

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky

DISERTAČNÍ PRÁCE

2023

Ing. Tomáš Hnilička

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Adaptivní anténní systémy pro pasivní radiolokaci

Autor: Ing. Tomáš Hnilička

Školitel: prof. Ing. Vladimír Schejbal, CSc.

Školitel specialista: Ing. Tomáš Zálabský, Ph.D.

Pardubice, 2023

Prohlášení autora

Prohlašuji, že jsem tuto práci 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., autorský zákon, 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.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne:

.....
Ing. Tomáš Hnilička

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji Ing. Tomáši Zálabskému, Ph.D. a prof. Ing. Vladimírovi Schejbalovi, CSc. za vedení, podporu, cenné rady a náměty při tvorbě této disertační práce. Rovněž bych rád poděkoval týmu výzkumné skupiny, jmenovitě Ing. Tomáši Krejčímu, Ing. Ondřeji Němcovi a Ing. Vojtěchu Valentovi, za pomoc při realizaci měřicího pracoviště.

Dále bych chtěl velice poděkovat své rodině za podporu při mém studiu. Nejvíce bych však poděkoval mé přítelkyni za poskytnutí nesmírné morální podpory a trpělivosti v průběhu celého mého studia.

Anotace

Práce se zabývá návrhem adaptivního anténního systému pro pasivní radiolokátor. Práce si klade za cíl redukcí počtu anténních elementů se zachováním hodnoty úhlové rozlišovací schopnosti. Pro dosažení tohoto cíle je vybrán a popsán koncept aplikace řídkých anténních řad využívajících progresivních metod signálového zpracování, který se jeví jako perspektivní v dané oblasti. Práce se ve své úvodní části podrobně věnuje problematice výběru vhodné techniky a optimalizace syntézy řídkých anténních řad. Dále jsou představeny metody adaptivního určování směru příchodu signálu využívající ekvidistantní a řídké řady, které jsou následně analyzovány. Závěrem je pro vybraný koncept řídké řady provedeno experimentální ověřovací měření za pomoci radarového demonstrátoru, kde dosažené výsledky jsou statisticky vyhodnoceny a porovnávány s výsledky měření s ekvidistantní řadou o stejného počtu anténních elementů.

Klíčová slova

Anténa, pasivní radiolokace, řídká anténní řada, konvexní optimalizace, rozlišovací schopnost, kompresní snímání, CS-MVDR

Title

Adaptive antenna systems for passive radar

Abstract

The thesis deals with the design of an adaptive antenna system for passive radar. The work aims to reduce the number of antenna elements while maintaining the value of angular resolution. To achieve this goal, the concept of application of sparse antenna arrays using progressive signal processing methods is selected and described, which seems to be promising in the given area. In its introductory part, the thesis deals in detail with the selection of a suitable technique and optimization of the sparse antenna array synthesis. Then, methods for adaptive signal direction-of-arrival estimation using equidistant and sparse arrays are presented and subsequently analyzed. Finally, experimental verification measurements are performed for the selected sparse array concept using a radar demonstrator, where the obtained results are statistically evaluated and compared with the results of measurements with an equidistant array of the same number of antenna elements.

Keywords

Antenna, passive radar location, sparse antenna array, convex optimization, angular resolution, compressive sensing, CS-MVDR

Obsah

Seznam zkratků.....	8
Seznam obrázků.....	10
Seznam tabulek.....	14
Úvod.....	15
1 Moderní radarové systémy	16
1.1 Přehled moderních radarových systémů.....	17
1.1.1 Aktivní 3D radarové systémy	17
1.1.2 Pasivní radarové systémy	20
1.2 Motivace a cíle disertační práce	23
1.3 Aplikace řídkých anténních řad v oblasti radarové techniky	23
2 Vybrané techniky syntézy anténních řad	24
2.1 Přehled technik syntéz anténních řad	25
2.1.1 Amplitudové syntézy	25
2.1.2 Kombinované syntézy	28
2.2 Syntéza anténních řad pomocí optimalizačních algoritmů.....	30
2.2.1 Konvexní optimalizace	31
2.2.2 Metoda HFPSO	37
3 Adaptivní metody určování směru příchodu signálu.....	42
3.1 Uvažované anténní systémy	42
3.2 Model signálu	43
3.2.1 Lineární anténní řada s rovnoměrnými rozestupy elementů (ULA).....	43
3.2.2 Pravoúhlé anténní pole s rovnoměrnými rozestupy elementů (URA).....	45
3.3 Vybrané DoA metody.....	47
3.3.1 Bartlett	47
3.3.2 MVDR	48
3.3.3 MUSIC	48
3.3.4 Metoda kompresního snímání	51
3.3.5 CS-MVDR	55
3.4 Statistická analýza	61
3.4.1 Přítomnost jednoho cíle	61
3.4.2 Přítomnost dvou nekorelovaných cílů	62
3.4.3 Přítomnost koherentních cílů.....	66

4	Experimentální ověření analýz na měřených datech	68
4.1	Systém USRP	68
4.2	Realizace anténních řad	70
4.3	Ověření analýz na měřených datech za pomoci ekvidistantní anténní řady	73
4.4	Ověření analýz na měřených datech za pomoci řídké anténní řady	78
4.5	Porovnání výsledků analyzovaných metod	87
	Závěr	89
	Literatura	93
	Vlastní publikace a výstupy VaV	99

Seznam zkratek

2D	Two-dimensional (dvourozměrný)
3D	Three-dimensional (trojrozměrný)
4D	Four-dimensional (čtyřrozměrný)
AD	Analogově-digitální
AESA	Active Electronical Scanning Array (aktivní elektronické snímání)
AoA	Angle of Arrival (úhel příchodu)
AIC	Akaike Information Criteria (metoda pro určování počtu přichozích signálů)
AS	Anténní systém
CSB	Compressive Sampling Beamformers (technika kompresního snímání)
CS-MVDR	Compressive Sampling – MVRD (adaptivní metoda DoA)
CST	Název softwaru pro provádění elektromagnetických simulací
CVX	Konvexní optimalizace
CW	Continuous Wave (kontinuální vlna)
DoA	Direction of Arrival (směr příchodu)
DPS	Deska plošných spojů
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial (pozemní digitální vysílání televizního signálu)
DTV	Digitální televize
EM	Elektromagnetická
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (adaptivní DoA metoda)
FA	Firefly Algorithm (metaheuristická optimalizační technika)
FBA	Forward/Backward Averaging (metoda na dekorelaci kovarianční matice)
FBSS	Forward/Backward Spatial Smoothing (metoda na dekorelaci kovarianční matice)
FPGA	Field Programmable Gate Array (programovatelná hradlová pole)
GPS	Global Positioning System (satelitní navigační systém)
GSM	Groupe Spécial Mobile (standard pro digitální mobilní sítě)
HFPSO	Hybrid Firefly and Particle Swarm Optimization (hybridní optimalizační technika)
HW	Hardware
ICAO	International Civil Aviation Organization (mezinárodní organizace pro civilní letectví)
LNA	Low Noise Amplifier (nízkošumový zesilovač)
MATLAB	Matrix Laboratory (skriptovací programovací jazyk)
MCU	Microcontroller (mikroprocesor)
MDL	Minimum Descriptive Length (metoda pro určování počtu přichozích signálů)
MFOCUSS	Multiple Measurement Vector Focal Undetermined System Solver (algoritmus metody kompresního snímání)
MIMO	Multiple Input Multiple Output (koncept radarového systému)
ML	Maximum Likelihood (maximální pravděpodobnost)
MUSIC	Multiple Signal Classification (adaptivní metoda DoA)
MVDR	Minimum Variance Distortion-less Response (adaptivní metoda DoA)

PAM	Pseudospectral Adaptive Methods (pseudo-spektrální adaptivní metody)
PAR	Precision Approach Radar (přesný přibližovací radar)
PC	Personal Computer (osobní počítač)
PPS	Pulse-per-second (periodicky se opakující signál)
PSO	Particle Swarm Optimization (metaheuristická optimalizační technika)
REF	Reference
RF	Radio Frequency (vysokofrekvenční signál)
RMSD	Root Mean Square Deviation (střední kvadratická odchylka)
RX	Receiver (přijímač)
SDR	Softwarově definované rádio
SFDR	Spurious-free Dynamic Range (volný dynamický rozsah)
SLL	Side Lobe Level (odstup postranních laloků)
SNR	Signal to Noise Ratio (poměr signálu k šumu)
SOCP	Second-Order Cone Programming (technika kónického programování druhého řádu)
SW	Software
TDOA	Time Difference of Arrival (označení časoměrného systému)
TX	Transmitter (vysílač)
ULA	Uniform Linear Array (uniformní lineární anténní řada)
URA	Uniform Rectangular Array (uniformní plošná anténní řada)
USRP	Universal Software Radio Peripheral (systém založený na SDR)

Seznam obrázků

Obr. 1 – Příklady konceptů anténních systémů přesných přibližovacích radarů; vlevo: systém RP-5GI s mechanickým vychylováním svazku, vpravo: systém RP-65A s elektronickým vychylováním svazku	16
Obr. 2 – 3D radar krátkého dosahu ReGuard	18
Obr. 3 – Anténní jednotka námořního přehledového 4D radaru NS100	19
Obr. 4 – Přibližovací radar PAR-E	19
Obr. 5 – Pasivní systém VERA-NG založený na metodě TDOA; vlevo: anténní jednotka VERA-NG, vpravo: princip určování pozice cílů systému VERA-NG	21
Obr. 6 – Pasivní systém PLESS založený na směroměrného principu zjišťování zdroje signálů; vlevo: anténní jednotka systému PLESS, vpravo: princip fungování systému PLESS	21
Obr. 7 – Pasivní radarový systém společnosti PLATH; vlevo: přijímač DFP 2410, vpravo: anténní jednotka CMA 2400	22
Obr. 8 – Syntéza ekvidistantní anténní řady pomocí vybraných metod; vlevo: rozložení amplitudy, vpravo: průběhy činitele řady (počet anténních elementů: 32)	26
Obr. 9 – Průběhy činitele řady pro dvě různé konfigurace anténních řad (32prvková řada s mezielementovou vzdáleností $0,5 \cdot \lambda$ a 16prvková řada s mezielementovou vzdáleností $0,9 \cdot \lambda$)	27
Obr. 10 – Geometrie řídké anténní řady (počet elementů řídké řady: 10, vlnová délka λ odpovídá frekvenci 5,9 Hz)	27
Obr. 11 – Aplikace Taylorovy syntézy na řídkou anténní řadu; vlevo: rozložení amplitudy, vpravo: činitelé řady (počet anténních elementů řídké řady: 10, počet elementů ekvidistantní řady: 32)	28
Obr. 12 – Průběhy dané Fourierovou syntézou; vlevo nahoře: rozložení amplitudy, vpravo nahoře: rozložení fáze, dole: činitel včetně požadovaného průběhu (počet anténních elementů: 32)	29
Obr. 13 – Hranice kužele druhého řádu zobrazené na \mathbb{R}^3	32
Obr. 14 - Vývojový diagram procesu syntézy anténního pole metodou CVX	34
Obr. 15 – Geometrie řídkých anténních řad (vlnová délka λ odpovídá frekvenci 5,9 GHz)	35
Obr. 16 – Výsledky syntézy řídké řady (počet elementů plné anténní řady: 64); vlevo nahoře: rozložení amplitudy, vpravo nahoře: rozložení fáze, dole: činitel řady	36
Obr. 17 - Anténní faktor navrhovaných řídkých anténních polí (plné) ve srovnání s anténním faktorem ekvidistantního anténního pole (čárkované) s 64 prvky; nahoře: řídké pole se 32 prvky, dole: řídké pole antén se 16 prvky	36
Obr. 18 - Anténní faktor navrhovaných řídkých anténních polí (plné) ve srovnání s anténním faktorem ekvidistantního anténního pole (čárkované) s 32 prvky; nahoře: řídké pole se 16 prvky, dole: řídké pole antén s 8 prvky	37
Obr. 19 – Činitel řady anténních řad; nahoře: řídká řada s 16 elementy, dole: řídká řada s 8 elementy	39

Obr. 20 - Simulační model navrženého anténního elementu (simulováno na kmitočtu 5,9 GHz); nahoře vlevo: simulační model, nahoře vpravo: 3D vyzařovací charakteristika, dole: směrové charakteristiky	40
Obr. 21 - Simulační model řídké anténní řady (simulováno na kmitočtu 5,9 GHz); nahoře: simulační model, dole: směrové charakteristiky.....	41
Obr. 22 – Geometrie uvažovaných anténních řad (nahore: ekvidistanční řady, dole: řídké řady)	43
Obr. 23 - Uvažovaná lineární anténní řada.....	43
Obr. 24 - Uvažované anténní pole	45
Obr. 25 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM za přítomnosti tří cílů.....	49
Obr. 26 - Kartézské zobrazení vybraných 2D PAM metod: a) Bartlett; b) MUSIC	50
Obr. 27 – Detekce cílů za pomoci metody MFOCUSS (počet elementů řídké řady: 8, SNR = 10 dB).....	53
Obr. 28 - Detekce cílů za pomoci metody MFOCUSS (počet elementů řídké řady: 16, SNR = 10 dB).....	54
Obr. 29 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti dvou cílů odpovídající azimutu $\pm 5^\circ$ (SNR = 10 dB); plná čára: 16 elementů řídká řada, čárkovaná čára: 32 elementů ekvidistanční řada.....	57
Obr. 30 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti dvou cílů odpovídající azimutu $\pm 5^\circ$ (SNR = 10 dB); plná čára: 8 elementů řídká řada, čárkovaná čára: 32 elementů ekvidistanční řada.....	57
Obr. 31 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti dvou cílů odpovídající azimutu $\pm 5^\circ$ (SNR = 10 dB); plná čára: 8 a 16 elementů řídká řada, čárkovaná čára: 8 elementů ekvidistanční řada	57
Obr. 32 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti čtyř cílů odpovídající azimutu -25° , -12° , $+5^\circ$ a $+36^\circ$ (SNR = 10 dB); nahoře: 8 a 16 elementů řídké řady, dole 8 elementů ekvidistanční řada	58
Obr. 33 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti pěti cílů odpovídající azimutu -35° , -25° , $+5^\circ$, $+24^\circ$ a $+36^\circ$ (SNR = 10 dB); nahoře: 8 a 16 elementů řídké řady, dole: 8 elementů ekvidistanční řada.....	59
Obr. 34 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti sedmi cílů odpovídající azimutu -35° , -25° , $+5^\circ$, $+16^\circ$, $+25^\circ$, $+36^\circ$ a $+42^\circ$ (SNR = 10 dB); nahoře: 8 a 16 elementů řídké řady, dole: 8 elementů ekvidistanční řada.....	59
Obr. 35 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti devíti cílů odpovídající azimutu -35° , -25° , -12° , $+5^\circ$, $+10^\circ$, $+16^\circ$, $+24^\circ$, $+36^\circ$ a $+42^\circ$ (SNR = 10 dB)	60
Obr. 36 – Vypočítané průběhy RMSD vybraných PAM metod pro zadanou pozici cíle na azimutu $+10^\circ$, počet replikací: 500	62
Obr. 37 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na úhlové separaci cílů (ekvidistanční anténní řady); SNR = 10 dB, počet replikací: 500	63
Obr. 38 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na SNR (pouze ekvidistanční řady) pro daný počet anténních elementů; počet replikací: 500	64

Obr. 39 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na úhlové separaci cílů; SNR = 10 dB (nahore: porovnání metod MVDR a CS-MVDR, dole: porovnání metod MUSIC a CS-MVDR)	65
Obr. 40 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na SNR (pozice cílů na azimutu $\pm 1,2^\circ$). 65	
Obr. 41 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na SNR (nahore: pozice cílů na azimutu $\pm 1,6^\circ$, dole: pozice cílů na azimutu $\pm 3,5^\circ$).....	66
Obr. 42 – Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na změnu kmitočtu přijímaných signálů (SNR = 10 dB, pozice cílů $\pm 1,2^\circ$)	67
Obr. 43 – Blokové schéma zapojení komponent systému USRP.....	69
Obr. 44 – Fotografie systému USRP umístěného v 19" racku	69
Obr. 45 – Detail SDR modulů (nahore: SDR modul USRP-2945 využit jako přijímací, dole: SDR modul USRP-2954R využit jako vysílací).....	70
Obr. 46 – Zhotovený prototyp anténního elementu; vlevo: fotografie anténního elementu, vpravo: měřené koeficienty odrazu.....	70
Obr. 47 – Měření směrové charakteristiky anténního elementu	71
Obr. 48 – Fotografie zhotoveného prototypu ekvidistantní anténní řady.....	71
Obr. 49 – Měření s-parametry prototypu ekvidistantní anténní řady; nahore: koeficienty odrazu, dole: izolace mezi elementy	72
Obr. 50 – Fotografie prototypu řídké anténní řady.....	72
Obr. 51 – Měření koeficienty odrazu zhotoveného prototypu řídké anténní řady.....	73
Obr. 52 – Blokové schéma měřicího pracoviště pro měření v bezodrazové komoře; vlevo: měření za přítomnosti jednoho cíle, vpravo: měření za přítomnosti dvou cílů.....	74
Obr. 53 – Blokové schéma procesu měření signálů	74
Obr. 54 – Spektrum měřených signálů v bezodrazové komoře v přítomnosti jednoho cíle; nahore: kalibrační signál, dole: zdroj signálu (cíl).....	75
Obr. 55 – Průběhy pseudo-spekter vybraných PAM aplikované na měřená data v bezodrazové komoře (pozice cíle $+9^\circ$).....	76
Obr. 56 - Spektrum měřených signálů v bezodrazové komoře za přítomnosti dvou cílů ...	76
Obr. 57 – Průběhy pseudo-spekter vybraných PAM (přítomnost dvou cílů); nahore: pozice cílů $\pm 3^\circ$, uprostřed: pozice cílů $\pm 5^\circ$, dole: pozice cílů $\pm 10^\circ$	77
Obr. 58 - Průběh pseudo-spektra simulované metody CS-MVDR (pozice cíle $+9^\circ$, SNR = 10 dB).....	78
Obr. 59 - Průběh pseudo-spektra metody CS-MVDR (reálná pozice cíle $+9^\circ$) aplikované na měřená data v bezodrazové komoře	79
Obr. 60 –Průběh pseudo-spektera simulace metody CS-MVDR (pozice cíle $\pm 3^\circ$, SNR = 10 dB, $f_{tar1} = 5,910$ GHz, $f_{tar2} = 5,903$ GHz)	79
Obr. 61 - Průběh pseudo-spektra metody CS-MVDR aplikované na měřená data v bezodrazové komoře (pozice cíle $\pm 3^\circ$).....	80
Obr. 62 - Fotografie systému USRP a experimentální řídké řady (měření v reálném prostředí)	81
Obr. 63 – Fotografie vysílací strany; vlevo: pohled od kalibrační antény směrem k přijímací straně, vpravo: rozmístění vysílacích antén reprezentující cíle a kalibrační antény ..	81

Obr. 64 - Spektrum měřených signálů v reálném prostředí za přítomnosti jednoho cíle; nahore: kalibrační signál, dole: zdroj signálu (cíl).....	82
Obr. 65 - Průběh pseudo-spektra metody CS-MVDR aplikovaná na měřená data v reálném prostředí (reálná pozice cíle +9°).....	82
Obr. 66 - Průběh pseudo-spekter pro různé hodnoty SNR.....	83
Obr. 67 – Průběhy pseudo-spekter pro různý počet vzorků signálu vzatých pro odhad DoA	83
Obr. 68 - Spektrum měřených signálů v reálném prostředí za přítomnosti dvou cílů.....	84
Obr. 69 - Průběhy pseudo-spekter metody CS-MVDR aplikované na měřená data v reálném prostředí za přítomnosti dvou cílů v porovnání s výsledky simulace (SNR = 6 dB); nahore: pozice cílů ±1,4°, uprostřed: pozice cílů ±2°, dole: pozice cílů ±3°	85
Obr. 70 - Průběhy pseudo-spekter metody CS-MVDR aplikované na měřená data v reálném prostředí za přítomnosti dvou cílů v porovnání s výsledky simulace (SNR = 6 dB, cíl 1: +3°, cíl 2: +8°)	86
Obr. 71 – Histogramy odhadu DoA vybraných PAM; nahore: metody PAM využívající ekvidistatní řadu (měřeno v bezodrazové komoře), dole: metoda CS-MVDR využívající řídkou řadu (měřeno v reálném prostředí).....	87
Obr. 72 – Pravděpodobnost rozlišení dvou cílů (počet replikací: 200).....	88

Seznam tabulek

Tab. 1 – Základní parametry systému ReGuard (zdroj: RETIA, a.s.).....	17
Tab. 2 – Základní technické parametry námořního 4D radaru NS100.....	18
Tab. 3 – Základní parametry pasivního zaměřovače společnosti PLATH sestávající se z přijímače DFP 2410 a anténní jednotou CMA 2400.....	22
Tab. 4 – Porovnání vlastností vybraných řídkých anténních řad	24
Tab. 5 – Parametry navrhovaných řídkých anténních polí ve srovnání s parametry ekvidistantních anténních polí (určováno v sektoru $\pm 50^\circ$)	35
Tab. 6 – Porovnání výsledků metod CVX a HFPSO (určováno v sektoru $\pm 50^\circ$)	39
Tab. 7 – Parametry použité pro výpočet pseudo-spekter vybraných PAM metod.....	47
Tab. 8 – Technické specifikace USRP-2945	68
Tab. 9 – Parametry měření s ekvidistantní řadou v bezodrazové komoře.....	74
Tab. 10 – Teoretické hodnoty pozic cílů pro měření za přítomnosti dvou cílů (ekvidistantní řada).....	76
Tab. 11 - Teoretické hodnoty pozic cílů pro měření za přítomnosti dvou cílů v reálném prostředí.....	84
Tab. 12 – Pravděpodobnost rozlišení pro pozici cílů $\pm 1,6^\circ$ v závislosti na změně frekvenčním offsetu přijímaných signálů (počet replikací: 500)	86
Tab. 13 – Vypočtené hodnoty RMSD pro vybrané PAM aplikované na měřená data.....	87

Úvod

Výzkum v oblasti návrhu anténních řad a zpracování signálu přijímaných těmito anténními řadami má dlouholetou tradici. Anténní pole se obecně skládá z N anténních elementů (jednotlivých senzorů). Tyto elementy jsou uspořádány do určitého geometrického tvaru (lineární, rovinné, kruhové, šestiúhelníkové, kulové atd.). Anténní řady jsou používány z důvodu dosažení lepších směrových vlastností v porovnání s jednotlivými elementy (senzory), a také protože umožňují tvarovat vyzařovací anténní svazek a orientovat jej do požadovaného směru. Sensorová pole nacházejí uplatnění v mnoha různých oblastech, jako je radar, globální navigační systémy, průzkum vesmíru, bezdrátová komunikace, lékařské aplikace, chemické snímání atd. V závislosti na aplikaci jsou využívány různé typy senzorů (anténních prvků) a voleny vhodné metody zpracování signálu.

V široké škále aplikací je klíčovým úkolem určit směr příchodu signálu dopadajícího na pole senzorů (Direction of Arrival – DoA, či Angle of Arrival – AoA). S využitím pouze jednoho anténního elementu (senzoru) nelze určit směr příchodu signálu. Toto je možné s využitím liniových, či dvourozměrných polí senzorů. Metody určení směru příchodu signálu lze rozdělit do čtyř základních kategorií – klasické metody, podprostorové metody, metody maximální věrohodnosti (Maximum Likelihood – ML) a metody kompresního snímání.

Jedna z klíčových kapitol této disertační práce se zabývá využití právě podprostorových metod jejichž výhodou je dosažení velice dobré rozlišovací schopnosti s relativně nízkým počtem anténních prvků, jako je metoda MUSIC nebo ESPRIT. Jejich slabou stránkou je nutnost předem znát počet cílů, které mají být rozlišeny. Úhlové rozlišení blízkých cílů závisí na počtu anténních elementů, případně počtu vzorků signálů v čase vzatých do výpočtu odhadu DoA danou metodou. Zvýšení rozlišení je dosaženo zvýšením počtu elementů sensorového pole či liniové řady, což vede k výrazně vyšším nárokům na HW a SW systému.

Slibným řešením jsou aplikace řídkých anténních řad (či polí), kde lze dosáhnout dobrých výsledků rozlišovací schopnosti kombinací velké plochy apertury řady a nižšího počtu elementů. Rozlišení takových anténních polí je úměrné vzdálenosti mezi krajními anténními prvky. Další výhodou aplikace řídkých anténních polí může být omezení vlivu vzájemné vazby mezi anténními prvky z důvodu větší mezelementové rozteče.

Tato koncepce plně odpovídá současným trendům v oblasti moderních radarových systémů, kladoucích důraz na snižování celkových nákladů na HW realizaci komponent systému při současném zvyšování užitečných vlastností pomocí sofistikovaných SW metod.

1 Moderní radarové systémy

Nejpoužívanějším způsobem prohledávání prostoru a detekce radarových cílů je otáčení či vychylování anténního svazku. Ještě v nedávné historii hojně používané systémy s mechanickým vychylováním anténního svazku jsou v dnešní době nahrazovány systémy, které umožňují elektronické vychylování anténního svazku. Na Obr. 1 jsou zobrazeny oba koncepty anténních systémů přesného přibližovacího radaru. Výhodou systémů s elektronickým vychylováním anténních svazků je především výrazná úspora v konstrukčních nárocích a v drahých mechanických prvcích jakými jsou například rotační spojky. Konceptů antén s elektronickým vychylováním svazků existuje mnoho, příkladem může být hojně využívaný systém prohledávání prostoru s tužkovým anténním svazkem, či systémy se zkříženými listovými svazky. Dále se výrazně uplatňují systémy, které umožňují vysílání či příjem více anténních svazků současně. V soudobých moderních radarových koncepcích též dostává stále více prostoru aplikace MIMO (Multiple Input Multiple Output). Předností těchto systémů je rychlé a přesné prohledávání vymezeného prostoru. Antény soudobých systémů jsou tvořeny vyzařovacími elementy, které jsou skládány do vhodných geometrických útvarů, jako je například planární či sférické uspořádání elementů. Značnou nevýhodou těchto konceptů je ovšem velký počet vysílacích a přijímacích bloků, který odpovídá počtu anténních vyzařovacích elementů, což též zvyšuje cenu celého systému a zvyšuje nároky na signálové zpracování a celkovou datovou propustnost těchto moderních systémů. V určitých variantách systému se nemusí vždy jednat o blok vysílače a přijímače současně. V případě pasivních radarových systémů určených pro zaměřování úhlových pozic cílů se jedná například pouze o přijímací bloky.



Obr. 1 – Příklady konceptů anténních systémů přesných přibližovacích radarů; vlevo: systém RP-5GI s mechanickým vychylováním svazku, vpravo: systém RP-65A s elektronickým vychylováním svazku (Zdroj: T-CZ, a.s.)

Velice perspektivní možností určování pozice cílů jsou pokročilé metody signálového zpracování přijatých radarových signálů na jednotlivých prvcích anténního pole. Výhodou

těchto metod, jako je například MUSIC či ESPRIT, je možná redukce počtu vyzařovacích elementů anténních polí (tím i bloků vysílač/přijímač) při dosažení obdobných rozlišovacích schopností jako v případě plných anténních polí s využitím standardních metod vychylování svazku.

1.1 Přehled moderních radarových systémů

Radarové systémy lze obecně rozdělit do dvou základních skupin na aktivní a pasivní systémy. Aktivní radarové systémy jsou obvykle tvořeny vysílacími a přijímacími bloky. Takové systémy ozařují požadovaný prostor elektromagnetickou vlnou a na základě příjmu odražených vln od daných cílů a časové synchronizace mezi vysílací a přijímací stranou lze provádět například výpočet vzdálenosti, rychlosti či úhlové pozice cíle. Pasivní radarové systémy signály pouze přijímají. Pasivní systémy lze dále dělit na multipoziční časoměrné (v odborné literatuře označované jako TDOA), ve kterých je za pomoci více antén prováděno hyperbolické zaměřování pozic cílů na základě časových zpoždění odražených signálů přijímaných jednotlivými anténami, a směroměrné, které obvykle za pomoci jedné antény monitorují situaci v požadovaném úhlovém sektoru. V následujících podkapitolách jsou stručně popsány vybrané komerčně dostupné moderní aktivní a pasivní radarové systémy využívající fázované anténní řady.

1.1.1 Aktivní 3D radarové systémy

Velice populární jsou v současné době 3D přehledové radarové systémy detekující bezpilotní objekty s malou odraznou plochou, jako jsou například drony. Pojmem 3D se rozumí detekce cíle v azimutu, elevaci a vzdálenosti. Jedním z takovýchto komerčně dostupných systémů je 3D radar krátkého dosahu ReGuard vyvíjený společností RETIA, a.s., který je zobrazen na Obr. 2. Jedná se o víceúčelový 3D radar určený pro detekci a současné sledování pozemních cílů a pomalých, nízkoletících cílů s malou odraznou plochou. Systém prohledává prostor pomocí elektronického vychylování svazku. Radar je možno dodávat s pevnou nebo rotující základnou. V Tab. 1 jsou zobrazeny základní parametry radarového systému.

Tab. 1 – Základní parametry systému ReGuard (zdroj: RETIA, a.s.)

Parametr	Hodnota
Přístrojový dosah (km)	0,25 – 18
Výškový strop (km)	3
Doba zprovoznění (min)	<10
Součást systému	Anti-drone řešení



Obr. 2 – 3D radar krátkého dosahu ReGuard (zdroj: RETIA, a.s.)

Dalším příkladem komerčně dostupného systému je přehledový námořní 4D radar NS100 [1] vyvinut společností THALES operující v kmitočtovém pásmu F (3–4 GHz), který je zobrazen na Obr. 3. V případě tohoto systému je přidána dimenze navíc v podobě odhadu Dopplerovy rychlosti detekovaného cíle. Jedná se o radar typu AESA (Active Electronical Scanning Array) s dvouosým vícesvazkovým zpracováním, což znamená, že detekční svazky jsou současně rozprostřeny v elevační a azimutální rovině. Tato konfigurace umožňuje současnou detekci velkého množství cílů v krátkém čase. Z tohoto důvodu systém disponuje velikou škálou možností využití jako je například podpora zbraňových systémů, kde je zapotřebí poskytnout operátorům relevantní informace o pozicích cílů ve velice krátkém čase. Základní technické parametry systému jsou zobrazeny v Tab. 2, či na webových stránkách výrobce [1].

