



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromagnetického pole

**Metody pro určení azimutu
radarových cílů**

The Radar Target Azimuth Estimation Methods

Bakalářská práce

Studijní program: Elektronika a komunikace

Vedoucí práce: Ing. Viktor Adler, Ph.D.

Autor: Jan Faltín

Praha 2021

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Faltín** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **483461**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Metody pro určení azimutu radarových cílů

Název bakalářské práce anglicky:

Radar Target Azimuth Estimation Methods

Pokyny pro vypracování:

V prostředí Matlab implementujte metody pro přesné určení azimutu radarových cílů založené na beamformingu, MUSIC a ESPRIT. Funkčnost metod a jejich schopnost v azimutu rozlišit dva cíle od sebe ověřte pomocí syntetických měření. Dále realizujte měření v bezodrazové komoře, při kterém metody aplikujete na odražené signály od definovaných odražečů. K měření použijte FMCW radar Texas Instruments AWR1642BOOST.

Seznam doporučené literatury:

Chen Z., Gokeda G., Yu Y.: Introduction to Direction-of-Arrival Estimation, Artech House, 2010
Foutz J., Spanias A., Banavar M. K.: Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays, Morgan & Claypool Publishers, 2008
Li, J., Stoica, P.: MIMO Radar Signal Processing, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2009
Roy R., Kailath T.: ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 37, no. 7, pp. 984-995, July 1989
Schmidt R.: Multiple emitter location and signal parameter estimation, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 34, no. 3, pp. 276-280, March 1986
Brooker M. G.: Understanding Millimetre Wave FMCW Radars, Proceedings of 1st International Conference on Sensing Technology, New Zealand, 2005

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Viktor Adler, Ph.D., katedra elektromagnetického pole FEL

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

Datum zadání bakalářské práce: **24.01.2021**

Termín odevzdání bakalářské práce: **21.05.2021**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2022**

Ing. Viktor Adler, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Čestné prohlášení

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

V Praze dne

.....
Jan Faltín

Poděkování

Děkuji Ing. Viktoru Adlerovi, Ph.D. za odborné vedení práce a cenné rady, které mi pomohly tuto práci zkompletovat.

V Praze dne

.....
Jan Faltín

Abstrakt

Určování azimutů radarových cílů se v dnešním světě využívá stále častěji ve všech možných odvětvích, kde je potřeba určit polohu zdrojů signálů. Své místo si najde například v armádním využití, seismologii, záchranném systému, ale třeba i v odvětví autonomních automobilů.

Existuje několik různých metod, které se pro určování azimutů radarových cílů využívají. V této bakalářské práci se věnujeme řešení beamforming metod (Bartlettův beamformer a Caponův beamformer), algoritmu MUSIC a ESPRIT, které následně implementujeme v programu MATLAB a podrobíme je reálnému měření. Vlastnosti jednotlivých metod mezi sebou porovnáme a určíme nejmenší možnou vzdálenost dvou cílů, kterou je každá metoda schopna rozlišit.

Klíčová slova

beamforming, maximum-likelihood, doa estimation, fmcw radar, MUSIC, ESPRIT

Abstract

The DOA estimation is increasingly used in today's world in all possible industries where the location of signal sources needs to be determined. It will find its place, for example, in military use, seismology, rescue systems, but also in the automotive industry.

There are several different methods that are used to determine the azimuths of radar targets. In this Bachelor's thesis we will focus on the search of beamforming methods (Bartlett's beamformer and Capon's beamformer), MUSIC and ESPRIT algorithms, which we then implement in MATLAB and subject them to real measurements. We compare the properties of the individual methods and determine the smallest possible distance between the two targets, which each method is able to distinguish.

Keywords

beamforming, maximum-likelihood, doa estimation, fmcw radar, MUSIC, ESPRIT

Obsah

1. Úvod.....	8
2. Důležité pojmy k radarům	9
2.1 Efektivní odrazná plocha	9
2.2 Radarová rovnice	10
3. Frequency-modulated continuous-wave radar	11
3.1 Základní princip radaru	11
3.2 Měření vzdálenosti statického objektu	12
3.3 Měření rychlosti.....	14
3.4 Způsoby modulace signálu	15
4. Zpracování signálu anténní řadou	16
4.1 Anténní řada	16
4.2 SIMO a MIMO radary	18
4.3 Uniform linear array (ULA)	18
4.4 Kovarianční matice.....	22
5. Preprocessing metody	23
5.1 Forward-Backward Averaging	23
5.2 Spatial smoothing	24
6. Metody určování azimutu radarových cílů	26
6.1 Princip Beamformingu	26
6.2 Bartlett Beamformer	26
6.3 Capon's Beamformer.....	28
6.4 MUSIC.....	30
6.5 ESPRIT	32

7.	Další metody pro určování DOA.....	34
7.1	Fourierova Transformace	34
7.2	Maximum-Likelihood (ML) metody.....	34
8.	Praktická část.....	36
8.1	Syntetická měření.....	36
8.1.1	Výsledky syntetických měření – Bartlett Beamformer.....	36
8.1.2	Výsledky syntetických měření – Capon’s Beamformer	37
8.1.3	Výsledky syntetických měření – MUSIC	38
8.1.4	Výsledky syntetických měření – ESPRIT	40
8.2	Reálné měření.....	40
8.2.1	Výsledky reálných měření – Bartlett Beamformer	46
8.2.2	Výsledky reálných měření – Capon’s Beamformer.....	47
8.2.3	Výsledky reálných měření – MUSIC.....	48
8.2.4	Výsledky reálných měření – ESPRIT	48
8.3	Srovnání výsledků.....	49
	Závěr	50
	Bibliografie	51
	Internetové zdroje	52

1. Úvod

S vývojem nových technologií, ať už armádních, či civilních, stále stoupá poptávka po radarových systémech, které jsou schopny, pokud možno, co nejrychleji a nejpřesněji určovat rychlosti, vzdálenosti, ale také azimuty radarových cílů.

Cílem této práce je stručně vysvětlit, jak fungují radary s modulovanými vlnami, jakými způsoby můžeme měřit rychlosti a vzdálenosti zkoumaných objektů, a především popsání metod, konkrétně Beamforming metod a algoritmů MUSIC a ESPRIT, které se používají pro určování azimutů radarových cílů (DOA - z angl. Direction Of Arrival). Nechybí potřebná teorie k těmto metodám.

V praktické části si klademe za cíl implementovat tyto metody v programu MATLAB, podrobit je reálnému měření v bezodrazové komoře a zjistit, jak blízké cíle jednotlivé metody dokážou rozeznat. Na závěr tyto výsledky srovnáme a vyhodnotíme, jak se simulace liší od reálného měření a zkusíme vysvětlit, proč se tak stalo.

2. Důležité pojmy k radarům

2.1 Efektivní odrazná plocha

Efektivní odraznou plochu (Radar Cross-Section - RCS) definujeme jako průřez koule, od které se odráží stejné množství energie jako od zkoumaného objektu. V praxi ale část dopadající energie projde do materiálu, kde se buď utlumí, nebo projde dál, a zbytek se neodráží do všech směrů rovnoměrně. Proto je někdy náročné RCS odhadnout a obvykle se určuje měřením a simulacemi. Hodnota RCS závisí na několika faktorech. Mezi nejdůležitější patří geometrie objektu, frekvence (popř. vlnová délka) vysílaného signálu, materiál objektu, směr vyzařování radaru a také pozice přijímací antény, kde rozlišujeme dvě uspořádání. Monostatické, kde se přijímací i vysílací anténa nachází v jednom místě, a bistatický, kde přijímací anténa stojí na jiném místě. Bistatický RCS závisí kromě úhlu mezi vysílačem a cílem také na bistatickém úhlu. RCS spočteme pomocí vztahu

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2}, \quad (2.1)$$

kde σ je RCS zkoumaného objektu [m^2], R je vzdálenost mezi radarem a cílem [m], E_s je intenzita elektrického pole signálu odraženého od cíle [V/m] a E_i je intenzita elektrického pole signálu dopadajícího na cíl [V/m].

V tabulce č.1 jsou uvedeny příklady RCS vybraných objektů při frekvencích 8-12 GHz.

Tab. č. 1 Příklady RCS [10]

Objekty	Pták	Člověk	Motorový člun	Automobil	Nákladní auto	Boeing 747
RCS [m^2]	0.01	1	10	100	200	100
RCS [dBsqm]	-20	0	10	20	23	20

2.2 Radarová rovnice

Radarová rovnice vyjadřuje závislost výkonu přijímaného signálu odraženého od objektu s RCS σ přenášeného vlnami od vyslání signálu až do přijetí odezvy (2.2). Výkon odraženého signálu, detekovaného přijímací anténou je závislý na výkonu vyslaného signálu, zisku antény, vlnové délce signálu, RCS objektu, od kterého se signál odráží, a na vzdálenosti objektu. Touto rovnicí popisujeme onu energetickou závislost přijímaného signálu.

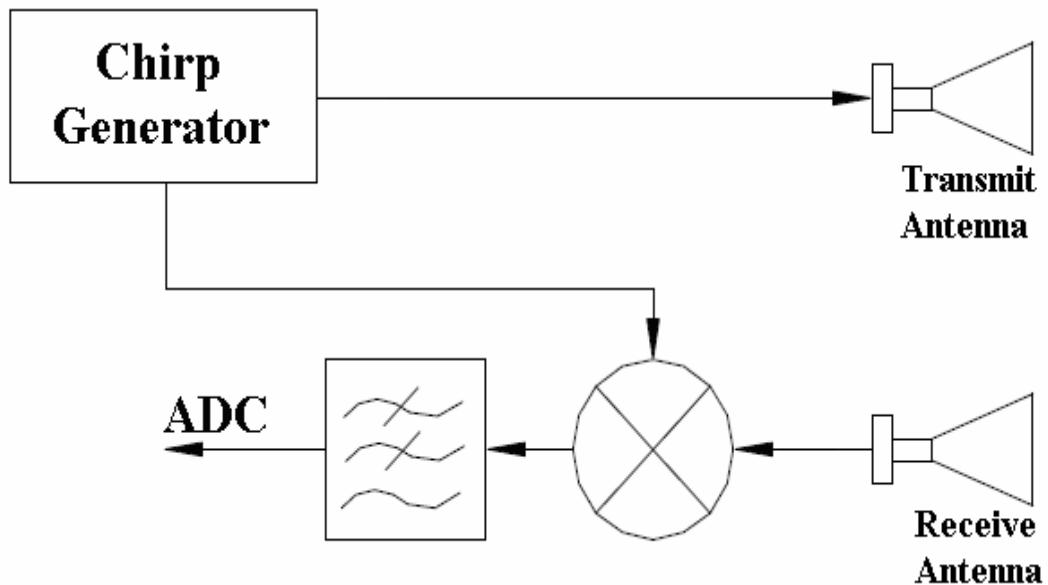
$$P_r = \frac{P_t \sigma \lambda^2 G^2}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (2.2)$$

kde P_t je výkon vyslaného signálu [W], G je zisk vysílací antény [-], λ je vlnová délka signálu [m], σ je RCS zkoumaného objektu [m²], P_r je přijatý výkon vracejícího se signálu [W] a R je vzdálenost zkoumaného objektu [m].

3. Frequency-modulated continuous-wave radar

3.1 Základní princip radaru

Frequency-modulated continuous-wave (FMCW) radar je typ radaru, který vysílá signál a současně přijímá signál odražený. Tento typ je schopen měřit kromě rychlosti také vzdálenost objektů. Radar vysílá elektromagnetickou kontinuální vlnu, která v periodách konstantně mění svou frekvenci. FMCW radary jsou složeny z několika základních bloků vyobrazených na Obr. 3.1. Generátor chirpů generuje signál, který je vyslán vysílací anténou (Tx). Vlna odražená od objektu je zachycena přijímací anténou (Rx). Oba tyto signály jsou následně smíchány ve směšovači. Výsledný signál je poté dále zpracováván k výpočtu námi požadovaných parametrů.



