové ose t_1 a t_2 definované vztahy 4.8 a 4.9

$$t_1 = 2(n - 1)\Delta t; n = 1, \dots, \frac{N}{2} + 1 \quad (4.8)$$

$$t_2 = (2n - 1)\Delta t; n = 1, \dots, \frac{N}{2} \quad (4.9)$$

Vzorky fází Φ_{p1i} pro p -tou přijímací anténu se musí přepočítat z času t_1 který počíná nulou pro čas t_2 , který počíná hodnotou Δt . To provede interpolační funkce interp1.m zabudovaná v software prostředí MATLAB.

Tedy počet vzorků fází Φ_{p1i} bude ve výsledku také $\frac{N}{2}$.

4.1.4. Dopplerovské signály

Signály, přijímané na jednotlivých anténách mají průběh:

$$s_{pj}(t) = s \sum_{i=1}^I \rho_i \cdot \cos[2\pi f_j t + \Phi_{pji}(t)] + \eta_{pj}(t) \quad (4.10)$$

Po směšování, dolnofrekvenční filtraci a navzorkování dostaneme vstupní signály pro testování našeho modelu:

$$u_{pj}(n) = A \cdot s \sum_{i=1}^I \rho_i \cdot \cos(\Phi_{pjin}) + A \cdot s \cdot \eta_{pj}(n) \quad (4.11)$$

Další výpočty nebudou záviset na konkrétní hodnotě zisku A , takže kvůli zjednodušení zvolíme $A \cdot s = 1$. Pak dostáváme konečný vztah pro vstupní signály našeho modelu:

$$u_{pj}(n) = \sum_{i=1}^I \rho_i \cdot \cos(\Phi_{pjin}) + \eta_{pj}(n) \quad (4.12)$$

Kde: $\eta_{pj}(n)$ jsou vzorky nekorelovaných Gaussovských šumů s výkonem σ_n^2

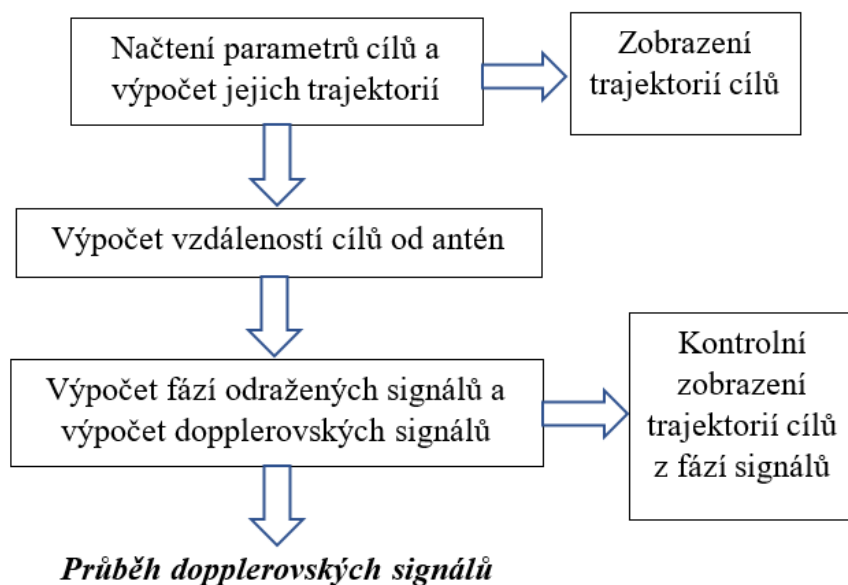
4.1.5. Program pro výpočet dopplerovských signálů.

Vývojový diagram tohoto programu je na uveden obr. 20. Skript programu v jazyce Matlab je v Příloze D.

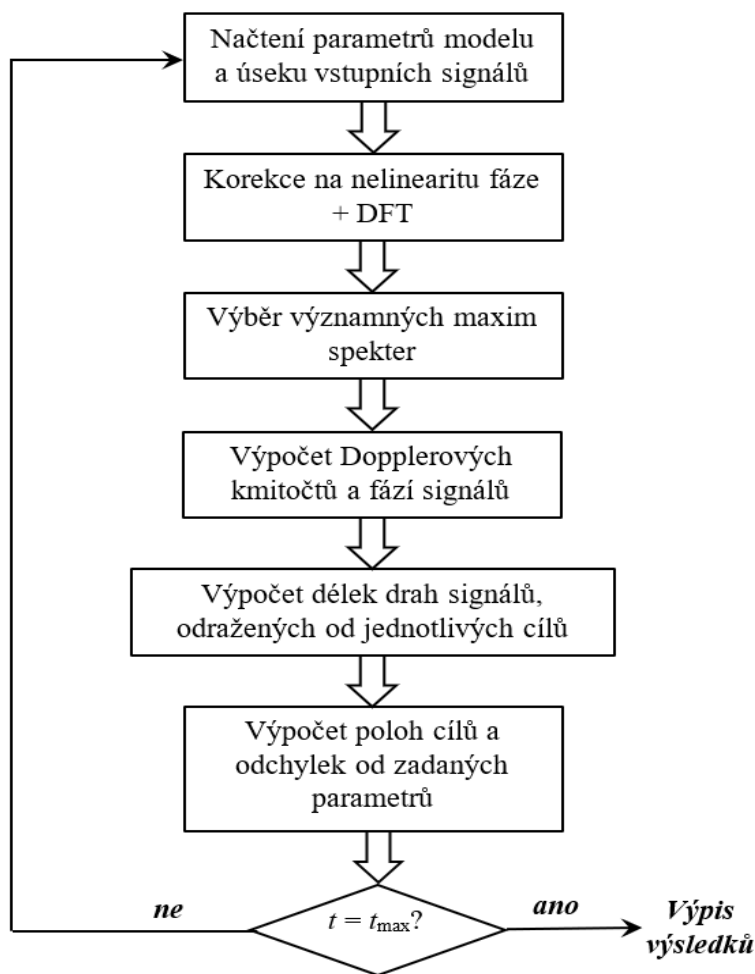
4.2 Výsledky testování modelu zpracování signálu

4.2.1. Metodika vyhodnocení testů a použité parametry modelu

Model zpracování signálu je podrobně popsán v kap. 3. Vývojový diagram programu je na obr. 21.



Obrázek 20: Vývojový diagram programu pro výpočet vstupních dopplerovských signálů



Obrázek 21: Vývojový diagram programu pro testování modelu zpracování signálu

Při testování tohoto modelu budu vyhodnocovat přesnost určení polohy (střední kvadratickou chybu souřadnic σ_P), vzdálenosti od antény A_1 (střední kvadratickou chybu vzdálenosti σ_R) a rychlosti vůči anténě A_1 (střední kvadratickou chybu rychlosti σ_V) v závislosti na vzdálenosti od radaru, rychlosti a poměru výkonů signálu a šumu.

Následuje přehled parametrů modelu, a hodnoty těch parametrů, které jsou společné pro všechny provedené testy.

Společné parametry:

Střední vysílací kmitočet	$f_0 = 5,8 \text{ GHz}$
Rozdíl nosných kmitočtů	$f_1 - f_2 = 26 \text{ MHz}$
Amplitudy odraž. signálů	$\rho_i = 1$
Parametry metody CFAR	$L_1 = 4, L_2 = 4, \gamma = 5$

Zdůvodnění:

- Střední vysílací kmitočet byl zvolen podle čidla, vyvíjeného ve firmě Steinel Technik s.r.o. Změna kmitočtu v rozmezí $\pm 20\%$ nemá významný vliv na vlastnosti čidla. Podstatné snížení kmitočtu by vyžadovalo zvětšení vzdálenosti antén ale rozměr čidla nelze z praktických důvodů příliš zvětšovat. Podstatné zvýšení kmitočtu klade zase zvýšené nároky na použitou technologii, a to by vedlo ke zdražení čidla.
- Rozdíl nosných kmitočtů rozhoduje o přesnosti měření vzdáleností. Zvýšení tohoto rozdílu sice zvýší přesnost určení vzdáleností, ale zvýší se také rozdíl Dopplerových kmitočtů, který ztěžuje přiřazení Dopplerových kmitočtů jednotlivým cílům. Hodně velké zvětšení tohoto rozdílu také komplikuje praktické řešení čidla. Uvedená hodnota byla vybrána po experimentech s matematickým modelem čidla.
- Amplitudy odražených signálů: při větším poměru amplitud je rozlišení objektů horší (viz příloha B). Tyto výpočty např. ukázaly, že při dvou cílech s poměrem amplitud větším než 5 lze cíle rozlišit až když je rozdíl jejich rychlostí větší, než 0,8 m/s, přitom typická rychlost pohybu člověka v místnosti je 0,5 – 1 m/s.
- Parametry CFAR byly vybrány na základě experimentů s matematickým modelem.

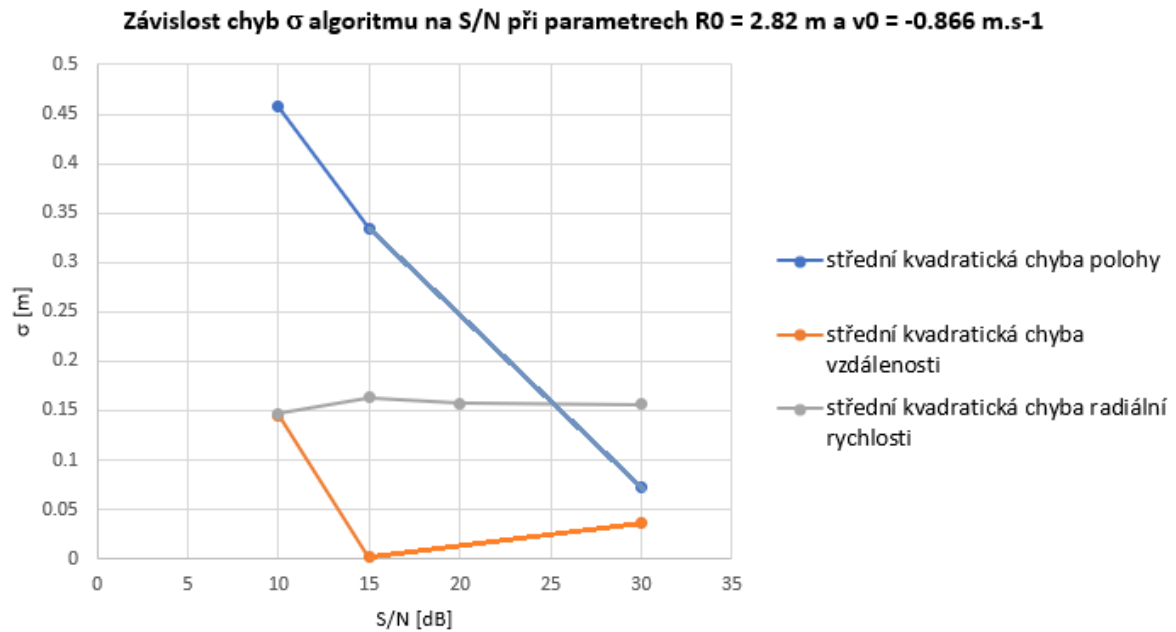
Ostatní parametry:

Vzorkovací kmitočet	$f_{vz} = 240 - 960 \text{ Hz}$
Počet vzorků jednoho měření	$N = 64, 128, 256,$
Počet vzorků spekter	$M = 1\ 000 - 10\ 000$
Počet kompenzací nelinearity fáze	$K = 100 - 600$
Rozdíl Dopplerových kmitočtů	$\Delta f_d = 2 - 10 \text{ Hz}$
Počet cílů	$I = 1 - 6$
Odstup signál/šum	$S/N = 10 \text{ dB} - 60 \text{ dB}$

Zdůvodnění:

- Vzorkovací kmitočet omezuje maximální Dopplerův kmitočet $|f_{dmax}| < f_{vz}/2$. Uvažují Dopplerovy kmitočty maximálně 100 Hz, což odpovídá rychlosti asi 10 km/h. Příliš vysoké vzorkovací kmitočty zase znamenají potřebu zpracovávání zbytečně velkého počtu dat.

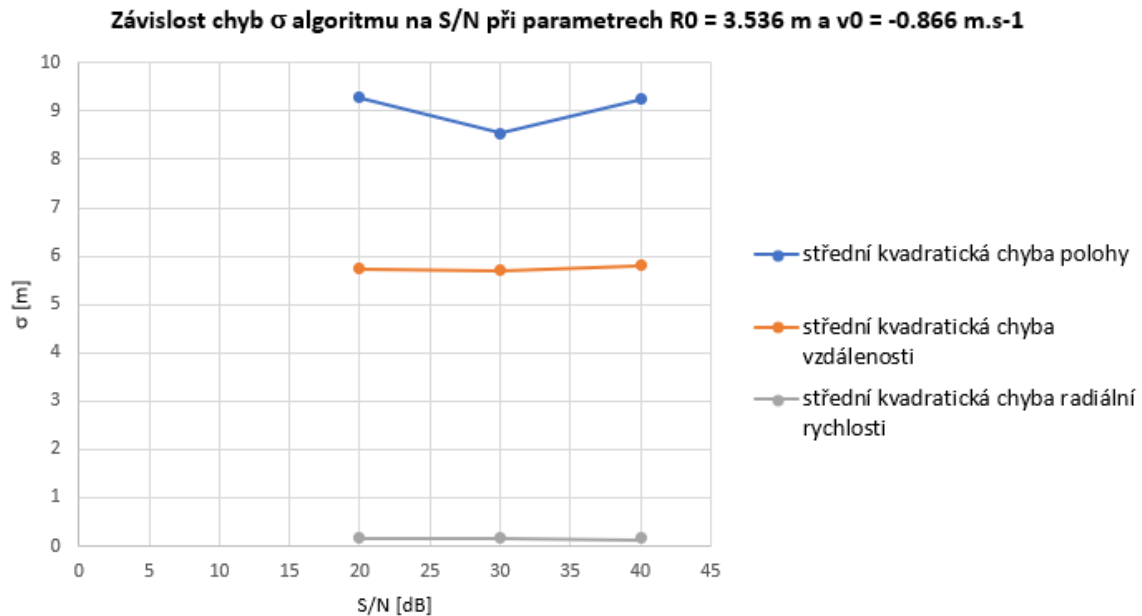
- Počet N vzorků jednoho měření vymezuje dobu jednoho měření $T_1 = N/f_{vz}$, které určuje rozlišovací schopnost v Dopplerově kmitočtu. Jak bylo ověřeno testováním (Příloha B) je pro spolehlivé rozlišení dvou kmitočtů nutná jejich minimální separace alespoň o $\Delta f_d = 2,5/T_1$. Odtud vyplynula přibližná podmínka $T_1 \geq 0,3$ s. Na druhé straně když zvolím příliš dlouhou dobu měření, bude se více projevovat nelinearita fáze v závislosti na čase a tím se sníží přesnost výpočtu fáze.