Tab. 2 – Základní technické parametry námořního 4D radaru NS100 [1]

Parametr	Hodnota
Přístrojový dosah (km)	280
Minimální dosah (m)	150
Kmitočtové pásmo	F (3-4 GHz)
Typ antény	AESA



Obr. 3 – Anténní jednotka námořního přehledového 4D radaru NS100 (zdroj: [1])

V neposlední řadě stojí za zmínku také systémy obsahující technologii AESA, které jsou využívány v oblasti civilních přehledových radarových systémů, jako je například přibližovací radar (PAR) PAR-E vyvinut společností ELDIS, a.s., který je zobrazen na Obr. 4. Jedná se o aktivní systém poskytující informace o 3D souřadnicích cílů ve vymezeném úhlovém sektoru. Systémy PAR jsou obvykle umístěny na letištích v blízkosti přistávací dráhy a jsou využívány jako doplněk pro vyšší zabezpečení při finálním přiblížení letadel paralelně s dalšími systémy. V civilním sektoru pro řízení letového provozu takové systémy podléhají přísnému standardu ICAO [2]. Systém je provozován v kmitočtovém pásmu X (8–12 GHz).



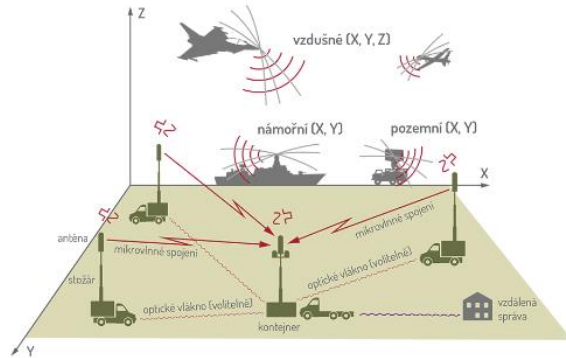
Obr. 4 – Přibližovací radar PAR-E (zdroj: ELDIS, a.s.)

1.1.2 Pasivní radarové systémy

Pasivní radarové systémy žádné signály nevysílají, pouze přijímají signál, který je vysláný zájmovým objektem (cílem) nebo signálem odraženým od cíle. Pasivní radary lze rozdělit na směroměrné a časoměrné systémy. Směroměrné systémy využívají k určení úhlové pozice cíle sklon vlnoplochy signálu dopadajícího na aperturu přijímací antény. Obvykle jsou tyto systémy tvořeny dvěma a více anténními elementy, mezi kterými je určován fázový rozdíl přijímaného signálu. V případě časoměrného systému jsou úhlové pozice zájmových objektů určovány porovnáním času příchodu signálu vyslaného (či odraženého) cílem na jednotlivé přijímané stanice systému. Tuto metodu obecně označujeme jako TDOA (Time Difference of Arrival). Problematika TDOA je popsána například v [3]. Obvykle jsou přijímány odrazy známých signálů (například televizní či GSM signály) od zájmových cílů, jejichž pozice jsou neznámé. Technická realizace pasivního radarového systému obvykle naráží na problematiku lineárního zpracování signálu s velkou výkonovou dynamikou, kde může docházet k současnému příjmu slabého odraženého signálu a silného přímého signálu a také na složitost dekompozice signálu.

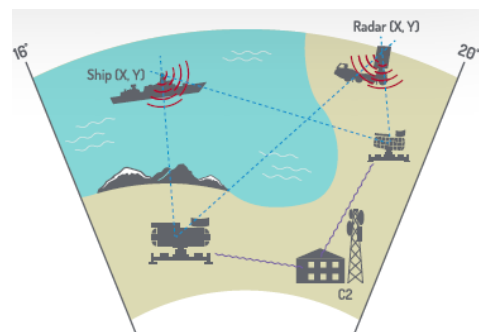
Koncepce monitorování prostoru (například azimutu) pasivních zaměřovačů může být všesměrová [4, 5, 6, 7], sektorová (například s úhlovým rozsahem $\pm 45^\circ$) nebo všesměrová jako kombinace konceptu sektorové antény a mechanického otáčení kolem její osy [8]. Velice žádoucí jsou systémy monitorující situaci v širším kmitočtovém pásmu (např. 20 MHz – 3 GHz), kde příkladem takového systému mohou být např. [4, 5, 6, 7, 8]. Příkladem pasivního systému monitorující situaci v úzkém kmitočtovém pásmu může být vyhledávání rušivých signálů (např. ochrana signálu GPS) nebo systém, který odhaluje polohy cílů přijímáním odražených signálů DVB-T nebo DTV od cílů [10, 11]. Radarový systém by měl být dále schopen adaptivního potlačení rušení silných signálů způsobené vysílači DVB-T nebo DTV signálů, jejichž pozice je známa.

Typickým představitelem technologie založené na metodě TDOA je produkt vyvinutý společností ERA, a.s. s názvem VERA-NG [9], jejíž anténní jednotka a nástin zaměřování pozice cílů využívající hyperbolického principu jsou zobrazeny na Obr. 5. Systém slouží k detekci, lokalizaci, trackování a identifikaci vzdušných, pozemních a námořních cílů na základě analýzy signálů. Systém je využíván převážně ve vojenském sektoru a je provozován v kmitočtovém pásmu 50 MHz – 18 GHz.



Obr. 5 – Pasivní systém VERA-NG založený na metodě TDOA; vlevo: anténní jednotka VERA-NG, vpravo: princip určování pozice cílů systému VERA-NG (zdroj: ERA, a.s. [9])

Další z unikátních produktů rodiny pasivních radarových systémů společnosti ERA, a.s. je systém s názvem PLESS [8], jehož anténní jednotka je zobrazena na Obr. 6. Na rozdíl od systému VERA založené na metodě TDOA, lze díky systému PLESS provádět zaměřování cílů za pomoci jedné anténní jednotky, kde je využito směroměrného principu zjišťování zdroje signálů (v anglickém znění „*Direction Finding*“) s využitím planární anténní řady. Systém je možno využívat pro monitorování situace ve vymezeném úhlovém sektoru, či v celém sektoru 360°. Konfigurace využívající dvou těchto anténních jednotek umožňuje 2D lokalizaci a trackování cílů (Obr. 6 vpravo). Systém je provozován v kmitočtovém pásmu 100 MHz – 18 GHz. Dosah radarového systému je dle výrobce až 700 km. Systém je označován jako daleko-dosahový, kde je k detekci elektromagnetických vln od zájmových cílů za rádiovým horizontem využito odrazivosti troposféry. Detailní informace ohledně dané technologie systémů VERA-NG a PLESS jsou k dispozici na webových stránkách výrobce ERA, a.s. [8, 9].



Obr. 6 – Pasivní systém PLESS založený na směroměrného principu zjišťování zdroje signálů; vlevo: anténní jednotka systému PLESS, vpravo: princip fungování systému PLESS (zdroj: ERA, a.s. [8])

Další z příkladů komerčně dostupných pasivních systémů, využívajících pro zaměřování pozic cílů jedinou anténní jednotku, je systém poskytovaný společností PLATH [4, 5], který je zobrazen na Obr. 7. Pro pokrytí úhlového sektoru 360° je sestaven z kruhové anténní řady

umístěné na stožáru. Dle informace poskytnuté dodavatelem, anténní jednotka obsahuje sedm anténních elementů včetně nízko-šumových zesilovačů. V Tab. 3 jsou zobrazeny základní parametry pasivního zaměřovače. Schopnost systému zpracovat a analyzovat velký objem dat v reálném čase umožňuje operátorovi obdržet informace ohledně kmitočtu zájmových signálů v celém frekvenčním spektru deklarovaném výrobcem pomocí například spektrogramu či obdržet aktuální informace o azimutu. Výrobcem je také garantována vysoká odolnost vůči vícecestnému šíření signálu. Podobný pasivní systém s pokrytím azimutu 360° je také nabízen společností Rhode & Schwarz sestávající z přijímače [6] a anténní jednotky [7].

Tab. 3 – Základní parametry pasivního zaměřovače společnosti PLATH sestávající se z přijímače DFP 2410 a anténní jednotkou CMA 2400 (zdroj: [4], [5])

Parametr	Hodnota
Kmitočtový rozsah (MHz)	20–3000 (případně 6000)
Počet přijímacích kanálů (-)	7
Volný dynamický rozsah SFDR (dB)	>80
IP2 (dBm)	>50
IP3 (dBm)	>25
Citlivost při šířce pásma filtru 1 kHz (dBm)	-137
Rychlost skenování (GHz/s)	20



Obr. 7 – Pasivní radarový systém společnosti PLATH; vlevo: přijímač DFP 2410, vpravo: anténní jednotka CMA 2400 (zdroj: [4], [5])

1.2 Motivace a cíle disertační práce

V důsledku houstnoucího leteckého provozu rostou nároky na jednotlivé radarové systémy monitorující pozici cílů (obvykle letadel) ve vzdušném prostoru, v blízkosti letišť, ale i na letištích samotných. Rostoucí nároky jsou též kladeny na systémy monitorující různé formy rušení a umožňující jeho adaptivní potlačení z důvodu ochrany funkčnosti daného zařízení (např. příjmu navigačních signálů). Trendem v oblasti těchto radarových systémů, je zmenšování rozměrů, zjednodušování konstrukce a snižování nákladů na jejich výrobu a servis. Důležitou součástí radarů jsou jejich anténní systémy, u nichž využití moderních technik zpracování signálu vyžaduje konstrukci vysoce adaptivních antén s velmi dobrou rozlišovací schopností v úhlu. Tyto antény však vyžadují velké množství aktivních elementů, což jejich výrobu i provoz zdražuje a značně komplikuje také zpracování signálu.

Disertační práce se zabývá minimalizací počtu anténních elementů při minimální degradaci hlavních anténních parametrů, jako jsou šířky svazku a velikost postranních laloků. Práce je zaměřena především na návrh anténního systému pro pasivní radiolokátor, jenž bude využívat řídkou anténní řadu a pozice cílů bude vyhodnocovat s využitím progresivních metod odhadu směru příchodu signálu.

1.3 Aplikace řídkých anténních řad v oblasti radarové techniky

Řídké anténní řady či anténní pole jsou antény, kde rozestup mezi jednotlivými elementy není ekvidistantní a ve většině případů je větší než vlnová délka, přičemž celkový počet použitých anténních prvků je menší než $\frac{1}{4}$ prvků plného anténního pole. Řídké anténní řady mají široké uplatnění v oblasti pasivních radarových systémů. Nižší počet přijímacích kanálů snižuje finanční náklady navrženého systému, což je velmi žádaný benefit.

Přehledem vybraných typů řídkých řad se zabývá například práce [12], ve které jsou porovnány jejich parametry. V Tab. 4 jsou shrnuty základní parametry anténních řad vztahované k parametrům ekvidistantní antény označené jako ULA (Uniform Linear Array). Porovnávány byly řídké řady MRAs (Minimum Redundancy Arrays), Nested, Co-prime a Super-nested. Všechny analyzované typy anténních řad mají totožný počet 10 elementů. Jak je z tabulky patrné, využitím řídké řady lze docílit relativně úzkého svazku, nicméně za cenu dosažení nižší úrovně potlačení postranních laloků. Praktickým příkladem aplikace řídkých řad v oblasti radiolokace je rádio astronomie [13], nebo [14]. Dalším příkladem aplikace řídkých řad v dané oblasti, je využití pro zvýšení rozlišovací schopnosti v úhlu oproti ekvidistantní řadě o stejném počtu anténních elementů [15]. Aplikaci řídké řady v kombinaci s FMCW (Frequency-Modulated Continuous-Wave) radarovým senzorem operujícím na kmitočtu 24 GHz popisuje práce [16], kde bylo taktéž dosaženo lepší rozlišovací schopnosti v úlu a snížení vzájemné vazby sousedních elementů oproti ekvidistantní řadě.

Tab. 4 – Porovnání vlastností vybraných řídkých anténních řad [12]

Typ řídké řady	Pozice aktivních zářičů	Φ_{3dB}	SLL
ULA	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9}	10,3°	-13 dB
MRA	{0, 1, 3, 6, 13, 20, 27, 31, 35, 36}	2,2°	-6 dB
Nested	{0, 1, 2, 3, 4, 5, 11, 17, 23, 29}	3,1°	-5,4 dB
Co-prime	{0, 3, 5, 6, 9, 10, 12, 15, 20, 25}	4,1°	-6 dB
Super-nested	{0, 2, 4, 7, 9, 11, 17, 23, 28, 29}	2,9°	-7,5 dB

2 Vybrané techniky syntézy anténních řad

Účelem syntézy anténní řady je nalézt vhodné rozložení amplitud a fází na jednotlivých anténních elementech anténní řady a nastavit tak požadovaný tvar vyzařovacího diagramu. Syntéza může být zaměřena na vytváření úzkého svazku s cílem maximálního potlačení postranních laloků, na vytváření nul diagramu z důvodu například potlačování určité interference z daného úhlu a na tvarování diagramu dle předepsaného tolerančního schématu s cílem maximální shody mezi zadaným a výsledným diagramem. Příkladem může být anténní systém s kosekantovým tvarem vyzařovací charakteristiky ve vertikální rovině, který je velice často využíván v primárních přehledových radarových systémech z důvodu optimálního rozložení vysílaného výkonu v elevační rovině a minimalizaci odrazů signálu od okolního terénu.

Nastavení amplitud a fází na individuálních anténních prvcích může být prováděno pomocí atenuátorů (nebo zesilovačů) a fázovacích modulů, kterými pak musí disponovat každý element fázované řady. Další často využívanou variantou jsou fixní signálové rozvody, které s využitím mikrovlnných děličů výkonu a fázových posuvů daných délkou signálových cest pevně nastavují amplitudu a fázi signálu přiváděného na dílčí anténní elementy. V případě využití modulů (atenuátory či fázovací členy), kterými disponuje každý z anténních elementů, lze měnit jejich výstupní hodnoty amplitud a fází za chodu radarového systému což umožňuje tvarování vyzařovacího svazku buď na základě vnějších podmínek (adaptivně) nebo na základě zvoleného módu činnosti radaru. Metod syntéz anténních řad je mnoho, záleží na aplikaci daného anténního systému.

Lineární anténní řada je složena obecně z N vyzařovacích elementů, které mají mezi sebou rozteč d . Vyzařovací charakteristika antény je dána součtem signálů vycházejících z jednotlivých vyzařovacích elementů tvořících anténní řadu. Pro zobrazení rozložení vyzářeného signálu do prostoru kolem lineární anténní řady slouží činitel vyzařování anténní řady. Příspěvek n -tého elementu k celkovému poli ve vzdálenosti R lze vyjádřit pomocí vztahu (2.1).

$$E_n = A_n e^{-j \cdot \varphi_n} \frac{e^{(-j \frac{2\pi}{\lambda} R)}}{R} e^{(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot n \cdot \sin(\theta))} \cdot f_0(\theta, \phi), \quad [17, 18] \quad (2.1)$$

kde: $n = 1, 2, \dots, N$ zářičů,
 A_n - amplituda signálu n -tého zářiče,
 φ_n - fáze signálu n -tého zářiče,
 λ - vlnová délka,
 d - rozteč mezi elementy,
 $f_0(\theta, \phi)$ - směrová charakteristika n -tého zářiče,
 θ - úhel v elevační rovině,
 ϕ - úhel v azimutální rovině.

Z rovnice (2.1) lze vyjádřit směrovou charakteristiku antény, vyloučením směrových charakteristik n -tého zářiče a vynecháním zlomku:

$$\frac{e^{(-j \frac{2\pi}{\lambda} R)}}{R}. \quad [17, 18] \quad (2.2)$$

Směrovou charakteristiku antény lze vyjádřit následovně:

$$f(\theta, \phi) = f_0(\theta, \phi) \cdot f_{\check{r}}(\theta). \quad [17, 18] \quad (2.3)$$

Činitel řady $f_{\check{r}}(\theta)$ lze tedy vyjádřit jako:

$$f_{\check{r}}(\theta) = \frac{1}{C} \sum_{n=1}^N A_n e^{-j \cdot \varphi_n} e^{(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot n \cdot \sin(\theta))}, \quad [17, 18] \quad (2.4)$$

kde C je normalizační konstanta, která slouží k normování diagramu na hodnotu 0 dB ve svém maximu.

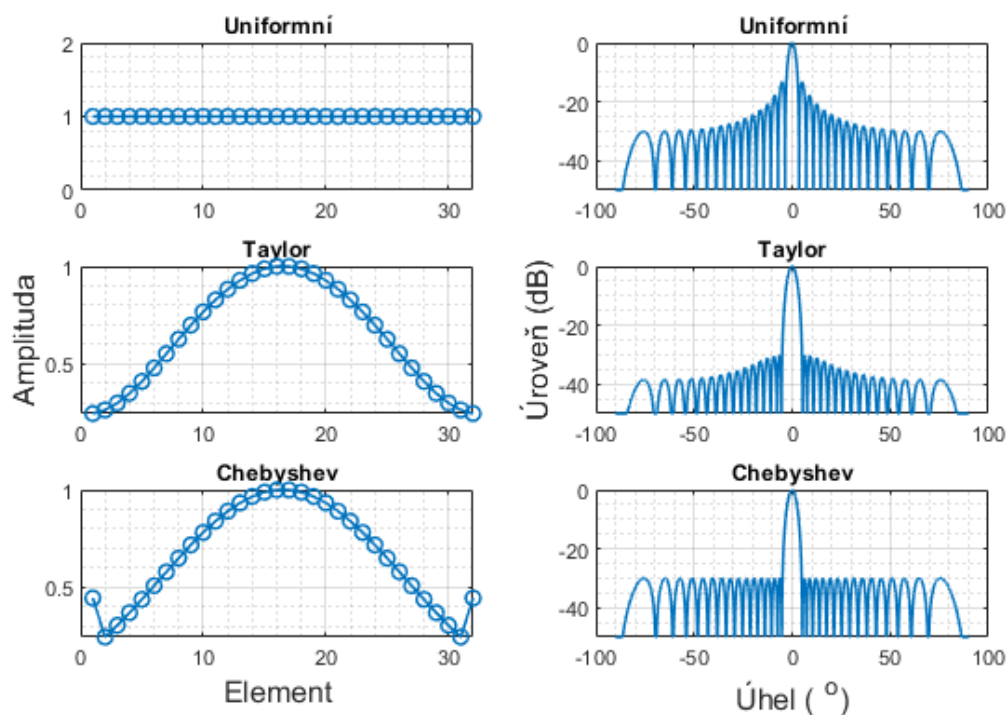
2.1 Přehled technik syntéz anténních řad

Metody syntéz lineárních anténních řad lze rozdělit do dvou základních kategorií. První z nich jsou metody založené pouze na nastavení amplitud signálu na apertuře antény s cílem dosáhnout požadované šířky anténního svazku a odstupu postranních laloků. Druhou kategorií jsou metody, které kombinují nastavování amplitudy i fáze signálu na dílčích anténních prvcích a umožňují dosažení požadovaného (i nesymetrického) tvaru vyzařovacího diagramu.

2.1.1 Amplitudové syntézy

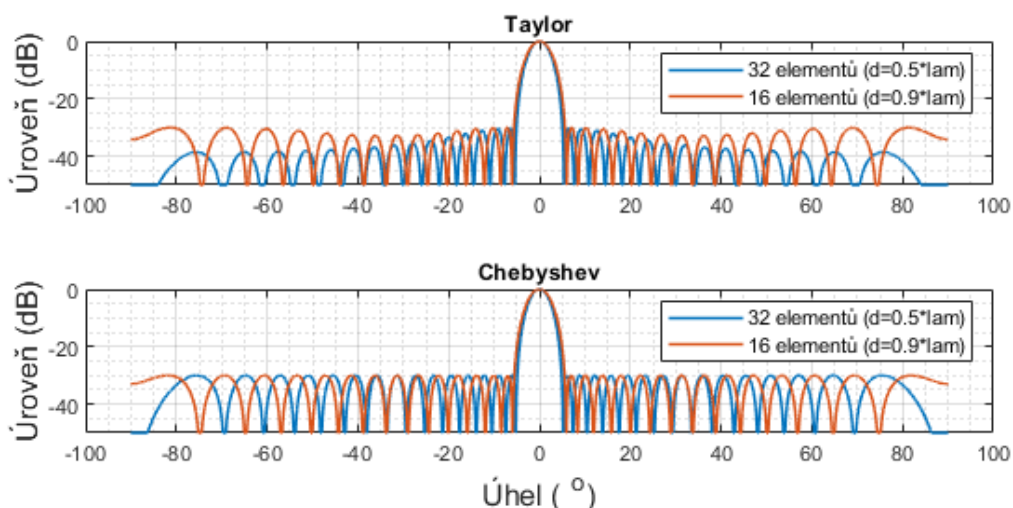
Vhodným rozložením amplitudy signálu na apertuře anténní řady lze docílit požadovaného potlačení postranních laloků a šířky hlavního svazku. Ovšem hlavní svazek bude vždy širší v porovnání s vyzařovacím diagramem s uniformním rozložením amplitud a fází, jak ukazují výsledky syntézy na Obr. 8. Mezi metody generující vhodná amplitudová rozložení s cílem potlačení postranních laloků patří například Taylorova, či Dolph-Chebyshev

amplitudová syntéza. V případě těchto metod, které jsou popsány například v [17, 18], je zapotřebí definovat požadované potlačení postranních laloků a počet anténních elementů. Každá ze zmíněných metod se vyznačuje specifickými vlastnostmi. V případě Dolph-Chebyshevovy amplitudové syntézy je dosaženo konstantní úrovně postranních laloků pro celý prostor vykrývaný anténou. Prudší změna hodnot amplitud na krajních elementech může způsobit jisté obtíže v případě návrhu mikrovlnného rozvodu signálu k jednotlivým zářičům. Metoda dále klade požadavek na dodržení rozteče d mezi elementy, která by měla být zvolena maximálně $d = \lambda/2$, což je nedosažitelné v případě syntézy řídkých anténních řad. V případě Taylorovy syntézy nedochází k prudké změně amplitud na krajních elementech, což má za následek postupné klesání úrovně postranních laloků.



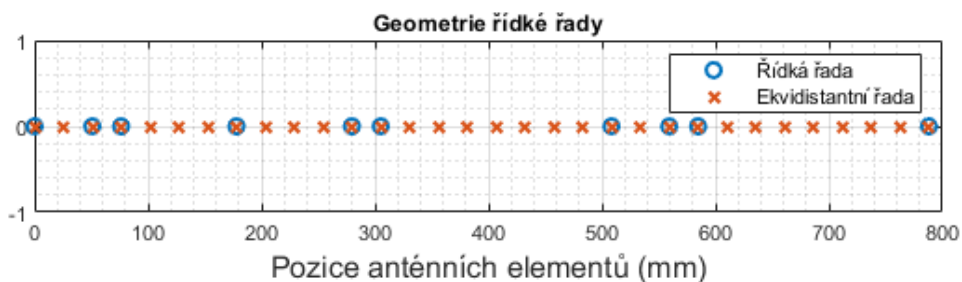
Obr. 8 – Syntéza ekvidistanční anténní řady pomocí vybraných metod; vlevo: rozložení amplitudy, vpravo: průběhy činitele řady (počet anténních elementů: 32)

Jedním ze způsobů snížení počtu anténních elementů při současném zachování šířky svazku a úrovně potlačení postranních laloků může být zvýšení mezi-elementové vzdálenosti d až na $0,9 \cdot \lambda$ s nižším počtem anténních elementů. Pro zachování konstantní šířky svazku je rozhodující celková délka apertury antény, tedy rozteč mezi krajními elementy. V tomto případě tedy zvětšení mezi-elementové vzdálenosti d umožňuje redukcí počtu anténních prvků při zachování původní délky apertury. Na takové zředěné anténní řady byly aplikovány obě výše zmíněné metody. Na Obr. 9 jsou zobrazeny výsledné průběhy činitele anténní řady pro řady s 32 a 16 elementy. Výsledkem je dosažení téměř totožné šířky hlavního svazku a téměř totožného potlačení úrovně postranních laloků s redukovanou 16 prvkovou řadou, jako tomu je u 32 prvkové řady.

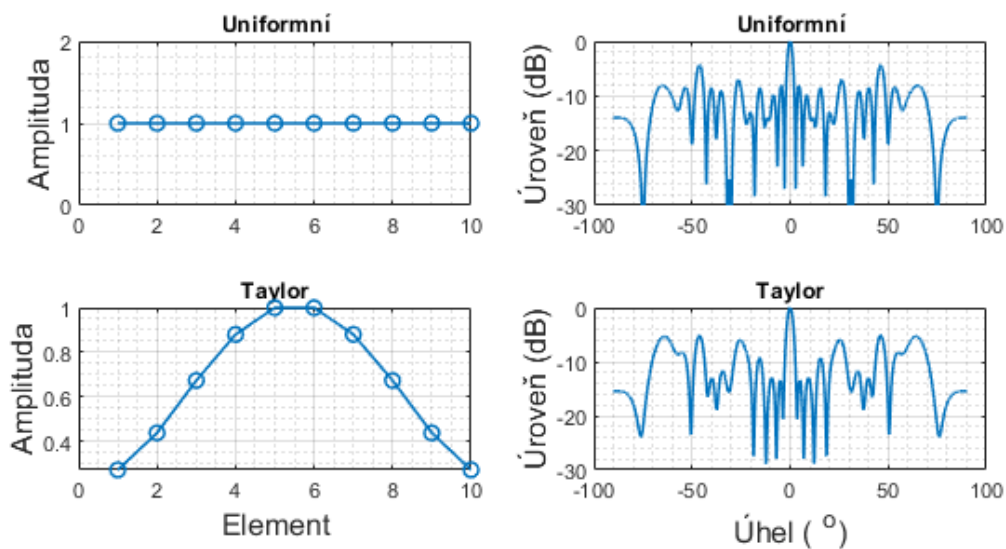


Obr. 9 – Průběhy činitele řady pro dvě různé konfigurace anténních řad (32prvková řada s mezielementovou vzdáleností $0,5 \cdot \lambda$ a 16prvková řada s mezielementovou vzdáleností $0,9 \cdot \lambda$)

Aplikace zmíněných metod na řídkou řadu, kde vzdálenosti mezi sousedními elementy jsou mnohonásobně větší než λ , nepřinesla příznivé výsledky. Na Obr. 11 jsou zobrazeny výsledky aplikace Taylorovy syntézy na řídkou anténní řadu. Řídká řada byla vytvořena vyloučením 22 anténních elementů 32 prvkové ekvidistanční řady, prvky byly vyloučeny náhodně, přičemž krajní elementy byly ponechány z důvodu zachování velikosti apertury, a tedy i šířky anténního svazku. Geometrie uvažované řídké řady je zobrazena na Obr. 10. Jak již bylo zmíněno, při rozteči mezi elementy větší než $\lambda/2$ mohou vznikat nežádoucí difrakční laloky. Cílem syntézy může být tyto difrakce eliminovat, či alespoň dostatečně potlačit. V případě aplikace Taylorovy syntézy došlo k jistému ovlivnění postranních laloků v blízkosti hlavního svazku, nicméně se nepodařilo v celém úhlovém sektoru zcela potlačit difrakční laloky alespoň pod úroveň -13 dB, které je dosaženo při uniformním rozložení amplitudy ekvidistanční řady. V případě řídké řady bylo dosaženo rovněž potlačení difrakčních laloků -5 dB v rozsahů pozorovaného úhlu $\pm 90^\circ$.



Obr. 10 – Geometrie řídké anténní řady (počet elementů řídké řady: 10, vlnová délka λ odpovídá frekvenci 5,9 Hz)



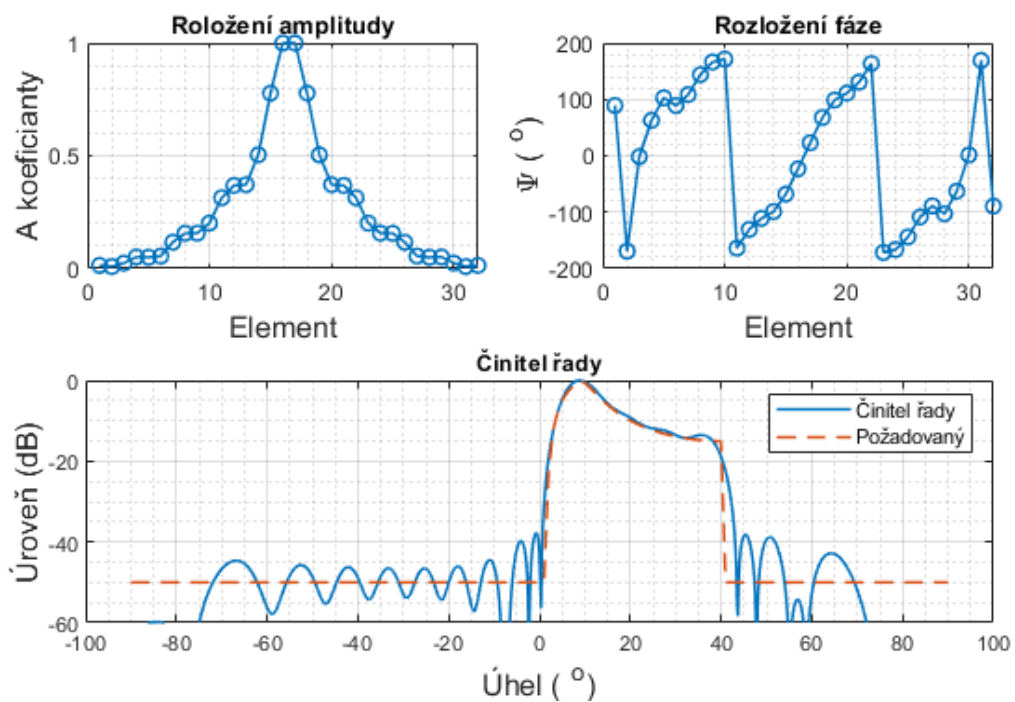
Obr. 11 – Aplikace Taylorovy syntézy na řídkou anténní řadu; vlevo: rozložení amplitudy, vpravo: činitele řady (počet anténních elementů řídké řady: 10, počet elementů ekvidistantní řady: 32)

2.1.2 Kombinované syntézy

V případě kombinované syntézy je usilováno o maximální shodu mezi výsledným činitelem anténní řady a jeho zadaným průběhem. Jednou z těchto metod syntézy je Fourierova syntéza [17, 18]. Metoda využívá přímé Fourierovy transformace, kde požadovaný tvar diagramu je transformován na amplitudové a fázové koeficienty dle rovnice (2.5). Tyto koeficienty (Obr. 12 nahoře), reprezentující rozložení amplitudy a fáze na apertuře anténní řady, jsou následně dosazeny do výpočtu činitele řady. Výstupem je výsledný diagram aproximující zadaný průběh, jak je znázorněno na Obr. 12 dole. Výsledný diagram zadaný průběh pouze aproximuje z důvodu omezení intervalu integrace Fourierovy transformace na rozměr apertury anténní řady. Pro účely syntézy přecházejí integrály v běžném vyjádření Fourierovy transformace v sumaci a spojitá apertura anténní řady je tak vyjádřena diskrétními anténními elementy.

$$A(y)e^{j\Psi(y)} = \int_{-\pi}^{\pi} \left[E(\theta)e^{-j2\pi\frac{y}{\lambda}\sin(\theta)} \cos(\theta) \right] d\theta, \quad [17, 18] \quad (2.5)$$

kde $E(\theta)$ je požadovaný tvar vyzařovacího diagramu, $A(y)$ je amplituda budícího signálu, $\Psi(y)$ je fáze budícího signálu, θ je elevace (nebo azimut), y je místo na apertuře anténní řady a λ je vlnová délka.