Obr. 3.1 Blokové schéma FMCW radaru [11]

3.2 Měření vzdálenosti statického objektu

Radar vyšle vlnu, která se odrazí od objektu. Přijatá vlna je oproti vysílané vlně posunutá v čase a její okamžitá frekvence se v přijímači liší od okamžité frekvence vysílaného signálu. Smíšením těchto signálů ve směšovači získáme mezifrekvenční signál (IF). Frekvenci IF signálu můžeme spočítat pomocí rovnice

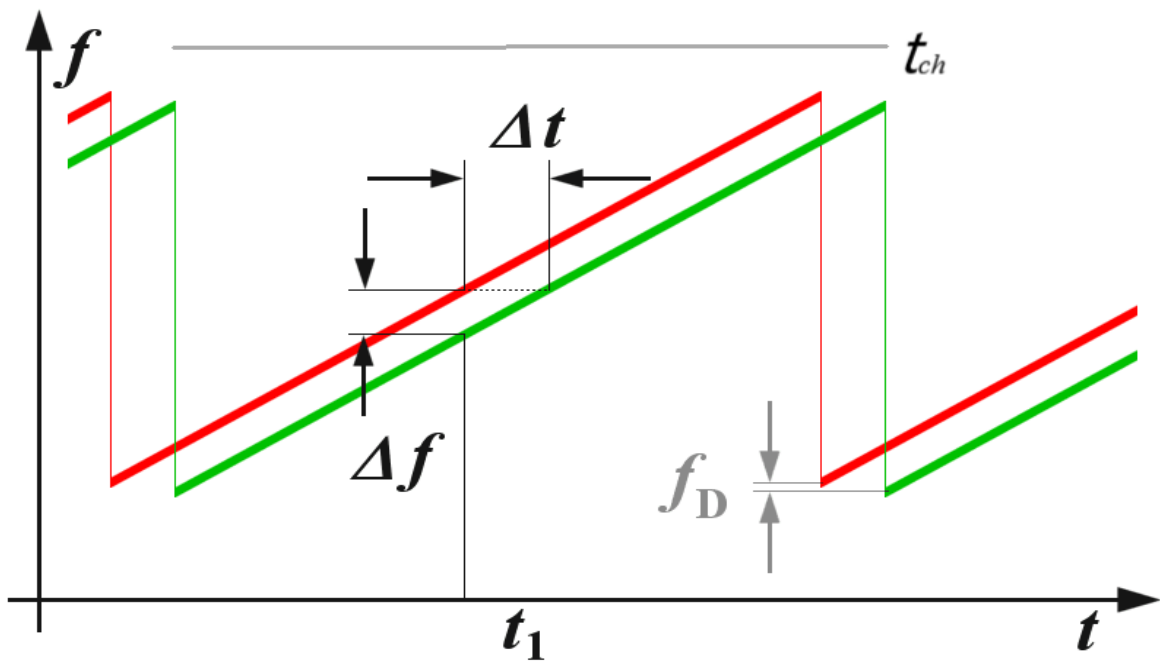
$$\Delta f = f_{\text{TX}}(t) - f_{\text{RX}}(t), \quad (3.1)$$

kde $f_{\text{TX}}(t)$ je okamžitá frekvence vysílaného signálu [Hz] a $f_{\text{RX}}(t)$ je okamžitá frekvence přijatého signálu [Hz].

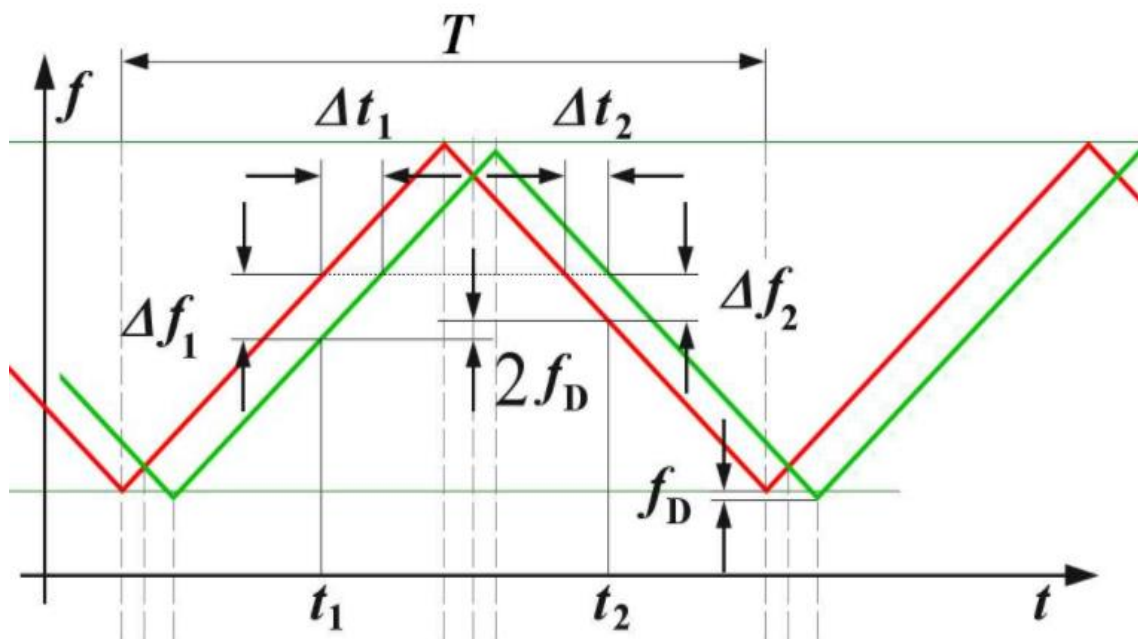
Vypočítaný rozdíl okamžitých kmitočtů poté použijeme k určení vzdálenosti zkoumaného objektu vztahem

$$R = \frac{c_0 \Delta t}{2} = \frac{c_0 \Delta f}{2k}, \quad (3.2)$$

kde R je vzdálenost mezi radarem a měřeným objektem [m], Δt je zpoždění odražené vlny [s], Δf je frekvence mezifrekvenčního signálu, k je strmost chirpu [Hz/s] a c_0 je rychlost světla [m/s]. [11]



Obr. 3.2 Časový průběh frekvencí vyslaného a přijatého signálu (Sawtooth modulation) [11]



Obr. 3.3 Triangular modulation [11]

3.3 Měření rychlosti

Pro měření rychlosti pohybujícího se objektu vyšleme nejméně dva (typicky mocninu dvou) po sobě jdoucí chirpy dlouhé t_{ch} . Tyto signály se odrazí od objektu a vrátí se na přijímací anténu s lehce odlišnou frekvencí a s pozměněnou fází, jelikož se objekt za Δt posune o určitou vzdálenost (nepohybující se objekt bude mít tyto frekvence i fáze stejné).

Změnu vzdálenosti lze vyjádřit jako rychlost pohybujícího se objektu vynásobenou Δt a změna fáze v čase odpovídá úhlové rychlosti ω . Pokud tyto změny použijeme, dostaneme vztah pro úhlovou rychlost (3.3), z kterého spočteme výslednou rychlost objektu (3.4).

$$\omega = \frac{4\pi v \Delta t}{\lambda}, \quad (3.3)$$

kde ω je úhlová rychlost [rad/s], v je rychlost objektu [m/s] a λ je vlnová délka [m],

$$v = \frac{\lambda \omega}{4\pi \Delta t}. \quad (3.4)$$

3.4 Způsoby modulace signálu

Existuje několik možných modulačních vzorů, které lze použít pro různé účely měření. Mezi nejpoužívanější patří:

- Sawtooth modulation, na Obr. 3.2. Změna frekvence je způsobena vzdáleností, ale i rychlostí cíle. Používá se v případech, kde můžeme zanedbat vzájemnou rychlost radaru a radarového cíle.
- Triangular modulation, na Obr. 3.3. Díky rozdílům na sestupné a náběžné hraně jsme schopni rozlišit změnu frekvence způsobené vzdáleností objektu (f_r) (3.5) od Dopplerovy frekvence (f_d) (3.6).

$$f_r = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{2} \quad (3.5)$$

$$f_d = \frac{|\Delta f_1 - \Delta f_2|}{2} \quad (3.6)$$

4. Zpracování signálu anténní řadou

4.1 Anténní řada

Anténní řada je uskupení antén, které jsou používány pro vysílání nebo pro přijímání stejného signálu. Jednotlivým anténám řady se často říká „array element“. Signál přijatý všemi elementy řady je zkombinován a dále zpracován pro mnohé účely, včetně určení DOA (direction of arrival). Konfigurace takové řady je popsána na Obr. 4.1. Anténa nejvíce vpravo, tedy Element 1, se označuje jako referenční anténa. Vzdálenost mezi dvěma elementy je Δ . Zdroj vyzařuje elektromagnetické vlny směrem k anténní řadě z takové vzdálenosti, že je lze považovat za rovinné. Vlny dopadají na řadu pod úhlem θ a k elementům 2 a 3 musí oproti referenčnímu elementu urazit extra vzdálenost (4.1).

$$\Delta_m = (m - 1)\Delta \sin\theta, \quad m = 1, 2, 3, \quad (4.1)$$

kde m je číslo elementu anténní řady, Δ je vzdálenost mezi jednotlivými elementy [m] a θ je úhel dopadu vlny [rad].

Signál přijatý jednotlivými elementy můžeme vyjádřit jako

$$x_1(t) = s(t), \quad (4.2)$$

$$x_2(t) = s(t)e^{-j\beta\Delta_2} = s(t)e^{-j\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\sin\theta}, \quad (4.3)$$

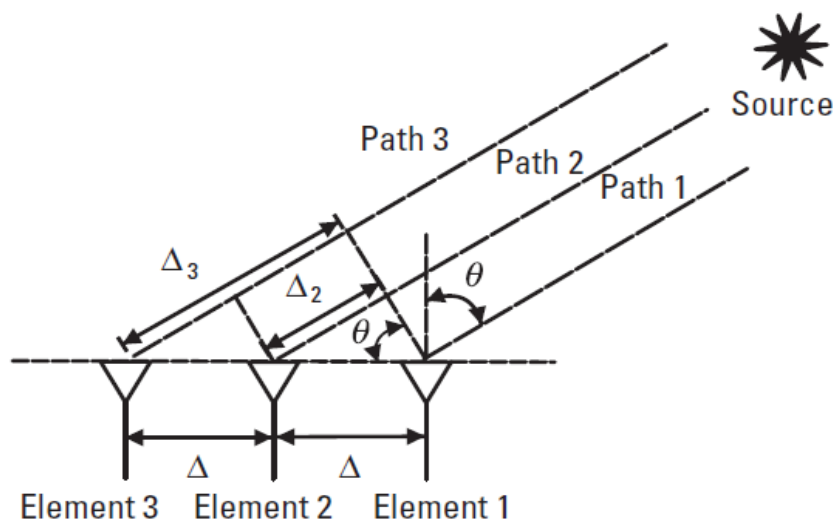
$$x_3(t) = s(t)e^{-j\beta\Delta_3} = s(t)e^{-j2\frac{2\pi\Delta}{\lambda}\sin\theta}, \quad (4.4)$$

kde β je měrný fázový posuv [rad/m].

Obecně můžeme celkový signál přijatý anténní řadou zapsat pomocí matice

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \dots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\mu} \\ \dots \\ e^{-j(M-1)\mu} \end{bmatrix} s(t) = \mathbf{a}(\mu)s(t), \quad (4.5)$$

kde $\mu = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} \sin\theta$ a $\mathbf{a}(\mu) = [1 \ e^{-j\mu} \ \dots \ e^{-j(M-1)\mu}]^T$, tento vektor je často označován jako array steering vector. Jednotlivé prvky vektoru \mathbf{x} jsou fázory přijatého signálu, tedy jde o komplexní čísla, která představují modul a fázi přijatého harmonického signálu. I přesto, že výraz 4.5 je používán pro lineární pole antén, může být aplikovatelný i pro pole nelineární.