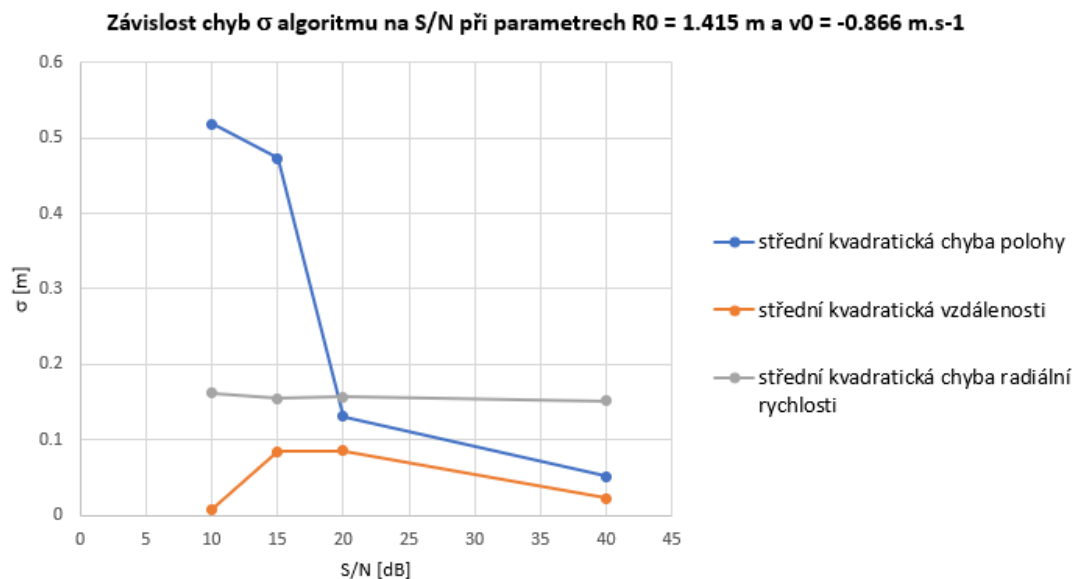
Obrázek 22: Závislost chyb určení polohy (v metrech) vzdálenosti (v metrech) a radiální rychlosti cíle (v metrech/sek) pro vzdálenost cíle 2,8m.

4.2.2. Výsledky pro jeden cíl

Na obrázcích 22, 23 a 24 jsou závislosti chyb vypočtené polohy σ_P v metrech, chyby vzdálenosti σ_R v metrech a chyby radiální rychlosti σ_v v m/s na poměru signál/šum S/N . Obr. 22, 23 a 24 se liší vzdáleností předmětu od radaru. Na všech třech obrázcích je vidět dobrý průběh chyb radiálních rychlostí σ_v okolo hodnoty $0.15 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$. Protože se rychlost určuje z Dopplerova posunu, tedy z maxima amplitudového spektra, lze konstatovat, že přesnost

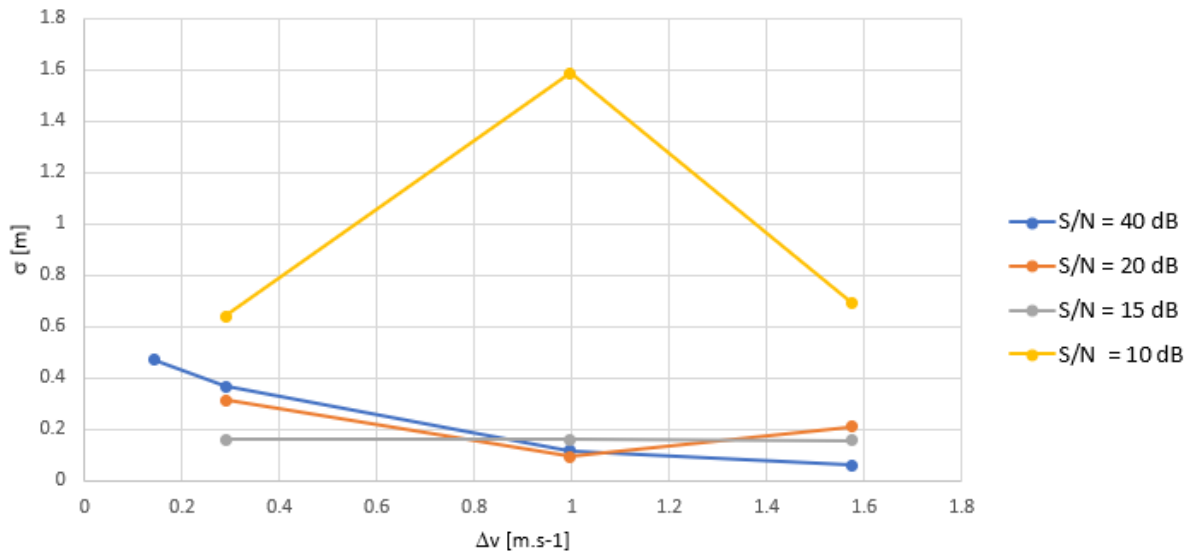


Obrázek 23: Závislost chyb určení polohy (v metrech), vzdálenosti (v metrech) a radiální rychlosti cíle (v metrech/sek) pro vzdálenost cíle 3,536 m.



Obrázek 24 : Závislost chyb určení polohy (v metrech), vzdálenosti (v metrech) a radiální rychlosti cíle (v metrech/sek) pro vzdálenost cíle 1,415 m.

Závislost střední kvadratické chyby σ algoritmu na Δv při parametrech $R1 = 1.415$ m, $R2 = 1.71$ m



Obrázek 25: Závislost chyby polohy na rozdílu rychlostí cílů Δv [m/s] při vzdálenostech cílů 1,41 m a 1,71 m. Parametrem je poměr výkonu signál/šum S/N [dB].

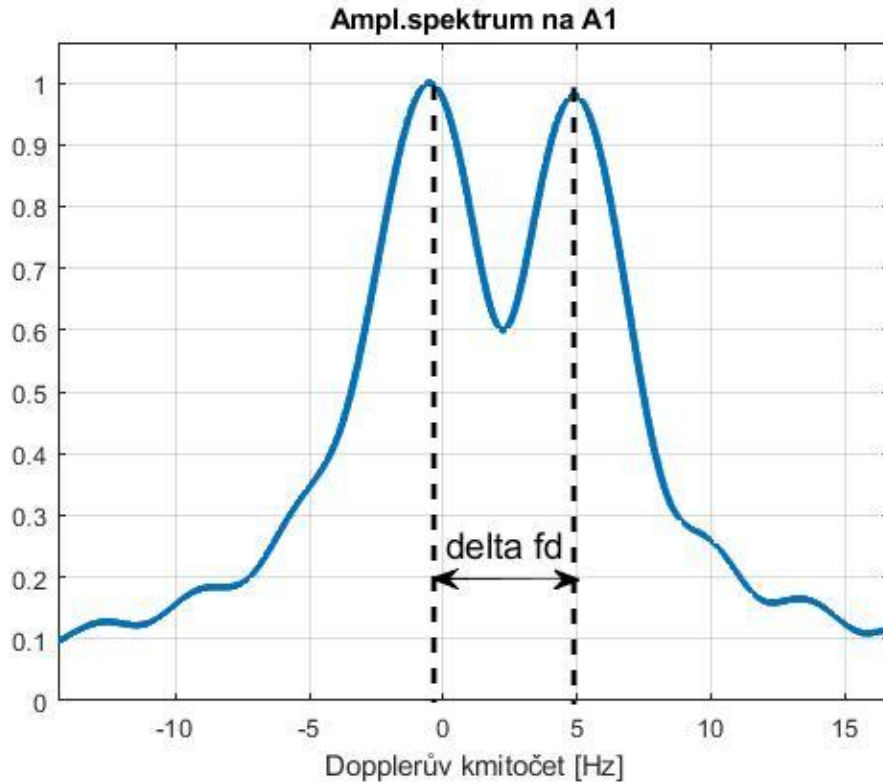
odhadu radiální rychlosti v_R potvrzuje i správnost použití metody výběru významných maxim viz kap. 3 a Příloha C. Dále si lze všimnout, že chyby polohy i vzdálenosti jsou pro vzdálenosti do 3 m pro danou aplikaci vyhovující, zatím co na obrázku 24 pro vzdálenost 3,5 m jsou již tyto chyby nepřijatelné. To pak platí i pro více cílů na dalších obrázcích.

4.2.3. Testování programu se 2 cíli

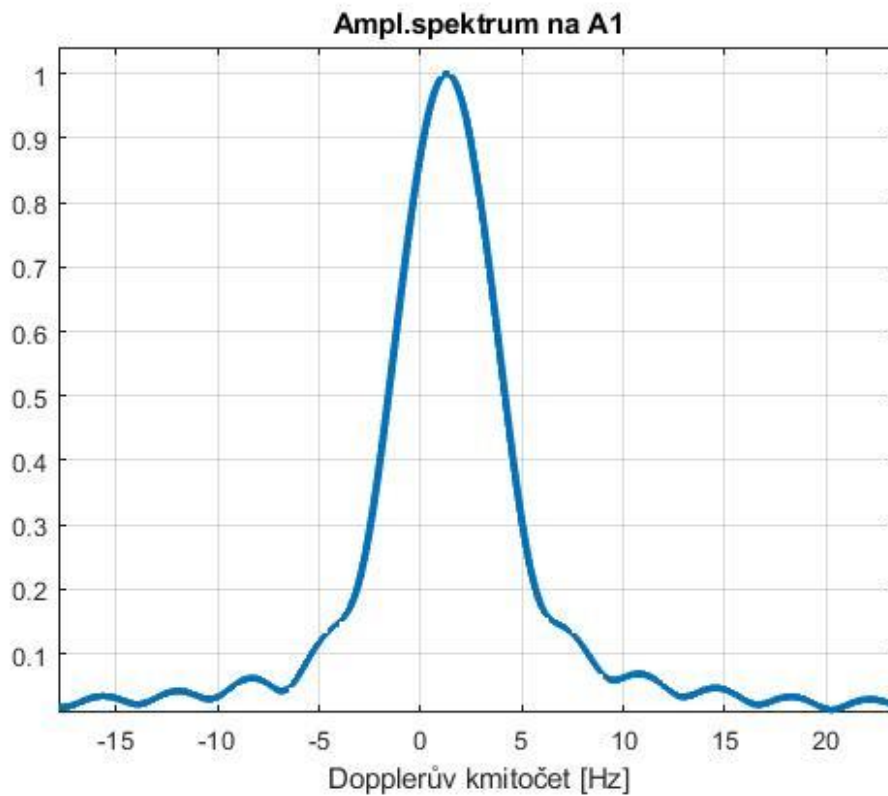
Protože separace jednotlivých cílů je založena na rozlišení jejich Dopplerových kmitočtů, testoval jsem při dvou cílech chyby polohy v závislosti na rozdílu rychlostí obou cílů Δv a na poměru S/N při různých vzdálenostech cílů.

Obrázky 25, 28 a 29 ukazují závislost chyby poloh v závislosti na rozdílu rychlostí obou cílů Δv [m/s]. Na obr. 25 si lze všimnout, že pro odstupy S/N do 15 dB jsou chyby přijatelné, ale pro $S/N = 10$ dB se už objevují velké chyby. Na dalších obrázcích pro větší rozdíly rychlostí cílů od radaru se nepřijatelné chyby programu projevují už i při vyšším odstupu $S/N = 15$ dB i 20 dB. Proto na obrázcích 28 a 29 nejsou zobrazeny a místo křivky lze vidět bod pro jednu hodnotu Δv .

Na obrázek 26 je vidět, jak vypadá spektrum přijatého signálu na anténě A1, když je rozdíl rychlostí cílů ještě rozlišitelný a na obrázek 27 je spektrum v případě, že už nelze jednotlivé odrazy na základě Dopplerova kmitočtu rozlišit.