Obr. 12 – Průběhy dané Fourierovou syntézou; vlevo nahoře: rozložení amplitudy, vpravo nahoře: rozložení fáze, dole: činitel včetně požadovaného průběhu (počet anténních elementů: 32)

2.2 Syntéza anténních řad pomocí optimalizačních algoritmů

Efektivním nástrojem pro provedení syntézy anténních řad se ukazují být sofistikované optimalizační algoritmy, které jsou aktuálně velice často využívané ve výzkumu a vývoji v oblasti radiotechniky. Optimalizací se rozumí nalezení optimálního řešení nebo maxima/minima určité funkce, která se obvykle nazývá účelová funkce (v anglickém znění Objective Function). Cílem je tedy vybrat optimální řešení z řady dostupných alternativ. Obecně lze tento proces výběru řešit buď pomocí deterministických, nebo stochastických přístupů [19]. Deterministické algoritmy budou vždy poskytovat stejné výstupy pro danou sadu vstupů, zatímco náhodné operátory stochastických algoritmů mohou způsobit, že produkuje různé výsledky v závislosti na okrajových podmínkách [20]. Jde v podstatě o čistě náhodné hledání hodnot argumentů účelové funkce s tím, že výsledkem je vždy to nejlepší řešení, které bylo nalezeno během celého náhodného hledání. I v případě, že účelová funkce je relativně hladká (například polynom) je náročné vyřešit obecný optimalizační problém, a i tak se může stát, že optimální řešení nebude nalezeno, nebo že jeho nalezení bude vyžadovat velice dlouhou dobu. Pro některé typy problémů ovšem existují velice efektivní deterministické algoritmy, které dokáží spolehlivě najít řešení i rozsáhlých úloh s velkým počtem proměnných. Jedná se například o metodu nejmenších čtverců, lineární programování nebo metodu konvexní optimalizace (CVX), která je v předkládané práci aplikována a podrobněji popsána.

Existuje také mnoho příkladů stochastických algoritmů, které jsou účinné při hledání praktických řešení optimalizačních problémů. V poslední době se významně prosazují metaheuristické algoritmy. Metaheuristiky jsou metody, které umožňují opustit lokální minimum a přejít poslopností iteračních kroků do jiných částí množiny přípustných řešení, kde lze nalézt řešení s lepší hodnotou účelové funkce, než bylo v nalezeném lokálním minimum. Optimalizační techniky Particle Swarm Optimization (PSO) [21] a Firefly Algorithm (FA) [22] jsou dva dobře známé populační metaheuristické optimalizační algoritmy. Základní koncept PSO pro model vzešel z kooperativního chování hejn ptáků a skupin ryb, hledající potravu nebo unikající nebezpečí. Metoda FA je založena na chování světlušek, které za pomoci světelných signálů komunikují s potenciálními partnery či přitahují kořisti a odhánějí predátory. Protože každý optimalizační algoritmus má svou vlastní sadu výhod a nevýhod, nabízí se hybridní technika HFPSO [24], která kombinuje tyto algoritmy (PSO a FA) tak, aby bylo možné vyřešit složité problémy se zvýšenou robustností a větší flexibilitou [23]. Tato kapitola dokumentuje výsledky nasazení vybraných optimalizačních technik na problematiku syntézy řídkých anténních řad.

2.2.1 Konvexní optimalizace

Jak již bylo zmíněno, stěžejní částí návrhu anténního pole je jeho syntéza. V současné době existuje mnoho metod syntézy (např. [27, 28, 29]). Jednou z vybraných perspektivních optimalizačních technik je metoda Konvexní optimalizace (CVX), která provádí minimalizaci či maximalizaci konvexních funkcí. Konvexní funkce zajišťuje, že lokální minima jsou také globálními minimy, což zjednodušuje řešený optimalizační problém a odpadá tak překonávání lokálních minim či maxim. Detailně je tato metoda popsána například v [30]. Technika CVX spadá do oblasti deterministických algoritmů a je využívána například v oblasti elektrifikace vozidel [31] nebo v oblasti astronomie pro řízení trajektorie satelitů [32]. Aplikací metody CVX v oblasti syntézy anténních řad se zabývá například práce [33].

Obecně lze konvexní optimalizační problém formulovat dle následující rovnice:

$$\begin{aligned} & \text{minimalizace } f_0(x), \\ & \text{kromě } f_i(x) \leq b_i, i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad [30] \quad (2.6)$$

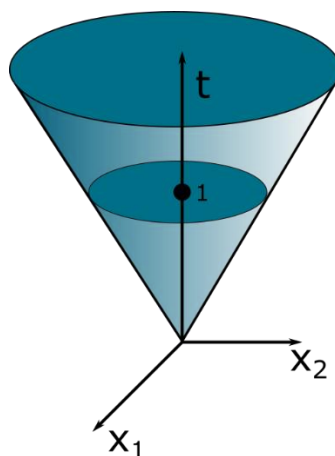
kde x je optimalizační proměnná, $f_0(x)$ je účelová funkce, $f_i(x)$ je omezující funkce a konstanty b_i jsou limity nebo hranice využívané omezující funkcí.

Hlavní podmínkou metody CVX je zajistit, aby všechny funkce v (2.6) byly konvexní. Definice konvexních funkcí lze nalézt v referencích [30, 31]. Výhodou CVX je, že dokáže efektivně nalézt optimální řešení pro rozsáhlé optimalizační problémy. Pro řešení problémů CVX využívá specifické algoritmy, jako jsou například Interior Point metoda (volně přeloženo jako metoda vnitřních bodů), metoda Multiplication (volně přeloženo jako metoda násobení) nebo za pomoci kónického programování druhého řádu označována jako SOCP (Second-Order Cone Programming) [33], které je využito v této práci. Obecně před použitím CVX musí být definován původní problém a poté je definovaný problém převeden na problém konvexní. V praxi existují tři kroky, jak převést původní problém na konvexní problém. Prvním krokem je zavedení nových proměnných. Druhým je aproximace modelu (např. pomocí polynomů) a posledním krokem je definování omezení [30, 31].

Metoda SOCP je typ konvexního optimalizačního problému zahrnující minimalizaci či maximalizaci lineární funkce podléhající jistým omezením, které jsou transformovány na kónické omezení druhého řádu. Na Obr. 13 je kužel zobrazený na množině reálných čísel trojrozměrného prostoru (\mathbb{R}^3). Omezení kužele druhého řádu je definováno následujícím vztahem (2.7):

$$\|x\|_2 \leq t, \quad [30] \quad (2.7)$$

kde x je vektorová proměnná, t je skalární proměnná a $\|\cdot\|_2$ je euklidovská norma.



Obr. 13 – Hranice kužele druhého řádu zobrazené na $\mathbb{R}^3, \{(x_1, x_2, t) | (x_1^2 + x_2^2)^{1/2} \leq t\}$

Problém SOCP lze zapsat dle následující rovnice (2.8):

$$\begin{aligned} & \text{minimalizace } (f^T x), \\ & \text{kromě } \|A_i x + b_i\| \leq c_i^T x + d_i, \end{aligned} \quad [30] \quad (2.8)$$

kde výraz $(f^T x)$ vyjadřuje minimalizovanou objektivní funkci, f je vektor koeficientů, x je vektor proměnných, A_i je matice vyjadřující vztah proměnných k omezením řešeného problému, kde každý řádek odpovídá jednomu omezení a každý sloupec odpovídá proměnné vektoru x , b_i je vektor konstant, c je vektor koeficientů lineárního omezení a d_i je vektor konstant.

Jak bylo zmíněno výše, matice A_i dává do souvislosti proměnné x a omezení kužele 2. řádu a využívá se k zajištění, že řešený problém bude ležet uvnitř množiny omezení. Optimalizační problém SOCP se tedy snaží minimalizovat objektivní funkci a zároveň vyhovět množině lineárních omezení $(c_i^T x + d_i)$ a množině nelineárních omezení $(\|A_i x + b_i\|)$ [30].

Formulace optimalizačního problému

Cílem optimalizace bude provedení syntézy řídké anténní řady dle předepsaných kritérií. Nasazená metoda CVX bude tedy minimalizovat úroveň postranních laloků mimo hlavní anténní svazek. V rámci optimalizace nebude zohledněn vliv anténního elementu. Optimalizační problém lze formulovat dle následujícího vztahu:

$$\begin{aligned} & \text{minimalizace } \max |y(\Phi)|, \\ & \text{kromě } y(\Phi = 0^\circ) = 1, \end{aligned} \quad [33] \quad (2.9)$$

kde $y(\Phi)$ je anténní faktor navrhované anténní řady a Φ je azimut.

Anténní faktor $y(\Phi)$ je definován následujícím vztahem:

$$y(\Phi) = w^H \cdot a(\Phi),$$

$$a(\Phi) = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(0:N-1) \cdot d \cdot \sin(\Phi)},$$
[33] (2.10)

kde w^H jsou komplexní amplitudy odpovídající jednotlivým anténní elementům, N je počet anténních elementů a d je vzdálenost mezi sousedními anténními elementy.

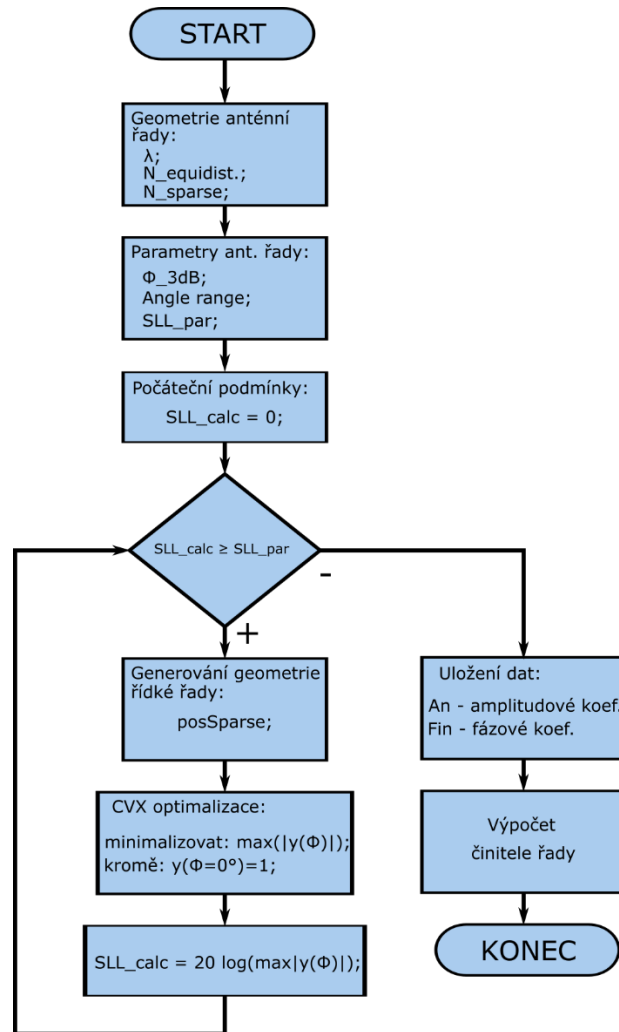
Optimalizační problém lze obecně aproximovat dle následujícího vztahu:

$$\begin{aligned} & \text{minimalizace } t, \\ & \text{kromě } y(\Phi_i) \leq t \text{ pro } |\Phi_i - \Phi_k| > \Delta, \\ & y(\Phi_k) = 1, \end{aligned}$$
[33] (2.11)

kde $t \in \mathbb{R}$ je nová optimalizační proměnná, Φ_k je požadovaný směr hlavního svazku a $2 \cdot \Delta$ je 3 dB šířka hlavního svazku.

Algoritmus CVX hledá takové komplexní amplitudy w^H , které vyhovují požadovanému tvaru komplexní funkce $y(\Phi)$. Za účelem syntézy řídké řady byl v prostředí MATLAB vytvořen program využívající modifikovanou funkci optimalizace CVX dostupné na [34]. Vývojový diagram procesu syntézy řídkého anténního pole je znázorněn na Obr. 14. Nejprve jsou nastaveny základní parametry definující geometrii anténního pole, jako je výpočet vlnové délky, počet anténních prvků odpovídající ekvidistantní anténní řadě $N_{equidist}$, a počet elementů řídké anténní řady N_{sparse} . Počtem anténních prvků pro ekvidistantní anténní pole je definována maximální velikosti apertury navrhovaného řídkého pole, která ovlivňuje výslednou šířku hlavního svazku. Dále jsou nastaveny další vstupní parametry jako je požadovaná šířka hlavního svazku při 3 dB poklesu Φ_{3dB} , úhlový rozsah $\pm\Phi$ (například $\pm 90^\circ$), ve kterém bude syntéza prováděna a požadované potlačení postranních laloků SLL (Sidelobe Level).

Po nastavení požadovaných vstupních parametrů program vytvoří geometrii řídkého anténního pole, která je využita pro optimalizaci. Nejprve je vytvořena geometrie ekvidistantního pole antén. Poté je geometrie řídkého anténního pole vytvořena náhodným vyloučením anténních prvků ekvidistantní antény kromě prvního a posledního elementu, které definují požadovaný rozměr apertury navrhované anténní řady. Na Obr. 15 jsou zobrazeny geometrie uvažovaných řídkých řad. Dále je pro definovanou geometrii řídké řady proveden algoritmus CVX. Podmínkou programu je dosažení alespoň zadané minimální úrovně $|SLL|$, která je definována uživatelem (parametr SLL_{par}). Pokud není podmínka splněna, program vytvoří novou geometrii řídké řady, pro kterou algoritmus CVX hledá nové komplexní amplitudy w . Pokud je podmínka splněna a hodnota SLL je menší, nebo rovna zadané hodnotě SLL_{par} , program uloží výsledné komplexní amplitudy a následně je proveden výpočet činitele řady.



Obr. 14 - Vývojový diagram procesu syntézy anténního pole metodou CVX

Výsledky

Na Obr. 17 a Obr. 18 jsou zobrazeny výsledné anténní faktory navržených řídkých anténních řad metodou CVX. Hlavním cílem návrhu řídké antény bylo minimalizovat počet anténních prvků dvou definovaných ekvidistantních polí (64 a 32 prvků) s rovnoměrnou amplitudovým a fázovým buzením a dosáhnout obdobných parametrů jako zmíněné ekvidistantní anténní řady. Jak již bylo popsáno, rozměry apertury těchto antén definují maximální rozměry apertury nově navrhovaných řídkých antén (viz Obr. 15). V průběhu syntézy byla snaha o 50 % a 75 % redukci anténních elementů. Numerické výsledky navrhovaných řídkých řad v porovnání s ekvidistantními jsou zobrazeny v Tab. 5. Protože se jedná o sektorové anténní řady určené pro pasivní radarový systém s úhlem skenování $\pm 45^\circ$, byly zohledněny parametry v úhlovém sektoru $\pm 50^\circ$. Vzdálenější postranní laloky kolem úhlu $\pm 90^\circ$ mohou být potlačeny vlivem vyzářovacího diagramu anténního elementu, se kterým se při syntéze nepočítalo. Pro redukovanou 64 prvkovou ekvidistantní řadu se podařilo dosáhnout v případě 32 a 16 prvkové řídké řady potlačení postranních laloků větší než 13 dB. V případě

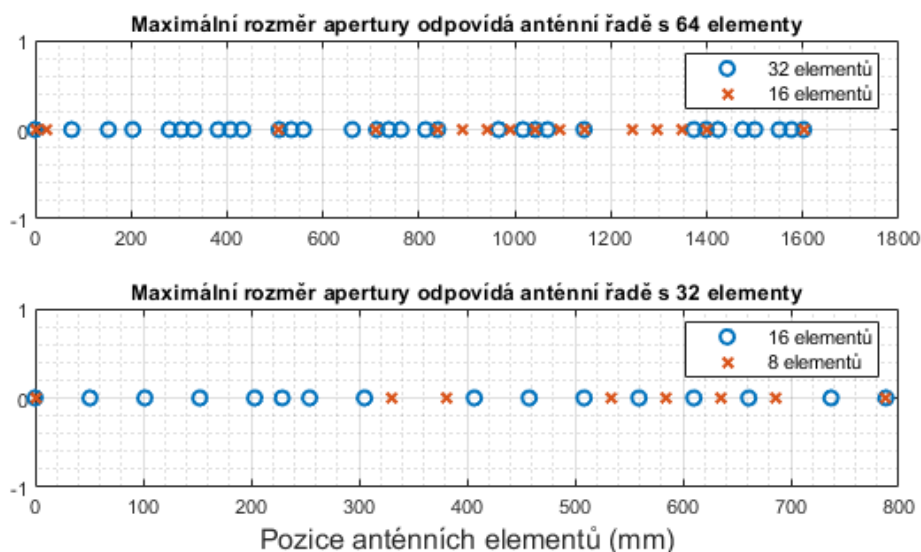
32 prvkové řídké řady bylo dosaženo užšího anténního svazku o $0,04^\circ$ než je tomu u 64 prvkové řady. Na Obr. 16 jsou zobrazeny průběhy rozložení amplitudy a fáze pro 32 prvkovou řídkou řadu. V případě 16 prvkové řady bylo dosaženo šířky svazku $2,8^\circ$. Z průběhu anténního faktoru zobrazeno na Obr. 17 dole je patrný výskyt difrakčních laloků na vzdálených azimutálních úhlech, jejíž úroveň je o 3 dB nižší v porovnání s hlavním svazkem.

Pro redukovanou 32 prvkovou řadu se podařilo dosáhnout potlačení postranních laloků více jak 13 dB pouze v případě 16 prvkové řídké řady, tedy pouze při 50 % redukci anténních elementů. V případě 8 prvkové řídké řady bylo dosaženo hodnoty úrovně SLL pouze -10,35 dB. Šířka svazku této řídké řady byla dosažena $5,1^\circ$, tedy o $1,9^\circ$ širší v porovnání s 32 prvkovou redukovanou ekvidistantní řadou, jak je uvedeno v Tab. 5.

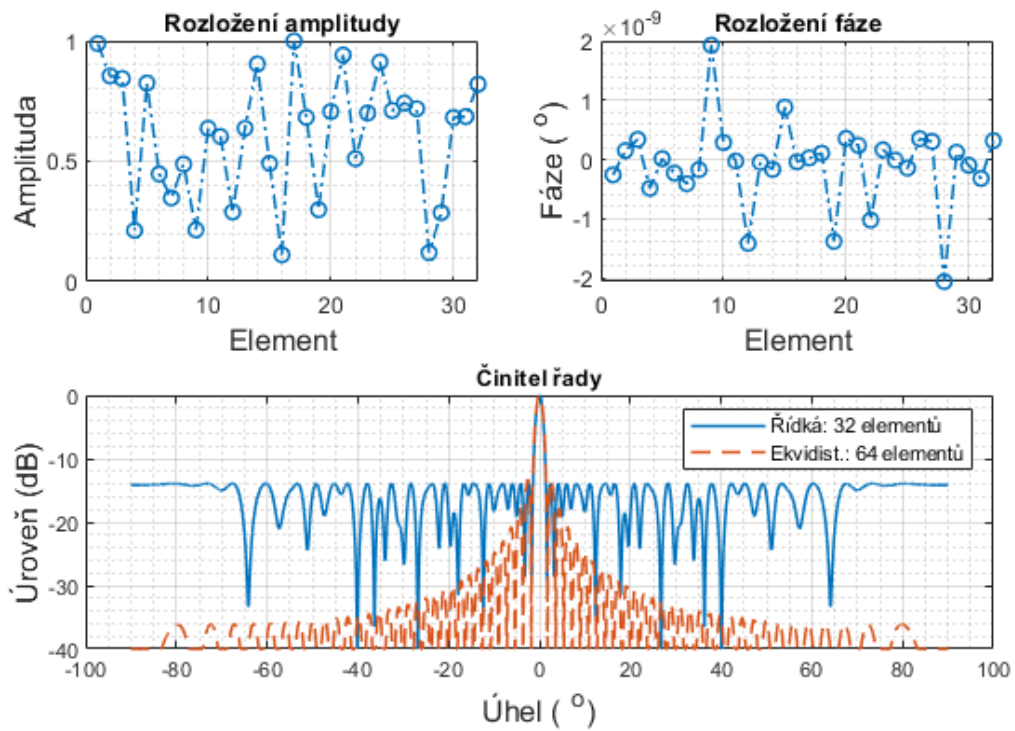
V případě všech uvažovaných anténních řad se v průběhu procesu syntézy metodou CVX pro více jak 50 % redukci anténních elementů nepodařilo dosáhnout totožné šířky hlavního svazku. V případě nižšího počtu anténních elementů, jak je tomu v případě 75 % redukované 32 prvkové ekvidistantní řady, bylo velice obtížné dosáhnout hodnoty úrovně SLL nižší než -12 dB, proto byla podmínka minimální hodnoty úrovně SLL omezena na alespoň nižší než -10 dB. Obdobných výsledků bylo dosahováno i s metaheuristickou metodou HFPSO popsanou níže v podkapitole 2.2.2.

Tab. 5 – Parametry navrhovaných řídkých anténních polí ve srovnání s parametry ekvidistantních anténních polí (určováno v sektoru $\pm 50^\circ$)

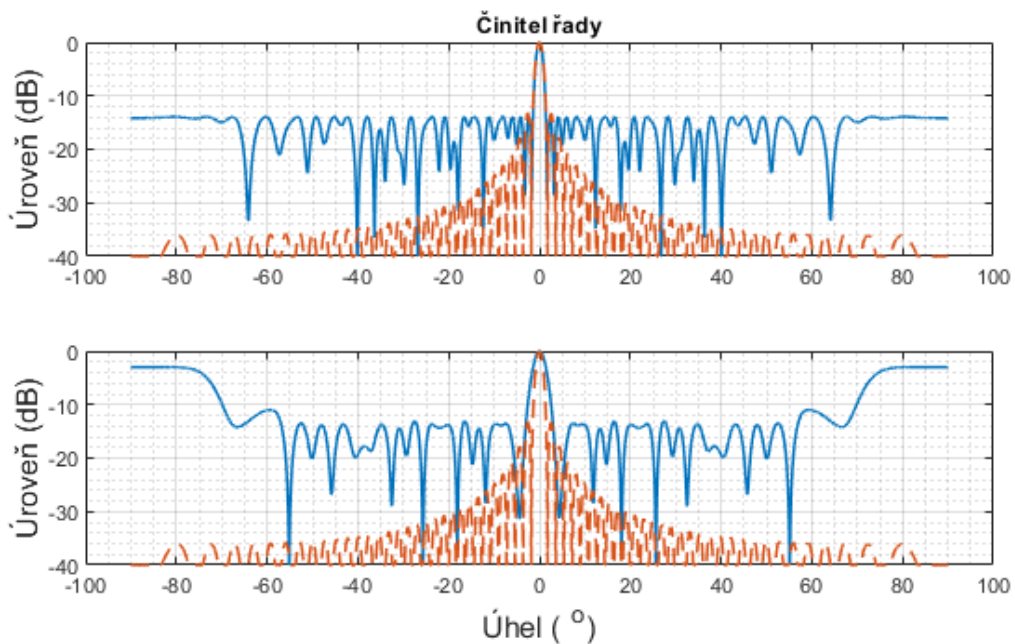
Ekvidist. řada s 64 anténními elementy			Ekvidist. řada s 32 anténními elementy		
N_{elements} (-)	SLL (dB)	$\Phi_{3\text{dB}}$ ($^\circ$)	N_{elements} (-)	SLL (dB)	$\Phi_{3\text{dB}}$ ($^\circ$)
64	-13,25	1,6	32	-13,25	3,2
32	-13,89	1,51	16	-13,5	3,2
16	-13,1	2,8	8	-10,35	5,1



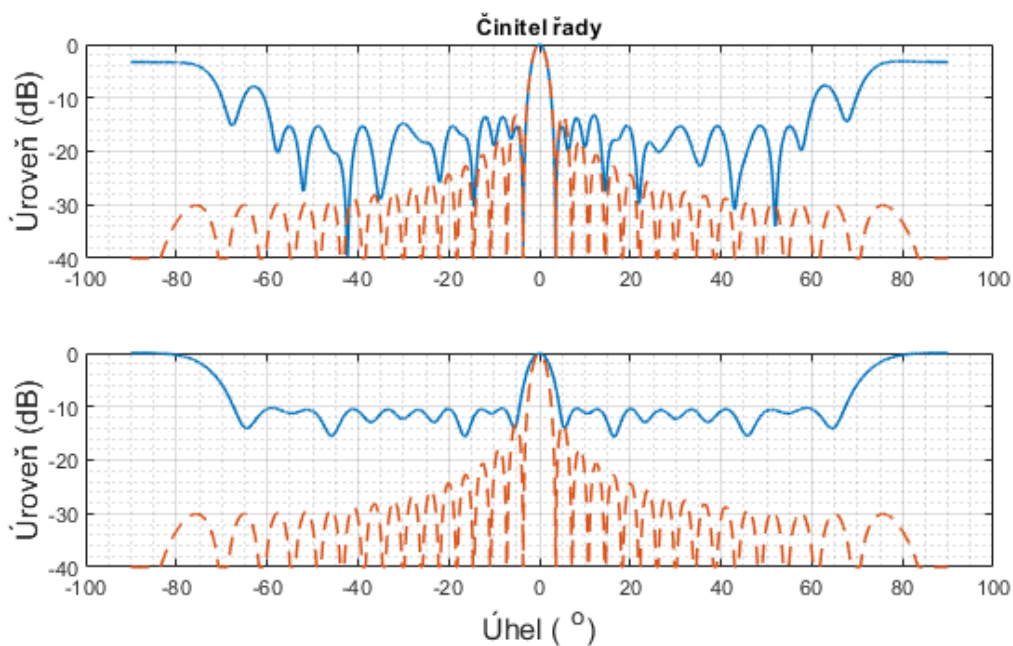
Obr. 15 – Geometrie řídkých anténních řad (vlnová délka λ odpovídá frekvenci 5,9 GHz)



Obr. 16 – Výsledky syntézy řídké řady (počet elementů plné anténní řady: 64); vlevo nahoře: rozložení amplitudy, vpravo nahoře: rozložení fáze, dole: činitel řady



Obr. 17 - Anténní faktor navrhovaných řídkých anténních polí (plné) ve srovnání s anténním faktorem ekvidistantního anténního pole (čárkované) s 64 prvky; nahoře: řídké pole se 32 prvky, dole: řídké pole antén se 16 prvky



Obr. 18 - Anténní faktor navrhovaných řídkých anténních polí (plně) ve srovnání s anténním faktorem ekvidistantního anténního pole (čárkované) s 32 prvky; nahoře: řídké pole se 16 prvky, dole: řídké pole antén s 8 prvky

2.2.2 Metoda HFPSO

Optimalizační metoda HFPSO, která je kombinací metod PSO a FA, byla navržena za účely kompenzace nevýhod metody PSO. PSO je schopna konvergovat k danému výsledku rychleji než konkurenční algoritmy, nicméně nevýhodou této metody je snadné uvíznutí v lokálním minimu z důvodu přizpůsobování algoritmu nejlepšímu dosaženému výsledku. Metoda PSO je také citlivá na změny parametrů vyhledávání, kde celkový čas metody se může lišit v závislosti na různých parametrech [25]. Přístup metody HFPSO spočívá ve změně strategie, kterou evoluční metoda využívá a úpravy aktualizace parametrů. Metoda je detailně popsána například v [24]. Náhodné rozmístění částic x_i je dáno rovnicí (2.12) a rychlost přesunu částice do nové polohy v_i^t je dána rovnicí (2.13), kde při každé iteraci t jsou komponenty polohy aktualizovány výpočtem komponent rychlosti částice. Rychlost konvergence k danému řešení se zpomalí, pokud je rychlosti v_i^t příliš vysoká či příliš nízká, což vede k oscilaci kolem řešení. Nejprve je tedy vypočtena rychlost dle rovnice (2.13) a poté je upravena setrvační váha w a koeficienty zrychlení (C_1 , C_2). V tomto hybridním algoritmu, zatímco algoritmus FA se stará o lokální prohledávání, algoritmus PSO je využitý pro průzkum. Setrvačná váha w je bude mezitím dynamicky aktualizovat.

$$x_i = lb + rand \times (ub - lb), \quad [24] \quad (2.12)$$

kde lb je spodní hranice a ub je horní hranice okrajových podmínek.

$$v_i^t = wv_i^{t-1} + R_1C_1(pbest_i - x_i) + R_2C_2(gbest - x_i), \quad [24] \quad (2.13)$$

$$x_i = x_i + v_i^t,$$

kde $pbest_i$ značí dosud nalezenou nejlepší pozici i -té částice, $gbest$ je globálně nejlepší pozice, w je setrvační váha, která hraje klíčovou roli ve fázích průzkumu algoritmu, C_1 a C_2 jsou koeficienty zrychlení, které určují velikost zrychlení aplikovaného na kognitivní a skupinovou sociální hodnotu částic a R_1 a R_2 jsou náhodná čísla v rozsahu [0 1].

Prvním krokem algoritmu HFPSO je aktualizace všech parametrů. Poté jsou polohy a rychlosti částic nastaveny na hodnoty, které jsou náhodné a jsou nastaveny v předem určených mezích. Dalším krokem je určení ohodnocení aktuálního dosaženého výsledku (fitness) spolu s parametry $pbest$ a $gbest$. V průběhu všech iterací byla setrvační váha snížena dle vztahu (2.14).

$$w = w_i - ((w_i - w_f)/iteration_{max}) \times iteration \quad [24] \quad (2.14)$$

kde w_i je počáteční hodnota a w_f je konečná hodnota setrvační váhy.