Obr. 4.1 Konfigurace anténní řady se třemi elementy [4]

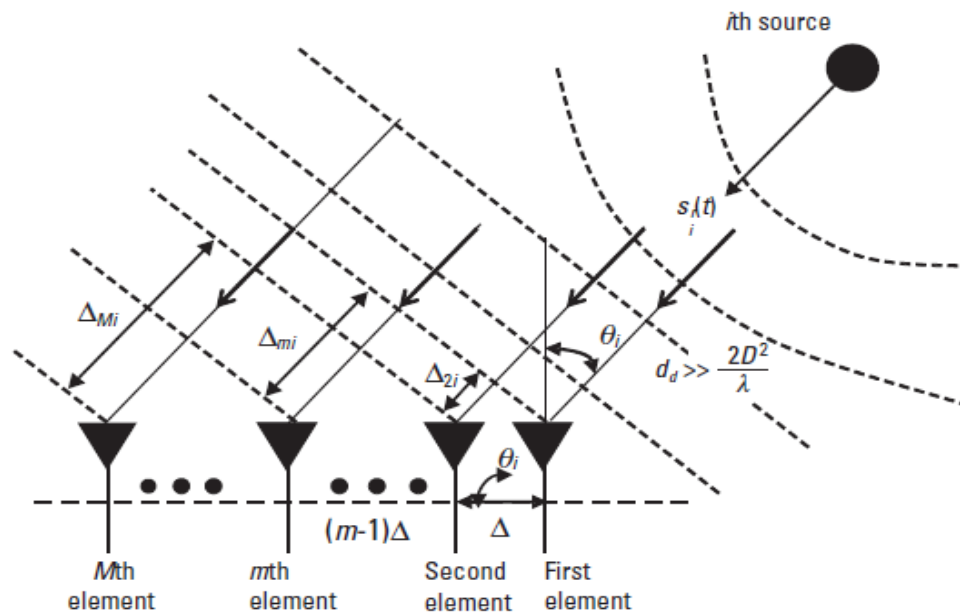
4.2 SIMO a MIMO radary

SIMO je zkratka pro „single-input-multiple-output“, což znamená, že jde o radar, který má jednu vysílací anténu a více antén přijímacích. Úhlové rozlišení takto uspořádaných radarů je závislé na počtu Rx antén a metodě zpracování. Pokud má zařízení například čtyři Rx antény, je úhlové rozlišení okolo 30° , zatímco zařízení s osmi Rx anténami už má toto rozlišení 15° (při použití jednoduchého processingu, založeného na FFT). To znamená, že pokud chceme dosáhnout lepšího rozlišení, musíme zvětšovat počet Rx antén. Tento přístup má ale své limity, jelikož s každou přidanou Rx anténou musíme přidat samostatný Rx řetězec pro zpracování signálu.

MIMO (multiple-input-multiple-output) radary jsou radary, které mají více antén přijímacích i vysílacích. MIMO radary představují levnější a efektivnější cestu pro zlepšení úhlového rozlišení. Například, pokud chceme snímat okolí s úhlovým rozlišením kolem 15° , musíme u SIMO radarů použít jednu Tx anténu a osm Rx antén, kdežto u MIMO radarů nám stačí dvě Tx antény a čtyři Rx antény. [13]

4.3 Uniform linear array (ULA)

Pojmem *Uniform linear array* rozumíme soustavu M identických a všesměrových antén, které jsou umístěny na linii a jsou od sebe rovnoměrně vzdáleny. Vzdálenost mezi dvěma elementy označíme Δ a vzdálenost mezi zdrojem signálu a referenčním elementem jako d_d . Konfigurace takové soustavy je vyobrazena na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Konfigurace ULA pro určování azimutu cíle [4]

Předpokládejme, že i -tý zdroj vyše úzkopásmový signál s rovinnou elektromagnetickou vlnou, která dopadne na soustavu pod úhlem θ_i . Tento signál se šíří rychlostí c_0 , což je rychlost šíření elektromagnetické vlny ve vakuu a k referenční anténě musí urazit vzdálenost d_d . To znamená, že signál přijatý referenčním elementem soustavy je pouze zpožděnou verzí původního signálu vysílaného zdrojem. Toto zpoždění můžeme spočítat vztahem 4.6.

$$\tau_d = \frac{d_d}{c} \quad (4.6)$$

Ostatní elementy soustavy jsou oproti referenční anténě posunuty na linii o vzdálenost $(m-1)\Delta$, tudíž signál dopadající na m -tý element musí urazit delší cestu (4.7), a proto vzniká aditivní zpoždění popsáno rovnicí 4.8.

$$\Delta_{mi} = (m - 1)\Delta \sin\theta_i \quad (4.7)$$

$$\tau_{mi} = \frac{\Delta_{mi}}{c} = (m - 1) \frac{\Delta \sin\theta_i}{c} \quad (4.8)$$

To má za následek, že signál přijatý m -tým elementem (4.9) je tedy zpožděnou verzí signálu přijatého elementem referenčním.

$$s_{im}(t) = \text{Re}[s_i(t)e^{-j(m-1)\mu_i}], \quad (4.9)$$

kde $\mu_i = -\frac{2\pi f_c}{c} \Delta \sin\theta_i = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta \sin\theta_i$, označujeme jako prostorová frekvence. Vlnová délka λ odpovídá nosné frekvenci f_c .

Signál z i -tého zdroje přijatý m -tým elementem je stejný jako signál přijatý referenční anténou, ale je posunutý ve fázi. Tento fázový posun je závislý pouze na prostorové frekvenci μ_i a na pozici antény vzhledem k anténě referenční. To znamená, že celý princip určování azimutu radarového cíle spočívá v tom, že z přijatého signálu extrahujeme μ_i . Pokud chceme určit azimut cíle θ_i jednoznačně z μ_i , musí spolu vzájemně asociovat. Jako výsledek musíme prostorové frekvence omezit na $-\pi \leq \mu_i \leq \pi$, tím ale omezíme i rozpětí prostoru, který můžeme snímat pouze na $-90^\circ \leq \theta_i \leq 90^\circ$. Toto omezení má ale podmínku. Vzdálenost mezi jednotlivými elementy radaru od sebe musí být $\Delta \leq \lambda/2$. Pokud tuto podmínku nesplníme, vzniká nejednoznačnost v určení DOA. To má za následek, že pro každou prostorovou frekvenci dostaneme dva azimuty.

Pro pozdější určování DOA je potřeba definovat „steering matrix \mathbf{A} “ (4.10), o velikosti $M \times d$, kde d je počet zdrojů harmonických signálů. Tato matice je složena z jednotlivých „steering columns“, patřících příslušnému zdroji. (4.11).

$$\mathbf{A} = [a(\mu_1) \quad \dots \quad a(\mu_i) \quad \dots \quad a(\mu_d)] \quad (4.10)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\mu_1} & e^{j\mu_2} & \dots & e^{j\mu_d} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{j(M-1)\mu_1} & e^{j(M-1)\mu_2} & \dots & e^{j(M-1)\mu_d} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

V reálném světě radar nikdy nebude přijímat ničím nerušený signál, a proto musíme k signálu, který je vysílán zdrojem, přičíst také šum $n(t)$. V našem případě bude tento šum nekorelovaný se signálem a bude mít Gaussovské rozložení. Při implementaci metod budeme uvažovat odstup signálu od šumu (SNR) 10 dB, což je odstup, při kterém je detekce cílů ještě spolehlivá. Výsledný signál tedy vyjádříme pomocí rovnice 4.12.

$$x(t) = \mathbf{A}s(t) + n(t) \quad (4.12)$$

4.4 Kovarianční matice

V praxi radar přijme signál, který v sobě obsahuje i šum. Tento šum je klasicky nekorelovaný s původním signálem, zatímco signály přijímané jednotlivými elementy jsou vzájemně korelované, jelikož pocházejí z totožných zdrojů. Použitím kovarianční matice jsme schopni ze signálu získat informaci o azimutu cílů. Kovarianční matici získáme pomocí vztahu

$$\mathbf{R}_{xx} = \text{cov}\{\mathbf{x}(t), \mathbf{x}^T(t)\} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^T(t)\}, \quad (4.13)$$

kde E je operátor střední hodnoty.

Předpokládejme, že náhodný šum bude ergodický. V tomto případě můžeme nahradit střední hodnotu v rovnici 4.13 časovým průměrem. Z funkcí času $x(t_n)$, $s(t_n)$ a $n(t_n)$ vezmeme N počet vzorků a označíme je jako \mathbf{X} , \mathbf{S} a \mathbf{N} . Bude tedy platit následující:

$$\mathbf{X} = \mathbf{AS} + \mathbf{N} \quad (4.14)$$

Po aplikaci této změny můžeme odhad kovarianční matice spočítat jako

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(t_n)\mathbf{x}^T(t_n) = \frac{1}{N} \mathbf{X}^T \mathbf{X}. \quad (4.15)$$

Stříška nad veličinou, v tomto případě nad \mathbf{R}_{xx} , označuje odhad tohoto parametru.

5. Preprocessing metody

Na anténní řadu nám mohou dopadat i signály, které mají vysokou míru korelace, anebo jsou koherentní¹. V tomto případě je u většiny metod, popsaných v následujících kapitolách, potřeba upravit kovarianční matici zmíněnou v 4.4 nějakou preprocessing metodou, abychom dostávali spolehlivé výsledky.

5.1 Forward-Backward Averaging

Forward-backward (FB) averaging metodu můžeme použít u polí, které jsou centro-symetrické. To znamená, že jsou symetrické okolo svého středu a splňují rovnici

$$\mathbf{\Pi}_p \mathbf{M} \mathbf{\Pi}_q = \mathbf{M}, \quad (5.1)$$

kde \mathbf{M} je komplexní centro-symetrická matice $p \times q$, $\mathbf{\Pi}_p$ výměnná matice $p \times p$ a $\mathbf{\Pi}_q$ je výměnná matice $q \times q$.

Mějme výměnnou matici $\mathbf{\Pi}_M$ velikosti $M \times M$, kde M značí počet prvků v anténní řadě. S tímto můžeme sestrojít backward kovarianční matici pomocí vztahu

$$\mathbf{R}_{\text{back}} = \mathbf{\Pi}_M \bar{\mathbf{R}}_{\text{xx}} \mathbf{\Pi}_M. \quad (5.2)$$

Vodorovná čára nad \mathbf{R}_{xx} značí komplexní sdružení.

¹ Koherenci rozumíme vzájemnou souvislost fáze a amplitudy signálů.

Pokud budeme uvažovat dva koherentní signály dopadající na lineární anténní řadu, můžeme výslednou FB kovarianční matici vyjádřit rovnicí

$$\mathbf{R}_{\text{xx}}^{\text{fb}} = \frac{1}{2}(\mathbf{R}_{\text{xx}} + \mathbf{R}_{\text{back}}). \quad (5.3)$$

Takto získanou FB kovarianční matici můžeme spolehlivě použít i pro koherentní signály nebo signály s vysokou mírou korelace. Avšak i tato metoda má svá úskalí, a to v případech, kdy na anténní řadu dopadají více než dva koherentní signály. [4]

Na následující části kódu je prezentována implementace zmíněné metody v prostředí MATLAB.

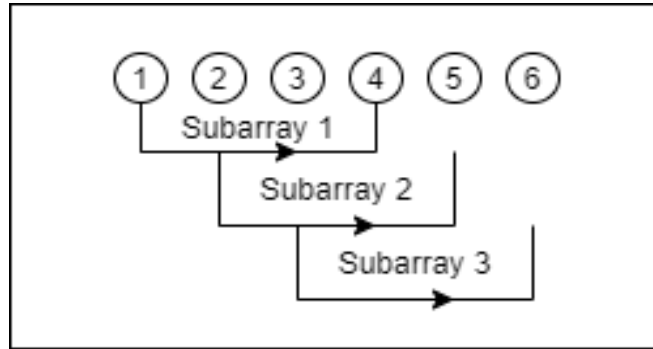
```
Rxx          -> Kovarianční matice
nTargets     -> Počet cílů

1  function RxxFBPreProc = forwardBackwardAveraging(Rxx, nTargets)
2  M = size(Rxx, 1);
3  Mm = eye(M); % Identity matrix z M
4  J=flip1r(Mm); % Prohodí pořadí vektoru z leva do prava
5  Rconj = conj(Rxx);% Complex conjugated
6  Rback = J*Rconj*J; % Backward data covariance matrix
7  RxxFBPreProc = (Rxx+Rback)/nTargets; % Kovariantní matice po FB averaging
8
9  end
```

5.2 Spatial smoothing

Jak již bylo zmíněno v předchozí podkapitole, FB averaging od sebe nedokáže oddělit více než dva koherentní signály. Z tohoto důvodu se v takových případech používá metoda spacial smoothing.