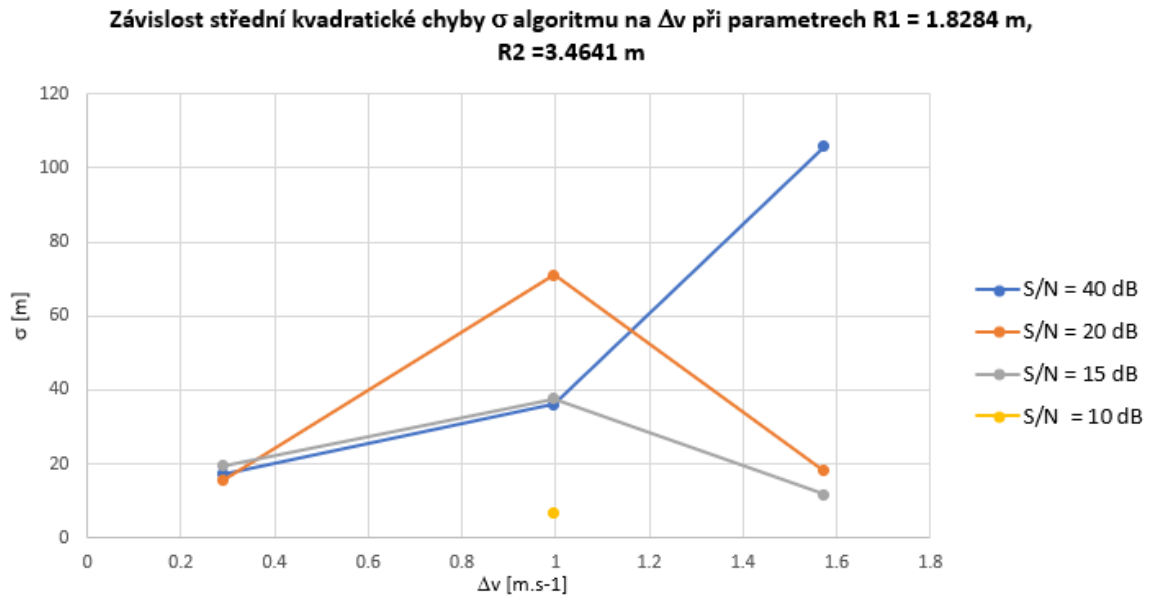


Obrázek 26: Spektrum signálu se dvěma cíli s rozdílem rychlostí $\Delta v = 0,288$ m/s což odpovídá $\Delta f_d = 5,5$ Hz = $2,75/T_1$ - na mezi rozlišitelnosti $\cong 2,5/T_1$.

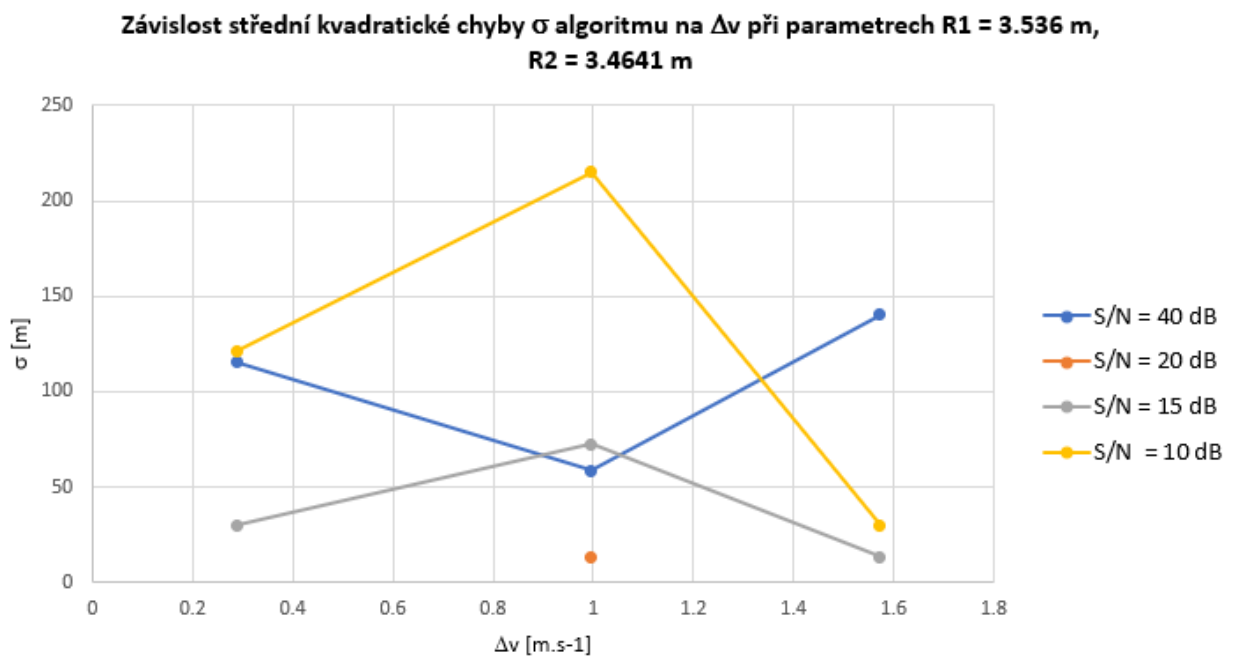


Obrázek 27: Spektrum signálu se dvěma cíli s rozdílem rychlostí $\Delta v = 0,144$ m/s, což odpovídá $\Delta f_d = 2,75$ Hz = $1,37/T_1 < 2,5/T_1$ - nejsou rozlišitelné.

Další obrázky ukazují, jak se zhoršuje schopnost detekovat cíle při zvětšování jejich vzdálenosti. Potvrzují, že pro vzdálenosti cílů nad 3 m už čidlo s těmito parametry nebude možno použít.

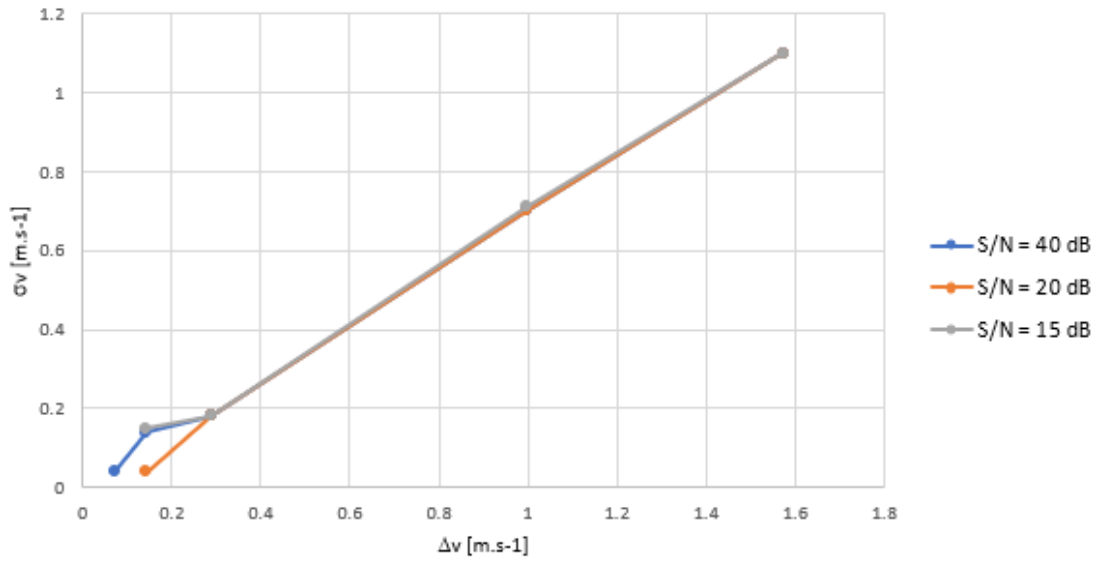


Obrázek 28: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ na Δv při větších vzdálenosti cílů od čidla.



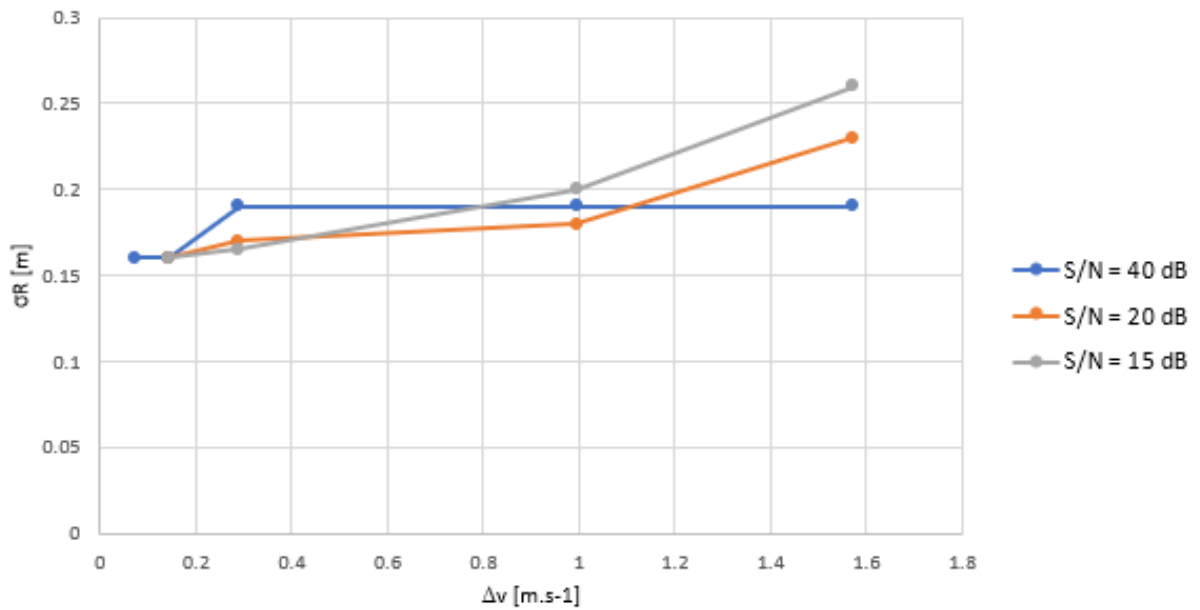
Obrázek 29: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ na Δv při větších vzdálenostech cílů od čidla.

Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s parametry $R_1 = 1.415$ m a $R_2 = 1.713$ m



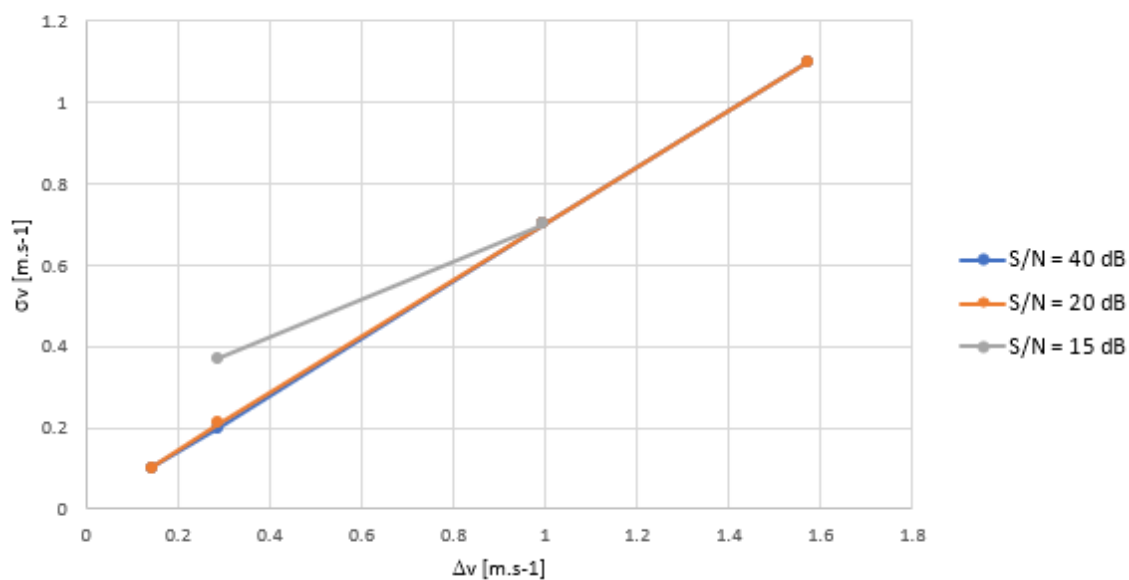
Obrázek 31: Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2 .

Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s parametry $R_1 = 1.415$ m a $R_2 = 1.713$ m



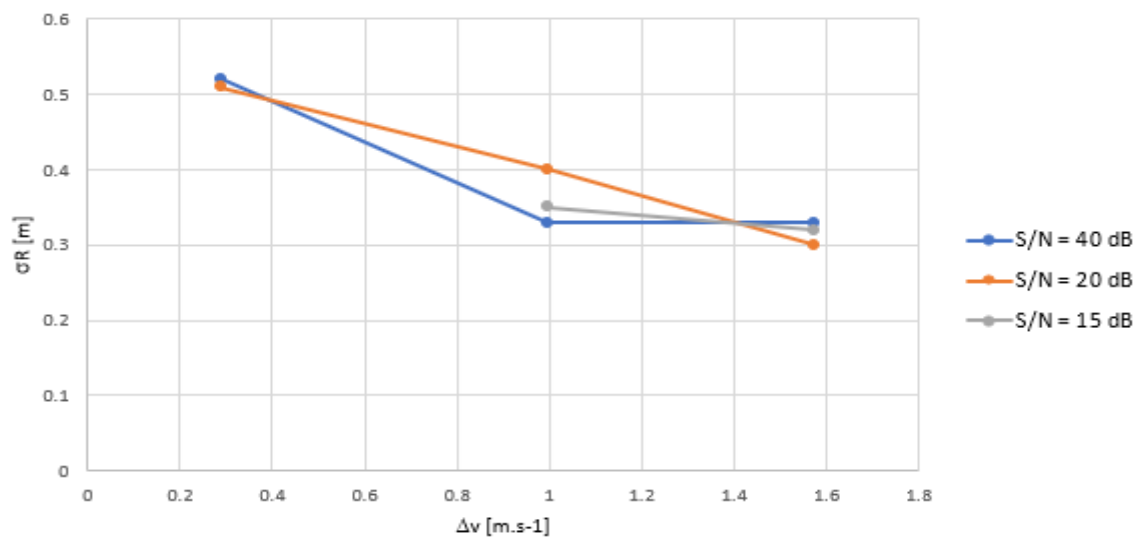
Obrázek 30: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2 .

Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s parametry $R_1 = 2.12$ m a $R_2 = 2.6$ m



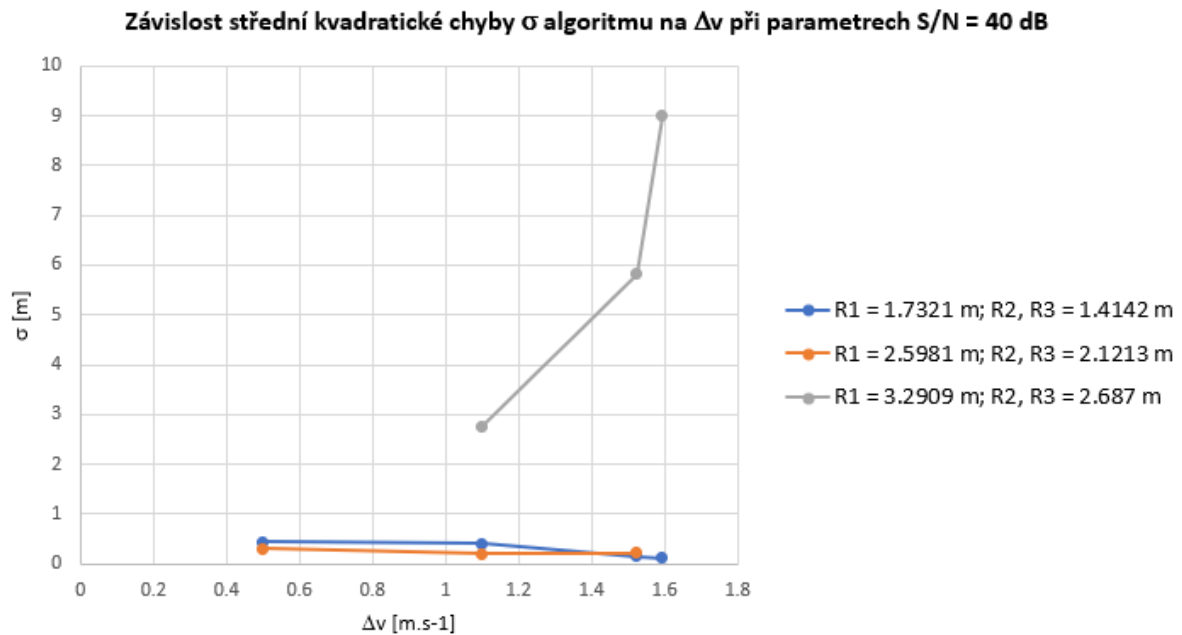
Obrázek 33: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_v na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2 .

Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s parametry $R_1 = 2.12$ m a $R_2 = 2.6$ m



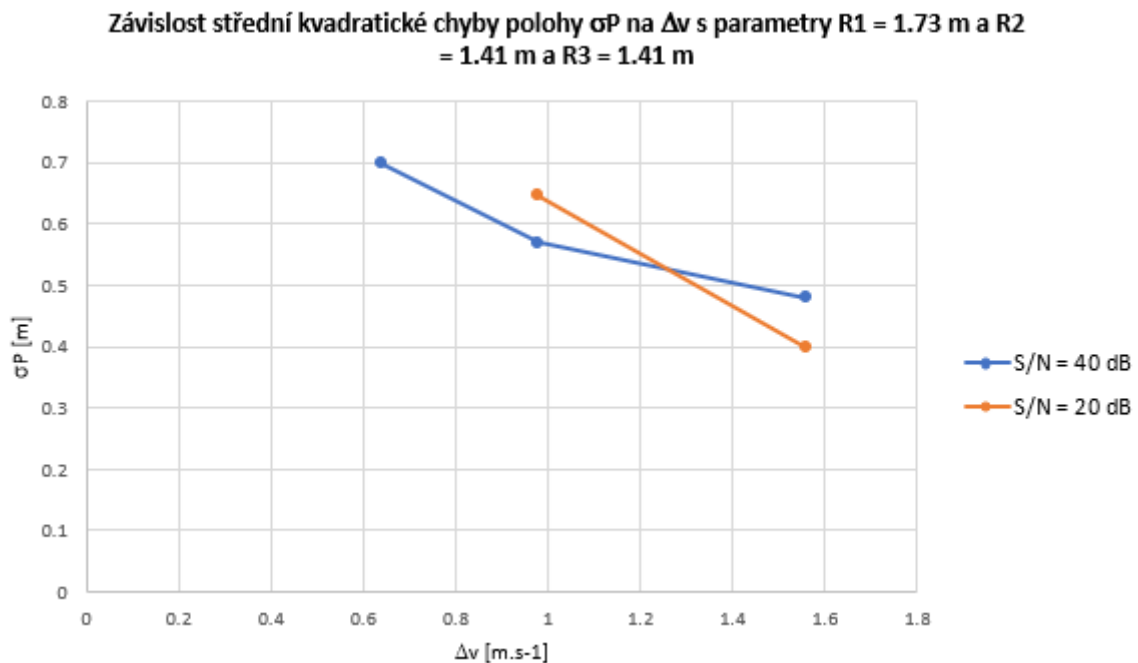
Obrázek 32: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s měnícím se parametrem S/N a pevnými parametry R_1 a R_2 .

4.2.4. Testování programu se třemi cíli:



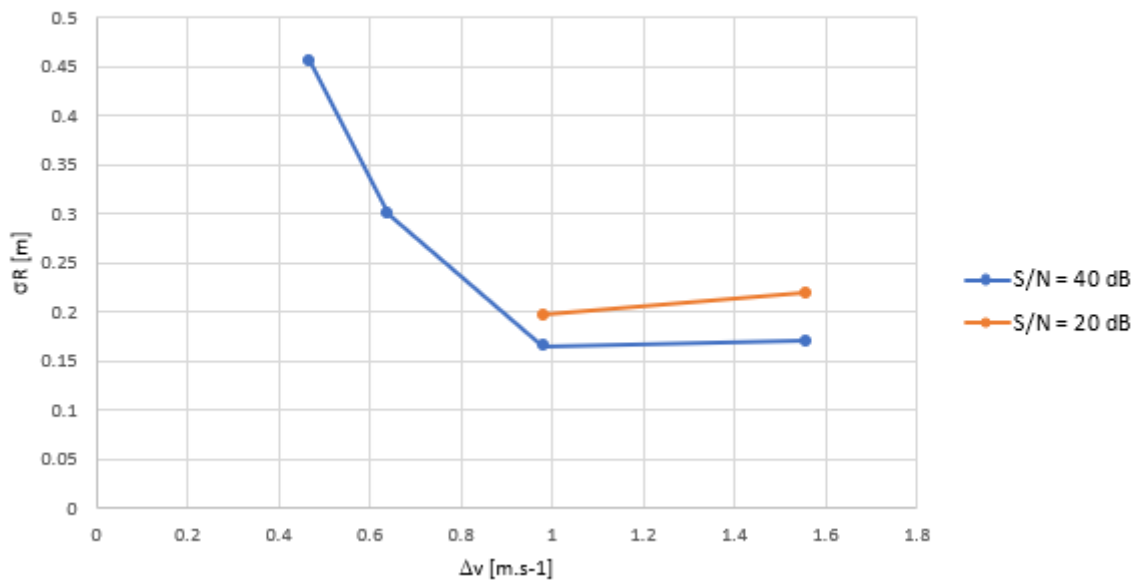
Obrázek 34: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ na Δv pro 3 cíle.

Obrázek 34 ukazuje, že i v případě tří cílů bude velikost střední kvadratické chyby polohy σ pro vzdálenosti cílů větší, než 3 metry nepřijatelná. Na obrázcích 34 až 40 nejsou zobrazeny některé hodnoty σ_P , σ_R , σ_V z důvodu nepřijatelnosti těchto hodnot.



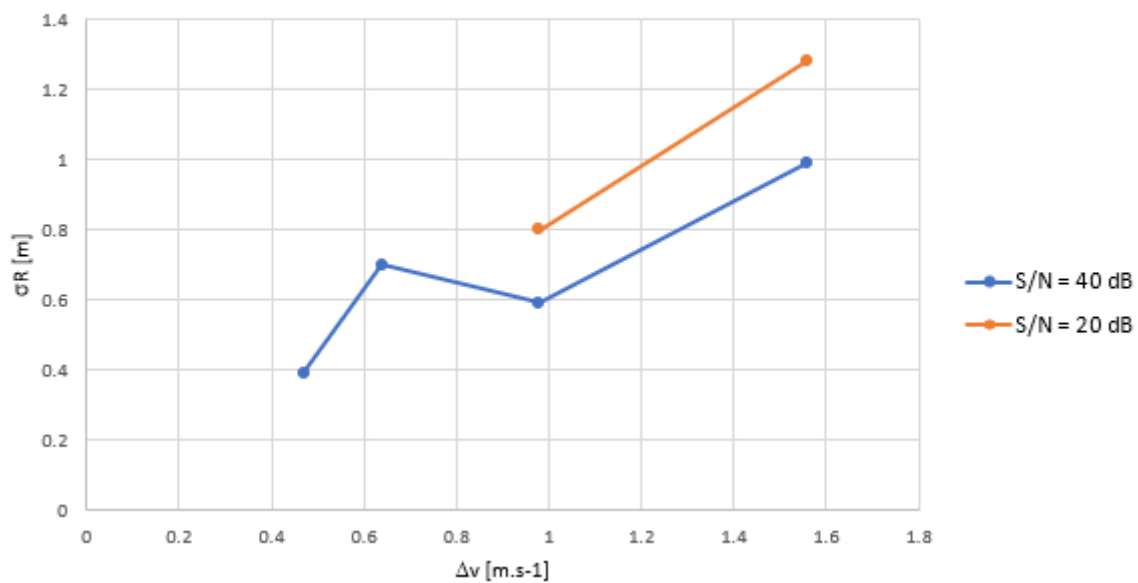
Obrázek 35: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ_P na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry $R1$, $R2$ a $R3$.

Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s parametry $R_1 = 1.73$ m a $R_2 = 1.41$ m a $R_3 = 1.41$ m



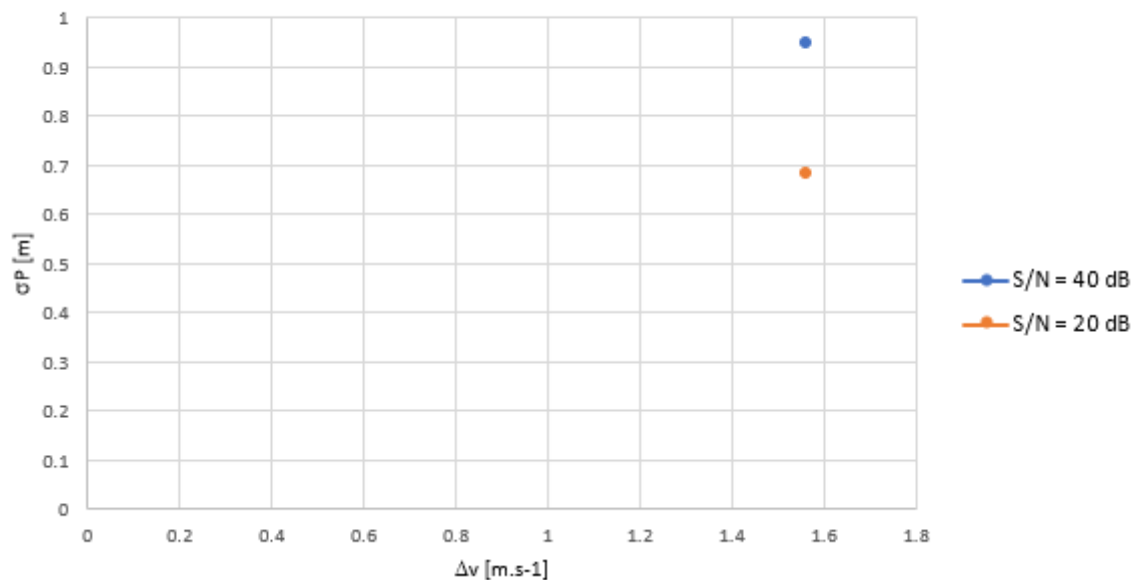
Obrázek 36: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .

Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s parametry $R_1 = 1.73$ m a $R_2 = 1.41$ m a $R_3 = 1.41$ m



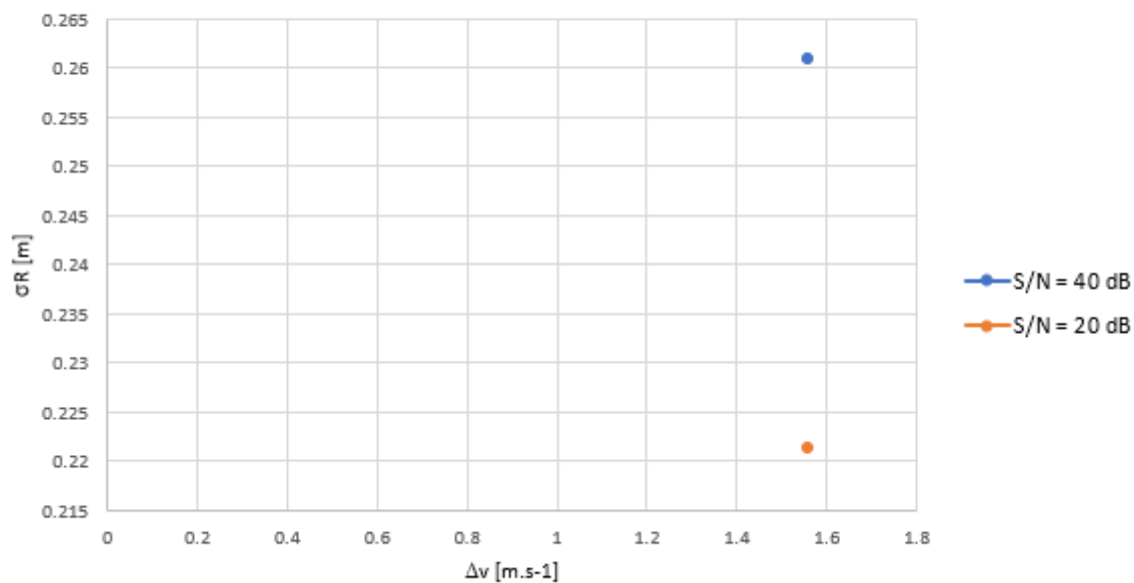
Obrázek 37: Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .

Závislost střední kvadratické chyby polohy σ_P na Δv s parametry $R_1 = 1.73$ m a $R_2 = 2$ m a $R_3 = 2$ m



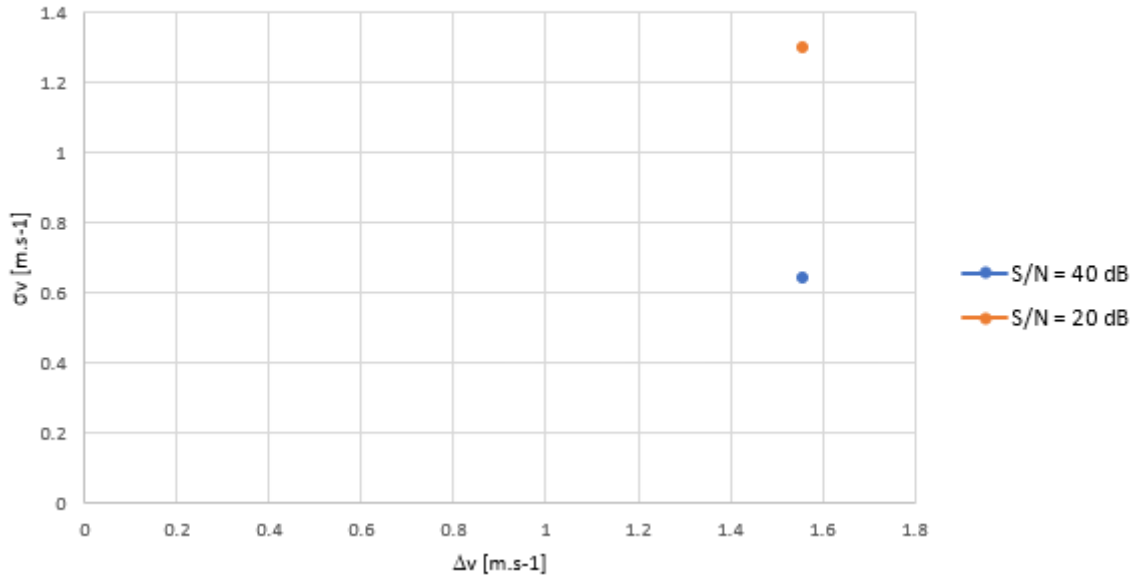
Obrázek 38: Závislost střední kvadratické chyby polohy σ_P na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .

Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s parametry $R_1 = 1.73$ m a $R_2 = 2$ m a $R_3 = 2$ m



Obrázek 39: Závislost střední kvadratické chyby vzdálenosti σ_R na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .

Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s parametry $R_1 = 1.73$ m a $R_2 = 2$ m a $R_3 = 2$ m



Obrázek 40: Závislost střední kvadratické chyby radiální rychlosti σ_v na Δv s měnícími se parametry S/N a pevnými parametry R_1 , R_2 a R_3 .

PŘÍLOHY

PŘÍLOHA A Metoda postupných aproximací řešení soustavy nelineárních rovnic

V této příloze je popsána metoda postupných aproximací (podle [17]), použitá k řešení soustavy 4 nelineárních rovnic (1.9) pro 3 neznámé souřadnice polohy odrážejícího objektu x_T, y_T, z_T :

$$\sqrt{(x_T - x_{Ap})^2 + (y_T - y_{Ap})^2 + (z_T - z_{Ap})^2} = R_p; \quad p = 1, 2, 3, 4 \quad (\text{A. 1})$$

Kde: x_{Ap}, y_{Ap}, z_{Ap} jsou známé souřadnice antén

R_p jsou změřené vzdálenosti objektu od antén

Metoda využívá opakovanou linearizaci soustavy (A.1) a její řešení metodou nejmenších čtverců.

Linearizace soustavy v okolí odhadované polohy objektu $X_{T0} = [x_{T0} \ y_{T0} \ z_{T0}]^T$

$$R_{p0} + \frac{\partial R_{p0}}{\partial x_T} \Delta x_T + \frac{\partial R_{p0}}{\partial y_T} \Delta y_T + \frac{\partial R_{p0}}{\partial z_T} \Delta z_T = R_p \quad (\text{A. 2})$$

$$\frac{\partial R_{p0}}{\partial x_T} \Delta x_T + \frac{\partial R_{p0}}{\partial y_T} \Delta y_T + \frac{\partial R_{p0}}{\partial z_T} \Delta z_T = R_p - R_{p0} \quad (\text{A. 3})$$

$$\text{Kde: } R_{p0} = \sqrt{(x_{T0} - x_{Ap})^2 + (y_{T0} - y_{Ap})^2 + (z_{T0} - z_{Ap})^2} \quad (\text{A. 4})$$

$\Delta x_T, \Delta y_T, \Delta z_T$ jsou opravy souřadnic polohy objektu

Soustava (A.3) je soustava čtyř lineárních rovnic pro tři opravy souřadnic polohy objektu $\Delta x_T, \Delta y_T, \Delta z_T$, kterou zapíšeme v maticové formě:

$$\mathbf{DR} \cdot \Delta \mathbf{X} = \mathbf{P} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{DR} = \begin{bmatrix} \frac{\partial R_{10}}{\partial x_T} & \frac{\partial R_{10}}{\partial y_T} & \frac{\partial R_{10}}{\partial z_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial R_{40}}{\partial x_T} & \frac{\partial R_{40}}{\partial y_T} & \frac{\partial R_{40}}{\partial z_T} \end{bmatrix}; \quad \Delta \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \Delta x_T \\ \Delta y_T \\ \Delta z_T \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} R_1 - R_{10} \\ \vdots \\ R_4 - R_{40} \end{bmatrix};$$

Řešení metodou nejmenších čtverců:

$$\Delta \mathbf{X} = (\mathbf{DR}^H \cdot \mathbf{DR})^{-1} \cdot \mathbf{DR}^H \cdot \mathbf{P} \quad (\text{A.6})$$

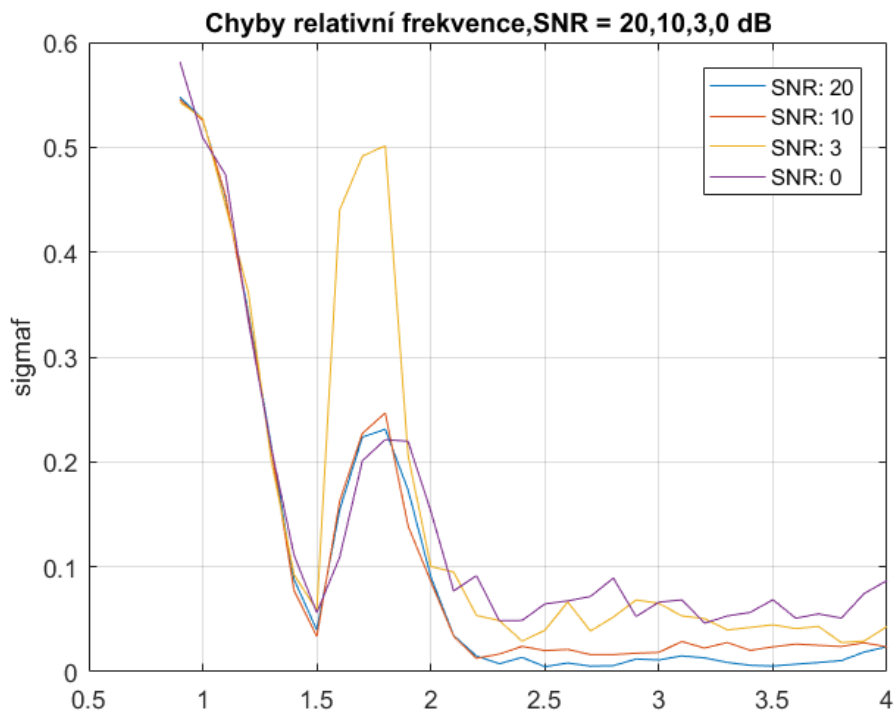
Postup iterace:

1. krok: zvolíme výchozí odhad polohy objektu \mathbf{X}_{T0}
2. krok: z rovnice (A.4) vypočítáme R_{10} až R_{40} a z rov. (A.5) matice \mathbf{DR} a \mathbf{P}
3. krok: z rovnice (A.6) vypočítáme opravu polohy objektu $\Delta \mathbf{X}$ a nový odhad polohy $\mathbf{X}_{T0} = \mathbf{X}_{T0} + \Delta \mathbf{X}$ a znovu aplikujeme postup od 2. kroku

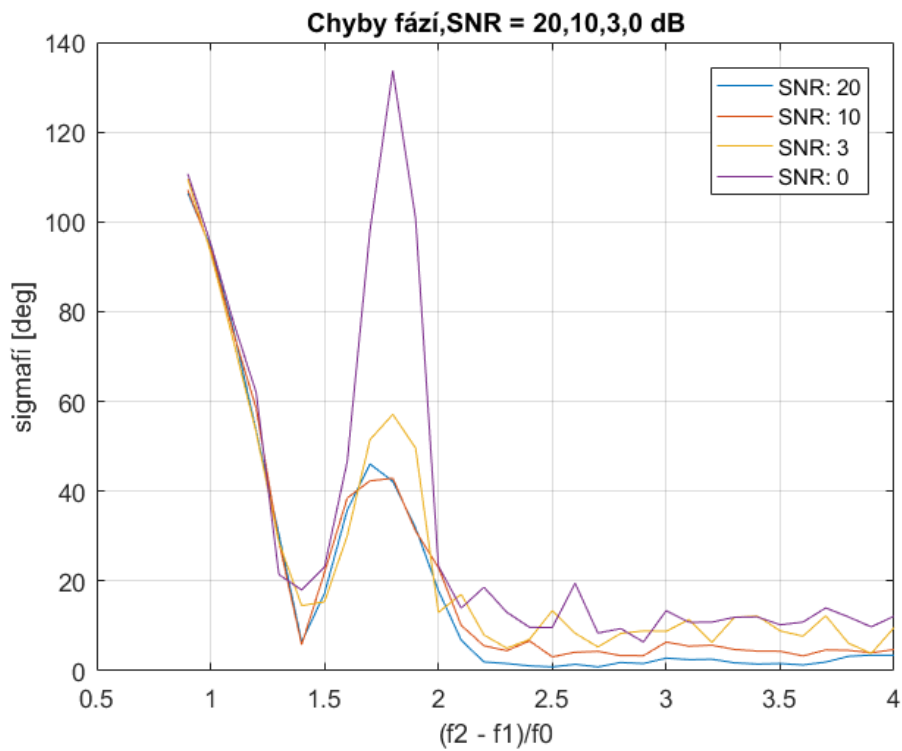
Iterace končí, až je norma opravy polohy $\|\Delta \mathbf{X}\|$ menší, než zvolená hodnota ε :

$$\|\Delta \mathbf{X}\| \equiv \sqrt{\Delta x_T^2 + \Delta y_T^2 + \Delta z_T^2} \leq \varepsilon \quad (\text{A.7})$$

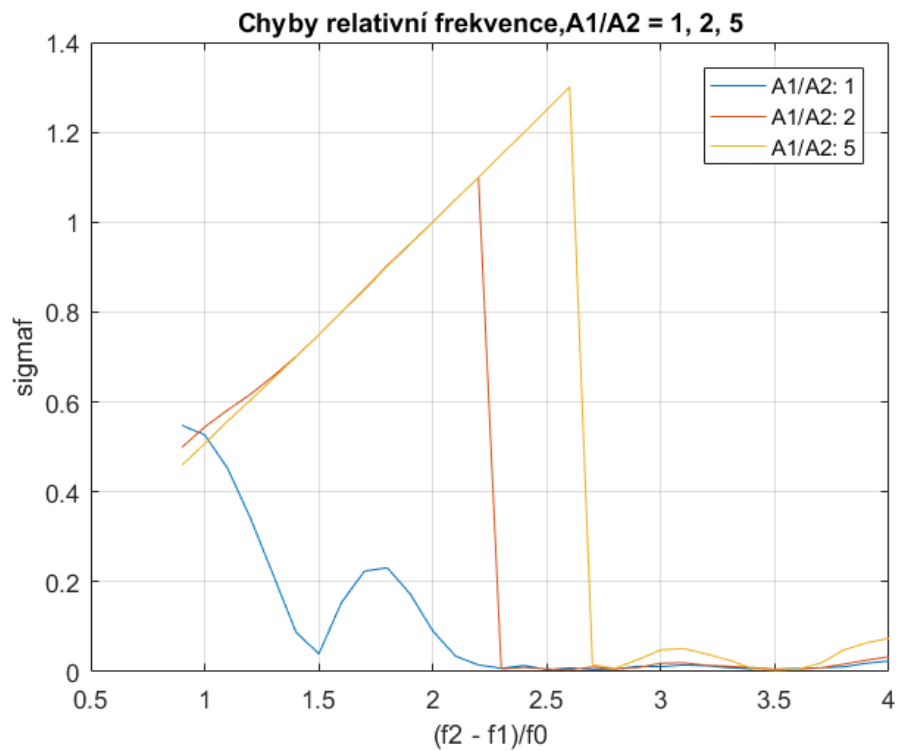
Příloha B Výsledky testování Goertzelova algoritmu