Poté bude ohodnocení dosaženého výsledku (fitness) v aktuální fázi a v její nejnovější iteraci porovnáno dle rovnice (2.15).

$$f(i, t) = \begin{cases} true, & \text{if } fitness(particle_i^t) \leq gbest^{t-1} \\ false, & \text{if } fitness(particle_i^t) > gbest^{t-1}. \end{cases} \quad [24] \quad (2.15)$$

V případě, že fitness hodnota dané částice zůstane stejná nebo se zlepší, dojde k aplikaci algoritmu FA a začne tak lokální vyhledávání. V případě, že se fitness hodnota nezmění, bude algoritmus PSO pokračovat dle rovnice (2.13). V případě algoritmu FA je poloha a rychlost částic dána rovnicemi (2.16) a (2.17).

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + B_0 e^{-\gamma r_{ij}^2} (x_i(t) - gbest^{t-1}) + \alpha \left(rand - \frac{1}{2} \right), \quad [24] \quad (2.16)$$

$$V_i(t + 1) = x_i(t + 1) - x_{i-temp}, \quad [24] \quad (2.17)$$

kde i představuje počet kroků, t je počet částic r_{ij} označuje euklidovskou vzdálenost a γ označuje koeficient absorpce světla.

Řízení průzkumného algoritmu PSO a průzkumu jako takového vyžaduje dosažení rovnováhy a tomu lze napomoci výběrem vhodné metody určené pro regulaci parametru setrvačné váhy w . Dalším krokem je ověření, zdali všechny světlušky (algoritmus FA) a částice (algoritmus PSO) spadají do specifikované polohy a parametrů rychlosti. Pokud hodnota fitness dosáhne cílové hodnoty, proces se ukončí a konečný výsledek bude zobrazen.

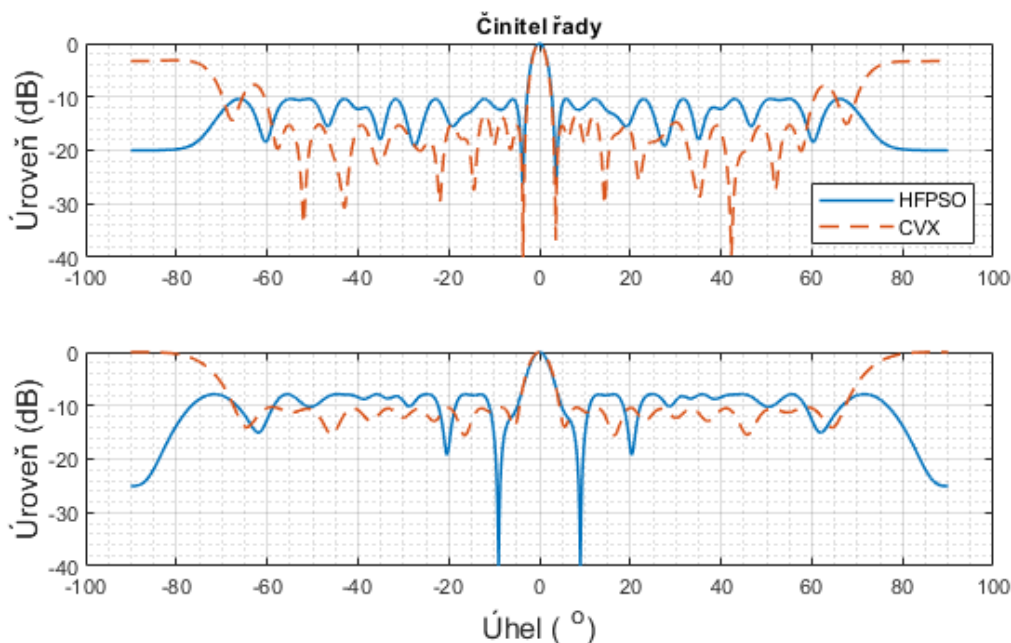
Výsledky

Výsledky syntézy pomocí metody HFPSO byly porovnány s výsledky dosaženými pomocí metody CVX. V rámci porovnání výsledků vybraných metod byla pro účely syntézy vybrána ekvidistantní anténní řada s 32 elementy, jejichž počet byl snižován obdobně, jak tomu bylo v rámci syntézy pomocí metody CVX. Výsledné činitele řady navržených řídkých anténních

řad jsou zobrazeny na Obr. 19. Výstupem obou uvažovaných metod byly komplexní amplitudy, tedy rozložení amplitud a fází na apertuře odpovídající anténní řadě. Algoritmus CVX minimalizoval úroveň vyzařovacího diagramu ve vymezeném úhlovém sektoru, kromě hlavního laloku, jak popisuje rovnice (2.9). V případě algoritmu HFPSO byl maximalizován rozdíl úrovně mezi maximální úrovní hlavního svazku a nalezeného postranního laloku s největší hodnotou úrovně SLL. V Tab. 6 jsou zobrazeny numerické výsledky dosažené metodami CVX a HFPSO ve srovnání s 32 prvkovou ekvidistantní řadou. Obdobně, jako tomu bylo u metody CVX, byly výsledky určovány v úhlovém sektoru $\pm 50^\circ$. V případě 8 prvkové řídké řady, bylo za pomoci metody HFPSO dosaženo užšího hlavního svazku v porovnání s metodou CVX, nicméně s metodou HFPSO nebylo možné dosáhnout nižší hodnoty úrovně SLL než $-7,87$ dB. Na rozdíl od metody CVX, bylo za pomoci metody HFPSO dosaženo potlačení difrakčních laloků v celém úhlovém sektoru, ale za cenu nižší úrovně potlačení postranních laloků v celém úhlovém sektoru $\pm 90^\circ$.

Tab. 6 – Porovnání výsledků metod CVX a HFPSO (určováno v sektoru $\pm 50^\circ$)

Ekvidistantní řada s 32 anténními elementy					
CVX			HFPSO		
$N_{\text{elements}} (-)$	SLL (dB)	$\Phi_{3\text{dB}} (^\circ)$	$N_{\text{elements}} (-)$	SLL (dB)	$\Phi_{3\text{dB}} (^\circ)$
32	-13,25	3,2	32	-13,25	3,2
16	-13,5	3,2	16	-10,38	3,24
8	-10,35	5,1	8	-7,87	4,68

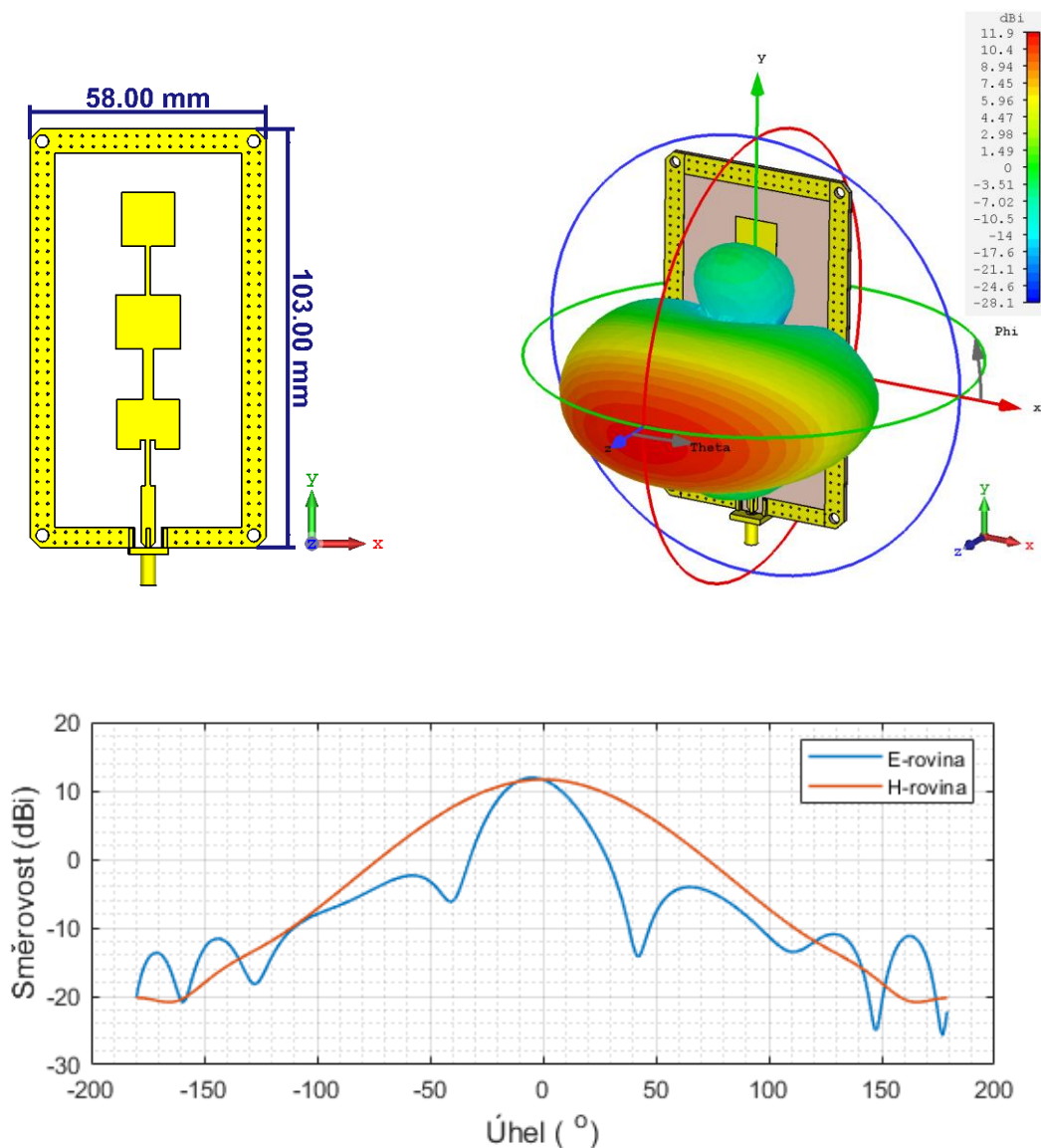


Obr. 19 – Činitel řady anténních řad; nahoře: řídká řada s 16 elementy, dole: řídká řada s 8 elementy

V rámci komplexního návrhu anténního systému určeného pro pasivní zaměřování pozic cílů, byla provedena elektromagnetická (EM) simulace vybraného konceptu řídké řady založené na výsledcích provedené syntézy. Simulace byla provedena v programu CST

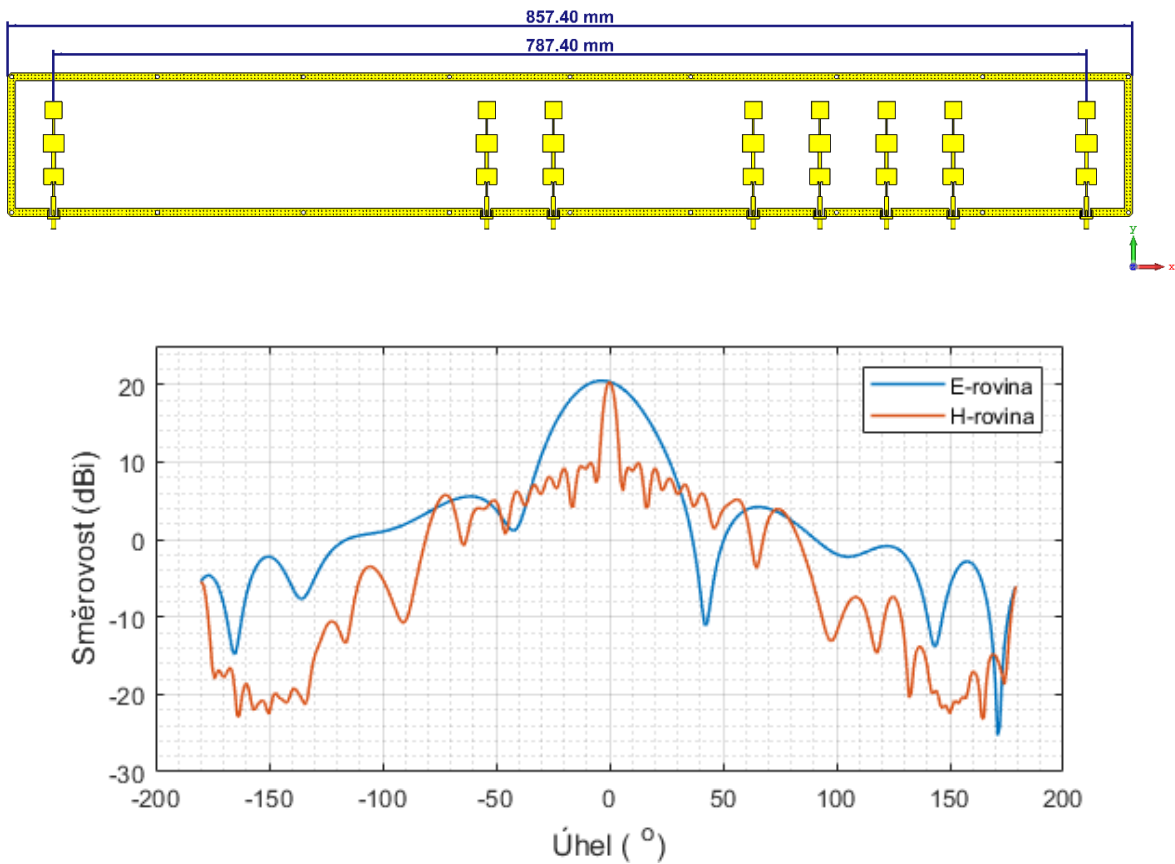
Microwave Studio a může být brána jako další z možností validace výsledků provedené syntézy. Simulace anténní řady byla provedena pro pracovní kmitočet 5,9 GHz.

Zvolenou strukturou anténního elementu, ze které bude anténní řada vytvořena, je 3 prvková patch anténní řada se sériovým napájením. Tato struktura byla zvolena z důvodu dosažení vyššího zisku a užšího svazku v elevaci, než je tomu u 1 prvkového patch anténního elementu. Na Obr. 20 je zobrazen simulační model včetně výsledků simulace anténního elementu.



Obr. 20 - Simulační model navrženého anténního elementu (simulováno na kmitočtu 5,9 GHz); nahoře vlevo: simulační model, nahoře vpravo: 3D vyzařovací charakteristika, dole: směrové charakteristiky

Zvolenou konfigurací řídké řady podrobenou simulací byla 8 prvková řídká řada s maximální velikostí apertury odpovídající 32 prvkové ekvidistantní řady. Geometrie takové řídké řady je zobrazená na Obr. 15. Realizovaný simulační model včetně simulovaných směrových charakteristik je zobrazen na Obr. 21. Výsledné amplitudové a fázové koeficienty, odpovídající komplexním amplitudám jako výstup metody CVX, byly nastaveny na odpovídající anténní elementy. Z výsledného tvaru vyzařovací charakteristiky v horizontální rovině (H-rovina) je dle očekávání patrný vliv vyzařovacího diagramu anténního elementu, který nebyl během syntézy zohledněn. Odstup postranních laloků v blízkosti hlavního svazku, kterého bylo dosaženo 10,35 dB metodou CVX, je ve shodě s výsledky EM simulace.



Obr. 21 - Simulační model řídké anténní řady (simulováno na kmitočtu 5,9 GHz); nahoře: simulační model, dole: směrové charakteristiky

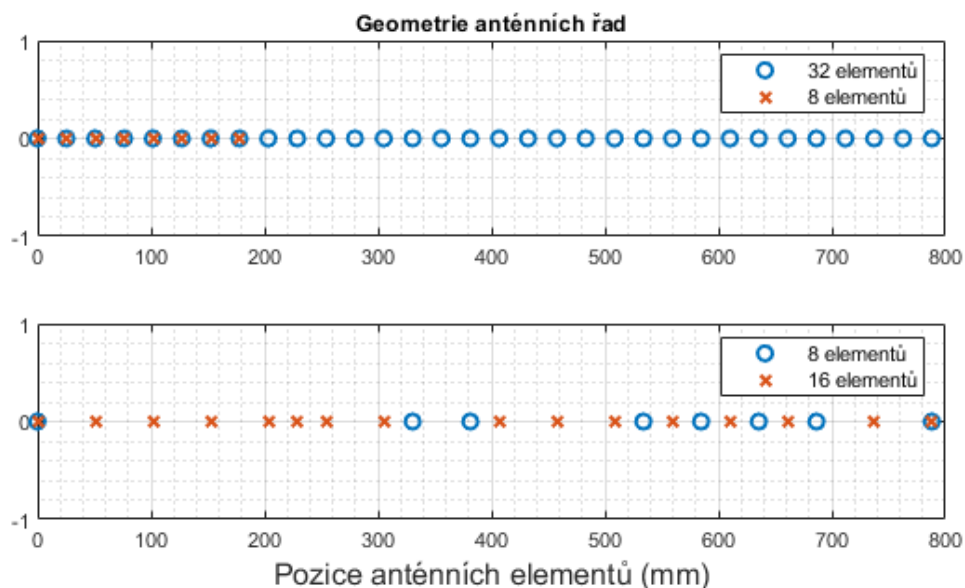
3 Adaptivní metody určování směru příchodu signálu

Adaptivní metody určování směru příchodu signálu (DoA) umožňují tvarování vyzařovací charakteristiky v závislosti na aktuální situaci, tedy na konkrétních pozicích cílů. Obvykle jsou tyto metody využívány pro zlepšení rozlišovací schopnosti v úhlu. V této kapitole se budeme věnovat jedné skupině adaptivních metod určení směru příchodu signálu, která využívá tzv. pseudo-spektrální charakteristiky [35, 39, 40]. Tyto metody, které budeme dále označovat PAM (Pseudospectral Adaptive Methods) pracují s tzv. kovarianční maticí signálů, která kvantifikuje stupeň korelace signálů přijatých anténními elementy. Popisované metody PAM využívají faktu, že signály pocházející ze stejného zdroje jsou na jednotlivých elementech korelovány, zatímco signály z různých zdrojů a šum obsažený v přijatém signálu mezi sebou korelované nejsou. Pomocí této vlastnosti lze efektivně extrahovat užitečné informace potřebné pro určení směru příchodu signálů. Metod PAM je celá řada. Podle principu funkce je lze rozdělit do několika skupin. Metody využívající pouze kovarianční matici se často označují jako konvenční algoritmy. Mezi tyto metody patří například: Bartlett a Capon. Metody, založené na dekompozici kovarianční matice na vlastní čísla a vlastní vektory, se nazývají „podprostorové“. Mezi tyto metody patří například: MUSIC nebo ESPRIT [35, 40, 45]. Uvedené metody fungují správně, pokud jsou signály různých cílů, dopadající na anténní pole, nekorelované a rozteč mezi jednotlivými elementy je menší nebo rovna polovině vlnové délky. Pokud jsou signály korelované, pak metody, využívající například inverzi kovarianční matice, nebudou fungovat, protože výsledná kovarianční matice bude singulární. Tento problém může být řešen pomocí metod, které upravují kovarianční matici tak, aby byla regulární (řešeno například v [36]).

3.1 Uvažované anténní systémy

Pro následující analýzy byly vybrány dva typy antén, které budou využity pro aplikaci vybraných PAM. Práce, a tedy analýzy, jsou zaměřeny na návrhy AS pro pasivní směroměrné radarové systémy. Prvním typem AS je 8, 16 a 32 prvková ekvidistantní řada a druhým typem je 8 a 16 prvková řídká řada. Geometrie uvažovaných anténních řad jsou zobrazeny na Obr. 22, kde geometrie řídkých řad je dána dosaženými výsledky syntézy za pomoci metody CVX popsané v kapitole 2.2.1. Všechny uvažované AS byly navrhované pro kmitočet 5,9 GHz.

V případě ekvidistantních řad, velikost apertury záleží na počtu anténních elementů, což při snižování jejich počtu může zapříčinit zhoršování rozlišovací schopnosti v úhlu vlivem rozšiřování hlavního svazku. Za tímto účelem budou na ekvidistantní řady nasazovány PAM, které umožňují dosažení velice příznivých hodnot rozlišovací schopnosti při nižších počtech elementů. Uvažované řídké řady mají velikost apertury totožnou, rovnou 0,79 m, odpovídající 32 prvkové ekvidistantní řadě. V případě těchto řad je zachována velikost apertury při sníženém počtu elementů, což umožňuje zachování šířky hlavního svazku. Tento efekt je základním předpokladem dosažení téměř totožné rozlišovací schopnosti s využitím konvenčních PAM, jako tomu je u plného pole s 32 elementy.



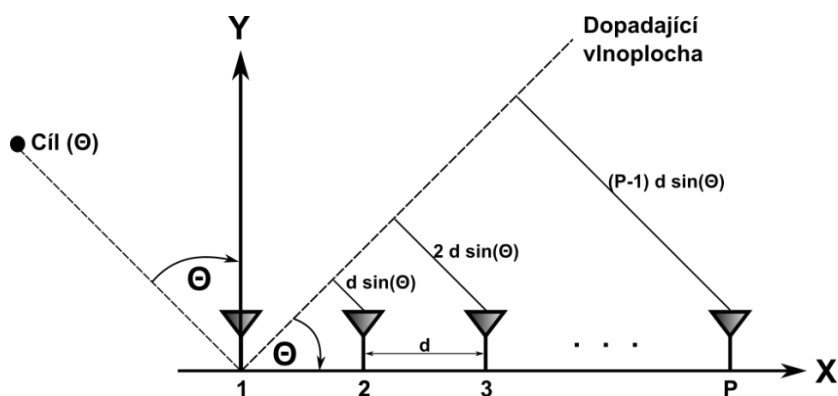
Obr. 22 – Geometrie uvažovaných anténových řad (nahore: ekvidistantní řady, dole: řídké řady)

3.2 Model signálu

Před provedením vlastní analýzy vybraných metod, byly nejprve vytvořeny modely signálů přicházejících na jednotlivé anténové elementy. Tato kapitola je zaměřena na obecný popis modelu signálu, přijímaného lineární (ULA – Uniform Linear Array) a plošnou (URA – Uniform Rectangular Array) anténovou řadou, kde pro oba uvažované anténové systémy byla zvolena velikost rozteče rovna polovině vlnové délky. V případě řídkých anténových řad, je proces zpracování signálu popsán v jednotlivých kapitolách zaměřených na PAM, které tyto řady využívají.

3.2.1 Lineární anténová řada s rovnoměrnými rozestupy elementů (ULA)

Geometrie uvažované anténové řady ULA je zobrazena na Obr. 23. Tato anténová řada přijímá signály reprezentované vzorky v diskrétním čase k , přičemž K reprezentuje celkový počet vzorků signálu. Signály dopadají z D směrů, kde D je celkový počet zdrojů signálů (cílů), dopadající na anténovou řadu.



Obr. 23 - Uvažovaná lineární anténová řada

Výstupní napětí z anténní řady lze formulovat ve tvaru:

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{a}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_2) \cdots \mathbf{a}(\theta_D)] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1(k) \\ \mathbf{s}_2(k) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_D(k) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k), \quad [35] \quad (3.1)$$

kde $\mathbf{x}(k)$ jsou vektory odpovídající vzorkům výstupu z anténní řady, $\mathbf{a}(\theta_D)$ jsou vektory komplexních čísel popisující fázová zpoždění na jednotlivých anténních elementech, $\mathbf{s}_D(k)$ jsou vektory odpovídající vzorkům zdrojů signálů v diskrétním čase k a $\mathbf{n}(k)$ jsou vektory odpovídající vzorkům Gaussovského bílého šumu v diskrétním čase k .

Vektor \mathbf{a} závislý na úhlu θ , pod kterým dopadá odražená rovinná vlna od daného cíle lze zapsat následovně:

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \ e^{jk \sin \theta} \ e^{jk 2 \sin \theta} \ \dots \ e^{jk (P-1) \sin \theta}]^T, \quad [35] \quad (3.2)$$

kde $k = 2\pi/\lambda$ je vlnové číslo a P je počet anténních elementů.

Výstupní napětí z anténní řady lze v maticové podobě zapsat následovně:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad [35] \quad (3.3)$$

kde \mathbf{X} – je matice přijatých signálů o rozměru $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{P \times K}$, kde P je počet anténních elementů a K je počet vzorků

\mathbf{A} – je matice anténní soustavy o rozměru $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{P \times D}$, kde D je celkový počet cílů

\mathbf{S} – je matice signálů jednotlivých cílů o rozměru $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{D \times K}$

\mathbf{N} – je matice šumu o rozměru $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{P \times K}$

Matici komplexních koeficientů \mathbf{A} v případě, že všechny anténní elementy mají totožnou všesměrovou vyzařovací charakteristiku lze vyjádřit následovně:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{jk \sin \theta_1} & e^{jk \sin \theta_2} & e^{jk \sin \theta_D} \\ e^{jk 2 \sin \theta_1} & e^{jk 2 \sin \theta_2} & \dots & e^{jk 2 \sin \theta_D} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ e^{jk (P-1) \sin \theta_1} & e^{jk (P-1) \sin \theta_2} & & e^{jk (P-1) \sin \theta_D} \end{bmatrix}, \quad [35] \quad (3.4)$$

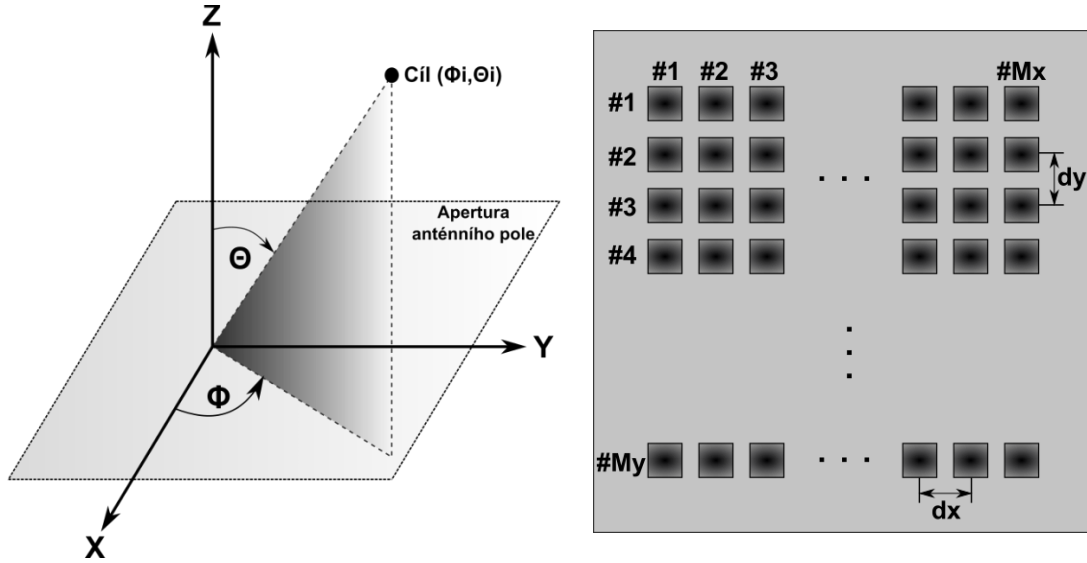
Z matice výstupních signálů anténní řady \mathbf{X} lze následně sestavit kovarianční matici, která je dále využívána v různých metodách signálového zpracování. Vztah pro výpočet odhadu kovarianční matice lze vyjádřit následovně [35]:

$$\mathbf{R}_{xx} \approx \hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) = \frac{1}{K} (\mathbf{X} \mathbf{X}^H), \quad [35] \quad (3.5)$$

kde $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ je odhad kovarianční matice o rozměru $\hat{\mathbf{R}}_{xx} \in \mathbb{C}^{P \times P}$ jako průměr přes celkový K počet časových vzorků.

3.2.2 Pravoúhlé anténní pole s rovnoměrnými rozestupy elementů (URA)

Geometrie uvažovaného pole URA je zobrazena na Obr. 24. Model signálu pro URA bude obdobný jako model signálu pro lineární anténní řadu (ULA), kde se předpokládalo, že zdroj signálu dopadá na anténní řadu pod jedním úhlem. Nyní bude uvažováno D zdrojů signálů dopadající na anténní pole pod různým úhlem azimutu Φ a elevace Θ



Obr. 24 - Uvažované anténní pole

Výstupní napětí z anténního pole URA (rovnice (3.6)) je formulováno podobně, jako je uvedeno v rovnici (3.3).

$$\mathbf{x}(k) = \sum_{i=1}^D \mathbf{a}(\alpha_i) \mathbf{a}^T(\beta_i) \mathbf{s}_i(k) + \mathbf{n}(k), \quad [35] \quad (3.6)$$

kde index i značí i -tý zdroj signálu (cíl) v rozsahu 1 až D a α_i a β_i lze formulovat následovně:

$$\alpha_i = \frac{2\pi}{\lambda} d_x u_i; \quad \beta_i = \frac{2\pi}{\lambda} d_y v_i, \quad [35] \quad (3.7)$$

$$u_i = \cos \Phi_i \sin \Theta_i; \quad v_i = \sin \Phi_i \sin \Theta_i \quad [35] \quad (3.8)$$

Porovnáme-li vztah (3.6) a (3.3), tak zjistíme, že výsledný tvar matice výstupních napětí z anténního pole není konformní. Abychom dostali výslednou výstupní matici ve stejném tvaru jako, u lineární anténní řady (rovnice (3.3)), musí být data z jednotlivých anténních elementů formována do sloupcového vektoru [35]. Tento proces je označován jako „vektorizace“ ($\text{vec}\{\cdot\}$). Geometrie anténního pole je zobrazena na Obr. 24. Data jsou postupně vyčítána řádek po řádku z jednotlivých sloupců anténního pole. Tyto data jsou

postupně formována do sloupcového vektoru, který bude mít tolik řádků, kolik je celkový počet anténních elementů ($M = M_x \cdot M_y$).