Mějme lineární anténní řadu o M elementech a rozdělme ji do L menších subarray Obr. 5.1, kde v každém z nich budeme mít $M_{\text{sub}} = M - L + 1$ prvků. [3]



Obr. 5.1 Příklad rozdělení anténní řady o šesti prvcích do tří menších subarrays o čtyř elementech v každé z nich

Cílem této metody je sestavit kovarianční matici pro každý subarray a následně z nich udělat průměr. Vytvoření těchto subarrays můžeme matematicky vyjádřit pomocí výběrové matice. Následující rovnice popisuje výběr prvního subarray:

$$\mathbf{J}_1^{(M)} = [\mathbf{I}_{M_{sub}} \mathbf{0} \mathbf{0}] \in R^{M_{sub} \times M}, \quad (5.4)$$

kde $\mathbf{I}_{M_{sub}}$ je jednotková matice o rozměrech $M_{sub} \times M_{sub}$.

Výsledná kovarianční matice je popsána vztahem

$$\mathbf{R}_{xx}^{ss} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{J}_l^{(M)} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{J}_l^{(M)T}, \quad (5.5)$$

kde l vyjadřuje pořadí subarray.

6. Metody určování azimutu radarových cílů

V této kapitole popíšeme metody pracující na principu beamformingu, konkrétně conventional beamforming a Capon's beamformer a dále dvě subspace metody, MUSIC a ESPRIT.

6.1 Princip Beamformingu

Beamforming je technika prostorového filtrování, která zesiluje signály z požadovaných směrů vzhledem k anténnímu poli a potlačuje šum a interference z jiných směrů. Toho dosáhneme tak, že budeme mít více identických antén v řadě, kdy každá přijímá stejný signál s odlišnou fází a amplitudou. To vede k tomu, že v určitých úhlech signály zažívají destruktivní rušení (zeslabení signálu), v jiných je naopak toto rušení konstruktivní (zesílení signálu). Pokud se bude paprsek signálu shodovat se směrem, ve kterém se nachází náš zdroj signálu, bude výkon signálu maximální. Průměrný výstupní výkon s N počtem vzorků spočteme pomocí vztahu

$$P(w) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w^T x(t_n) x^T(t_n) w = w^T \hat{\mathbf{R}}_{xx} w, \quad (6.1)$$

kde w je váhovací vektor, který se liší podle metody pro beamforming. [4]

6.2 Bartlett Beamformer

Bartlett beamformer (BF), Conventional beamformer nebo také metoda zpoždění a součtu, je označení pro metodu, která získává DOA měřením výkonu signálu v každém možném úhlu ve výseči, kterou chceme skenovat. Pokud se bude skenovaný azimut shodovat s azimutem, ze kterého pochází signál, bude měřený výkon

maximální možný. Výkon z vybraného směru je měřen tak, že nejprve zformujeme paprsek v onom směru a váhovací vektor nastavíme způsobem, aby byl roven steering vektoru pro odpovídající směr. Výsledný výstupní výkon můžeme popsat rovnicí

$$P(\theta) = \mathbf{a}(\theta)^T \hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}} \mathbf{a}(\theta), \quad (6.2)$$

kde $\mathbf{a}(\theta) = \mathbf{w}$ (váhovací vektor pro BF).

$P(\theta)$ bude maximální, pokud vektor \mathbf{w} odpovídá steering vektoru přicházejícího signálu. Nevýhodou této metody je to, že jediná možnost, jak můžeme zlepšit rozlišení pro určení azimutů cíle, je zvýšení počtu elementů anténního pole. To má ale v praxi za následek zvýšení obtížnosti výpočtů.

Na následující části kódu je prezentována implementace zmíněné metody v prostředí MATLAB.

```
Rxx          -> Kovarianční matice
teta_rad     -> Vektor skenovaných azimutů
relativeD    -> (vzdálenost mezi elementy)/lambda

1  function PBartlett = Bartlett(Rxx, teta_rad, relativeD)
2  N_teta = length(teta_rad);
3  nAntennas = size(Rxx, 1);
4
5
6  for k=1:N_teta      % Skenovací smyčka
7      direction = teta_rad(k); % Směr skenování
8      delta_fiB = -2*pi*relativeD*sin(direction); % Relativní fázový posuv
9      for m=1:nAntennas
10         aT(m) = exp(1i*((m-1)*delta_fiB)); % Steering vektor
11     end
12     aU=aT.'; % Transponovaný steering vektor
13     PBartlett(k) = abs((aU'*Rxx*aU)/(aU'*aU));
14     % Spatial power spectrum Conventional (Bartlett) beamformeru
15
16 end
```

6.3 Capon's Beamformer

Výkon signálu ze směru hledaného objektu měříme tak, že omezíme zisk beamformeru na 1 v tomto směru a použitím všech zbývajících stupňů volnosti minimalizujeme příspěvky signálů ze všech ostatních směrů k výstupnímu výkonu. Tato metoda se také označuje jako MVDR (z angl. Minimum Variance Distortionless Response) neboli beamformer s minimální odchylkou bez zkreslení. Váhovací vektor pro tuto metodu (6.3) minimalizuje rozptyl výstupního signálu pole, zatímco signál přicházející z hledaného směru projde bez zkreslení. [5]

$$W = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (6.3)$$

Výsledný výstupní výkon pro tuto metodu můžeme po dosažení váhovacího vektoru popsat rovnicí

$$P(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}. \quad (6.4)$$

Na následující části kódu je prezentována implementace zmíněné metody v prostředí MATLAB.

```
Rxx          -> Kovarianční matice
teta_rad     -> Vektor skenovaných azimutů
relativeD    -> (vzdálenost mezi elementy)/lambda

1  function PMVDR = Capon(Rxx, teta_rad, relativeD)
2  N_teta = length(teta_rad);
3  nAntennas = size(Rxx, 1);
4
5  for k=1:N_teta % Skenovací smyčka
6      direction = teta_rad(k); % Směr skenování
7      delta_fiC = -2*pi*relativeD*sin(direction); % Relativní fázový posuv
8      for m=1:nAntennas
9          aM(m) = exp(1i*((m-1)*delta_fiC)); % Steering vektor
10         end
11         aS=aM.'; % Transponovaný steering vektor
12         PMVDR(k) = abs(1/(aS'*inv(Rxx)*aS));
13         % Spatial power spectrum Caponbeamformeru
14
15     end
16 end
```

Pokud se blíže podíváme na předchozí dvě ukázky kódu, můžeme si všimnout, že jediný rozdíl je na řádcích číslo 13, respektive 12, kde je změna pouze u výpočtu výstupního výkonu spektra zapříčiněného rozdílnými váhovacími vektory. Řádky 6-11, respektive 5-10 zodpovídají za skenování prostoru a následné tvorby steering vektoru, který je použit pro výpočet výkonu.

6.4 MUSIC

Metoda *Multiple signal classification* (MUSIC) byla poprvé představena na konci 70. let 20. století Ralphem Schmidtem a jeho kolegy a stala se nejpopulárnější metodou pro určování azimutů radarových cílů. [9]

Základní myšlenkou této metody je získání signálního podprostoru a šumového podprostoru prostřednictvím rozkladu kovarianční matice (popsané v kapitole 4.4) na vlastní čísla a vektory. Tímto rozkladem získáme M vlastních čísel s odpovídajícími M vlastními vektory. Vlastní čísla jsou seřazená od nejmenšího po největší a můžeme z nich vytvořit matici $\mathbf{E} = [\mathbf{V}_n \mathbf{V}_s]$, kde \mathbf{V}_n patří šumovému podprostoru a skládá se z $M-d$ vlastních vektorů odpovídajících šumu a \mathbf{V}_s patří podprostoru signálovému, který se skládá z d vlastních vektorů, které odpovídají přicházejícím signálům.

V MUSIC algoritmu předpokládáme, že vlastní vektory šumového podprostoru jsou ortogonální s polem steering vektorů v azimutech přicházejících signálů.

Azimuty přicházejících signálů získáme rovnicí

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\theta)}, \quad (6.5)$$

kde $\mathbf{a}(\theta)$ je steering vektor, \mathbf{V}_n je matice o rozměrech $M \times N$ ($N=M-d$), jejíž sloupce jsou vlastní vektory šumu. [6]

Na následujícím kódu je ukázána implementace MUSIC algoritmu v prostředí MATLAB.

```
Rxx          -> Kovarianční matice
teta_rad     -> Vektor skenovaných azimutů
relativeD    -> (vzdálenost mezi elementy)/lambda
angles       -> azimuty cílů

1  function PMusic = Music(Rxx, teta_rad, relativeD, angles)
2
3  nAntennas = size(Rxx, 1);
4  [V,Z]=eig(Rxx); % V je diagonální matice s eigenvectors
5  vn=V(:,1:nAntennas-length(angles)); % Noise subspace
6
7  N_teta = length(teta_rad);
8  nAntennas = size(Rxx, 1);
9
10 for k=1:N_teta % Skenovací smyčka
11     direction = teta_rad(k); % Směr skenování
12     delta_fiM = -2*pi*relativeD*sin(direction); % Relativní fázový posuv
13     for m=1:nAntennas
14         aT(m) = exp(1i*((m-1)*delta_fiM)); % Steering vektor
15     end
16     aU = aT.';
17     PMusic(k)= abs(1/(aU'*vn*vn'*aU));
18 end
```

Řádek číslo 4 je zodpovědný za rozklad kovarianční matice na vlastní čísla a vektory, která jsou poté na řádce číslo 5 použita na vytvoření šumového podprostoru, ze kterého na řádce 17 spočteme spektrum.

6.5 ESPRIT

Algoritmus ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) byl poprvé představen v 80. letech 20. století Royem a Kailathem. [8]

Předpokládejme anténní pole s M elementy, které rozložíme do dvou identických subarrays s m elementy, které se mohou vzájemně překrývat, ale nemusí. K nalezení azimutů cílů musíme nejprve určit operátor rotace Ψ . Podmínkou pro rozložení do subarrays je $M \leq 2m$. Pokud se subarrays nepřekrývají vůbec platí $M = 2m$.

$$x_1(t) = \mathbf{A}x(t) + n_1(t) \quad (6.6)$$

$$x_2(t) = \mathbf{A}\Psi x(t) + n_2(t) \quad (6.7)$$

Rovnice 6.6 a 6.7 popisují signály, přijaté jednotlivými subarrays, ve kterých je zahrnut i aditivní šum. Přijaté signály jsou velikosti $d \times 1$, \mathbf{A} je $m \times d$ steering matice a Ψ je diagonální matice velikosti $d \times d$.

Z přijatých signálů vytvoříme kovarianční matici, na kterou použijeme singulární rozklad (svd). Ze vzniklé matice \mathbf{U} vybereme pouze d sloupců příslušících přichozímu signálu a z nich vytvoříme matici \mathbf{U}_s . Tuto matici pronásobíme výběrovými maticemi, které jsou popsány v kapitole 5.2, a z maticové rovnice

$$\mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s \Psi \approx \mathbf{J}_2 \mathbf{U}_s \quad (6.8)$$

získáme Ψ . Rozložíme Ψ na vlastní čísla a vektory. Poté zjistíme argument těchto vlastních čísel, který následně vložíme do rovnice

$$\theta = \arcsin\left(-\frac{\lambda}{2\pi\Delta} \arg(\Psi)\right), \quad (6.9)$$

ze které dostaneme výsledné azimuty radarových cílů.

Na následujícím kódu je ukázána implementace ESPRIT algoritmu v prostředí MATLAB.

```
Rxx          -> Kovarianční matice
nTargets     -> Počet cílů

1  function uhel = ESPRIT(Rxx, nTargets)
2
3  [U,V] = svd(Rxx);
4  nAntennas = size(Rxx, 1);
5  m=nAntennas-1;
6
7
8  Us = U(1:m+1,1:nTargets);
9  Im = eye(m);
10 Nu1a = zeros(m,1);
11 J1 = [Im, Nu1a];
12 J2 = [Nu1a, Im];
13
14 J11 = J1*Us;
15 J22 = J2*Us;
16 psi = J11/J22;
17
18 [v2,D2] = eig(psi);
19 Y = sort(diag(angle(D2)));
20 uhel = asin(-Y/pi)*180/pi;
21
22 end
```

7. Další metody pro určování DOA

Tato kapitola se věnuje dalším metodám, které se mohou používat pro určování azimutů radarových cílů.