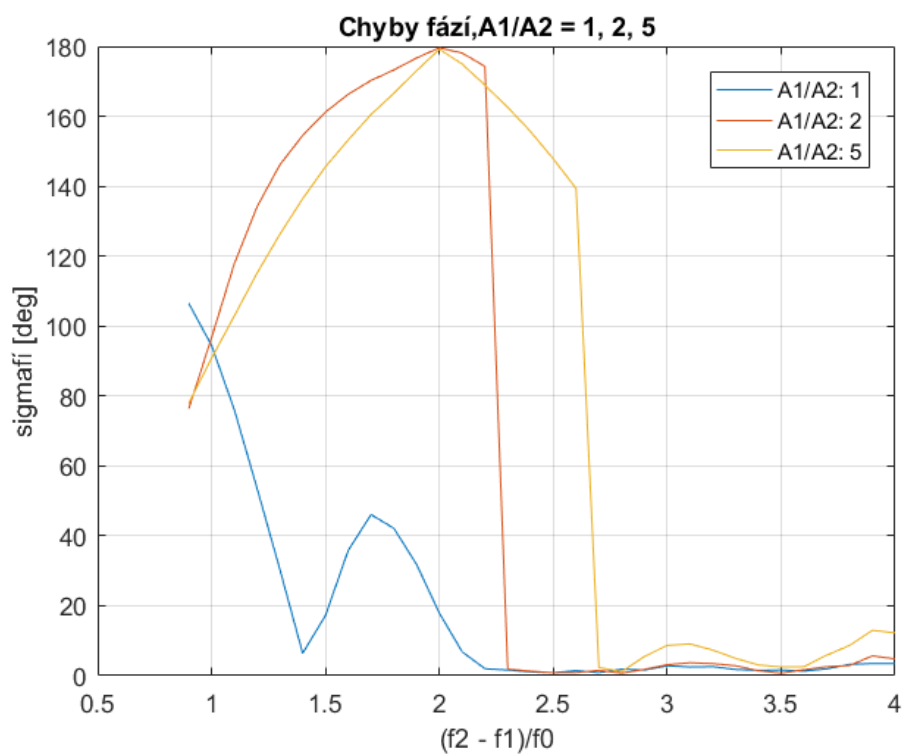
Obrázek 41: Graf závislosti střední kvadratické odchylky relativní frekvence na Δf s parametrem SNR



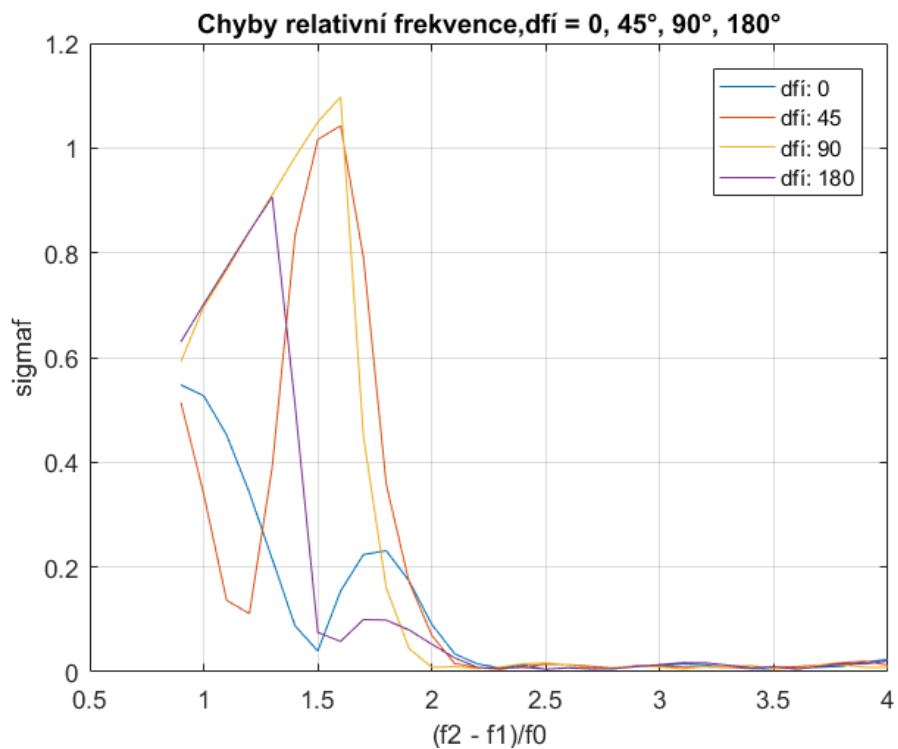
Obrázek 42: Graf závislosti střední kvadratické odchylky fáze na Δf s parametrem SNR



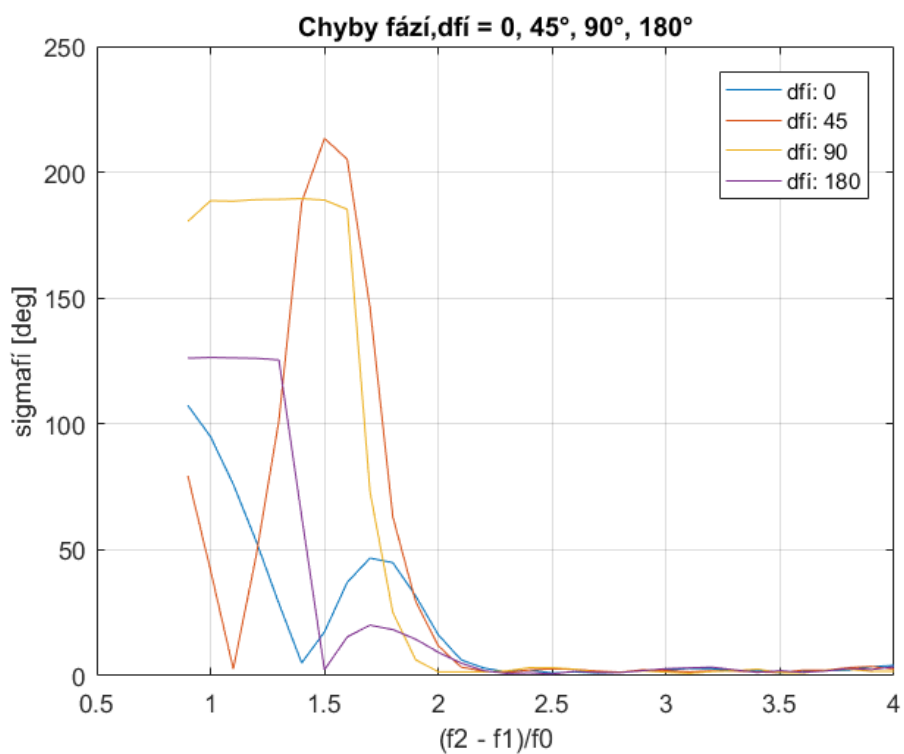
Obrázek 43: Graf závislosti střední kvadratické odchylky relativní frekvence na Δf s parametrem $A1/A2$



Obrázek 44: Graf závislosti střední kvadratické odchylky fáze na Δf s parametrem $A1/A2$



Obrázek 45: Graf závislosti střední kvadratické odchytky relativní frekvence na Δf s parametrem φ_2



Obrázek 46: Graf závislosti střední kvadratické odchytky fází na Δf s parametrem φ_2

Výsledky Goertzlova algoritmu

$\Delta f = f_2 - f_1$	S/N	A_2/A_1	σ_r	σ_ϕ
[-]	[dB]	[-]	[-]	[°]
4	10	1	0,0263	4,9196
		0,5	0,0387	7,8565
		0,2	0,0961	20,0615
		0,1	0,1899	40,3664
	5	1	0,0341	6,3620
		0,5	0,0509	10,5600
		0,2	0,1260	27,2937
		0,1	1,0211	48,1331
	3	1	0,0359	6,5982
		0,5	0,0562	11,6805
		0,2	0,1458	31,9358
		0,1	1,4163	51,8209
	0	1	0,0477	8,5988
		0,5	0,0733	15,1508
		0,2	0,1855	41,4810
		0,1	1,4202	64,3725
	-1	1	0,0490	8,6576
		0,5	0,0799	16,4863
		0,2	1,0157	41,9714
		0,1	1,4219	69,0338
	-2	1	0,0547	9,5684
		0,5	0,0876	17,9994
		0,2	1,4137	44,2529
		0,1	1,4234	73,2129
	-3	1	0,0600	10,4172
		0,5	0,0966	19,8434
		0,2	1,4149	48,3827
		0,1	1,7359	60,4351
-5	1	0,0729	12,5897	
	0,5	0,1229	25,0464	
	0,2	1,4175	57,1304	
	0,1	1,6781	61,7669	
3	10	1	0,0310	5,5206
		0,5	0,0576	10,5435
		0,2	0,1426	25,7665
		0,1	1,4924	91,8738
	5	1	0,0466	8,2699
		0,5	0,0913	16,3422
		0,2	0,2113	37,4265
		0,1	1,4924	92,5996
	3	1	0,0584	10,2523
		0,5	0,1103	19,7218
		0,2	0,2507	43,9170
		0,1	1,4925	93,0308
			1	0,0802

	0	0,5	0,1486	26,1865
		0,2	0,3274	55,8464
		0,1	1,4926	93,8604
	-1	1	0,0877	15,1438
		0,5	0,1622	28,4951
		0,2	0,8120	74,1942
	-2	0,1	1,4926	94,1715
		1	0,0968	16,6386
		0,5	0,1783	31,2468
	-3	0,2	0,8220	77,2417
		0,1	1,4927	94,5061
		1	0,1072	18,4400
	-5	0,5	0,1958	34,1158
		0,2	0,8322	80,0658
		0,1	1,4928	94,8672
		1	0,1328	22,6538
2	10	0,5	0,2391	41,1135
		0,2	0,8562	86,5420
		0,1	1,4930	95,5972
		1	0,1027	18,7682
	5	0,5	0,9937	178,5087
		0,2	0,9934	178,1493
		0,1	0,9934	177,9887
		1	0,1076	19,9326
	3	0,5	0,9937	177,4885
		0,2	0,9935	176,8550
		0,1	0,9934	176,5887
		1	0,1115	20,7773
	0	0,5	0,9937	176,8757
		0,2	0,9935	176,1224
		0,1	0,9935	175,8008
		1	0,1195	22,4686
-1	0,5	0,9939	175,7128	
	0,2	0,9936	174,7210	
	0,1	0,9937	174,3001	
	1	0,1228	23,1720	
-2	0,5	0,9939	175,2379	
	0,2	0,9937	174,1647	
	0,1	0,9937	173,7051	
	1	0,1261	23,8064	
-3	0,5	0,9940	174,7255	
	0,2	0,9939	173,5545	
	0,1	0,9938	173,0556	
	1	0,1331	25,2234	
-5	0,5	0,9941	174,1593	
	0,2	0,9940	172,8971	
	0,1	0,9939	172,3522	
	1	0,1466	27,8615	
		0,5	0,9945	172,8806

		0,2	0,9943	171,4138
		0,1	0,9944	170,7883
1.5	10	1	0,0515	20,7409
		0,5	0,7439	162,1127
		0,2	0,7439	146,7283
		0,1	0,7439	141,1546
		1	0,0686	24,9041
	5	0,5	0,7439	161,8714
		0,2	0,7440	146,8349
		0,1	0,7440	141,3979
		1	0,0789	27,4174
	3	0,5	0,7439	161,7425
		0,2	0,7440	146,9059
		0,1	0,7441	141,5480
		1	0,1013	32,8292
	0	0,5	0,7440	161,4828
		0,2	0,7442	147,0590
		0,1	0,7442	141,8555
		1	0,1096	34,9123
	-1	0,5	0,7441	161,3729
		0,2	0,7443	147,1242
		0,1	0,7444	141,9912
		1	0,1196	37,5038
	-2	0,5	0,7442	161,2582
		0,2	0,7444	147,2013
		0,1	0,7445	142,1432
1		0,1343	41,1102	
-3	0,5	0,7442	161,1416	
	0,2	0,7445	147,2921	
	0,1	0,7446	142,3106	
	1	0,1658	49,0303	
-5	0,5	0,7445	160,8654	
	0,2	0,7450	147,5165	
	0,1	0,7452	142,7293	
	1	0,3358	51,4446	
1.2	10	0,5	0,6105	136,1325
		0,2	0,5968	116,9536
		0,1	0,5939	112,4348
		1	0,3351	50,9940
	5	0,5	0,6105	135,8481
		0,2	0,5970	117,1560
		0,1	0,5942	112,7056
		1	0,3330	50,4813
	3	0,5	0,6110	135,7444
		0,2	0,5971	117,2636
		0,1	0,5943	112,8729
		1	0,3293	49,6733
	0	0,5	0,6115	135,5082
		0,2	0,5977	117,5619
		0,2	0,5977	117,5619