Aby nám korespondovala levá strana s pravou stranou rovnice (3.6), musí být proces „vektorizace“ aplikován také na matici $\mathbf{a}(\alpha_i, \beta_i)$ komplexních amplitud jednotlivých anténních elementů, která je závislá na směrech příchodu signálů (rovnice (3.9)).

$$\mathbf{a}(\alpha_i, \beta_i) = \text{vec}\{\mathbf{A}(\alpha_i, \beta_i)\}, \quad [35] \quad (3.9)$$

$$\mathbf{A}(\alpha_i, \beta_i) = \mathbf{a}(\alpha_i) \mathbf{a}^T(\beta_i) \quad [35] \quad (3.10)$$

Výsledná matice komplexních amplitud jednotlivých anténních elementů závislá na směrech příchodu signálů může být zapsána ve tvaru:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\alpha_1, \beta_1) \ \mathbf{a}(\alpha_2, \beta_2) \ \cdots \ \mathbf{a}(\alpha_D, \beta_D)], \quad [35] \quad (3.11)$$

$$\mathbf{a}(\alpha_i, \beta_i) = \mathbf{a}(\alpha_i) \otimes \mathbf{a}^T(\beta_i) \quad [35] \quad (3.12)$$

kde \otimes je Kroneckerův produkt [35].

Výpočet kovarianční matice URA anténního systému je dále dán rovnicí (3.5) stejně jako pro anténní systém ULA.

3.3 Vybrané DoA metody

Cílem analýz je posouzení možností snížení počtu elementů při zachování či zlepšení zadaného parametru rozlišovací schopnosti v úhlu rovno $1,6^\circ$. Pro metody běžného zpracování signálů (například digitální tvarování anténního svazku) vychází parametr rozlišovací schopnosti z 3 dB šířky svazku vyzařovacího diagramu anténního pole, přičemž se dá předpokládat, že tato rozlišovací schopnost bude přibližně rovná šířce hlavního svazku. Zadaná hodnota rozlišovací schopnosti $1,6^\circ$ tedy odpovídá šířce svazku (při poklesu o 3 dB) 32 prvkové vzorové ekvidistantní řadě, která je vzorem pro posuzované AS. Za tímto účelem budou uvažovány vybrané PAM, z jejichž nalezených maxim úrovně pseudo-spekter je určována pozice cílů. Nejprve budou popsány metody, které pracují pouze s ekvidistantními řadami, jako jsou Bartlett či MUSIC. Poté jsou popsány vybrané metody, které pro odhad DoA využívají řídké řady. Jelikož každá z níže uvedených PAM disponuje rozdílnými vlastnostmi, budou dosažené výsledky vybraných metod porovnávány mezi sebou. Základní parametry pro výpočet pseudo-spekter jsou uvedeny v Tab. 7.

Tab. 7 – Parametry použité pro výpočet pseudo-spekter vybraných PAM metod

Parametr	Význam parametru	Hodnota parametru
f_0 (GHz)	pracovní frekvence	5,9
SNR (dB)	odstup signál šum	10
K (–)	počet vzorků přijatých signálů	251
K_{per} (–)	počet period přijatých signálů	50
$\Delta\Phi$ (°)	úhlový krok pro výpočet pseudo-spektra vybraných PAM	0,1

3.3.1 Bartlett

Metoda Bartlett je označována jako metoda konvenční, nebo také sum-delay. Vztah pro výpočet pseudo-spektra lze formulovat následovně [35, 37]:

$$\mathbf{P}_{\text{BAR}}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{R}_{\text{xx}}\mathbf{a}(\theta), \quad [35] \quad (3.13)$$

kde \mathbf{a} je sloupcový vektor jehož jednotlivé prvky jsou dány fázovými posuvy na jednotlivých prvcích anténní řady vždy pro jeden definovaný úhel a \mathbf{R}_{xx} je datová kovarianční matice.

Vzorová vychylovací matice příjmu realizuje posun svazku v daném skenovaném prostoru $\pm\Theta$ s určitým krokem. Bartlettova metoda provádí součet příspěvků ze všech úhlů. Tam, kde se fáze vychýleného svazku nerovná fázi přijatého signálu, je úroveň výstupního výkonu malá. Tam, kde se naopak fáze vychýleného svazku rovná fázi přijatého signálu, je úroveň přijatého signálu maximální a směry příchodů signálů jsou určeny z maxim pseudo-spektra [35, 37].

Určení pseudo-spektra ve dvou dimenzích je obdobné jako určení pseudo-spektra v jedno dimenzionálním případě. Vzorová vychylovací matice je vytvořena obdobně jako (3.9). Výsledné pseudo-spektrum je potom počítáno pro Φ i Θ .

3.3.2 MVDR

Stejně jako metoda Bartlett, také metoda MVDR (Minimum Variance Distortion-less Response) spadá do kategorie konvenčních beamformerů, které pracují s kovarianční maticí. Tato metoda se snaží maximalizovat přijatou úroveň signálu pro každý procházený úhel θ s co možná největším potlačením přijímané úrovně z ostatních směrů na rozdíl od metody Bartlett, kde se sčítají příspěvky ze všech směrů [35]. V různé literatuře je tato metoda označována jako Capon. Matematický zápis kritéria představuje vztah (3.14) [38, 39]. Díky tomu lze dosáhnout užších hlavních laloků (viz například Obr. 25). Odvozením výpočtu pseudo-spektra se podrobně věnuje kapitola 3.3.5, která je zaměřena na odhad DoA za pomoci řídkých řad.

$$\min\{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} \mathbf{w}\}; \left(\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta)\right) = 1 \quad [38] \quad (3.14)$$

kde \mathbf{w}^H jsou váhy jednotlivých anténních elementů.

Vztah pro výpočet pseudo-spektra u metody MVDR lze formulovat následovně:

$$\mathbf{P}_{\text{MVDR}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}, \quad [38] \quad (3.15)$$

3.3.3 MUSIC

Metoda MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) rovněž pracuje s kovarianční maticí. V tomto případě je prováděna dekompozice kovarianční matice $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$ na vlastní čísla a vlastní vektory. Vlastní vektory kovarianční matice generují vektorový prostor, který je tvořen signálovým a šumovým podprostorem. Signálový podprostor je generován vlastními čísly kovarianční matice s největší hodnotou, proto je důležité uspořádat hodnoty vlastních čísel od největší po nejmenší hodnotu. Šumový podprostor je generován vlastními čísly, jejichž hodnoty jsou rozprostřeny kolem hodnoty rozptylu šumu. Vzájemné ortogonalita signálového a šumového podprostoru je využito pro výpočet pseudo-spektra, které je následně využito pro odhad DoA zájmových cílů. Benefitem této metody je dosažení vysokého rozlišení mezi měřenými signály. Její nevýhodou je potřeba znát počet cílů. Detailně je metoda popsána například v [35, 40, 41].

Vztah pro výpočet pseudo-spektra u metody MUSIC lze formulovat následovně:

$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta)|}, \quad [35] \quad (3.16)$$

kde \mathbf{E}_N je podprostor generovaný šumovými vlastními vektory, jehož dimenze je $P - D$.

Postup výpočtu pseudo-spektra metody MUSIC lze shrnout dle následujícího postupu:

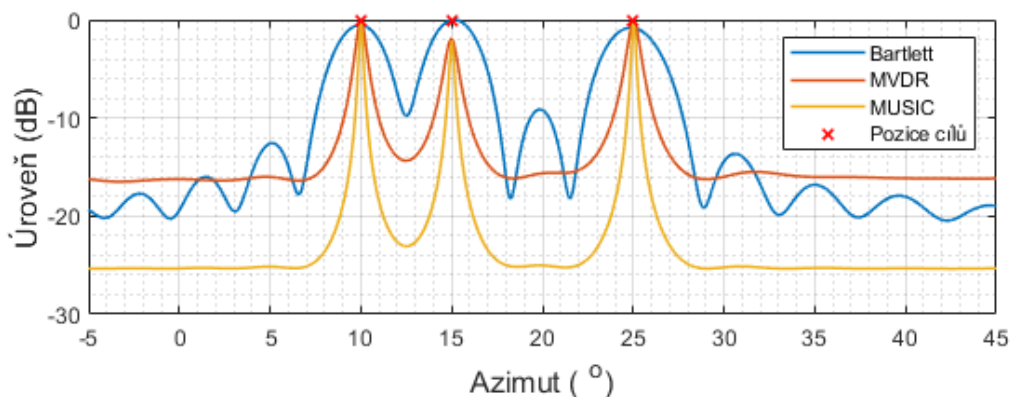
1. Dekompozice matice $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$ na vlastní čísla $\lambda_1, \dots, \lambda_P$ a vlastní vektory $\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_P$ (kde P je počet anténních elementů).
2. Seřazení vlastních čísel od největší po nejmenší hodnotu.

3. Určení matice $\mathbf{E}_N = [\mathbf{v}_{D-1}, \mathbf{v}_{D-2}, \dots, \mathbf{v}_P]$ výběrem $P - D$ vlastních vektorů, odpovídající vlastním číslům generující šumový podprostor.
4. Výpočet pseudo-spektra dle vztahu (3.16).

Jedním ze základních předpokladů správného určení DoA metodou MUSIC je příjem dopadajících signálů na anténní řadu pod různým úhlem, potom je matice příjmu \mathbf{X} lineárně nezávislá. Dalším předpokladem je, že dopadající signály na anténní řadu jsou vzájemně nekorelované, potom je matice \mathbf{R}_{xx} regulární. Jak již bylo zmíněno, nutnou podmínkou uplatnění metody MUSIC je znát předem počet signálů přijímané anténní řadou pro správné stanovení, které vlastní vektory přísluší signálovému a které šumovému podprostoru. Z toho důvodu jsou využívány podpůrné metody, pomocí kterých lze provést odhad počtu příchozích signálů. Příkladem mohou být metody MDL (Maximum Descriptive Length) a AIC (Akaike Information Criteria), které jsou založené na průměrování hodnot vlastních čísel [42, 43].

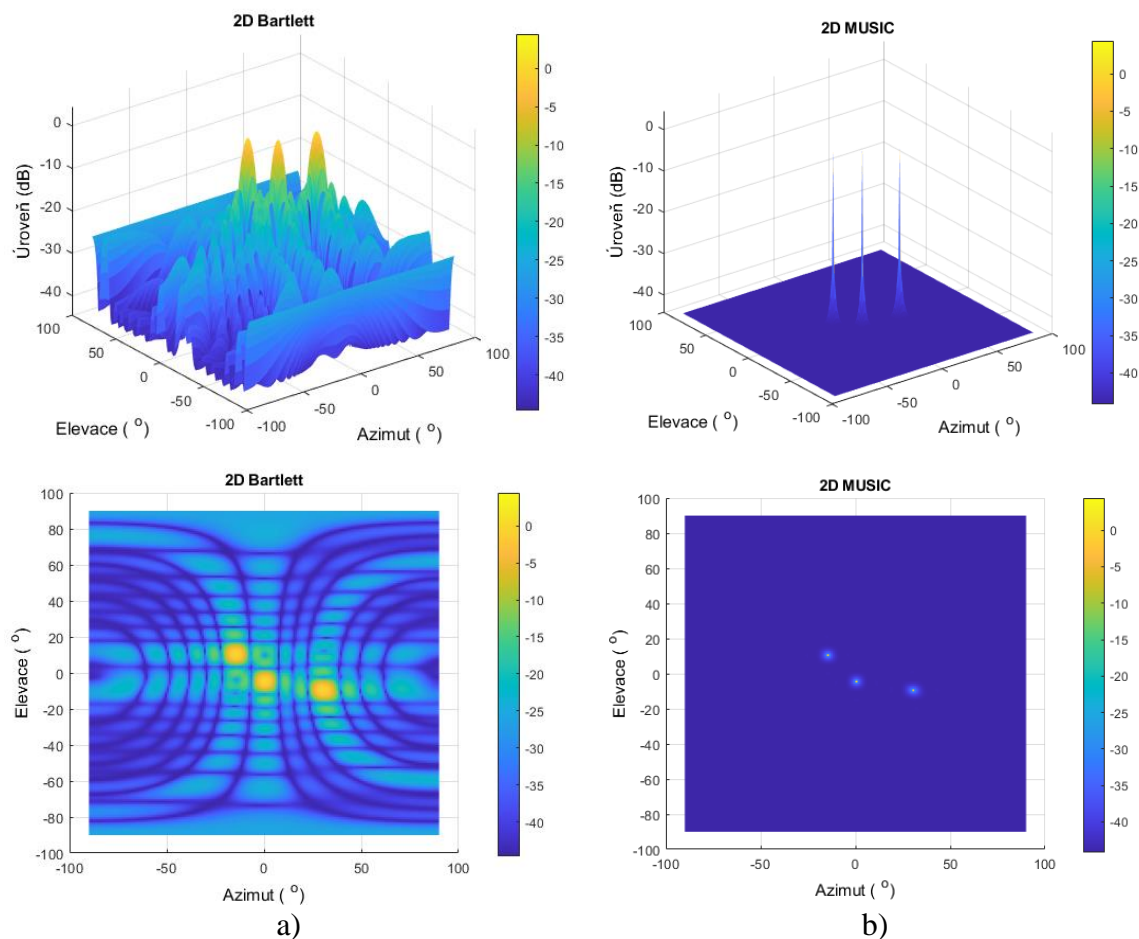
Důsledkem příjmu vzájemně korelovaných signálů přestává být matice \mathbf{R}_{xx} regulární, což může vést k nesprávnému určení DoA či úplnému selhání metody MUSIC. Mezi metody, pomocí kterých lze docílit regularity matice \mathbf{R}_{xx} , patří například metoda Forward/Backward Averaging (FBA) [35] a Forward/Backward Spatial Smoothing (FBSS) [44].

Obr. 25 znázorňuje průběhy pseudo-spekter výše popsaných PAM využívající ekvidistantní řady o stejném počtu 32 anténních elementů. Simulace byly provedeny za stejných podmínek, kde amplituda dopadajících signálů na anténní řadu je totožná a hodnota SNR je rovna 10 dB. Jak je již z průběhů patrné, každá z uvedených PAM má charakteristický tvar pseudo-spektra, pomocí které jsou určovány úhlové pozice cílů. Ty jsou určovány odečtením úhlu odpovídající nalezenému maxima úrovně pseudo-spektra. V případě metody MUSIC lze docílit výrazně užšího hlavního svazku charakteristiky, než je tomu například u konvenční metody Bartlett. Z tohoto důvodu se metoda MUSIC vyznačuje dosažením velice příznivé hodnoty rozlišovací schopnosti v úhlu v důsledku čehož lze pro předem specifikovanou hodnotu rozlišovací schopnosti docílit výrazně nižšího počtu anténních elementů v porovnání s konvenčními PAM.



Obr. 25 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM za přítomnosti tří cílů (azimut: $\Phi_1 = +10^\circ$, $\Phi_2 = +15^\circ$ a $\Phi_3 = +25^\circ$, SNR = 10 dB)

Obr. 26 zobrazuje kartézské zobrazení daných 2D PAM metod (Bartlett a MUSIC) pro anténní systém URA obsahující 16×16 anténních elementů za přítomnosti celkem tří cílů. Zvláštní tvar 2D pseudo-spektra (jak je například vidět v Obr. 26a.) je dán transformací z polárního systému do systému kartézského. Jak již bylo popsáno v předchozích kapitolách, je výpočet kovarianční matice URA anténního systému obdobný jako je výpočet kovarianční matice pro ULA.



Obr. 26 - Kartézské zobrazení vybraných 2D PAM metod: a) Bartlett; b) MUSIC
 (cíl 1: azimut -15° , elevace 10° ; cíl 2: azimut 0° , elevace -5° ; cíl 3: azimut 30° , elevace -10°)

3.3.4 Metoda kompresního snímání

Metoda kompresního snímání umožňuje redukci snímací mřížky, tedy plného anténního pole, na mřížku řídkou s dosažením přesných a stabilních výsledků při určení pozice cílů. Tato metoda již využívá řídké anténní řady a je popsána například v [46, 47, 48].

Mějme signál, který je rovnoměrně rozložený na plném N -prvkovém anténním poli s ekvidistantní mezielementovou vzdáleností. Takový signál může být reprezentován vektorem \mathbf{X} . Dále mějme vektor \mathbf{Z} , reprezentující jednotlivé zdroje signálů. Mezi těmito vektory je následující lineární vztah:

$$\mathbf{X} = \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{Z}, \quad [46] \quad (3.17)$$

kde, vektor \mathbf{X} má rozměr $[N \times 1]$, kde N je počet prvků plného anténního pole, $\mathbf{\Psi}$ je známá matice vychylovacích vektorů o rozměru $[N \times N]$ a vektor \mathbf{Z} má rozměr $[K \times 1]$, kde K je počet zdrojů signálů dopadajících na anténní pole. Ze změřeného vektoru \mathbf{X} lze pak pomocí rovnice (3.17) vypočítat neznámý vektor \mathbf{Z} , tedy dopadající signály.

U řídké antény s M prvky ($M < N$), lze signál na jednotlivých elementech vyjádřit vektorem \mathbf{Y} s rozměrem $[M \times 1]$ a jeho vztah k vektorům \mathbf{X} i \mathbf{Z} lze opět vyjádřit lineárními rovnicemi:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Phi} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{\Phi} \cdot \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{Z}, \quad [46] \quad (3.18)$$

kde $\mathbf{\Phi}$ je matice snímání řídké antény o rozměru $[M \times N]$, která závisí pouze na rozložení elementů řídké a plné antény, nezávisí tedy na cílech, reprezentovaných vektorem \mathbf{Z} .

Cílem metody kompresního snímání je rekonstrukce signálu \mathbf{X} s využitím pouze vektoru \mathbf{Y} , tedy pouze signálů na M elementech řídkého anténního pole.

To je možné pouze tehdy, když počet prvků M , na kterých probíhá měření, splňuje podmínku [49]:

$$M \geq C \cdot \mu^2(\mathbf{\Phi}, \mathbf{\Psi}) \cdot K \cdot \log(N), \quad [49] \quad (3.19)$$

kde C je kladná konstanta blízká 1 a $\mu^2(\mathbf{\Phi}, \mathbf{\Psi})$ je číslo, vyjadřující koherenci mezi $\mathbf{\Phi}$ a $\mathbf{\Psi}$.

Počet cílů, které chceme detekovat v daném prostoru je proměnný, zatímco počet prvků řídkého anténního pole je konstantní. Je tedy zapotřebí napřed odhadnout maximální počet cílů K , které musíme s daným polem úspěšně detekovat a pak tomu přizpůsobit počet M elementů řídkého anténního pole.

Rekonstrukci vektoru \mathbf{z} reprezentující přijímané signály řídkou řadou lze pak z rov. (3.18) provést pomocí vhodné minimalizační techniky, jak popisují například práce [46, 47, 48]. Rekonstrukci vektoru \mathbf{z} lze formulovat jako řešení následujícího optimalizačního problému:

$$\hat{\mathbf{z}} = \arg \left\{ \min_{\mathbf{z}} \|\mathbf{z}\|_n \right\} \quad [46] \quad (3.20)$$

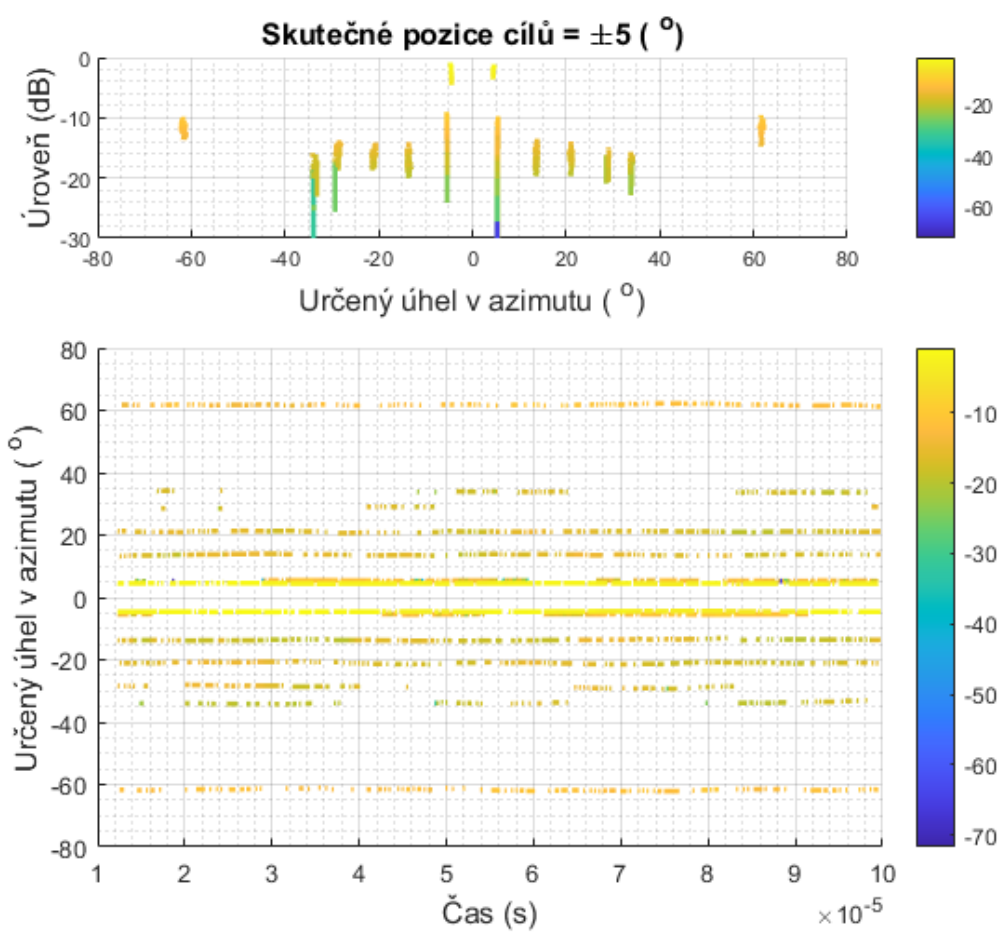
kde $\|\cdot\|_n$ je norma ℓ_n .

Úhlové spektrum $\mathbf{P}_y(\theta)$ z obnoveného řešení $\hat{\mathbf{Z}} = [\hat{\mathbf{z}}(1) \hat{\mathbf{z}}(2) \cdots \hat{\mathbf{z}}(T)]$, které obsahuje hodnoty signálů z jednotlivých směrů v různých časových okamžicích $t = 1$ až T , je dáno následujícím vztahem:

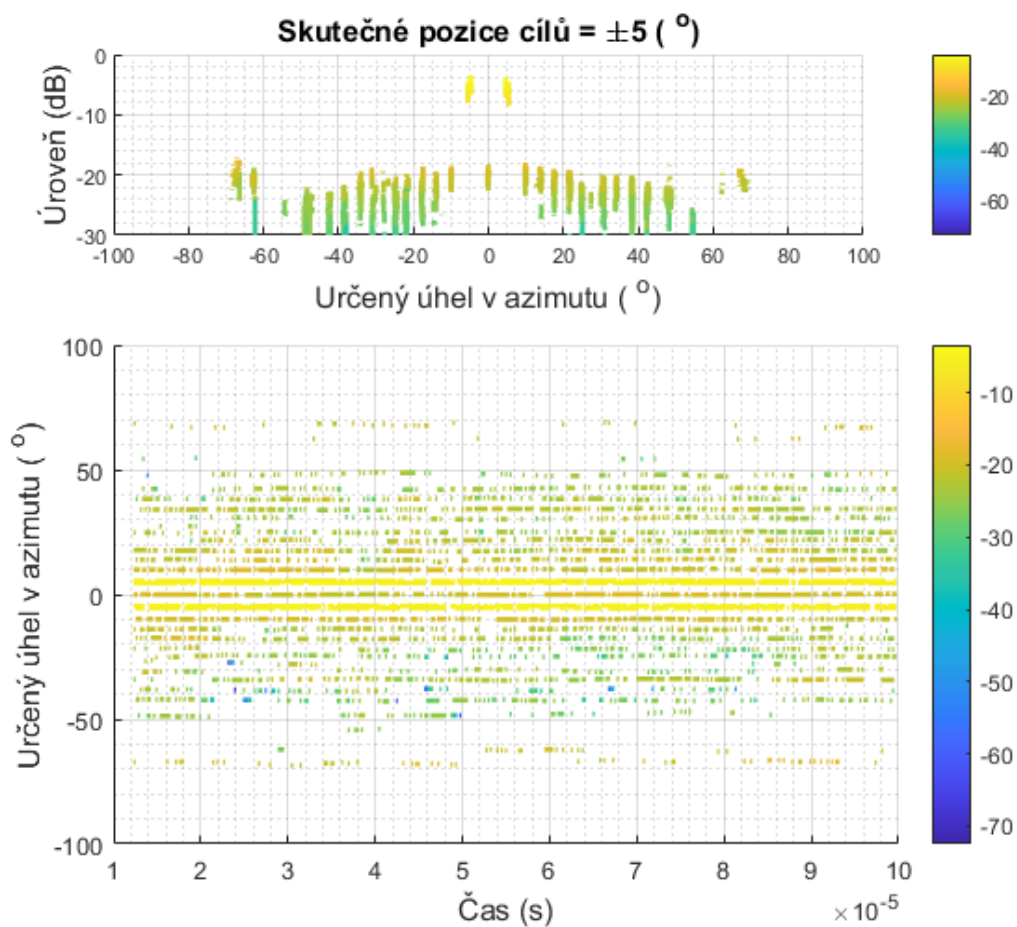
$$\mathbf{P}_y(\theta) = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^{t=T} \|\hat{\mathbf{z}}(t)\|^2, \theta = \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{Ns}, \quad [46] \quad (3.21)$$

kde Ns je definovaný počet úhlových souřadnic, v nichž je prohledáván prostor.

Jak popisuje autor práce [46], vhodným způsobem pro nalezení řešení rovnice (3.20) se jeví algoritmus MFOCUSS (Multiple Measurement Vector Focal Undetermined System Solver), který je založený na iterativní váhovací technice s využitím metody nejmenších čtverců. Jedná se o rozšíření algoritmu FOCUSS, který umožňuje využití více vzorků v časové oblasti. Jak ukazují například výsledky práce [46], pro signály zatížené šumem je vhodnější využití regularizované verze algoritmu MFOCUSS [50]. Vstupním parametrem algoritmu je rozptyl výsledků iterací, kde při jeho překročení je možné ukončení výpočtu. Algoritmus se navíc vyznačuje relativně nízkou výpočetní náročností, což se ukazuje jako významný benefit pro zpracování signálů v reálném čase. Na Obr. 27 a Obr. 28 jsou ilustrovány možné výstupy detekcí pozic zájmových objektů řádkými řadami odpovídající geometriím zobrazené na Obr. 15 dole. Jak je z průběhů patrné, metoda MFOCUSS umožňuje sledování polohy cíle v čase. Simulace pro oba typy AS byla provedena za stejných podmínek pro totožnou amplitudu signálů dopadající na AS a hodnota SNR byla rovna 10 dB.



Obr. 27 – Detekce cílů za pomoci metody MFOCUSS (počet elementů řídke řady: 8, SNR = 10 dB)



Obr. 28 - Detekce cílů za pomoci metody MFOCUSS (počet elementů řídké řady: 16, SNR = 10 dB)

3.3.5 CS-MVDR

Odhadu polohy cílů pomocí řídké anténní řady lze docílit nejen pomocí výše popsaných regresních technik provádějících rekonstrukci signálů přijímaných řídkou řadou, ale také pomocí tzv. „*Compressive Sampling Beamformers*“ (CSB) technik [51]. Oba tyto přístupy využívají matici snímání Φ , označovanou také jako kompresní matice, jejíž správný návrh je pro odhad polohy cíle velice důležitý. Výsledný tvar této matice závisí na navržené geometrii řídké anténní řady a na hodnotách komplexních vah příslušejících jednotlivým anténním elementům. Práce se podrobně zaměřuje na metodu CS-MVDR spadající pod oblast technik CSB.

Metoda CS-MVDR (Compressive Sampling – MVRD), jejíž aplikace je popsána například v [51, 52, 53, 54], vychází z metody MVDR, která je popsána v kapitole 3.3.2. Obdobně jako tomu je u MVDR, také CS-MVDR pracuje s kovarianční maticí a její testovací charakteristika je rovněž označována jako pseudo-spektrum. Totožný je také matematický zápis kritéria (3.14), ze kterého je odvozen vztah pro výpočet pseudo-spektra.

Jelikož je tato práce primárně zaměřena na využití metody CS-MVDR, je kladem důraz na její detailnější popis. Níže je uveden postup odvození výpočtu komplexních koeficientů \mathbf{w} z rovnice (3.14) a tedy i odvození vztahu pro výpočet výsledného pseudo-spektra.

Pomocí metody Lagrangeových multiplikátorů [55, 56], která je využívána například pro hledání extrémů u funkcí více proměnných s definovanými okrajovými podmínkami, lze odvodit vztah pro výpočet komplexních koeficientů \mathbf{w} :

$$\mathcal{L}(\mathbf{w}, \lambda) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \lambda (\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_{tar}) - 1) \quad [55] \quad (3.22)$$

Derivace $\mathcal{L}(\mathbf{w}, \lambda)$ dle proměnných \mathbf{w} a λ lze provést dle následujících vztahů:

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{w}^H} = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \lambda \mathbf{a}(\theta_{tar}), \quad [55] \quad (3.23)$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \lambda} = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_{tar}) - 1. \quad [55] \quad (3.24)$$

Rovnice (3.23) a (3.24) položíme rovno nule a vyjádříme \mathbf{w} :

$$\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \lambda \mathbf{a}(\theta_{tar}) = 0; \Rightarrow \mathbf{w} = -\lambda \mathbf{a}(\theta_{tar}) \mathbf{R}_{xx}^{-1}, \quad [55] \quad (3.25)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_{tar}) - 1 = 0; \Rightarrow \lambda = \frac{-1}{\mathbf{a}^H(\theta_{tar}) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_{tar})}. \quad [55] \quad (3.26)$$

Výsledné \mathbf{w} je poté dáno následujícím vztahem:

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{a}(\theta_{tar}) \mathbf{R}_{xx}^{-1}}{\mathbf{a}^H(\theta_{tar}) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_{tar})} \quad [39] \quad (3.27)$$

Substitucí vztahu (3.27) do vztahu (3.14) lze odvodit vztah pro výpočet pseudo-spektra, který je dán vztahem (3.16).

Při znalosti geometrie navržené řídké anténní řady lze vytvořit matici snímání Φ . Přijatý signál řídkým anténním polem lze popsat následujícím vztahem:

$$\mathbf{Y} = \Phi \cdot \mathbf{X}, \quad [48] \quad (3.28)$$

kde, matice \mathbf{X} má rozměr $[N \times K]$, kde N je počet prvků plného anténního pole, K je počet vzorků signálů, matice \mathbf{Y} s rozměrem $[M \times K]$, kde M je počet prvků řídkého anténního pole a Φ je matice snímání řídké antény o rozměru $[M \times N]$, která závisí pouze na rozložení elementů řídké a plné antény.