7.1 Fourierova Transformace

Tato metoda je založena na analýze prostorového spektra signálu. Spektrální analýzou (Fourierovou transformací) získáme informaci o energii, distribuované v prostoru, a použijeme ji pro určení azimutu cíle. Signály přijaté anténní řadou musí být rozloženy na spektrální složky, které jsou poté použity k odhadu DOA a rekonstrukci signálu. Nejčastěji používanou metodou pro rozklad signálu je diskrétní Fourierova transformace (DFT) určená rovnicí

$$X = \sum_{k=1}^M e^{(j2\pi f_c(i-1)dsin\theta_k)/c} S_k, \quad (7.1)$$

kde M je počet zdrojů signálu ($k = 1, 2, \dots, M$) a d je vzdálenost mezi elementy [m].
[1]

7.2 Maximum-Likelihood (ML) metody

Metody maximální věrohodnosti byly jedny z prvních metod používaných pro určování azimutů radarových cílů. Poskytují nám dokonce lepší výsledky než metody založené na beamformingu, především při nízkém SNR, ale za cenu velmi zvýšené výpočetní náročnosti.

ML metody jsou jedny z metod, jak určit odhady neznámých parametrů daného rozdělení pravděpodobnosti. Z přijatých dat anténní řadou rekonstruujeme jednotlivé datové části kvůli požadovaným signálům. Hodnoty, pro které se rekonstrukce s maximální přesností přibližuje přijatým datům, považujeme za odhad DOA.

Ve zde zmíněném přístupu odečítáme od signálu $\mathbf{x}(t_n)$ odhad $\mathbf{A}(\hat{\theta})\hat{s}(t_n)$ ze signálových komponentů $\mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t_n)$. Pokud jsme tyto komponenty odhadli dostatečně přesně, bude zbytek rovnice 7.2

$$\mathbf{x}(t_n) - \mathbf{A}(\hat{\theta})\hat{s}(t_n) \quad (7.2)$$

z hlavní části pouze šum signálu. Minimalizováním výkonu zbytku zmíněné rovnice se správnou volbou hledaných komponentů bude mít za následek přesné odhady parametrů, kdy $\theta_i \approx \hat{\theta}$ a $\mathbf{s}(t_n) \approx \hat{s}(t_n)$.

Metodu lze matematicky vyjádřit ve formě nejmenších čtverců rovnicí

$$\min_{\theta, \hat{s}(t_n)} \langle \|\mathbf{x}(t_n) - \mathbf{A}(\hat{\theta})\hat{s}(t_n)\|^2 \rangle_N. \quad (7.3)$$

Odhad $\hat{s}(t_n)$ pro libovolný $\hat{\theta}$ lze vyjádřit vztahem

$$\hat{s}(t_n) = (\mathbf{A}^H(\hat{\theta})\mathbf{A}(\hat{\theta}))^{-1}\mathbf{A}^H(\hat{\theta})\mathbf{x}(t_n). \quad (7.4)$$

Dosazením tohoto odhadu do rovnice 7.2 a následnou minimalizací této rovnice lze ukázat, že $\hat{\theta}$ je rovna maximalizaci stopy matice

$$\max_{\theta} \text{trace} \{ \mathbf{P}_A(\hat{\theta})R_{xx} \}, \quad (7.5)$$

kde $\mathbf{P}_A(\hat{\theta})$ je matice tvořena sloupci $\mathbf{A}(\hat{\theta})$.

Pokud je odhad $\hat{\theta}$ správný, rekonstruovaná data $\mathbf{A}(\hat{\theta})\hat{s}(t_n)$ jsou rovna původnímu signálu se zbytkovým neodstraněným šumem. Průměrný výkon zbytkového šumu pro správně zvolený azimut je minimální ve srovnání s výkonem šumu pro volbu $\theta \neq \theta_i$.

[4]

8. Praktická část

Praktická část této bakalářské práce se věnuje výsledkům simulací syntetických měření azimutů radarových cílů v programu MATLAB, které následně srovnáme s výsledky z reálného měření pomocí FMCW radaru AWR1642BOOST od společnosti Texas Instruments [12]. Pokud od sebe metoda dokázala rozeznat cíle s odstupem alespoň 3 dB, označili jsme vzdálenost mezi cíli jako rozlišovací schopnost dané metody.

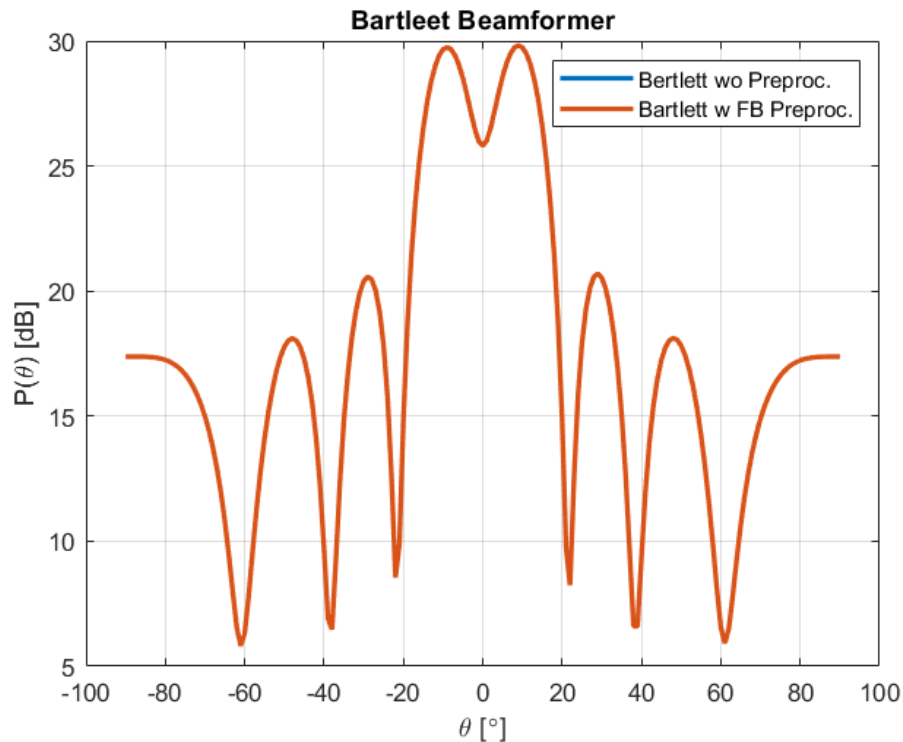
8.1 Syntetická měření

V programu MATLAB byly naimplementovány metody založené na beamformingu, MUSIC a ESPRIT pro měření azimutu radarových cílů. Na implementovaných metodách byla následně ověřena jejich funkčnost a schopnost rozlišit dva cíle od sebe pomocí syntetických měření.

Měření byla simulována pro tyto parametry. Počet anténních elementů byl roven osmi, nosná frekvence $f_c = 100$ MHz, vzdálenost mezi elementy byla rovna $\lambda/2$ a odstup signálu od šumu byl nastaven na 10 dB.

8.1.1 Výsledky syntetických měření – Bartlett Beamformer

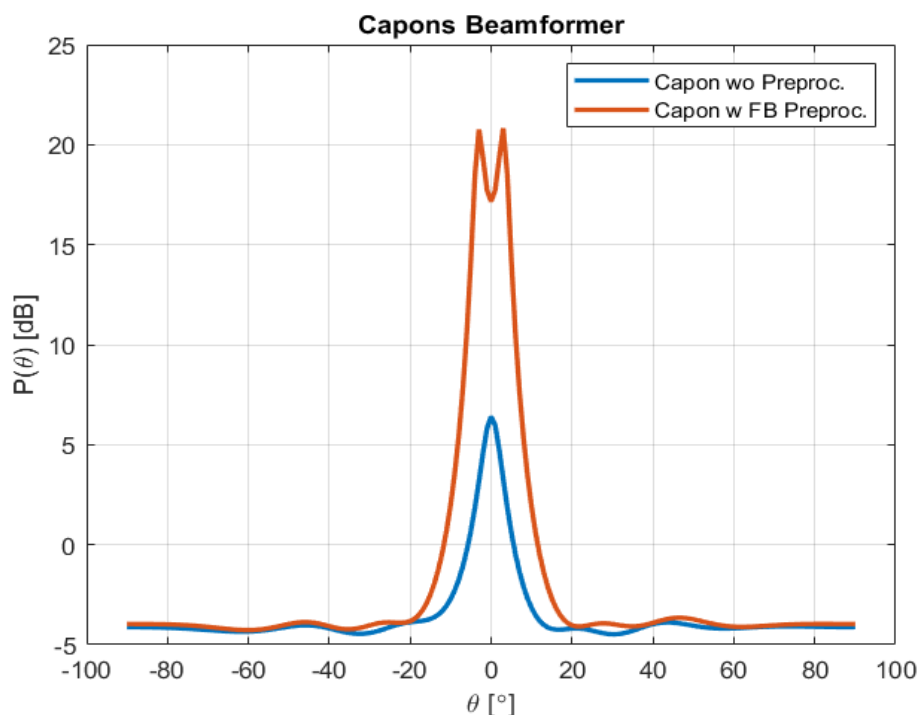
Nejhorší výsledky jsme získali metodou Bartlettova beamformeru, a sice takové, že rozlišovací schopnost pro dva stejně výkonné cíle a námi nastavené parametry byla 12° Obr. 8.1. Potlačení postranních laloků bylo okolo 10 dB a dva cíle byly rozlišeny na více než 3 dB.



Obr. 8.1 Simulace Bartlettova beamformeru

8.1.2 Výsledky syntetických měření – Capon's Beamformer

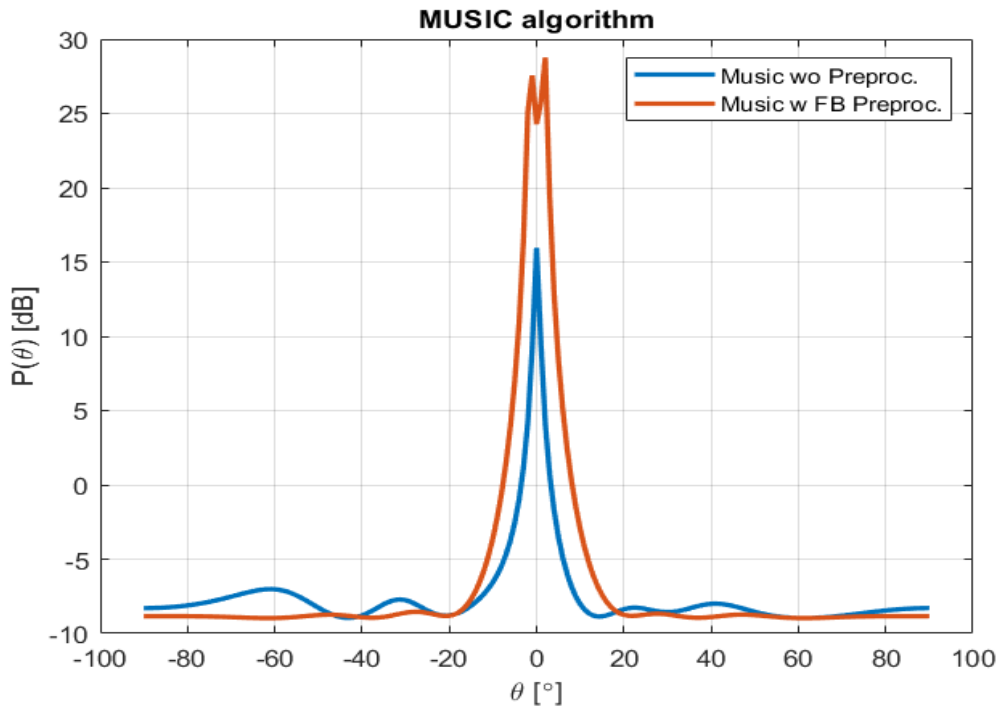
Druhé nejhorší výsledky jsme dostali pomocí metody Caponova beamformeru. Touto metodou jsme byli schopni rozeznat od sebe dva stejně výkonné cíle s azimutem $6^{\circ}30'$. Na Obr. 8.2 můžeme vidět, že potlačení postranních laloků je přes 20 dB a potlačení mezi cíli více než 3 dB. Již u této metody lze vidět důležitost preprocessingu. Červená křivka byla simulována pro kovarianční matici, která prošla FB averagingem, zatímco modrá křivka, která pro stejný azimut není schopna dva cíle rozeznat, preprocessingem neprošla.