		0,1	0,5948	113,2181
	-1	1	0,3262	49,0927
		0,5	0,6120	135,4507
		0,2	0,5980	117,6982
		0,1	0,5950	113,3731
	-2	1	0,3244	48,7284
		0,5	0,6120	135,3347
		0,2	0,5979	117,7830
		0,1	0,5950	113,5047
	-3	1	0,3206	48,1501
		0,5	0,6125	135,2660
		0,2	0,5984	117,9883
		0,1	0,5954	113,7237
	-5	1	0,3162	47,9398
		0,5	0,6135	135,1239
		0,2	0,5993	118,3999
		0,1	0,5960	114,1793
1	10	1	0,5242	94,0819
		0,5	0,5396	97,5542
		0,2	0,5038	91,9587
		0,1	0,4973	90,9439
	5	1	0,5243	94,0949
		0,5	0,5411	98,3166
		0,2	0,5043	92,3106
		0,1	0,4974	91,1983
	3	1	0,5234	93,9503
		0,5	0,5411	98,6459
		0,2	0,5047	92,5551
		0,1	0,4977	91,3880
	0	1	0,5225	93,8746
		0,5	0,5421	99,4620
		0,2	0,5057	93,0733
		0,1	0,4983	91,7956
	-1	1	0,5214	93,7426
		0,5	0,5414	99,6472
		0,2	0,5058	93,2401
		0,1	0,4985	91,9386
	-2	1	0,5181	93,2013
		0,5	0,5430	100,2431
		0,2	0,5063	93,5023
		0,1	0,4991	92,1823
	-3	1	0,5197	93,6455
		0,5	0,5432	100,6351
		0,2	0,5065	93,7243
		0,1	0,4994	92,4151
	-5	1	0,5145	93,0758
		0,5	0,5437	101,6027
		0,2	0,5075	94,3476
		0,1	0,5003	92,9368

0.8	10	1	0,4173	101,0412	
		0,5	0,4324	62,6824	
		0,2	0,3968	66,2804	
		0,1	0,3931	69,3766	
	5	1	0,4270	102,0035	
		0,5	0,4165	58,8633	
		0,2	0,3952	66,0213	
		0,1	0,3926	69,3775	
	3	1	0,4301	102,4443	
		0,5	0,4165	58,1453	
		0,2	0,3945	65,9309	
		0,1	0,3925	69,4328	
	0	1	0,4352	103,1470	
		0,5	0,4116	57,0232	
		0,2	0,3934	65,8651	
		0,1	0,3927	69,6628	
	-1	1	0,4381	103,5618	
		0,5	0,4097	56,5795	
		0,2	0,3930	65,8964	
		0,1	0,3929	69,7772	
	-2	1	0,4401	103,8421	
		0,5	0,4073	56,0636	
		0,2	0,3927	65,9228	
		0,1	0,3932	69,9575	
	-3	1	0,4419	104,0506	
		0,5	0,4052	55,6182	
		0,2	0,3926	66,0089	
		0,1	0,3938	70,1732	
-5	1	0,4491	104,9928		
	0,5	0,4015	55,0069		
	0,2	0,3929	66,4175		
	0,1	0,3954	70,7980		
0.5	10	1	0,3450	2,8418	
		0,5	0,2626	20,7771	
		0,2	0,2453	35,2454	
		0,1	0,2440	40,6348	
	5	1	0,3379	5,2033	
		0,5	0,2675	20,8808	
		0,2	0,2473	35,5823	
		0,1	0,2453	41,0752	
	3	1	0,3333	6,8023	
		0,5	0,2705	21,1053	
		0,2	0,2487	35,8765	
		0,1	0,2464	41,4152	
	0	1	0,3265	9,2534	
		0,5	0,2771	21,8830	
		0,2	0,2520	36,6584	
		0,1	0,2487	42,2047	
			1	0,3244	10,1970

	-1	0,5	0,2797	22,2901	
		0,2	0,2530	36,9824	
		0,1	0,2502	42,6439	
	-2	1	0,3200	11,6164	
		0,5	0,2815	22,7739	
		0,2	0,2550	37,4701	
		0,1	0,2520	43,1571	
	-3	1	0,3171	13,0011	
		0,5	0,2851	23,4437	
		0,2	0,2572	38,0477	
		0,1	0,2539	43,7474	
	-5	1	0,3102	16,0009	
		0,5	0,2939	25,3224	
		0,2	0,2622	39,4633	
		0,1	0,2577	45,0746	
	0.3	10	1	0,2049	2,5351
0,5			0,1741	11,4902	
0,2			0,1510	20,5062	
0,1			0,1471	24,4255	
5		1	0,2002	4,2119	
		0,5	0,1803	12,4815	
		0,2	0,1560	21,4046	
		0,1	0,1500	25,2390	
3		1	0,1979	5,1110	
		0,5	0,1835	13,1630	
		0,2	0,1590	22,0501	
		0,1	0,1522	25,8504	
0		1	0,1934	6,8812	
		0,5	0,1903	14,7039	
		0,2	0,1639	23,3375	
		0,1	0,1575	27,2951	
-1		1	0,1891	8,2739	
		0,5	0,1938	15,5335	
		0,2	0,1674	24,1166	
		0,1	0,1598	27,9658	
-2		1	0,1870	9,1661	
		0,5	0,1963	16,2543	
		0,2	0,1693	24,7304	
		0,1	0,1606	28,3964	
-3		1	0,1860	9,7556	
		0,5	0,1999	17,1614	
		0,2	0,1732	25,6823	
		0,1	0,1639	29,2910	
-5		1	0,1801	12,2440	
		0,5	0,2036	19,1798	
		0,2	0,1814	27,8845	
		0,1	0,1712	31,3644	
0.2		10	1	0,1342	2,2960
			0,5	0,1210	8,2044

		0,2	0,1025	14,0362	
		0,1	0,0982	16,7345	
	5	1	0,1296	3,9244	
		0,5	0,1256	9,2660	
		0,2	0,1090	15,2779	
		0,1	0,1025	17,8394	
	3	1	0,1284	7,4735	
		0,5	0,1303	10,2521	
		0,2	0,1127	16,1324	
		0,1	0,1056	18,6372	
	0	1	0,1221	6,7830	
		0,5	0,1353	11,7312	
		0,2	0,1189	17,7485	
		0,1	0,1127	20,4909	
	-1	1	0,1211	7,2946	
		0,5	0,1353	12,0492	
		0,2	0,1210	18,4471	
		0,1	0,1148	21,0887	
	-2	1	0,1181	8,4263	
		0,5	0,1330	13,2884	
		0,2	0,1245	19,3275	
		0,1	0,1189	22,1155	
	-3	1	0,1172	8,9921	
		0,5	0,1319	13,8659	
		0,2	0,1280	20,2484	
		0,1	0,1222	23,1037	
	-5	1	0,1121	11,4066	
		0,5	0,1252	16,2686	
		0,2	0,1353	22,4604	
		0,1	0,1317	25,5381	
	0.1	10	1	0,0660	1,8772
			0,5	0,0609	5,3552
			0,2	0,0519	8,3949
			0,1	0,0483	9,7375
		5	1	0,0627	3,1254
			0,5	0,0660	6,5863
			0,2	0,0596	10,0171
			0,1	0,0550	11,2937
		3	1	0,0588	4,5447
			0,5	0,0660	6,9462
0,2			0,0647	11,1504	
0,1			0,0596	12,3855	
0		1	0,0555	6,2155	
		0,5	0,0588	9,3837	
		0,2	0,0650	12,4214	
		0,1	0,0660	14,2256	
-1		1	0,0549	6,6607	
		0,5	0,0588	9,6731	
		0,2	0,0627	13,2111	

		0,1	0,0639	14,9708
	-2	1	0,0529	7,8232
		0,5	0,0555	11,0451
		0,2	0,0599	14,2981
		0,1	0,0618	15,8755
	-3	1	0,0517	8,9512
		0,5	0,0543	11,8636
		0,2	0,0572	15,3943
		0,1	0,0581	17,2689
	-5	1	0,0506	10,7118
		0,5	0,0515	14,3539
		0,2	0,0521	18,3733
		0,1	0,0533	19,9937
0.01	10	1	0,0063	1,9592
		0,5	0,0063	2,4652
		0,2	0,0074	3,3157
		0,1	0,0074	3,5623
	5	1	0,0117	3,5136
		0,5	0,0133	4,4727
		0,2	0,0182	5,9491
		0,1	0,0182	6,2420
	3	1	0,0133	4,0722
		0,5	0,0182	5,6156
		0,2	0,0235	7,1513
		0,1	0,0250	7,8102
	0	1	0,0218	5,9943
		0,5	0,0270	7,6826
		0,2	0,0338	9,6798
		0,1	0,0356	10,2752
	-1	1	0,0250	6,7323
		0,5	0,0319	8,7997
		0,2	0,0388	10,8541
		0,1	0,0407	11,5396
	-2	1	0,0270	7,2410
		0,5	0,0338	9,3640
		0,2	0,0425	11,6878
		0,1	0,0477	13,0530
	-3	1	0,0319	8,3467
		0,5	0,0407	10,8289
		0,2	0,0477	12,9976
		0,1	0,0546	14,6015
	-5	1	0,0407	10,3514
		0,5	0,0494	12,9078
		0,2	0,0616	16,1547
		0,1	0,0653	17,1600

Příloha C - Metoda výběru významných maxim spektra

Popisovaná metoda je obdobou metody detekce radarových cílů na pozadí rušení, nazývané CA CFAR (Cell Averaging Constant False Alarm). Jejím cílem je zvýraznit hlavní maxima a potlačit menší maxima. Amplitudová spektra DFT reálných signálů se šumem se vyznačují velkým množstvím lokálních maxim. Část z nich souvisí s tím, že DFT vychází z konečného časového intervalu. Tyto tzv. postranní laloky lze sice do značné míry snížit ale ne zcela potlačit vynásobením signálu tzv. funkcí okna. Kromě toho jsou zde menší náhodná maxima v důsledku rušení, nebo šumu.

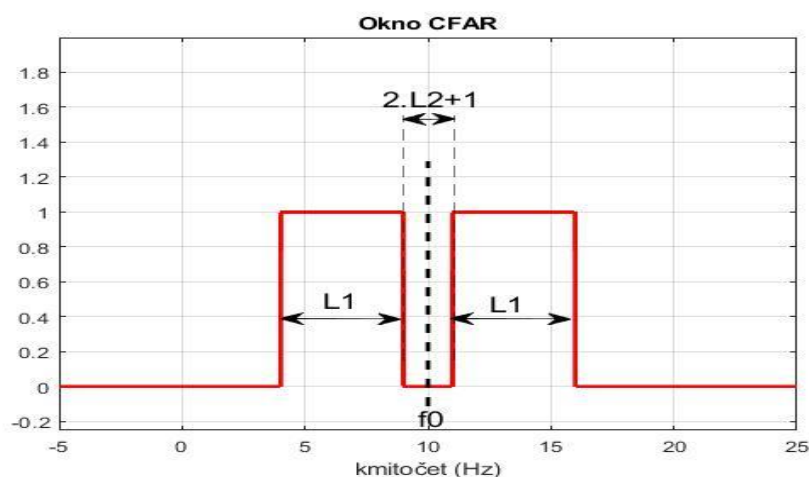
Hledáme významná maxima amplitudového spektra A_n signálu $s(k)$:

$$A_n \equiv |S(\omega_n)|, \text{ kde: } S(\omega_n) = \mathbf{DFT}[s(k)], k = 1, 2, \dots, N; n = 1, 2, \dots, N$$

Každou hodnotu A_{n_0} porovnáváme s průměrnou hodnotou B_{n_0} ze sousedních kmitočtů ω_n :

$$B_{n_0} = \frac{1}{2(L_1 - L_2)} \left[\sum_{n=n_0-L_1+1}^{n_0-L_2} A_n + \sum_{n=n_0+L_2+1}^{n_0+L_1} A_n \right]$$

Střední hodnota pozadí B_{n_0} pro posuzování spektra A_{n_0} na kmitočtu ω_{n_0} se počítá z okolních vzorků mezi: $n = n_0 - L_1 + 1$ a $n = n_0 - L_2$ a ze vzorků mezi: $n = n_0 + L_2 + 1$ a $n = n_0 + L_1$ > (obr. C.1). Vzorky spektra v bezprostředním okolí bodu $n = n_0$: $\langle n_0 - L_2, n_0 + L_2 \rangle$ jsou z výpočtu střední hodnoty vyňaty. Velikost L_1 se určuje podle obvyklé šířky maxima, velikost L_2 je volena podle toho, jak blízka maxima potřebujeme detekovat.



Obrázek 47: Okno pro výběr vzorků spektra z nichž se určuje střední hodnota pozadí B_{n_0} . f_0 je kmitočtet na němž se vyhodnocuje velikost spektra (ω_{n_0}).

Pak se vyhodnocuje, zda hodnota spektra A_{n_0} v bodě n_0 přesahuje γ -násobek střední hodnoty B_{n_0} a v případě, že ne, hodnota A_{n_0} se vynuluje:

Pokud $A_{n_0} \geq \gamma B_{n_0} \Rightarrow A'_{n_0} = A_{n_0}$

Pokud $A_{n_0} < \gamma B_{n_0} \Rightarrow A'_{n_0} = 0$

Nové - upravené spektrum A'_n obsahuje již jen výrazná maxima spektra a jejich okolí, což umožní jejich vyhodnocení: zjištění kmitočtu a z fázového spektra na tomto kmitočtu i fázi.