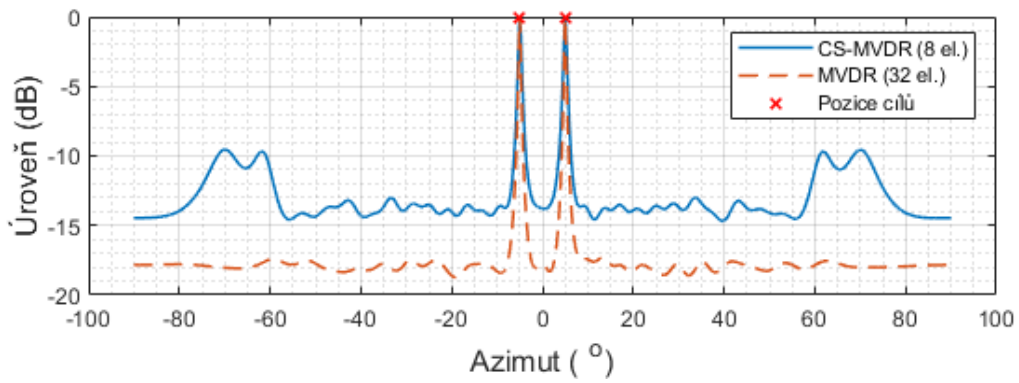
Vztah pro výpočet pseudo-spektra metody CS-MVDR lze popsat následujícím vztahem:

$$\mathbf{P}_{\text{CS-MVDR}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{b}^H(\theta) \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{b}(\theta)}, \quad [48] \quad (3.29)$$

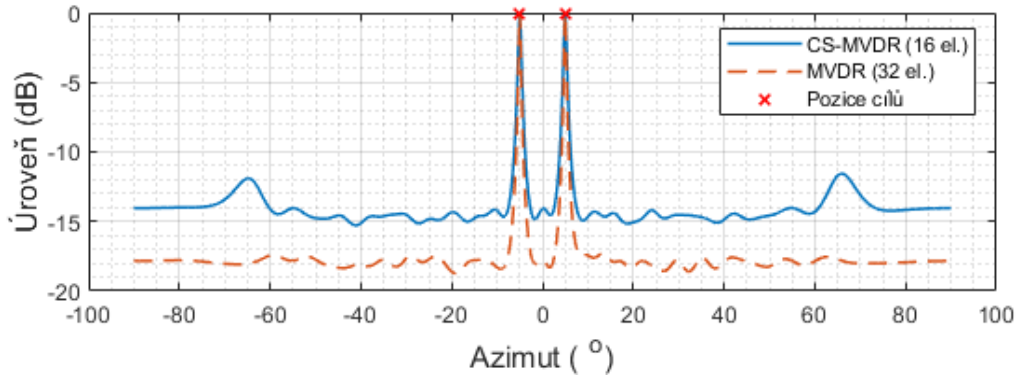
$$\mathbf{b}(\theta) = \Phi \cdot \mathbf{a}(\theta), \quad [48] \quad (3.30)$$

kde \mathbf{R}_{yy} je kovarianční matice řídkého anténního pole, odhadnuté z matice \mathbf{Y} .

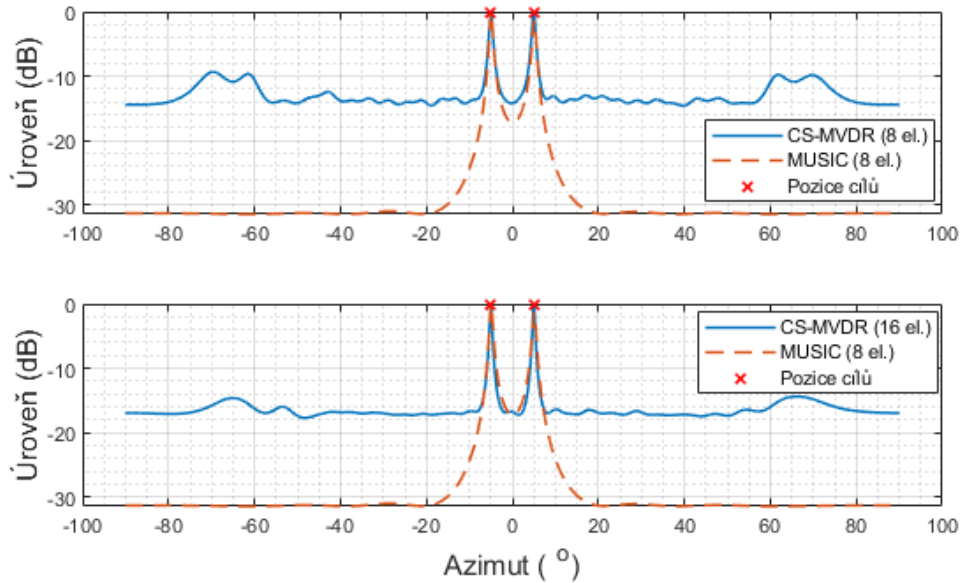
Na Obr. 29 a Obr. 30 jsou zobrazeny výsledné průběhy pseudo-spekter metody CS-MVDR využité pro adaptivní odhad DoA pomocí uvažovaných řídkých anténních řad. Průběhy jsou porovnány s průběhem pseudo-spektra metody MVDR využité pro odhad DoA pomocí ekvidistantní anténní řady, ze které CS-MVDR vychází. Simulace byla provedena pro totožné pozice cílů $\pm 5^\circ$ a hodnoty SNR rovné 10 dB. Jak je patrné z výsledků, za pomoci řídkých řad lze docílit téměř totožné rozlišovací schopnosti jako tomu je v případě plného anténního pole s využitím metody MVDR, nicméně za cenu zvýšení postranních laloků a v případě 8 prvkové řídké řady také možných výskytů difrakčních laloků na vzdálenějších azimutálních úhlech. Na Obr. 31 jsou porovnány pseudo-spektra metody CS-MVDR s metodou MUSIC, která pro nižší počet anténních elementů ekvidistantní řady dosahuje příznivých výsledků parametru rozlišovací schopnosti, jak je již z průběhu pseudo-spektra zobrazené například na Obr. 25 patrné. Z průběhů pseudo-spekter porovnávaných metod v okolí maxim charakteristik je patrné dosažení obdobné rozlišovací schopnosti s metodou CS-MVDR pro stejný počet anténních elementů. Nicméně v porovnání s metodou MUSIC, při stejném počtu 8 elementů, je potlačení postranních laloků přibližně o 18 dB horší.



Obr. 29 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti dvou cílů odpovídající azimutu $\pm 5^\circ$ (SNR = 10 dB); plná čára: 16 elementů řídká řada, čárkovaná čára: 32 elementů ekvidistanční řada



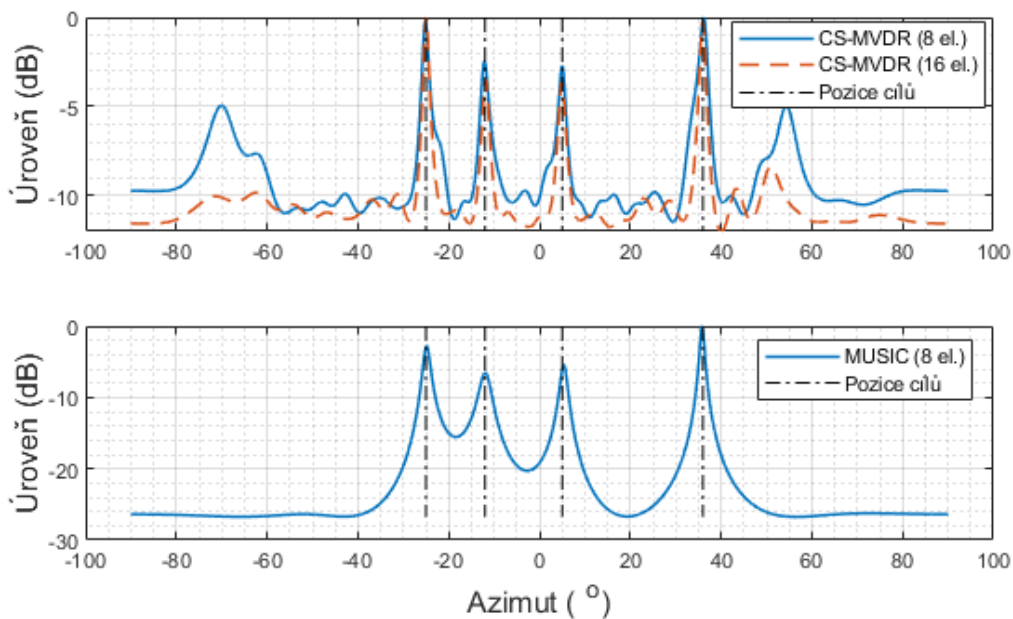
Obr. 30 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti dvou cílů odpovídající azimutu $\pm 5^\circ$ (SNR = 10 dB); plná čára: 8 elementů řídká řada, čárkovaná čára: 32 elementů ekvidistanční řada



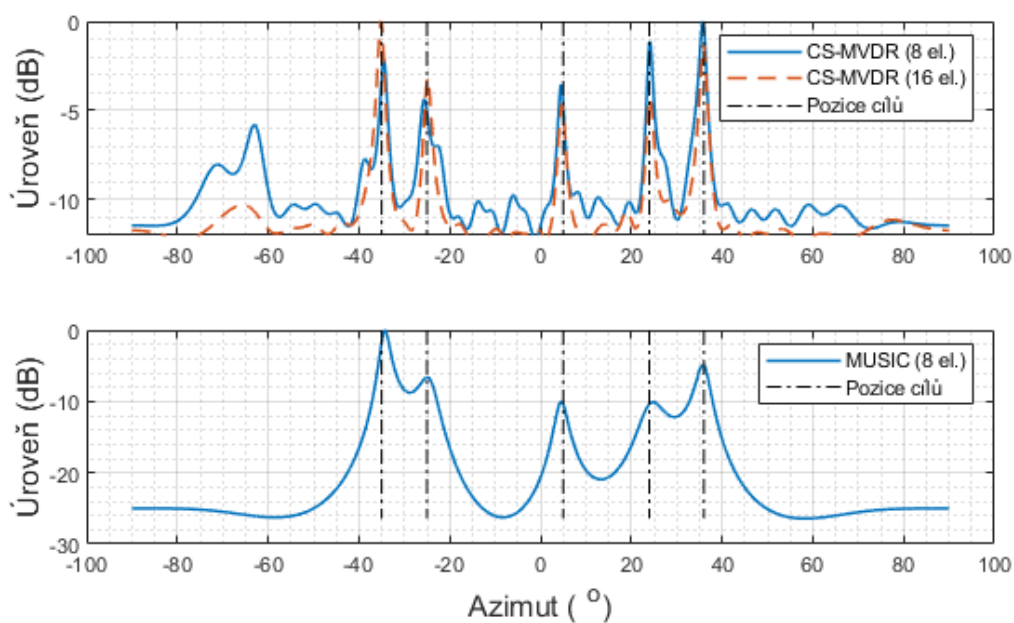
Obr. 31 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti dvou cílů odpovídající azimutu $\pm 5^\circ$ (SNR = 10 dB); plná čára: 8 a 16 elementů řídká řada, čárkovaná čára: 8 elementů ekvidistanční řada

Následující analýza je zaměřena na schopnost odhadu DoA více cílů vybraných PAM, tedy více než dva cíle, pro které byly dosavadní simulace prováděny. Jak již bylo zmíněno, určování DoA je prováděno z průběhů pseudo-spekter vybraných PAM, z toho důvodu je tato analýza zaměřena na kvalitu tvaru pseudo-spekter v závislosti na zvyšování počtu přijímaných signálů. Jednotlivé přijímané signály, reprezentující cíle, jsou vzájemně nekorelované, mají totožnou amplitudu a jejich úhlové pozice jsou rozmístěny nesymetricky kolem nulového azimutu. Analýza byla provedena pro metody CS-MVDR využívající pro odhad DoA cílů řídké řady a metodu MUSIC využívající ekvidistantní řady. Metoda MUSIC byla pro tuto analýzu vybrána z důvodu dosažení obdobné rozlišovací schopnosti s pouze 8 elementy, jako tomu je u řídkých řad s 16 elementy (Obr. 31).

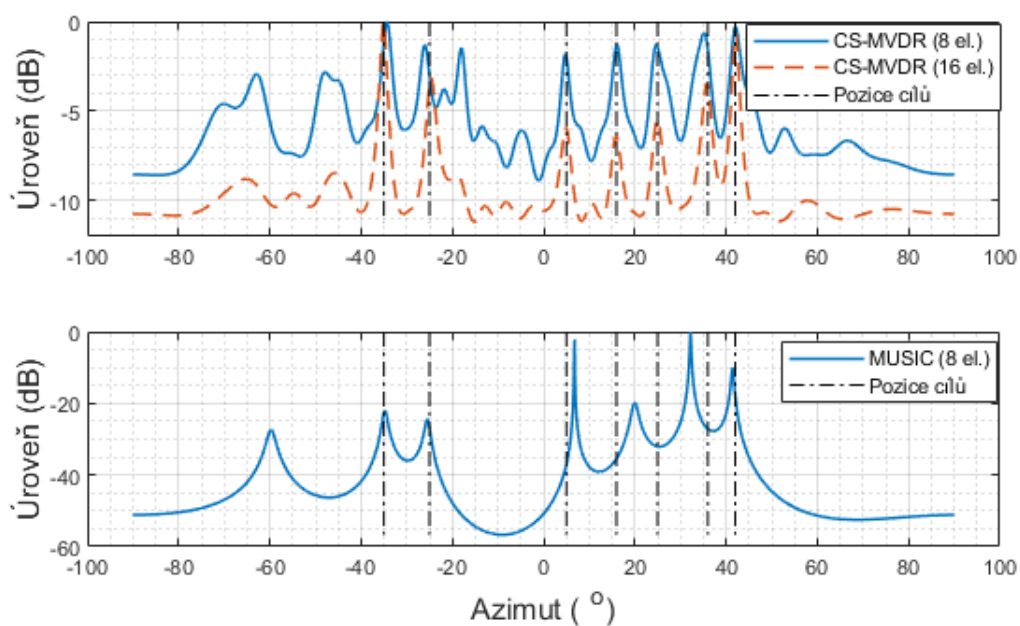
V případě přítomnosti čtyř (Obr. 32) a pěti (Obr. 33) cílů lze jednoznačně určit jejich úhlové pozice z pseudo-spekter vybraných PAM. V případě 8 prvkové CS-MVDR ve vymezeném úhlovém sektoru (například $\pm 50^\circ$) z důvodu výskytů difrakčních laloků na vzdálených azimutálních úhlech. Jednoznačným určením se myslí shoda maxima pseudo-spektra s vyznačenou reálnou pozicí cílů. V případě přítomnosti sedmi cílů (Obr. 34) lze jednoznačně určit 100 % cílů pouze za pomoci 16 prvkové CS-MVDR. V případě 8 prvkové CS-MVDR lze jednoznačně určit 86 % a v případě metody MUSIC méně než 50 % cílů. Pro detekci více cílů, než je počet anténních elementů metoda MUSIC selhává z důvodu limitace počtu cílů, který je definován jako vstupní parametr této metody a je využit pro extrakci signálového podprostoru, jak je popsáno v kapitole 3.3.3. V případě 8 prvkové CS-MVDR již nelze určit pozice cílů, jak je patrné z průběhu pseudo-spektra na Obr. 35. Nejúspěšněji se jeví 16 prvková CS-MVDR, pomocí které lze jednoznačně určit daný počet cílů.



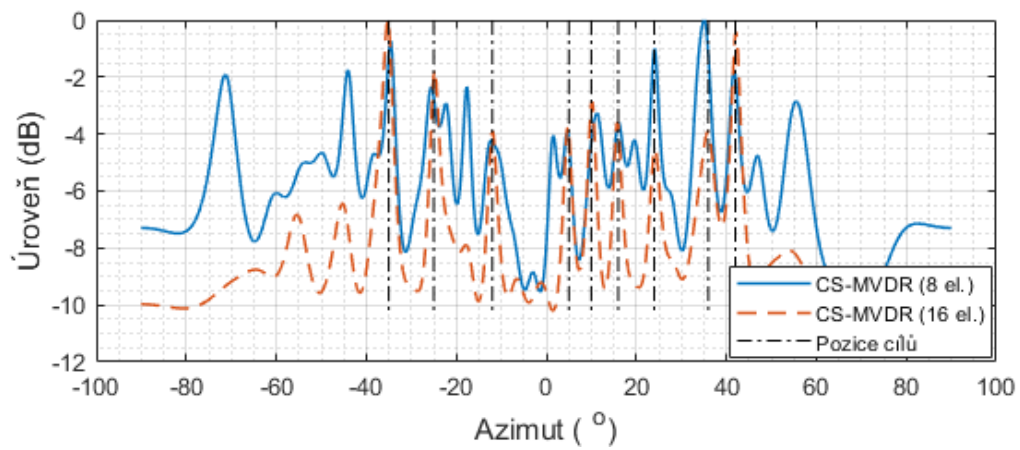
Obr. 32 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti čtyř cílů odpovídající azimutu -25° , -12° , $+5^\circ$ a $+36^\circ$ (SNR = 10 dB); nahore: 8 a 16 elementů řídké řady, dole 8 elementů ekvidistantní řada



Obr. 33 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti pěti cílů odpovídající azimutu -35° , -25° , $+5^\circ$, $+24^\circ$ a $+36^\circ$ (SNR = 10 dB); nahoře: 8 a 16 elementů řídké řady, dole: 8 elementů ekvidistantní řada



Obr. 34 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti sedmi cílů odpovídající azimutu -35° , -25° , $+5^\circ$, $+16^\circ$, $+25^\circ$, $+36^\circ$ a $+42^\circ$ (SNR = 10 dB); nahoře: 8 a 16 elementů řídké řady, dole: 8 elementů ekvidistantní řada



Obr. 35 - Porovnání pseudo-spekter vybraných PAM metod za přítomnosti devíti cílů odpovídající azimutu -35° , -25° , -12° , $+5^\circ$, $+10^\circ$, $+16^\circ$, $+24^\circ$, $+36^\circ$ a $+42^\circ$ (SNR = 10 dB)

3.4 Statistická analýza

Kapitola dokumentuje výsledky statistické analýzy zaměřené na porovnání vybraných metod určení pozice cílů za pomoci řídkých a ekvidistantních anténních řad. Ekvidistantním anténním systémem s plným počtem 32 anténních elementů je definována maximální velikost apertury řídkých anténních řad s 16 elementy (50% redukce elementů) a 8 elementy (75% redukce elementů). Na Obr. 22 jsou zobrazeny geometrie uvažovaných anténních řad. Takto navržené řídké anténní řady mají předpoklad dosahovat obdobné rozlišovací schopnosti, jako tomu je u plného ekvidistantního anténního pole.

Výstupními charakteristikami provedených analýz je výpočet střední kvadratické odchylky (RMSD) definované vztahem (3.31), a pravděpodobnost rozlišení v případě analýzy přítomnosti více signálů (cílů). Vybrané statistické charakteristiky budou počítány z průběhů pseudo-spekter vybraných PAM metod, jako jsou MVDR, CS-MVDR a MUSIC.

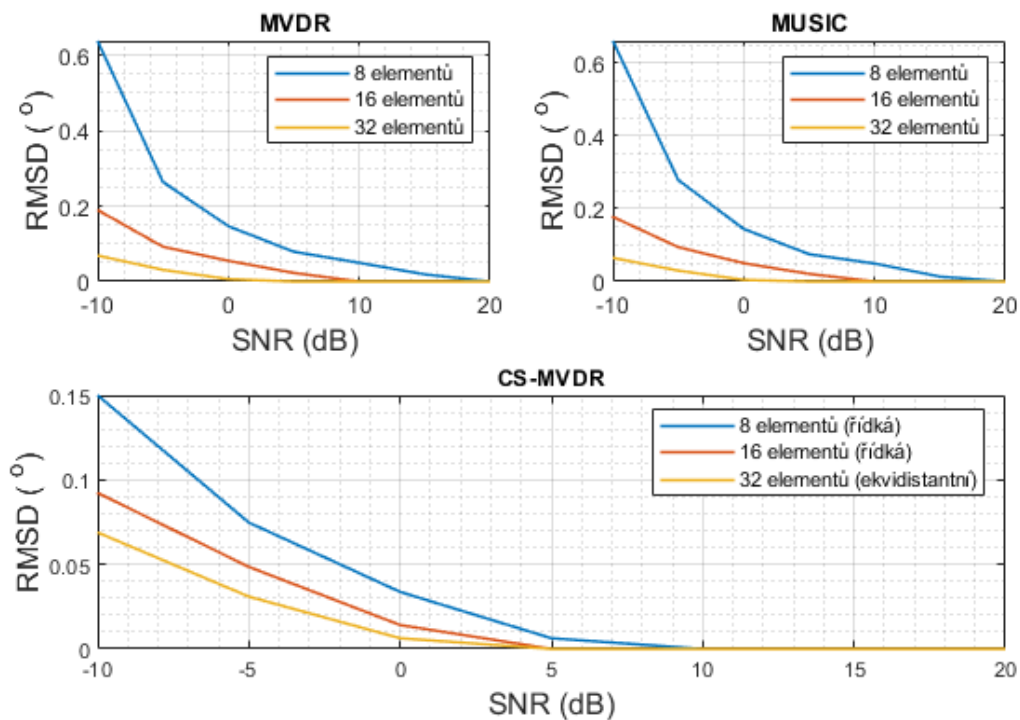
$$\text{RMSD} = \sqrt{\frac{\sum_{r=1}^R (\hat{\Phi} - \Phi)^2}{R}}, \quad [36] \quad (3.31)$$

kde $\hat{\Phi}$ je určený směr příchodu signálu vybranou PAM, Φ je zadaný směr příchodu signálu a R je celkový počet replikací.

3.4.1 Přítomnost jednoho cíle

Analýza se zabývá dopadem rovinné vlny pouze jednoho signálu na uvažované anténní řady v daném směru. Pro vybrané metody určení směru příchodu signálu bude testována jejich závislost na odstup signál šum (SNR). Zdrojem signálu (cíle) je uvažován harmonický signál (CW) zatížený šumem. Vybrané metody byly testovány vždy za stejných podmínek. Určení pozice cíle bylo provedeno za pomoci pseudo-spektra testované PAM metody, kde vypočítaný úhel odpovídá maximu amplitudy testovací charakteristiky. Parametry používané pro výpočet analýz a zobrazování pseudo-spekter vybraných PAM jsou zobrazeny v Tab. 7.

Výsledky analýzy demonstrují kvalitu určení úhlu příchodu signálu v závislosti na SNR ekvidistantními anténními řadami ve srovnání s řídkými anténními řadami. Z průběhů RMSD zobrazené na Obr. 36 je patrná podobnost dosažených výsledků metodou CS-MVDR s 8 elementy a metod MUSIC a MVDR s 16 elementy. Pro hodnotu SNR rovno -10 dB má řídké anténní pole s 8 elementy odpovídá RMSD hodnotě $0,16^\circ$ a plné anténní pole s 32 elementy odpovídá RMSD hodnotě $0,06^\circ$. Pro rozsah SNR od 0 dB do +20 dB lze konstatovat, že RMSD určení DoA metody CS-MVDR využívající uvažované řídké anténní řady, zejména tak řídká řada s pouze 8 elementy, je relativně srovnatelná s dosaženými RMSD určení DoA metod využívající anténní řadu s 32 elementy.



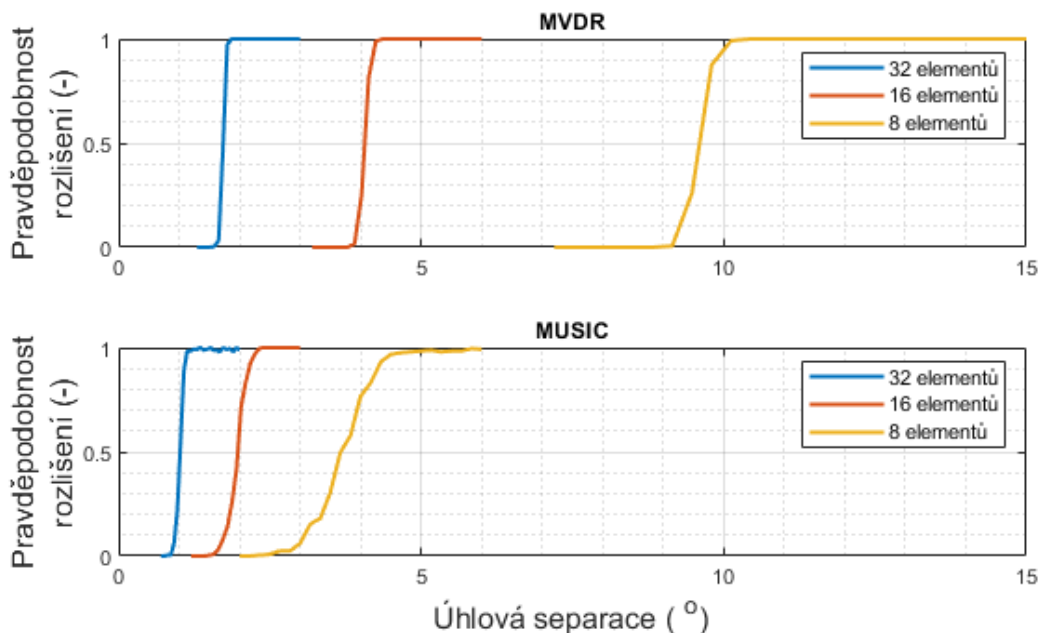
Obr. 36 – Vypočítané průběhy RMSD vybraných PAM metod pro zadanou pozici cíle na azimutu +10°, počet replikací: 500

3.4.2 Přítomnost dvou nekorelovaných cílů

Analýza se zabývá dopadem rovinných vln dvou vzájemně nekorelovaných signálů (cílů) na uvažované anténní řady v daných směrech. Analyzována byla rozlišovací schopnost vybraných PAM. Úrovně výkonů přijímaných signálů byly shodné. Metody byly testovány vždy za stejných podmínek. Pro posuzování kvality rozlišovací schopnosti vybraných metod byla počítána pravděpodobnost rozlišovací schopnosti. Je-li vypočtená pravděpodobnost rovna jedné, došlo k rozlišení dvou cílů. Rozlišovací schopností se myslí, že jsou v testovacích charakteristikách (pseudo-spektrech) nalezeny maxima, která odpovídají nalezeným pozicím cílů a mezi těmito nalezenými maximy musí být propad úrovně výkonu roven alespoň -3 dB (v některých případech bývá hodnotícím kritériem propad úrovně výkonu -10 dB). Pravděpodobnost je počítána jako poměr počtu úspěšně určených rozlišení dvou cílů k celkovému počtu replikací výpočtu. Počet replikací byl zvolen stejný, jako tomu bylo v předchozí kapitole, tedy 500 replikací.

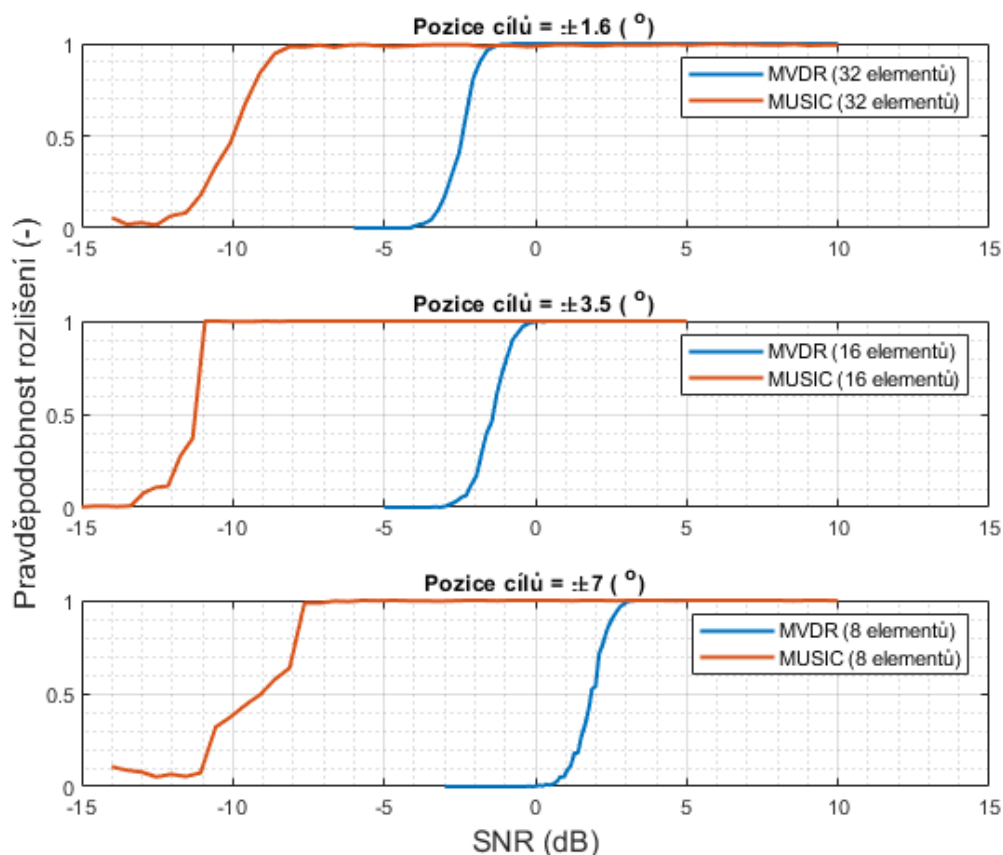
Jako první byla počítána pravděpodobnost rozlišovací schopnosti v závislosti na úhlové separaci cílů, tedy jejich úhlovou vzdáleností. Hodnota parametru SNR byla nastaven na 10 dB. Na Obr. 37 jsou zobrazeny vypočítané pravděpodobnosti rozlišení pro ekvidistanční anténní řady v závislosti na úhlové separaci dvou cílů. Porovnávány byly mezi sebou metody MVDR a MUSIC vždy pro stejný počet anténních elementů ekvidistančních řad. Z výsledků obou metod je patrné zlepšování rozlišovací schopnosti se zvyšujícím se počtem anténních elementů. Metoda MUSIC v porovnání s metodou MVDR, dosahuje lepších výsledků

rozišení dvou cílů. Například pro 16 anténních elementů pomocí metody MUSIC lze rozlišit cíle pro úhlovou vzdálenost přibližně $2,5^\circ$ na rozdíl od metody MVDR, která je schopna rozlišit dva cíle s úhlovou vzdáleností přibližně $4,3^\circ$.