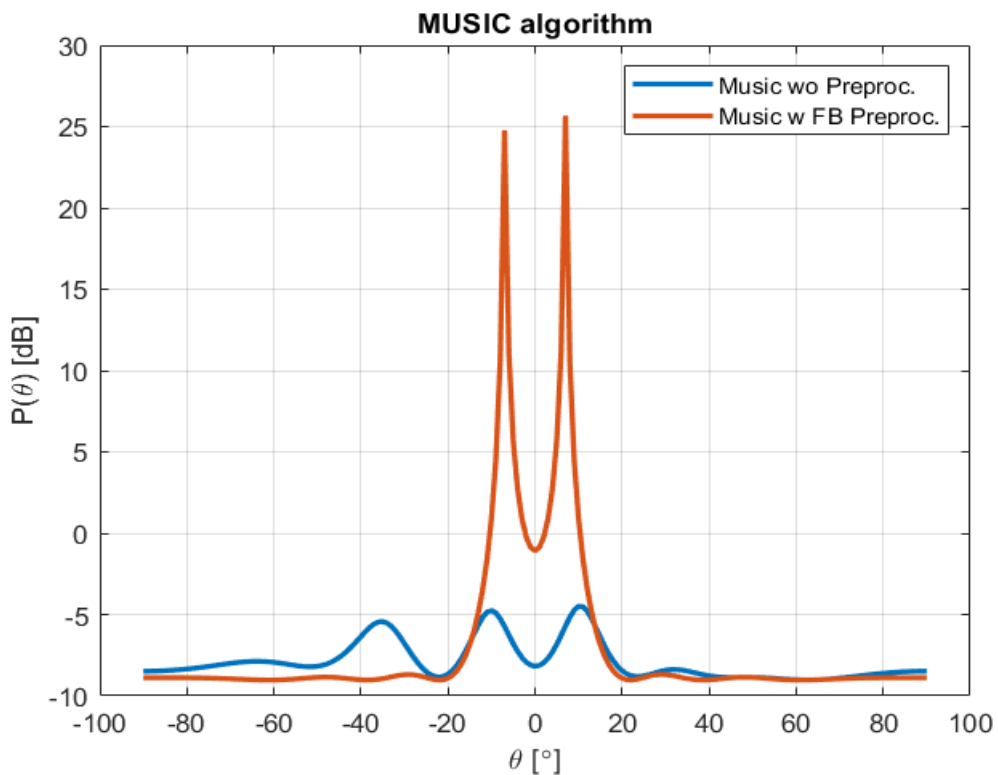
Obr. 8.2 Simulace Caponova beamformeru

8.1.3 Výsledky syntetických měření – MUSIC

Pro algoritmus MUSIC jsme již získali přesnější výsledky. Metodou jsme dokázali velmi dobře rozlišit dva stejně výkonné cíle ve vzdálenosti $3^\circ 12'$ od sebe. Stejně jako u předchozího grafu je vidět nezbytnost preprocessingu. Pro představu se podívejme na obrázky Obr. 8.3 a Obr. 8.4. Pokud bychom chtěli rozlišit dva cíle metodou MUSIC bez preprocessingu, musely by být cíle od sebe alespoň na vzdálenost 14° , a i přes to by výsledky nebyly dokonalé.



Obr. 8.3 Simulace MUSIC (pro FB averaging)



Obr. 8.4 Simulace MUSIC (bez FB averagingu)

8.1.4 Výsledky syntetických měření – ESPRIT

Algoritmem ESPRIT jsme dostali podobné výsledky jako u předchozí metody. Rozlišovací schopnost byla podobná jako u MUSIC, a to $3^{\circ}30'$, $[-1.748^{\circ}; 1.753^{\circ}]$. V tomto případě byl opět velmi důležitý preprocessing, bez kterého tato metoda dává špatné výsledky i pro mnohem větší vzdálenosti cílů.

8.2 Reálné měření

K měření byl použit FMCW radar AWR1642BOOST od společnosti Texas Instruments (Obr. 8.5 a Obr. 8.6), který funguje na principu MIMO (vysvětleném v kapitole 4.2) a má 2 antény vysílací a 4 antény přijímací. Z každé vysílací antény bylo vysláno 128 chirpů o počáteční frekvenci 77 GHz a koncové frekvenci 81 GHz, které se vzájemně střídaly. Trvání jednoho chirpu bylo 40 μs a čas mezi každými dvěma chirpy byl nastaven na 136 μs .

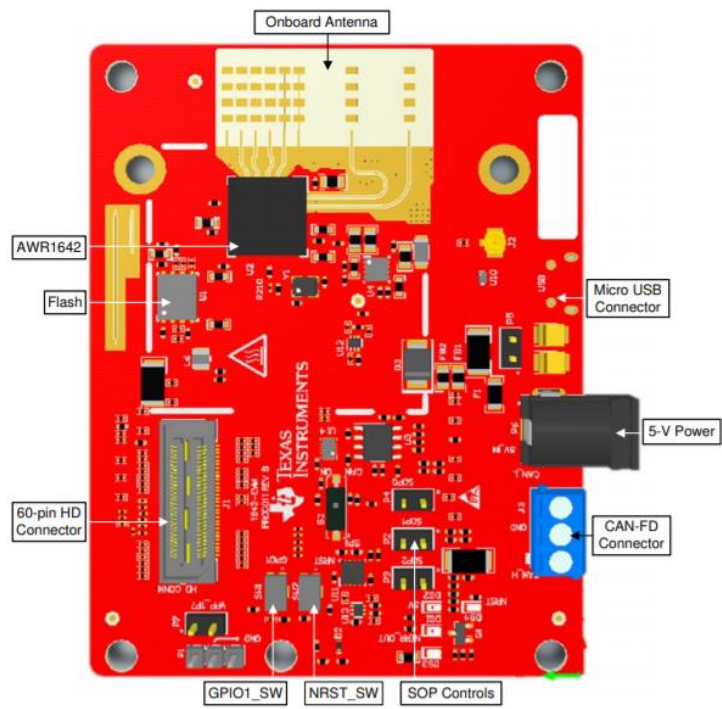
Jako cíle jsme použili dva koutové odražeče, jejichž RCS (2.1) bylo shodné pro frekvenci 79 GHz, a to 1 m^2 . V případě prvního odražeče (Obr. 8.7 vlevo) můžeme jeho RCS spočítat pomocí vztahu

$$\sigma = \frac{4\pi L^4}{3\lambda^2}, \quad (8.1)$$

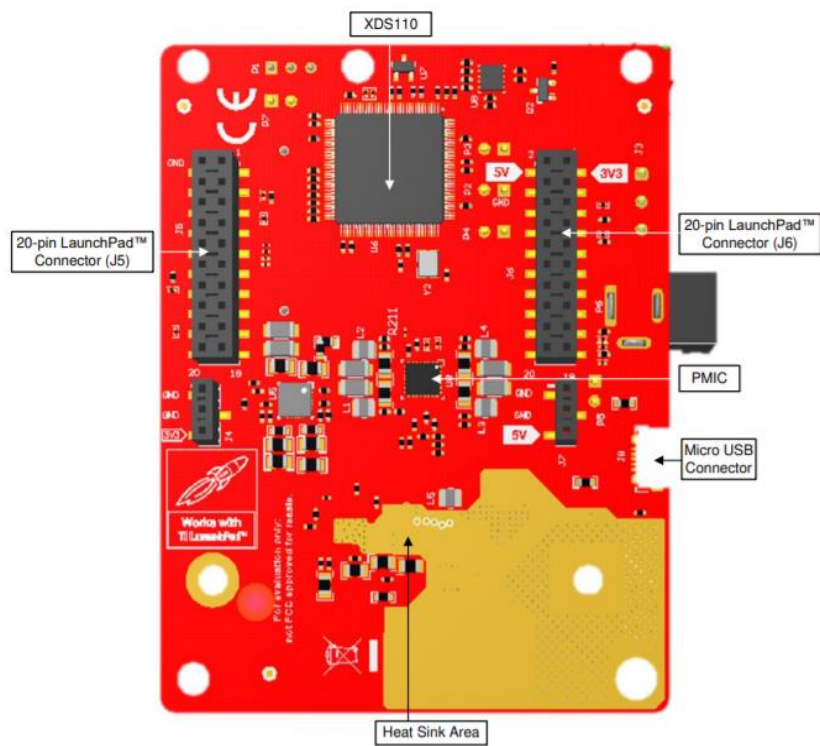
a v případě druhého odražeče (Obr. 8.7 vpravo) jako

$$\sigma = \frac{12\pi L^4}{\lambda^2}, \quad (8.2)$$

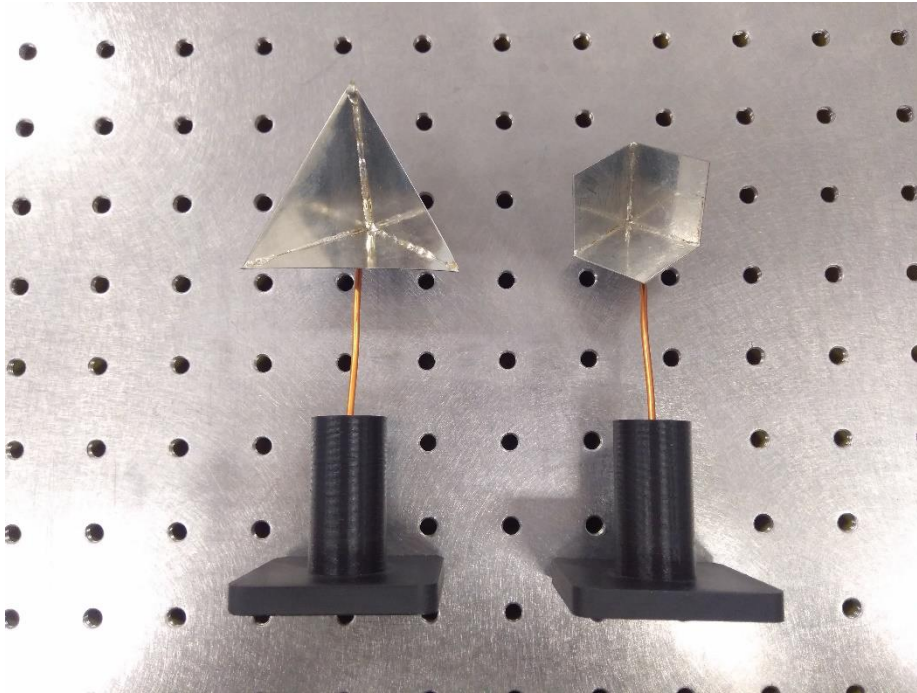
kde L je délka strany jednotlivých odražečů.