PŘÍLOHA D – PROGRAM

```
%% DOPPLER_RADAR_MANY_TARGETS
% V této diplomové práci se zabýváme určením poloh více pohybujících se
% cílů v třírozměrném prostoru

clc; close all;
clear all;

%% DATA
c1 = 3e8; % rychlost světla v m/s
tmax = 0.5; % délka pozorování v sek
fvz = 480; % počet vzorků polohy
T = 2*fvz*tmax;
fs = fvz;
% zde se zadají úhly natočení soustavy anten a ,
% b, c [°]
a = 0; b = 0; c = 0;
% s vektor natočení soustavy anten
s = [a b c];
% Poloha antén A1, A2, A3, A4
% u antény A1 je vysílač i přijímač, u ostatních jen přijímač
AP = 0.25*[0 0 0; 1 0 0; -sin(pi/6) cos(pi/6) 0; -sin(pi/6) -cos(pi/6) 0]; %
% rovnostranný trojúhelník + těžiště (A1)
%
f0 = 5.8e9; % střední kmitočet v Hz
df = 26e6; % f1 - f2 v Hz
N = 128; % počet vzorků pro výpočet jedné polohy
Q = 0; % počet vzorků, o které se dá posunout vyhodnocovaný úsek signálu po
% ose času
Dfd = 9; % rozdíl počáteční a konečné fd v Hz
MM = 10000; % počet vypočítaných kmitočtů ve spektru
K = 200; % počet diferencí dopplerovských frekvencí
SkuN = 40; % poměr signal/sum v dB

Nc = 4; % pro CFAR: počet okolních kmitočtových bunek na jedné straně
% detekované bunky, z nichž se počítá průměr v operaci CFAR (1 bunka = 1/T)
Ng = 2; % pro CFAR: počet ochranných bunek vedle detekované bunky (na jedné
% straně), která se při výpočtu průměru vynechává
Kc = 2; % pro CFAR: kolikrát musí být spektrum v detekované bunce silnější,
% než průměr okolí
R1 = 6; % maximální počet maximálních amplitud spektra (maximální počet objektů,
% které to detekuje)

%% VÝPOČTY
```

```

% Zakladni vypocty
f1 = f0 + df/2; % prvni vysilaci kmitocet
f2 = f0 - df/2; % druhe vysilaci kmitocet
lambda0 = c1/f0;
lambda1 = c1/f1;
lambda2 = c1/f2;
t = tmax*(0:T)/T; % cela osa casu

t1 = t(1:2:end); % casova osa pro vzorky na f1
t2 = t(2:2:end); % casova osa pro vzorky na f2

tLength = length(t); % pocet vzorku casove osy t
t2Length = length(t2); % pocet vzorku casove osy t2
%% Zadani poctu cilu

N1 = input(['pocet_cilu : ']); % volba
poctu cilu [-]
% Parametry drah jednotlivých cilu
% X0 pocatecni poloha radkovy vektor: [x1 y1 z1 x2 y2 z2 x3 y3 z3 ....]
% V0 pocatecni rychlost radkovy vektor: [vx1 vy1 vz1 vx2 vy2 vz2 vx3 vy3
vz3 ....]

%% Pohyb jednotlivých cilu
% Zde pomoci funkce drmt_modely_pohybu se vypocitaji jednotlivé drahy pro
% kazdy cil
[ X, X0 ] = drmt_modely_pohybu( t,N1 );

%% napocitani bodu A2, A3 a A4
% v teto casti se spousti funkce poloha_radaru.m a jako vysledek dostavame
% souradnice poloh jedne vysilaci a zaroven prijimaci a dvou prijimacich
% anten v prostoru

[ AP234 ] = drmt_poloha_radaru( a, b ,c ,AP(2:end,:) );
AP(2:end,:) = AP234; % prepis souradnic prijimacich anten A2, A3, A4
AT = AP';

% kde AP je matice souradnic jednotlivých prijimacich anten [m], kazdy
% radek matice popisuje 3 souradnice jedne prijimeci anteny

%% Vzdalenost jednotlivých cilu od jednotlivých anten
% V teto casti se vypocitaji jednotlivé vzdalenosti k prijimacim antenam v
% ve vsehch casovych okamzicich ts

[ DT1,DT2,DT3,DT4 ] = drmt_vzdalenosti_cilu( AT, N1, tLength, X );

% DT1 je vzdalenosti objektu v metrech od A1 v case - kazdy radek pro jeden
objekt
% DT2 je vzdalenosti objektu v metrech od A2 v case - kazdy radek pro jeden
objekt
% DT3 je vzdalenosti objektu v metrech od A3 v case - kazdy radek pro jeden
objekt
% DT4 je vzdalenosti objektu v metrech od A4 v case - kazdy radek pro jeden
objekt

%% vypocet radialni rychlosti cilu (pro kontrolu)
% Tyto hodnoty se spocitaji ze vstupnich dat
dd = diff(DT1,1,2);
tt = diff(t);
vv = dd(:,1)/tt(1);

```

```

%% Fazova zpozdeni
% Zde se vypocitaji jednotlivá zpozdeni vysilaneho signalu k jednotlivým
% cílům a pak zpozdeni odrazených signalu k jednotlivým antenám (celková
fazova zpozdeni pro jednotlivé přijímací anteny)

[ FiApf11, FiApf2 ] = drmt_fazova_zpozdeni( f1, f2, N1, c1, DT1, DT2, DT3,
DT4, t1, t2, t2Length, lambda1, lambda2 );

% FiApf11 jsou fazova zpozdeni na frekvenci f1 prepoctena na cas t2
% FiApf2 jsou fazova zpozdeni na frekvenci f2

%% Signaly
% V této části programu se vypocitaji dopplerovské průběhy z přijímacích
anten A1, A2, A3 a A4

% výpočet jednotlivých dopplerovských signalu z přijímacích antenách
[ uAf1, uAf2 ] = drmt_signaly_prijimane( FiApf11, FiApf2, N1 );
% zde uAfj je komplexní dopplerovský signal společný všem přijímacím antenám
při vysílacím kmitočtu fj

%% Kontrolní DFT
% doplnění nulami (zerro padding);
Mt = 20; % násobitel počtu bodu
M = Mt*T;

[ fs ] = drmt_kontrolni_spektrum( M, uAf1, uAf2, tmax, T );

%% Model zpracování dopplerovského signalu
% V této části programu se naleznou jednotlivé cíle ve spektru a přiřadí se
% k nim odpovídající fáze
[ Vysledky_f1, Vysledky_f2, PsiA123_f1, PsiA123_f2, FrekA123_f1 ] =
drmt_zpracovani_signalu( fs, N, MM, SkuN, Dfd, K, T, uAf1, uAf2, Q, R1, Kc,
Nc, Ng );

% Vysledky_f1, Vysledky_f2 ...první sloupec je kmitocet v Hz, další sloupce
fáze na ant. 1,2,3,4 v rad
% PsiA123_f1, PsiA123_f2 jsou fazova zpozdeni pro nalezene dopplerovske
% kmitocty

%% Výpočet poloh
% V této části programu se vypocitaji souřadnice jednotlivých cílů pomocí
% metody postupné iterace
La = lambda1*lambda2/(lambda2 - lambda1)/2/pi; % pomocná konstanta

[ Xv, ABCDv ] = drmt_vypocet_polohy( PsiA123_f1, PsiA123_f2, AT, N1, La );

% Xv jsou výsledné souřadnice nalezených cílů
% ABCDv jsou výsledné počáteční vzdálenosti nalezených cílů (vše je určeno
parametrem posunu ve vzorcích Q)

%% Výpočet chyb programu pro jednotlivé hledané veličiny
% zde se vypocita střední kvadratická chyba polohy, chyba vzdálenosti a
% chyba radialní rychlosti
[ sigma, sigmaR, sigmav ] = drmt_chyby( N1, Q, Xv, X0, ABCDv, FrekA123_f1,
c1, f1, X, vv );

% sigma je střední kvadratická chyba polohy
% sigmaR je střední chyba vzdálenosti
% sigmav je střední chyba radialní rychlosti

```

ZÁVĚR

V této práci jsem popsal radarové čidlo pro detekci více osob v místnosti, určování jejich poloh a rychlostí přibližování k čidlu. Čidlo vychází z koncepce, navržené ve firmě Steinel Technik, s.r.o. , jejíž pardubické pracoviště se zabývá vývojem průmyslových radarových čidel. Čidlo se skládá z jednoho vysílače a čtyř přijímačů, jejichž antény jsou umístěny v jedné rovině ve vrcholech a v těžišti rovnostranného trojúhelníku. Anténa v těžišti slouží jako vysílací i přijímací. Cílem práce byl návrh zpracování signálu, vytvoření matematického modelu zpracování signálu v Matlabu a jeho otestování na modelu přijatých signálů.

Navržený algoritmus používá pro určení vzdáleností, z nichž se pak počítá poloha cíle, fázoměrnou metodu a jednotlivé objekty se od sebe separují na základě Dopplerova posunu kmitočtu.

Za účelem testování algoritmu byl v Matlabu vypracován program pro generování vstupních signálů na čtyřech přijímačích. Vzhledem k vysokému kmitočtu nosných (5.8 GHz) a malé šířce pásma (max. 100 Hz) byly signály generovány ve formě komplexních obálek. Dále byl vypracován a popsán program, simulující zpracování signálu podle navrženého algoritmu. V průběhu testování bylo provedeno velké množství výpočtů, které umožnily optimalizovat asi 10 hlavních parametrů algoritmu. V kapitole 5 jsou prezentovány vybrané výsledky testů, které ukazují, že navržený algoritmus dává přijatelné výsledky do vzdálenosti cílů asi 3,5 m při základně (vzdálenosti antén) 0,25 m. Zvětšení základny na dvojnásobek by sice umožnil zvětšit dosah asi do 5 m, ale rozměr čidla by pak už nebyl akceptovatelný. Další možností ke zvětšení dosahu by mohlo být zvětšení zdvihu frekvenční modulace na 50 MHz, nebo zvýšení počtu vysílaných kmitočtů.

Použitá literatura

- [1] DIEDRICH, Kurt. *Elektronika tajemství zbavená 5: Pokusy s operačními zesilovači*. 2004. HEL (Ing. Miroslav Hrdina - HEL). ISBN 80-86167-24-0.
- [2] ŠTANCL, František. *Detekce pohybu pomocí inerciálních senzorů* [online]. Brno, 2015 [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/40087>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Tamás Pál.
- [3] BEZOUŠEK, Pavel. *Rádiové systémy určování polohy: skriptum*.
- [4] VAN DOAN, Sang, Jiri VESELY, Premysl JANU, Petr HUBACEK a Xuan LUONG TRAN. *Algorithm for obtaining high accurate phase interferometer* [online]. [cit. 2021-08-17]. Dostupné z: [doi:10.1109/RADIOELEK.2016.7477374](https://doi.org/10.1109/RADIOELEK.2016.7477374)
- [5] SYSEL, Petr a Pavel RAJMÍČ. *Goertzel Algorithm Generalized to Non-integer Multiples of Fundamental Frequency* [online]. , 20 [cit. 2021-08-10]. Dostupné z: <https://asp-eurasipjournals.springeropen.com/articles/10.1186/1687-6180-2012-56>
- [6] *Bosch: LRR3, Datenblatt 2019, R. Bosch, GmbH, Germany* [online]. In: . s. 2 [cit. 2021-08-17]. Dostupné z: <https://www.yumpu.com/en/document/view/32290786/datasheet-long-range-radar-sensor-pdf-15364-kb-bosch->
- [7] [online]. In: . s. 10 [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/935959/TI1/AWR1642.html>
- [8] *INXPECT: LBK-S01 Datasheet* [online]. In: . s. 28 [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <https://www.inxpect.com/en/products/lbk-s01/>
- [9] *INFINEON: Autonomous Radar Sensor Enables Smart Motion Sensing, Microwave Journal, November 13, 2020* [online]. In: . [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <https://www.microwavejournal.com/articles/34936-autonomous-radar-sensor-enables-smart-motion-sensing>
- [10] *HOUSTON RADAR: SS 400, OEM Doppler Speed Radar, Product Leaflet 2018* [online]. In: . s. 2 [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <https://houston-radar.com/products/radar-sensors/ss400-oem-doppler-speed-sensor/>
- [11] *ONDOSENSE: High-Performance Radar Sensors for the Industry 4.0, Ondosense GmbH., Německo* [online]. In: . [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <https://ondosense.com/en/>
- [12] *TEXAS INSTRUMENT: Fluid-Level Sensing Using 77 GHz mm Wave* [online]. In: . s. 2 [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/IWR1443>

- [13] SICK SENSOR INTELLIGENCE, Inc., USA: *Radar Sensors RAS 4xx*, Sick, Inc., USA [online]. In: . s. 7 [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: <https://www.sick.com/ag/en/detection-and-ranging-solutions/radar-sensors/ras4xx/ras407-2801000/p/p407045>
- [14] HŮLA, Vojtěch. *Určení polohy cíle ze signálů dopplerovského senzoru se dvěma případy třemi přijímači a jedním vysílačem* [online]. 2019 [cit. 2021-03-24]. Bakalářská práce. Vedoucí práce Ing. Zdeněk Němec , Ph.D.
- [15] VILLANO, Michelangelo, Fabiola COLONE a Pierfrancesco LOMBARDO. *Antenna Array for Passive Radar: Configuration Design and Adaptive Approaches to Disturbance Cancellation* [online]. [cit. 2021-07-28]. Dostupné z: doi:10.1155/2013/920639
- [16] TAYLOR, James D., ed. *Ultra-wideband Radar Technology* [online]. 2000. CRC Press [cit. 2021-03-24]. ISBN 9780849342677.
- [17] HRDINA, Zdeněk, Petr PÁNEK a František VEJRAŽKA. *Rádiové určování polohy*. 1996. ČVUT Praha. ISBN 80-01-01386-3.
- [18] CARRICK, Matt a Fred HARRIS. *Design and Application of a Hilbert Transformer in a Digital Receiver* [online]. [cit. 2021-08-16]. Dostupné z: <https://winnf.memberclicks.net/assets/Proceedings/2011/2011-1b-carrick.pdf>
- [19] BEZOUŠEK, Pavel a Pavel ŠEDIVÝ. *Radarová technika: skriptum*. 2007. Praha: Nakladatelství ČVUT. ISBN ISBN: 978-80-01-03036-3.
- [20] VO, Ba-Ngu, Mahendra MALLICK, Yaakov BAR-SHALOM, Stefano CORALUPPI, Richard OSBORNE, Ronald MAHLER a Ba-Tuong VO. *Multitarget Tracking* [online]. , 23 [cit. 2021-08-18]. Dostupné z: https://ba-ngu.vo-au.com/vo/VMBCOMV_MTT_WEEE15.pdf