Obr. 37 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na úhlové separaci cílů (ekvidistantní anténní řady); SNR = 10 dB, počet replikací: 500

Na Obr. 38 jsou zobrazeny vypočítané pravděpodobnosti rozlišení v závislosti na parametru SNR, vždy pro danou úhlovou separaci dvou cílů (například pro pozici cílů na azimutu $\pm 1,6^\circ$, $\pm 3,5^\circ$ a $\pm 7^\circ$). Testována byla tedy robustnost vybraných PAM na odstup signál šum (SNR). Z výsledků je patrné, že metoda MUSIC dosahuje lepších výsledků ve všech třech provedených analýzách v porovnání s metodou MVDR. Například pro úhlovou separaci $3,2^\circ$ je metoda MVDR schopna rozlišit cíle při SNR rovno -1 dB a metoda MUSIC při SNR rovno -8 dB.

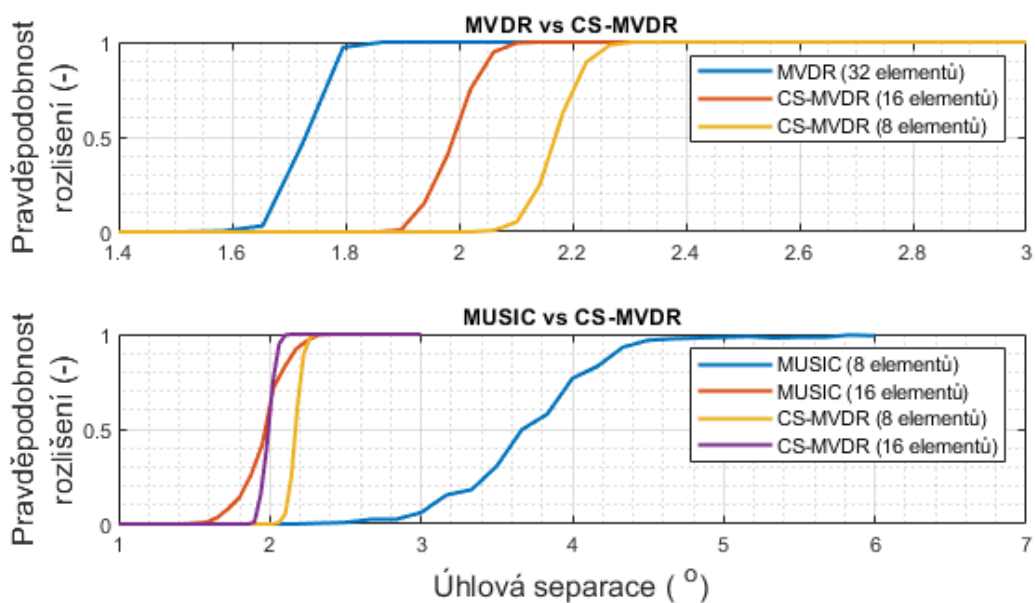


Obr. 38 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na SNR (pouze ekvidistantní řady) pro daný počet anténních elementů; počet replikací: 500

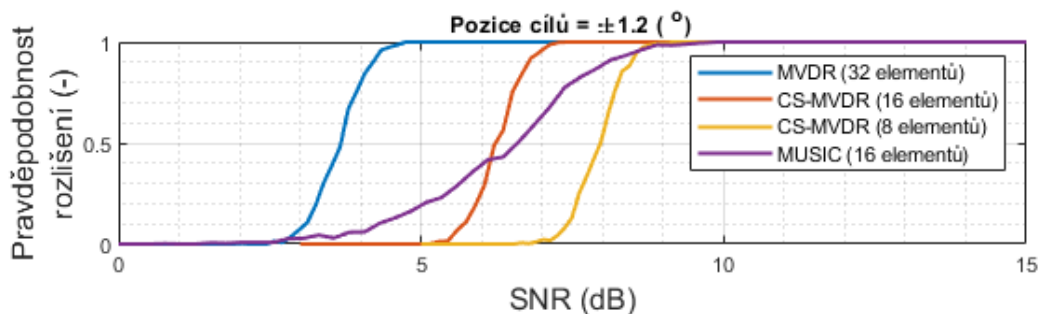
Na Obr. 39 jsou porovnány charakteristiky pravděpodobností rozlišení metody CS-MVDR, která pracuje s řídkou anténní řadou, s metodami MVDR a MUSIC, které pracují s ekvidistantními anténními řadami. Pomocí metody CS-MVDR, využívající pouze 8 anténních elementů, bylo docíleno rozlišení dvou cílů s úhlovou separací přibližně $2,3^\circ$ v porovnání s metodou MVDR, která za pomoci 32 anténních elementů je schopna rozlišit dva cíle při úhlové separaci přibližně $1,9^\circ$ (Obr. 39 nahoře). Porovnáním metody CS-MVDR s metodou MUSIC, lze docílit téměř totožné rozlišovací schopnosti s 8 anténními elementy metodou CS-MVDR jako metoda MUSIC s 16 anténními elementy při úhlové separaci $2,4^\circ$ (Obr. 39 dole).

Na Obr. 40 a Obr. 41 jsou zobrazeny výsledky analýzy závislosti rozlišení dvou cílů pro danou úhlovou separaci na parametru SNR. V závislosti na výsledcích předchozích analýz (Obr. 39) byla úhlová separace mezi cíli zvolena $2,4^\circ$ (Obr. 40). Cílem analýzy bylo analyzovat limity vybraných PAM, kdy jsou schopny rozlišit dva blízké cíle. Pro danou pozici cílů ($\pm 1,2^\circ$) vykazují metody CS-MVDR s 8 prvkovou řadou a MUSIC s 16 prvkovou řadou stejných výsledků při SNR rovno 9 dB. Nejlepších výsledků bylo dosaženo metodou MVDR s 32 prvkovou řadou, kde při SNR rovno 5 dB je metoda schopna jednoznačně rozlišit dva blízké cíle.

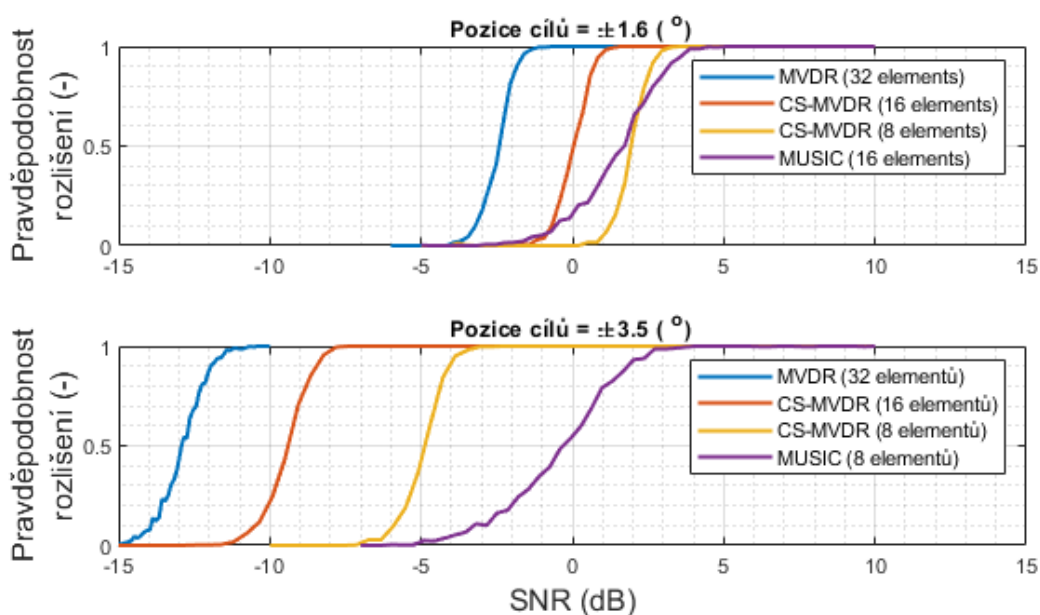
Hodnoty úhlových separací, pro které byly provedeny totožné analýzy (Obr. 41), byly zvoleny s ohledem na uvažovaný počet anténních elementů ekvidistantních řad, pro které jsou vybrané PAM schopny rozlišit dva blízké cíle (například MUSIC využívající 8 prvkovou anténní řadu). Na základě výsledků analýz vykazují metody CS-MVDR s 8 prvkovou řadou a MUSIC s 16 prvkovou řadou obdobné výsledky při úhlové separaci mezi cíli rovno $3,2^\circ$. Z výsledků je také patrná citlivost metody CS-MVDR na změnu hodnoty SNR ve srovnání s metodou MUSIC (Obr. 41 nahoře). Porovnání výsledků těchto metod pro stejný počet 8 anténních elementů a hodnoty úhlové separace mezi cíli 7° vykazuje metoda CS-MVDR lepší odolnost vůči šumu v porovnání s metodou MUSIC (Obr. 41 dole), kde metoda MUSIC umožňuje jednoznačně rozlišit tyto dva blízké cíle při SNR rovno 3 dB a metoda CS-MVDR již při SNR rovno -7 dB.



Obr. 39 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na úhlové separaci cílů; SNR = 10 dB (nahore: porovnání metod MVDR a CS-MVDR, dole: porovnání metod MUSIC a CS-MVDR)



Obr. 40 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na SNR (pozice cílů na azimutu $\pm 1,2^\circ$)



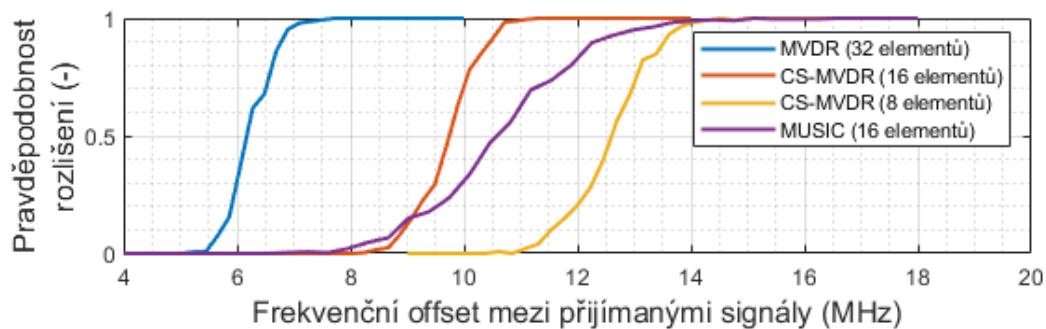
Obr. 41 - Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na SNR
(nahoře: pozice cílů na azimutu $\pm 1,6^\circ$, dole: pozice cílů na azimutu $\pm 3,5^\circ$)

3.4.3 Přítomnost koherentních cílů

Na základě výsledků předchozích analýz vykazují vybrané PAM, jako jsou například MUSIC a MVDR, dobrých výsledků v případě rozlišování dvou blízkých cílů za předpokladu, že přijímané signály jsou vzájemně nekorelované. Jak již bylo zmíněné, vybrané PAM využívají pro odhad DoA kovarianční matici jejíž hodnota je rovna počtu anténních elementů. Příjem vzájemně korelovaných signálů silně ovlivňuje regularitu kovarianční matice, která se v důsledku příjmu vzájemně korelovaných signálů stává singulární. Tento efekt snižuje pravděpodobnost správného určení DoA, nebo dokonce zapříčiní úplné selhání dané metody. Řešením problému dopadu příjmu korelovaných signálů na regularitu kovarianční matice se zabývají například reference [57, 58, 59] využívající metody Forward/Backward Averaging, nebo Forward/Backward Spatial Smoothing. V případě využití PAM v oblasti aktivních monostatických radarových systémů, jako je například přesný přibližovací radar, se předpokládá vyřešení problému s příjmem vzájemně korelovaných signálů, jako se tomu věnuje například práce [59].

Následující provedená analýza byla zaměřena na citlivosti vybraných PAM na příjem vzájemně korelovaných signálů. Výsledky analýzy jsou zobrazeny na Obr. 42. V průběhu analýzy byla počítána pravděpodobnost rozlišení dvou blízkých cílů na azimutu rovno $\pm 1,2^\circ$, jejíž kmitočet byl v průběhu analýzy měněn. Amplituda uvažovaných CW signálů byla totožná, hodnota SNR byla rovna 10 dB a počáteční hodnota obou signálů byla rovna 5,9 GHz. Z výsledků je patrné, že vybrané PAM nejsou schopny rozlišit mezi danými cíli, jejichž rozdíl kmitočtu je roven do 5 MHz. Metoda CS-MVDR využívající 8 prvkovou řadu a metoda MUSIC využívající 16 prvkovou řadu jsou schopny jednoznačně rozlišit dva blízké cíle, jejichž frekvenční rozdíl je roven 14 MHz. Snižováním této hodnoty frekvenčního rozdílu již není metoda CS-MVDR (8 prvková řada) schopna jednoznačně rozlišit cíle při

hodnotě frekvenčního rozdílu 11 MHz, kdežto metoda MUSIC není schopna jednoznačně rozlišit dva cíle při frekvenčním rozdílu 8 MHz, jak je patrné z křivky pravděpodobnosti rozlišení, která má pozvolný klesající trend v závislosti na snižování hodnoty frekvenčního rozdílu. Na hodnotě 11 MHz frekvenčního rozdílu vykazuje metoda MUSIC pravděpodobnost rozlišení 50 %.



Obr. 42 – Pravděpodobnost rozlišení v závislosti na změnu kmitočtu přijímaných signálů (SNR = 10 dB, pozice cílů $\pm 1,2^\circ$)

4 Experimentální ověření analýz na měřených datech

Kapitola dokumentuje výsledky experimentálního ověření analýz vybraných PAM na měřených datech. Měření je realizováno pomocí systému založeném na konceptu softwarově definovaných rádií (SDR), ze kterých je sestaven výsledný 8kanálový přijímač. V úvodu této kapitoly je popsán měřicí systém včetně zhotovených anténních řad a poté výsledky experimentálních měření. Závěrem této kapitoly jsou vzájemně porovnány dosažené výsledky analýz vybraných PAM na měřených datech. Měřená data byly zpracovávána offline v prostředí MATLAB.

4.1 Systém USRP

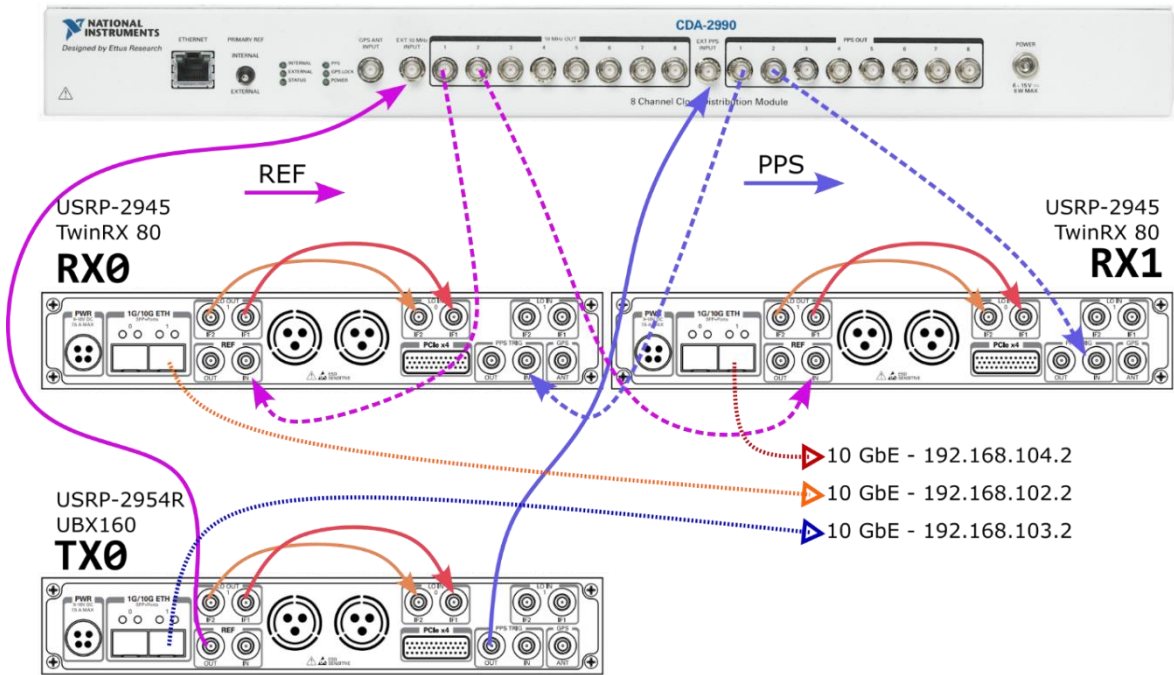
Měření bylo uskutečněno za pomoci záznamového zařízení USRP (Universal Software Radio Peripheral), jehož blokové schéma zapojení modulů je zobrazeno na Obr. 43 a fotografie systému na Obr. 44. Na Obr. 45 jsou zobrazeny fotografie použitých SDR modulů. Základní technické specifikace systému jsou zobrazeny v Tab. 8. Systém USRP umístěný v 19" racku, je sestaven z následujících komponent:

- synchronizační modul – OctoClock CDA-2990 [57],
- vysílací rádio TX0, USRP-2954R [58] s RF modulem UBX-160 [59],
- dvě přijímací rádia RX0 a RX1, USRP-2945 s RF modulem TwinRx-80 [60].

Synchronizační signály mezi rádií jsou distribuovány pomocí OctoClock CDA-2990. Jedná se o referenční signál REF o frekvenci 10 MHz a hodinový PPS signál. Zdrojem těchto signálů je vysílací jednotka TX0. Signál REF slouží k synchronizaci digitální části přijímače (MCU, FPGA). Signál PPS umožňuje synchronizaci časovaného provádění příkazů na libovolném počtu USRP. Realizovaná konfigurace nabízí osm přijímacích kanálů a dva vysílací, kde jeden z vysílacích kanálů je využit pro účely kalibrace systému. Systém je ovládán pomocí Ethernetu z PC s operačním systémem Linux, na kterém se nachází obslužný software. Měřená data jsou zálohována a dále využívána pro offline zpracování například pomocí MATLAB.

Tab. 8 – Technické specifikace USRP-2945

Parametr	Hodnota
Počet přijímacích kanálů	4
Frekvenční rozsah	10 MHz – 6 GHz
Krok změny kmitočtu	< 1kHz
Rozsah zisku	0 dB – 95 dB
Krok změny zisku	1 dB
Maximální hodnota vstupního výkonu	+10 dBm
Šířka pásma	80 MHz
Maximální vzorkovací frekvence	100 MS/s
Rozlišení AD převodníku	14 bit
SFDR AD převodníku	88 dB



Obr. 43 – Blokové schéma zapojení komponent systému USRP



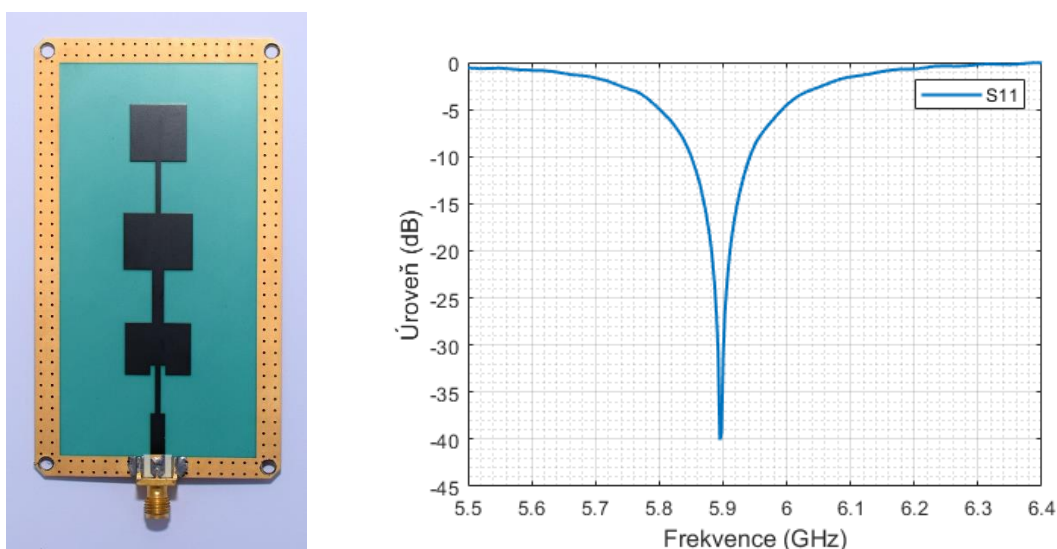
Obr. 44 – Fotografie systému USRP umístěného v 19" racku



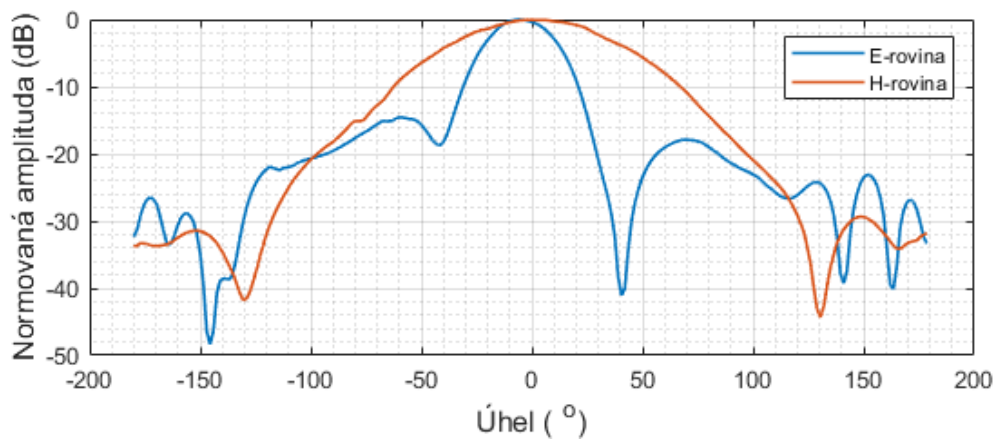
Obr. 45 – Detail SDR modulů (nahore: SDR modul USRP-2945 využit jako přijímací, dole: SDR modul USRP-2954R využit jako vysílací)

4.2 Realizace anténních řad

Nedílnou součástí experimentálního ověřování vybraných PAM na měřených datech byl návrh, simulace a výroba daných anténních řad. Konstrukce prototypů anténních řad vycházejí z návrhů a simulací zobrazených na Obr. 20 a Obr. 21. Antény byly navrženy pro kmitočet 5,9 GHz z důvodu limitace kmitočtového rozsahu systému USRP, na kterém budou prováděny ověřovací měření. Vybraným typem mikrovlnného substrátu pro všechny navrhované antény je RO4350B (relativní permitivita $\epsilon_r = 3,66$) o tloušťce 1,524 mm. Na Obr. 46 je zobrazena fotografie zhotoveného prototypu anténního elementu a jeho naměřené koeficienty odrazu. Obr. 47 jsou zobrazeny jeho měřené směrové charakteristiky. Zhotovené anténní elementy budou využity pro generování signálů simulujících pozice cílů a kalibračního signálu.

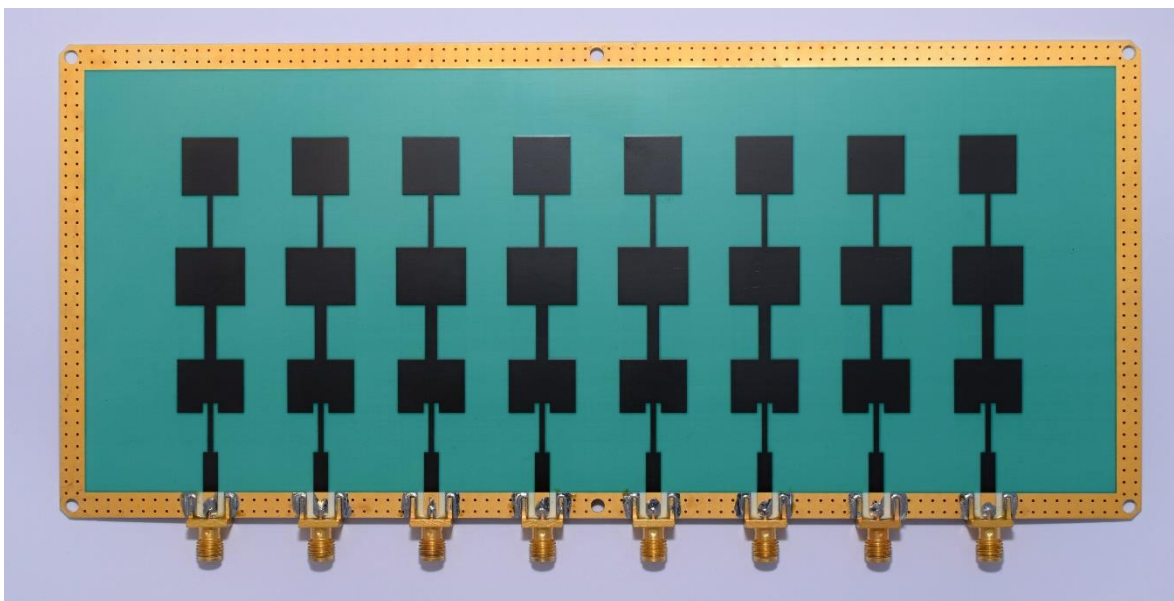


Obr. 46 – Zhotovený prototyp anténního elementu; vlevo: fotografie anténního elementu, vpravo: měřené koeficienty odrazu

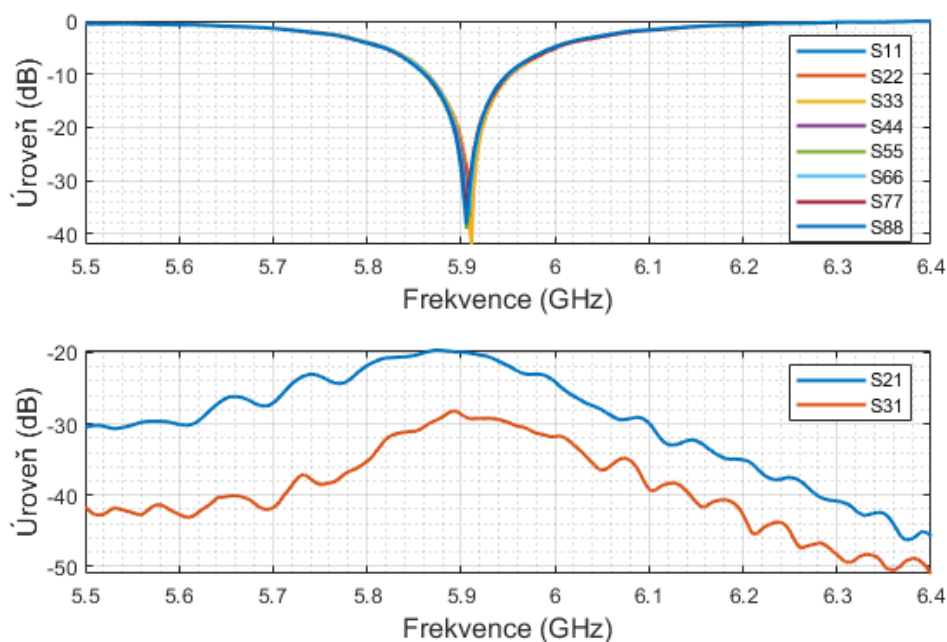


Obr. 47 – Měřené směrové charakteristiky anténního elementu

Jako první byla pro experimentální měření zhotovena ekvidistantní anténní řada tvořená osmi elementy. Tato anténní řada byla využita pro příjem signálů v rámci testování metod Bartlett, MVDR a MUSIC. Na Obr. 48 je zobrazena fotografie zhotoveného prototypu anténní řady a na Obr. 49 jsou vyneseny měřené s-parametry, konkrétně pak koeficienty odrazu měřené na jednotlivých konektorech a izolace mezi sousedními elementy, jejíž hodnota je rovna 20 dB.

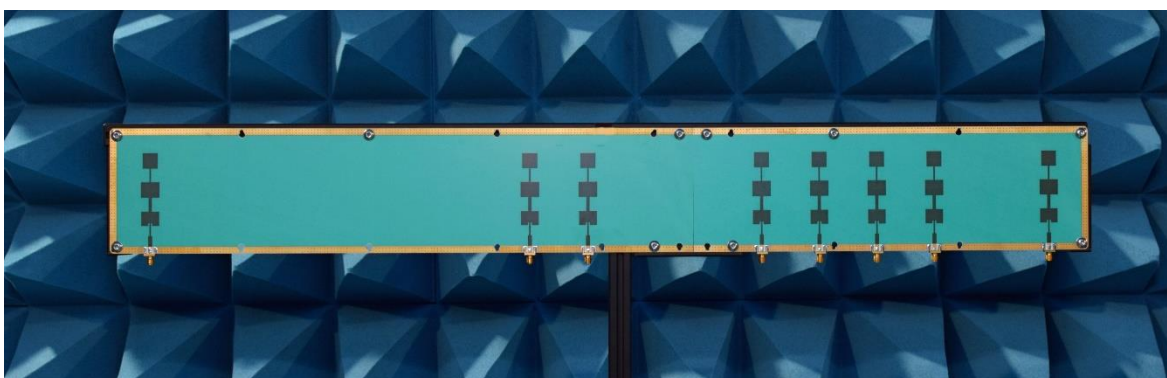


Obr. 48 – Fotografie zhotoveného prototypu ekvidistantní anténní řady

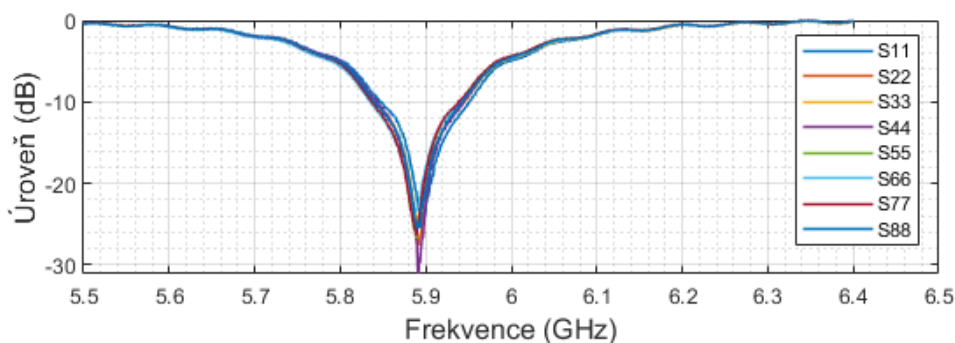


**Obr. 49 – Měření s-parametry prototypu ekvidistantní anténní řady;
nahore: koeficienty odrazu, dole: izolace mezi elementy**

V rámci testování metody CS-MVDR byl vyroben prototyp řídké anténní řady tvořený osmi elementy, jehož geometrie je zobrazena na Obr. 15 dole. Na Obr. 50 je zobrazena fotografie prototypu anténní řady. Z důvodu limitace maximálních rozměrů 400×520 mm desky plošných spojů (DPS), kterou je společnost PragoBoard s.r.o. schopna vyrobit, musela být anténní řada rozdělena na dvě menší separátní DPS. Vyrobené DPS byly poté pomocí kovové konstrukce spojeny v jednu. Na Obr. 51 jsou poté zobrazeny měřené koeficienty odrazu na jednotlivých konektorech, prokazující impedanční přizpůsobení na dané pracovním frekvenci 5,9 GHz.