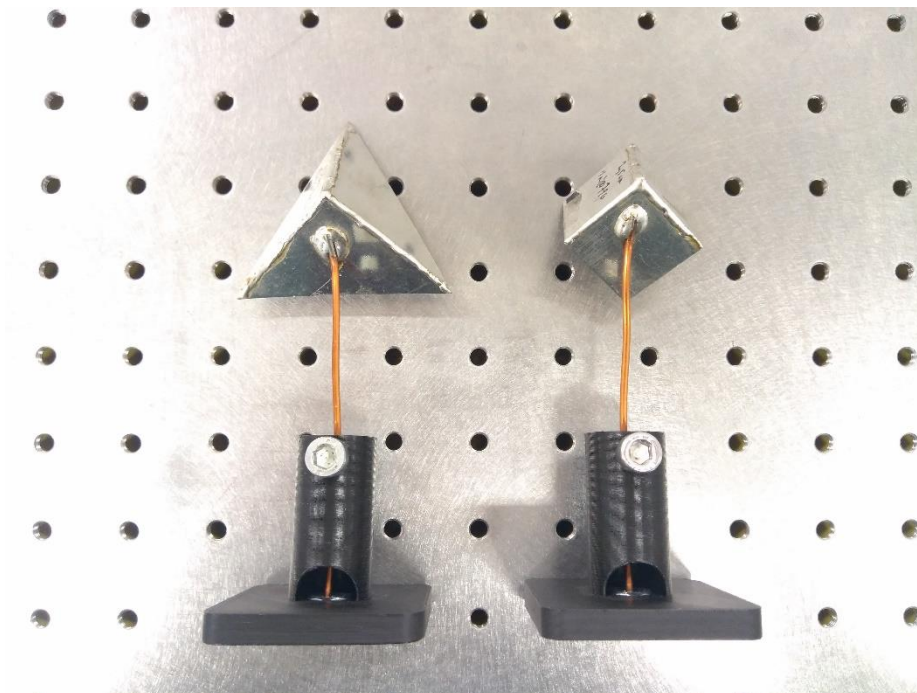
Obr. 8.5 Přední strana radaru [12]



Obr. 8.6 Zadní strana radaru [12]



Obr. 8.7 Koutové odražeče (zepředu)



Obr. 8.8 Koutové odražeče (zezadu)

Měření jsme provedli v bezodrazové komoře (Obr. 8.9 vlevo) na Elektrotechnické fakultě ČVUT ve vzdálené zóně, která je dána vztahem

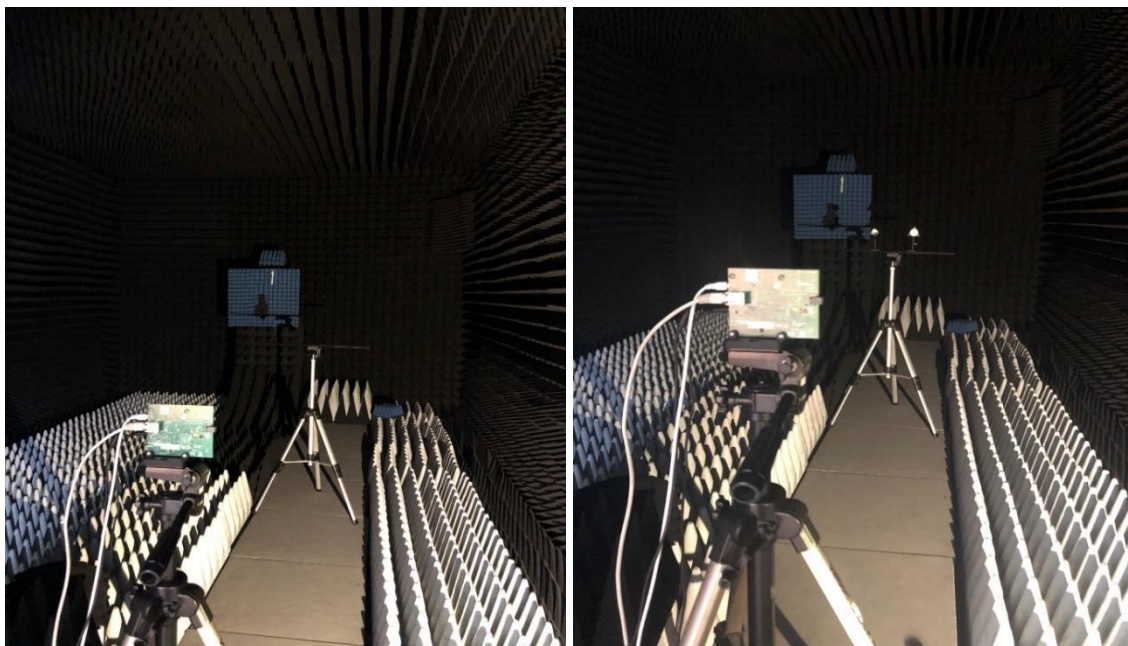
$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (8.3)$$

kde R je vzdálenost cílů, což jsou vlastně sekundární antény, od vysílače a D je největší rozměr sekundární antény. Ve vzdálené zóně jsme měření provedli proto, že v této vzdálenosti již můžeme kulovou vlnu považovat za rovinnou, což je důležitý předpoklad pro naše měření.

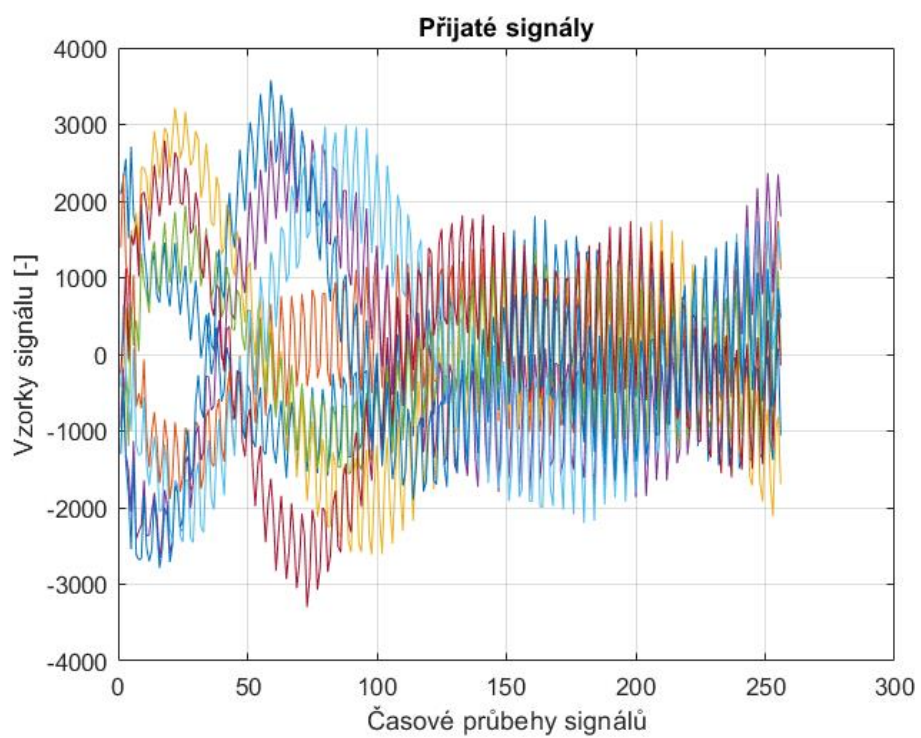
Prvním bodem experimentu bylo umístění radaru do vzdálenosti 2,5 m od cíle (což splňuje podmínku se vzdálenou zónou), který byl nastaven na azimut 0° . Hodnoty z tohoto měření byly použity k normalizaci fázorů získaných v dalších bodech měření.

Druhým bodem experimentu bylo měření dvou cílů ve stejné vzdálenosti od radaru, a to 2,5 m. Při prvním měření byly od sebe cíle vzdálené 6 cm a každé další měření byly posunuty o 2 cm, až do 40 cm a poté ještě dvakrát o 5 cm do vzdálenosti 50 cm (Obr. 8.9 vpravo).

Třetím bodem byl následný výpočet fázorů přijatých signálů na všech Rx anténách. Radar má sice 2 Tx antény a 4 Rx antény, ale bylo použito časové multiplexování a data byla zpracována jako by byla přijímaná 8 Rx anténami. Přijaté signály pro referenční cíl jsou vidět na Obr. 8.10. Můžeme vidět, že se signál odrazil ve vzdálenosti 2,5 m, což je vzdálenost, ve které se náš cíl nacházel.

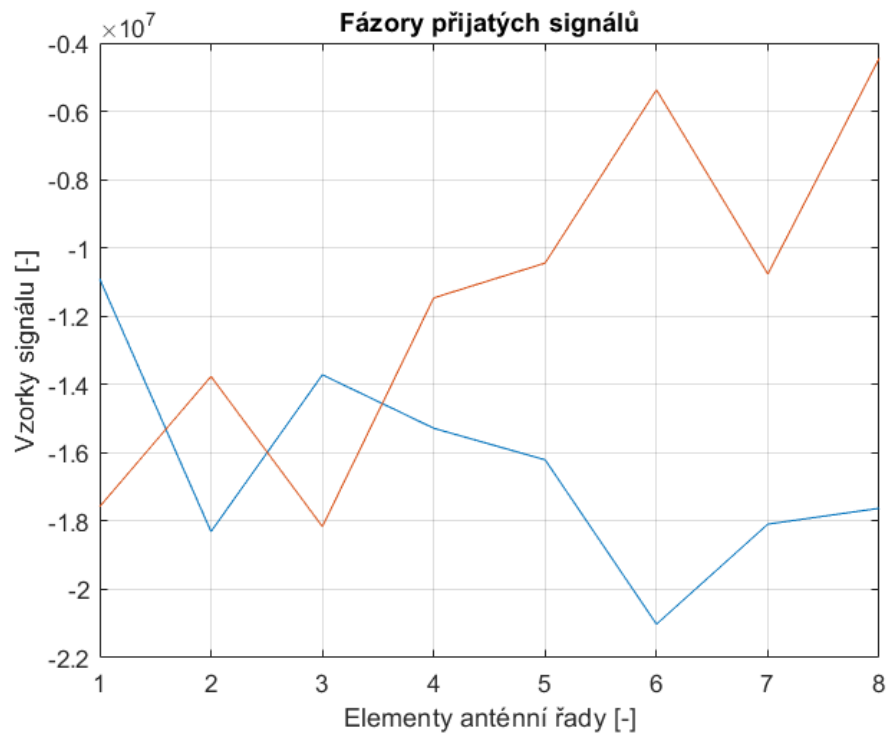


Obr. 8.9 Bezodrazová komora



Obr. 8.10 Přijaté signály anténní řadou pro 1 cíl v azimutu 0°

Ve čtvrtém bodě jsme vypočtené fázory Obr. 8.11 normalizovali pomocí fázorů z prvního bodu experimentu a dosadili jsme je do vzorečku na výpočet kovarianční matice, kterou jsme následně vložili do implementovaných metod v programu MATLAB a následně zkoumali jejich rozlišovací schopnosti.

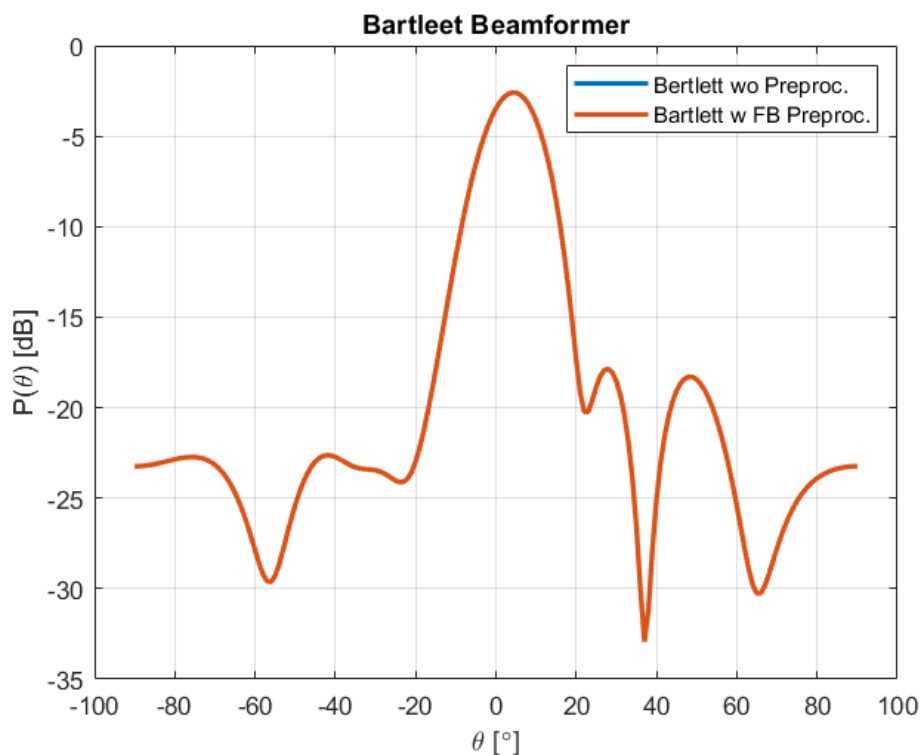


Obr. 8.11 Přijaté fázory anténní řadou pro 1 cíl v azimutu 0°

V ideálním případě by fázory od jednoho referenčního cíle v azimutu 0° měly být konstantní komplexní číslo stejné na všech anténách. Jak ale vidíme na Obr. 8.11, fázory nejsou konstantní, protože anténní pole není ideální. Jednou z příčin může být počínající koroze pokovení anténní řady. Další příčinou může být i to, že bezodrazová komora není úplně „bezodrazová“ a nějaký signál se odráží od stěn místnosti.

8.2.1 Výsledky reálných měření – Bartlett Beamformer

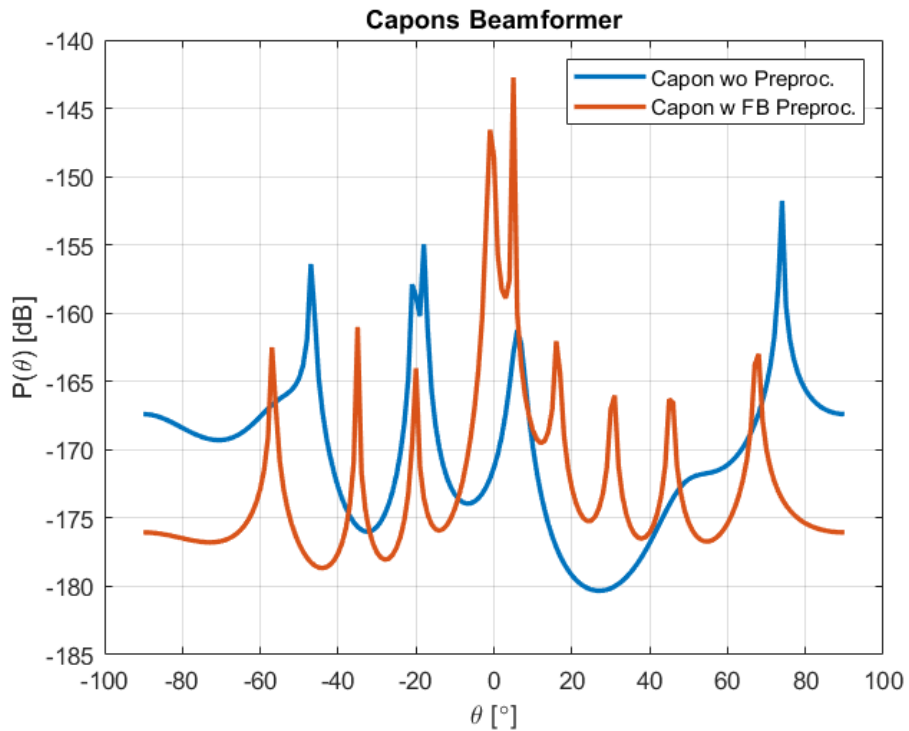
Bartlett beamformer metodou jsme nebyli schopni rozeznat dva cíle od sebe ani při námi největšího měřeného azimutu mezi cíli, a to něco málo přes 11° .



Obr. 8.12 Reálné měření Bartlettova beamformeru

8.2.2 Výsledky reálných měření – Capon's Beamformer

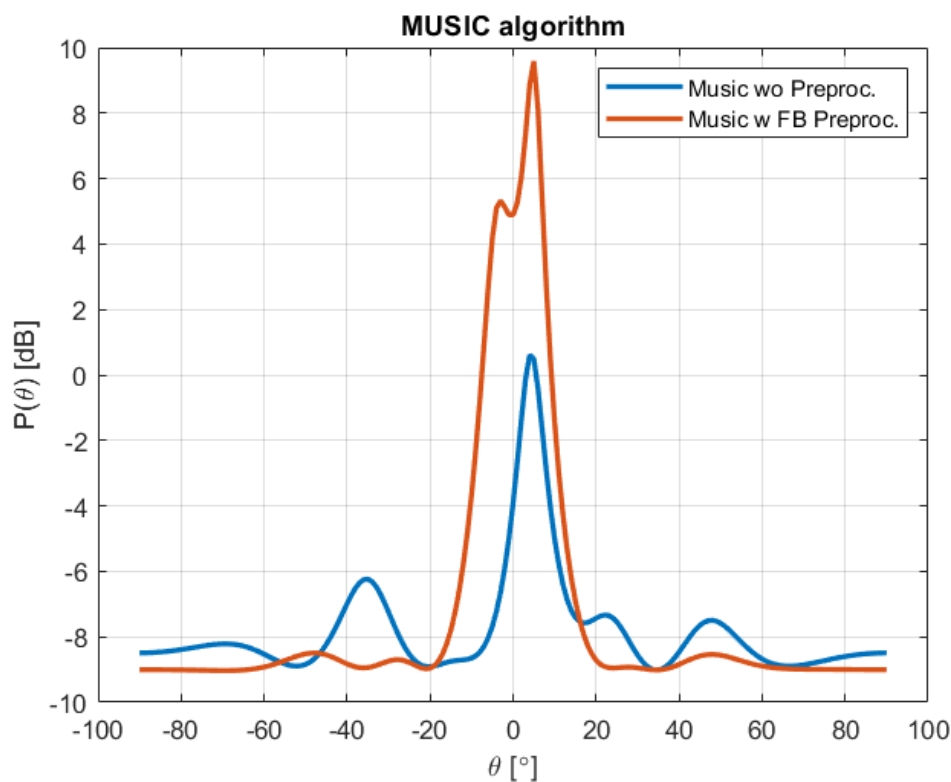
Caponův beamformer dokázal při reálném měření rozeznat dva cíle od sebe na vzdálenost zhruba $7^{\circ}30'$. Bez použití preprocessingu bychom nedokázali metodou rozeznat dva cíle ani na maximální měřenou vzdálenost.



Obr. 8.13 Reálné měření Caponova beamformeru

8.2.3 Výsledky reálných měření – MUSIC

Metodou MUSIC jsme byli od sebe dva cíle schopni rozeznat od vzdálenosti zhruba 7° . Rozlišení dvou cílů sice není přes 3 dB, ale v tomto případě musíme uvažovat i případ, kdy námi měřené cíle neměly stejné RCS z důvodu nedokonalosti výroby. Bez použití preprocessingu bychom tímto algoritmem cíle nedokázali rozeznat ani při největší vzdálenosti, kterou jsme měřili.



Obr. 8.14 Reálné měření MUSIC

8.2.4 Výsledky reálných měření – ESPRIT

Také ESPRIT nám začala dávat přijatelné výsledky, když byla vzdálenost mezi cíli téměř 7° . Pokud bychom nepoužili preprocessing metodu, cíle by metoda také nedokázala rozeznat ani při maximální měřené vzdálenosti. Pro $6^\circ 52'$ nám metoda dává polohy cílů $[-2.610^\circ; 4.153^\circ]$, což odpovídá.

8.3 Srovnání výsledků

V tabulce č.2 jsme porovnali výsledky syntetických a reálných měření s ohledem na schopnost jednotlivých metody rozeznat dva blízké cíle od sebe. Můžeme vidět, že syntetická měření dopadla mnohem lépe než měření reálná. V obou případech, ale vidíme nezbytnost preprocessing metod, obzvlášť u algoritmus ESPRIT, který bez nich nedokáže fungovat. Úhly v posledních dvou sloupcích, které nejsou vyplněné, byly větší, než úhel pro vzdálenost dvou cílů 50 cm, což byla maximální měřená vzdálenost.

Tab. č. 2 Schopnost rozlišení dvou blízkých cílů pro jednotlivé metody

Metody	Syntetické měření s FB preprocessingem	Syntetické měření bez FB preprocessingu	Reálné měření s FB preprocessingem	Reálné měření bez FB preprocessingu
Bartettův Beamformer	12°00'	12°00'	-	-
Caponův Beamformer	6°30'	17°30'	7°30'	-
MUSIC	3°12'	13°50'	7°00'	-
ESPRIT	3°30'	-	6°52'	-

Závěr

V této práci jsme se věnovali metodám, které se dají v praxi použít pro určování azimutů radarových cílů. K tomuto účelu jsme nastudovali základní věci o radarech, popsaných v kapitole 2, o principu FMCW radarů, popsaných v kapitole 3 a o zpracování signálů anténní řadou, viz kapitola 4. Aby metody fungovaly správně a dávaly přijatelné výsledky i pro signály, které byly vzájemně korelované nebo koherentní, bylo nutné, použít preprocessing metody, popsané v kapitole 5. Samotné metody, konkrétně beamforming metody, MUSIC a ESPRIT jsou vysvětleny v kapitole 6.

Závěrečná 8. kapitola se věnuje praktické části bakalářské práce. Jednotlivé metody jsme implementovali v programu MATLAB a provedli měření se syntetickými signály. Tímto měřením jsme zjistili, jak vzdálené cíle dokáží jednotlivé metody rozeznat v ideálních podmínkách. Metody jsme následně podrobili reálnému měření, výsledky zpracovali a opět jsme určili rozlišovací schopnost jednotlivých metod, ale tentokrát v podmínkách skutečných.

Při syntetickém měření jsme byli schopni Bartlettovým beamformerem rozeznat dva cíle od sebe na 12° , Caponovým beamformerem na téměř $6^\circ 30'$, algoritmem MUSIC $3^\circ 12'$ a algoritmem ESPRIT na $3^\circ 30'$. Při reálném měření jsme již dostali výsledky o něco horší, Bartlettovým beamformerem jsme nebyli schopni dva cíle rozlišit v námi měřené maximální vzdálenosti cílů, Caponovým beamformerem byla vzdálenost zhruba $7^\circ 30'$, u MUSIC to bylo téměř 7° a nejlépe si vedl algoritmus ESPRIT, a to s $6^\circ 52'$.

Horší výsledky u reálného měření mohou být způsobeny hned několika důvody. Stěny místnosti, ve které jsme měření prováděli, nejsou dokonale bezodrazové, tudíž můžeme přijímat některé signály i odrazem od stěn. Dalším důvodem je nedokonalost anténního pole, ale třeba také i to, že naše cíle nemusely mít úplně shodné RCS.

Bibliografie

- [1] Al-azzo, Mujahid a Al-sabaawi, Khalaf. *High Resolution Techniques for Direction of Arrival Estimation of Ultrasonic Waves*. 2014. DOI: 10.5923/j.ajsp.20140402.02.
- [2] BROOKER, Graham. *Understanding millimetre wave FMCW radars*. 1 st International Conference on Sensing Technology: IEEE, Jan 2005.
- [3] CHEN, Qing a Liu RUOLUN. *On the explanation of spatial smoothing in MUSIC algorithm for coherent sources*. International Conference on Information Science and Technology: IEEE, Mar 2011. Dostupné z: doi:10.1109/ICIST.2011.5765342
- [4] CHEN, Zhizhang, Gopal GOKEDA a Yiqiang YU. *Introduction to Direction-of-Arrival Estimation*. Artech House, 2010. ISBN 9781596930902.
- [5] FOUTZ, Jeffrey, Andreas SPANIAS a Mahesh K. BANAVAR. *Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays*. Morgan & Claypool, 2008. ISBN 9781598296518.
- [6] GUPTA, Pooja, Vijay Kumar VERMA a Vijaydeep SENAPATI. *Angle of arrival detection by ESPRIT method*. 2017 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP): IEEE, 2017, s. 1143-1147.
- [7] LI, Jian a Petre STOICA. *MIMO Radar Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2009. ISBN 9780470178980.
- [8] ROY, Reginald a Thomas KAILATH. *ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Jul 1989, s. 984-995. Dostupné z: doi:10.1109/29.32276
- [9] SCHMIDT, Ralph. *Multiple emitter location and signal parameter estimation*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, March 1986, s. 276-280. Dostupné z: doi:10.1109/TAP.1986.1143830
- [10] SKOLNIK, Merrill Ivan. *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill College, 1980. ISBN 9780070579095, 0-07-057909-1.

Internetové zdroje

[11] WOLFF, Christian. *<https://www.radartutorial.eu>* [online]. [cit. 2020-12-21].

[12] *<https://www.ti.com/tool/AWR1642BOOST>* [online]. [cit. 2021-5-6].

[13] *<https://www.ti.com/lit/pdf/swra554>* [online]. [cit. 2020-12-21].