Obr. 50 – Fotografie prototypu řídké anténní řady

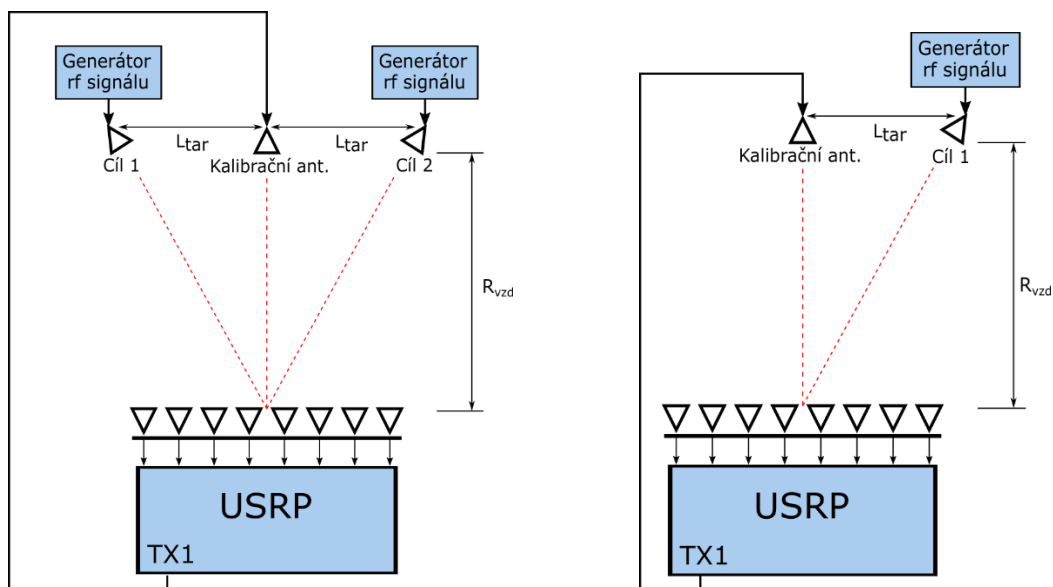


Obr. 51 – Měřené koeficienty odrazu zhotoveného prototypu řídké anténní řady

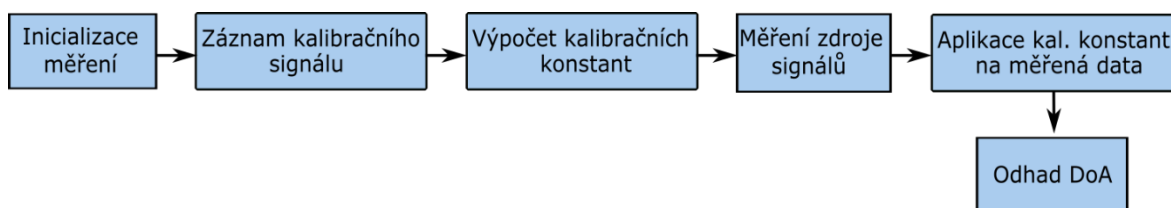
4.3 Ověření analýz na měřených datech za pomoci ekvidistantní anténní řady

První experimentální měření bylo provedeno za pomoci ekvidistantní anténní řady s cílem ověření analýz metodami Bartlett, MVDR a MUSIC. Maximální rozměr apertury přijímací antény 0,25 m umožnil uskutečnění měření v bezodrazové komoře, jejíž rozměry jsou $6,5 \times 4,175 \times 2,275$ m (D \times Š \times V). Měření bylo rozděleno na dvě části. První část je zaměřena na měření za přítomnosti jednoho cíle a druhá část je zaměřena na ověřování rozlišovací schopnosti v úhlu vybraných PAM za přítomnosti dvou cílů. Bloková schémata měřicích pracovišť jsou zobrazena na Obr. 52. Parametry měření jsou zobrazeny v Tab. 9.

Nedílnou součástí měřicího procesu je kalibrace systému USRP z důvodu kompenzace fázových posuvů mezi jednotlivými přijímacími kanály. Zmíněné fázové posuvy jsou po každé inicializaci nového měření náhodné, a z toho důvodu je zapotřebí provádět kalibraci v rámci každého nového měření. Za tímto účelem byl zvolen koncept ozáření přijímací antény kalibračním signálem anténou umístěnou ve vzdálené zóně a nulovém azimutu, jak je znázorněno na Obr. 52. V průběhu procesu kalibrace byl vybrán přijímací kanál číslo 1 jako referenční a k tomuto referenčnímu kanálu byly vypočteny rozdíly fází ostatních kanálů. Nejprve je měřen kalibrační signál, generovaný USRP a na základě stanovených fázových rozdílů jsou vypočteny kalibrační konstanty. Poté je přijímací anténa ozářena signály z nezávislých zdrojů signálů pomocí generátorů RF signálů. Vypočtené kalibrační konstanty jsou poté aplikovány na měřená data, na které byly posléze aplikovány algoritmy zpracování signálů s cílem odhadu DoA. Antény nezávislých zdrojů signálů (cílů) jsou vůči přijímací anténě směřovány tak, aby maximum směrových charakteristik bylo nasměřováno na střed přijímací antény. Blokové schéma procesu měření je zobrazeno na Obr. 53.



Obr. 52 – Blokové schéma měřicího pracoviště pro měření v bezdražové komoře; vlevo: měření za přítomnosti jednoho cíle, vpravo: měření za přítomnosti dvou cílů



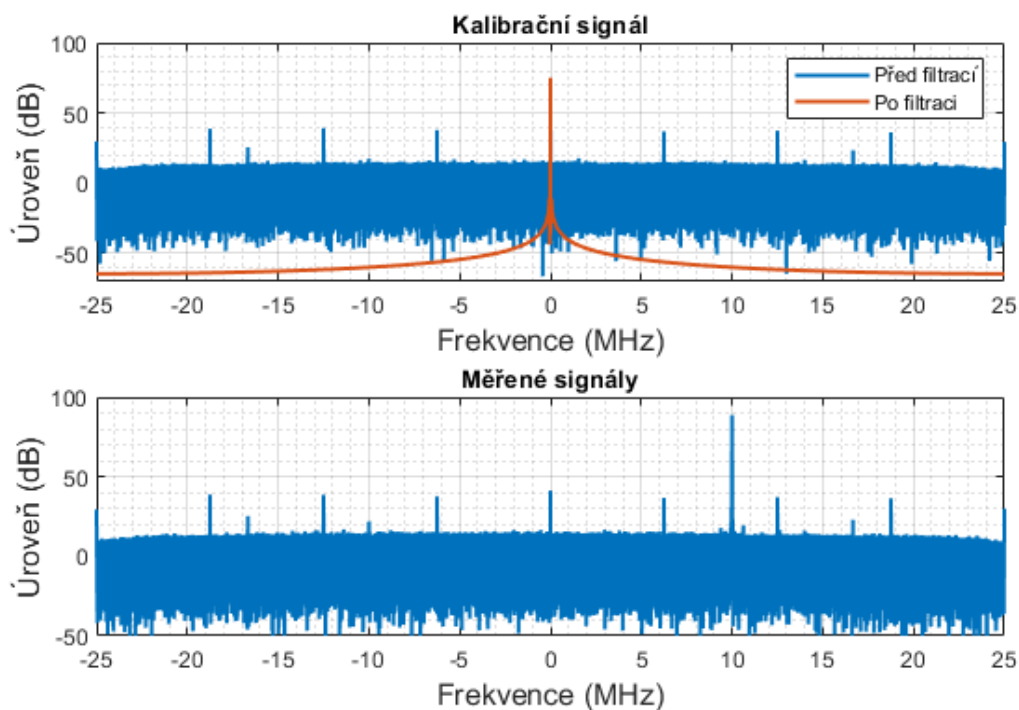
Obr. 53 – Blokové schéma procesu měření signálů

Tab. 9 – Parametry měření s ekvidistantní řadou v bezdražové komoře

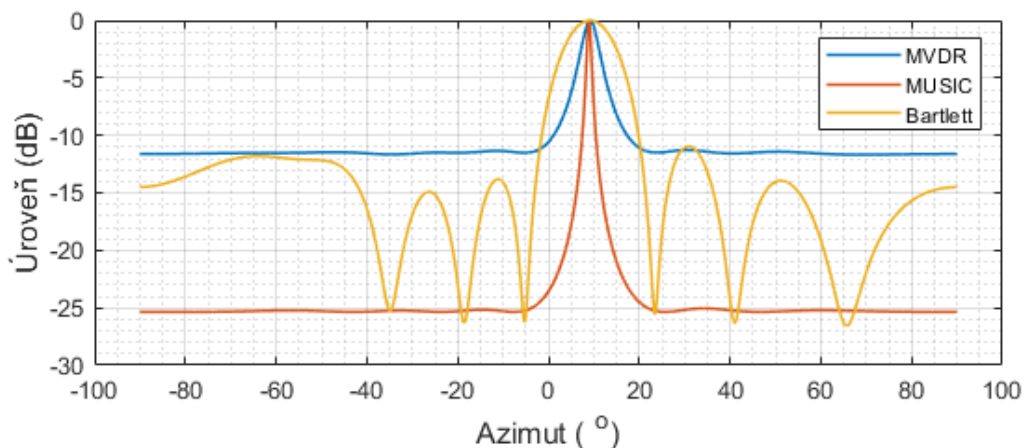
Parametr	Význam parametru	Hodnota parametru
f_{Rx} (GHz)	frekvence; pracovní kmitočet přijímače	5,9
f_{cal} (GHz)	frekvence kalibračního signálu	5,9
f_{gen1} (GHz)	frekvence generátorů signálu; cíl 1	5,910
f_{gen2} (GHz)	frekvence generátorů signálu; cíl 2	5,903
f_s (MHz)	vzorkovací frekvence	50
K (-)	počet vzorků přijatého signálu vzatých pro odhad DOA	2000
$T_{měř.}$ (ms)	délka záznamu jednoho měření	10
P_{gen} (dBm)	výkon vysílaného signálu	10
P_{cal} (dBm)	výkon kalibračního signálu	10
$L_{zónaEkv}$ (m)	velikost vzdálené zóny ekvidistantní anténní řady	2,5
$L_{zónaSparse}$ (m)	velikost vzdálené zóny řídké anténní řady	29

První měření bylo uskutečněno za přítomnosti jednoho zdroje signálu (cíle) umístěného ve vzdálenosti 3,9 m od přijímací antény a 62 cm kolmo od kalibrační antény, což odpovídá teoretické hodnotě azimutu rovno přibližně $+9^\circ$. Parametry měření korespondují s parametry

zobrazené v Tab. 9. Po ukončení procesu měření bylo provedeno zpracování měřených dat dle procesu zobrazeného na Obr. 53. Na Obr. 54 jsou zobrazena spektra měřených signálů odpovídající přijímacímu kanálu číslo 4. Spektrum signálů je vypočítáno ze vzorků napětí IQ dat na výstupu AD převodníku po provedené kmitočtové konverzi. Za povšimnutí stojí periodicky se opakující rušivý signál na kmitočtu 6,25 MHz. Jedná se o rušení generované samotným systémem USRP. Pro úspěšné provedení procesu kalibrace bylo zapotřebí tyto rušivé signály potlačit. Za tímto účelem byl na kalibrační signál aplikován filtr Butterwoth typu dolní propust (Obr. 54 nahoře). Na měřená data signálu reprezentující cíl již žádný filtr aplikován nebyl. Ze spektra signálu je patrná přítomnost harmonického signálu na kmitočtu 10 MHz odpovídající signálu reprezentující cíl. Po provedení procesu kalibrace byly na měřená data aplikovány algoritmy vybraných PAM s cílem odhadu DoA. Na Obr. 55 jsou zobrazena pseudo-spektra vybraných PAM. Algoritmy byly aplikovány na část zaznamenaného signálu, tedy na 2000 vzorků (Tab. 9). Z výsledků jsou patrná maxima průběhů pseudo-spekter odpovídající azimutu $+9,2^\circ$, což koresponduje s chybou $0,2^\circ$ při teoretické hodnotě azimutu $+9^\circ$. Za povšimnutí stojí průběh pseudo-spektra metoda MUSIC s patrným ostrým maximem amplitudy a potlačením postranních laloků až 25 dB.



Obr. 54 – Spektrum měřených signálů v bezdrazové komoře v přítomnosti jednoho cíle; nahoře: kalibrační signál, dole: zdroj signálu (cíl)

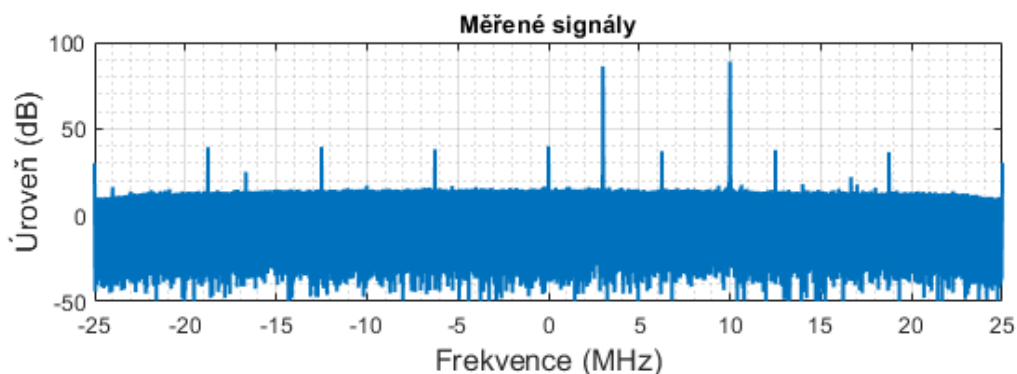


Obr. 55 – Průběhy pseudo-spekter vybraných PAM aplikované na měřená data v bezdrázové komoře (pozice cíle +9°)

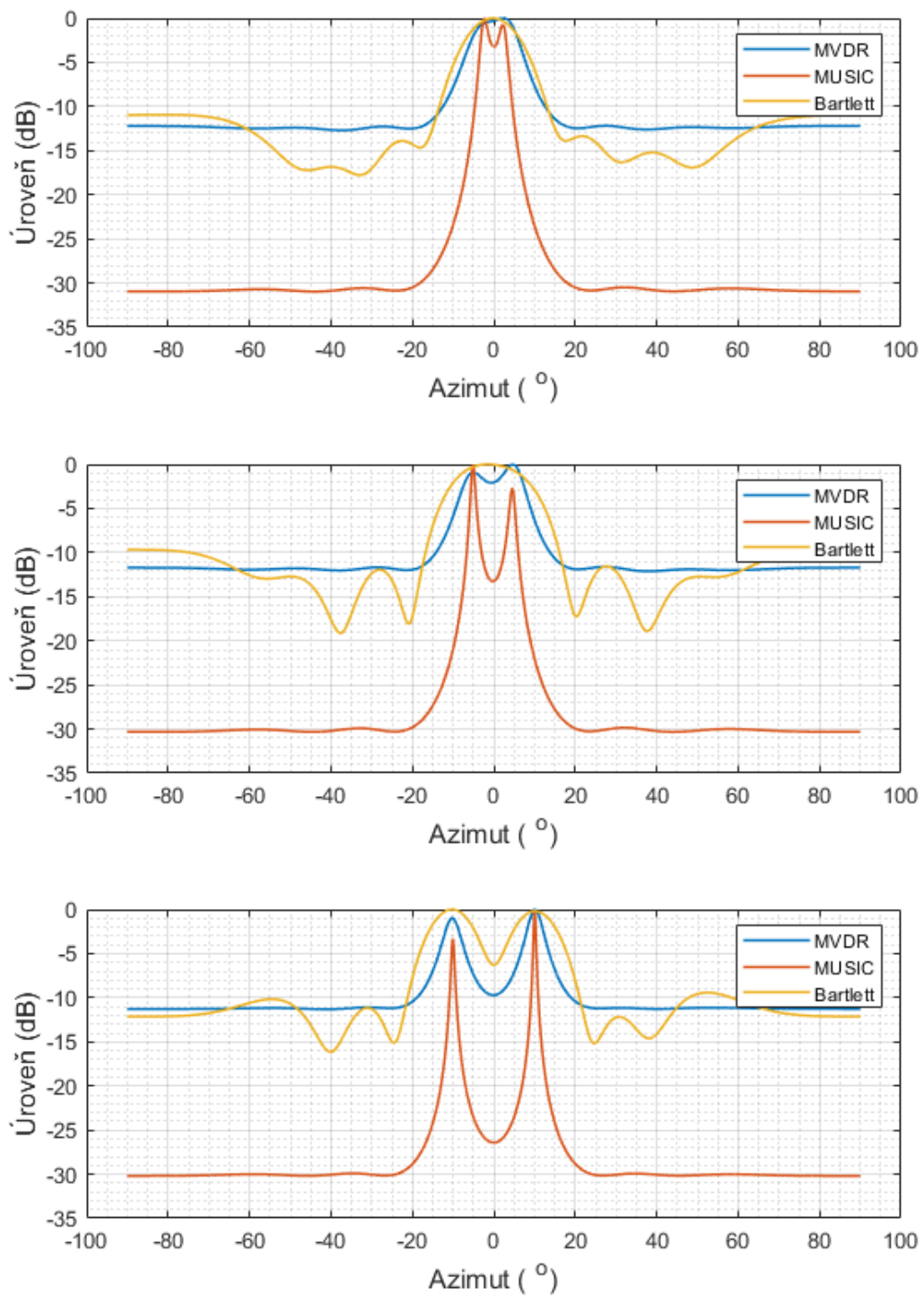
Dále bylo provedeno experimentální měření v přítomnosti dvou vzájemně nekorelovaných signálů (cílů), tedy každý z vysílaných signálů je vysílán na rozdílné frekvenci (Tab. 9). Pro různé úhlové separace mezi cíli byla provedena jednotlivá měření. Cílem měření byla analýza rozlišovací schopnosti v úhlu systému USRP s využitím vybraných PAM využívajících ekvidistantní anténní řadu aplikovanou na měřená data. V průběhu měření byla měněna pozice antén předepsaná dle Tab. 10 (parametr L_{tar} na Obr. 52 vpravo) simulující zdroj signálu zaměřovaných cílů. Na Obr. 57 jsou zobrazeny průběhy pseudo-spekter vybraných PAM pro tři různá měření (pozice cílů $\pm 3^\circ$, $\pm 5^\circ$ a $\pm 10^\circ$). Za povšimnutí stojí průběhy pseudo-spekter při pozici cílů $\pm 3^\circ$, ze kterých je patrné dosažení rozlišení těchto cílů pouze s pomocí metody MUSIC.

Tab. 10 – Teoretické hodnoty pozic cílů pro měření za přítomnosti dvou cílů (ekvidistantní řada)

L_{tar}	13,6 cm	20,5 cm	34 cm	47,9 cm	68,8 cm	104 cm
Úhlová pozice cílů	$\pm 2^\circ$	$\pm 3^\circ$	$\pm 5^\circ$	$\pm 7^\circ$	$\pm 10^\circ$	$\pm 15^\circ$



Obr. 56 - Spektrum měřených signálů v bezdrázové komoře za přítomnosti dvou cílů

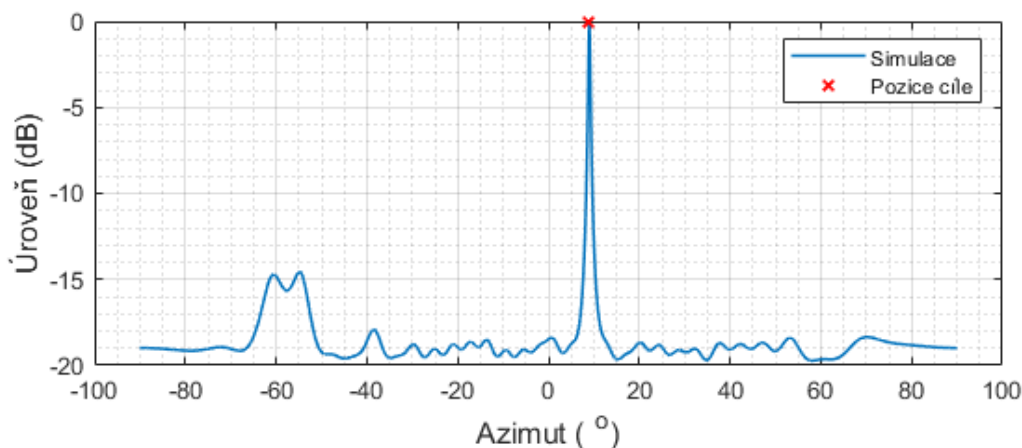


**Obr. 57 – Průběhy pseudo-spekter vybraných PAM (přítomnost dvou cílů);
nahore: pozice cílů $\pm 3^\circ$, uprostřed: pozice cílů $\pm 5^\circ$, dole: pozice cílů $\pm 10^\circ$**

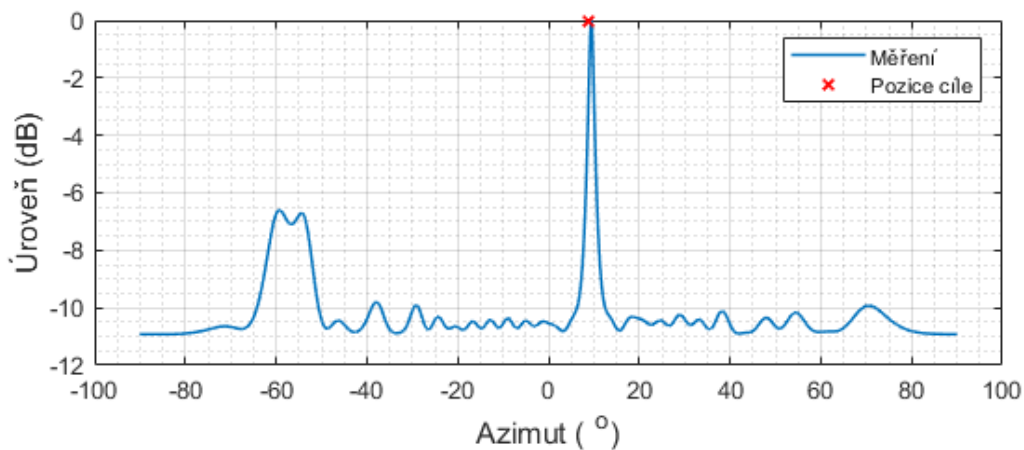
4.4 Ověření analýz na měřených datech za pomoci řídké anténní řady

Cílem měření bylo za pomoci experimentální řídké řady (Obr. 50) ověření analýz metody CS-MVDR aplikované na měřená data s cílem odhadu DoA cílů. Za účelem ověření funkčnosti zmíněného algoritmu CS-MVDR a spektrální analýzy měřených signálů, zejména za účelem analýzy kalibrace systému, bylo prvotní experimentální měření provedeno v bezodrazové komoře. Poté bylo provedeno měření v reálném prostředí, kde vzdálenost mezi vysílací a přijímací stranou byla zvolena 29 m, což odpovídá minimální vzdálenosti pro měření ve vzdálené zóně. Uspořádání měřicího pracoviště koresponduje s blokovým schématem zobrazeném na Obr. 52. Parametry měření v bezodrazové komoře a v reálném prostředí byly zvoleny totožné, jako tomu bylo u měření s ekvidistantní anténní řadou (Tab. 9) s výjimkou vzdálenosti mezi vysílací a přijímací stranou (R_{vzd}), která se pro měření s ekvidistantní a řídkou řadou lišila.

Pro měření v bezodrazové komoře byla vzdálenost mezi vysílací a přijímací anténou zvolena 5,1 m, která je výrazně menší než minimální vzdálenost pro měření ve vzdálené zóně. Nicméně, pro prvotní ověřovací měření byla tato vzdálenost postačující. Pozice cíle (L_{tar}) byla umístěna do vzdálenosti 80,7 cm kolmo od kalibrační antény, což koresponduje s teoretickou hodnotou azimutu $+9^\circ$. Na Obr. 58 je zobrazen průběh pseudo-spektra metody CS-MVDR odpovídající simulaci a na Obr. 59 její aplikace na měřená data. Z průběhu je patrný výskyt difrakčního laloku v okolí azimutu -60° , jehož pozice a úroveň rovna přibližně 5 dB nad úroveň postranních laloků koresponduje s výsledky simulace (Obr. 58). Z průběhů je taktéž patrná zvýšená úroveň postranních laloků, kdy v rozsahu azimutu $\pm 50^\circ$ bylo dosaženo přibližně 10 dB. Z výsledků je dále patrné ostré maximum amplitudy průběhu pseudo-spektra odpovídající azimutu $+9,4^\circ$, což koresponduje s chybou $0,4^\circ$ s teoretickou hodnotou azimutu $+9^\circ$.



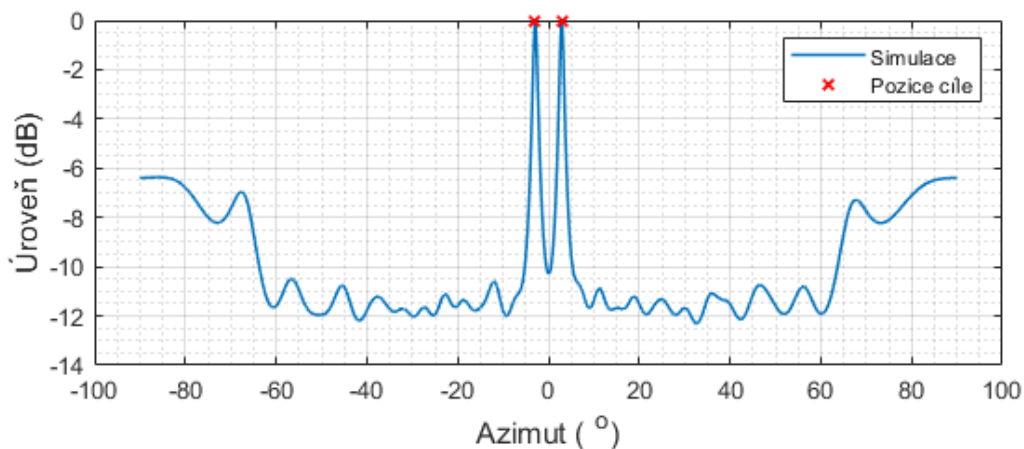
Obr. 58 - Průběh pseudo-spektra simulované metody CS-MVDR (pozice cíle $+9^\circ$, SNR = 10 dB)



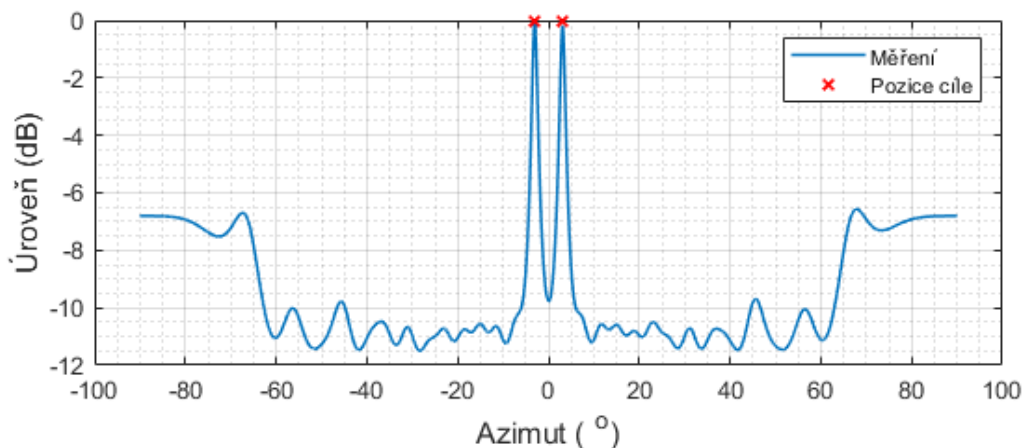
Obr. 59 - Průběh pseudo-spektra metody CS-MVDR (reálná pozice cíle +9°) aplikované na měřená data v bezdrazové komoře

Obdobně, jako tomu bylo u měření s ekvidistantní řadou, bylo provedeno experimentální měření pomocí 8 prvkové řídké řady za přítomnosti dvou cílů umístěných ve vzdálenosti 26,7 cm kolmo od kalibrační antény, což odpovídá azimutu $\pm 3^\circ$. Na Obr. 60 je zobrazen průběh pseudo-spektra simulované metody CS-MVDR a na Obr. 61 její aplikace na měřená data. Simulace byla provedena pro totožné kmitočty zdrojů signálů jako v případě měření z důvodu vlivu vzájemné korelace odhadovaných úhlových pozic zájmových signálů na tvar pseudo-spektra. Z výsledků měření je patrný výskyt postranních laloků v okolí azimutů $\pm 80^\circ$ korespondující s výsledky simulace (Obr. 60). Z výsledků měření je dále patrné dosažení hodnoty potlačení postranních laloků rovné přibližně 10 dB v rozsahu azimutu $\pm 50^\circ$ (Obr. 61). Z průběhů pseudo-spektra jsou dále patrná ostrá maxima na úhlech -3° a $+3,1^\circ$ téměř odpovídající reálným pozicím azimutu detekovaných cílů $\pm 3^\circ$.

Provedená měření v bezdrazové komoře a jejich porovnání s výsledky simulace prokázala schopnost algoritmu CS-MVDR aplikované na měřená data provést odhad DoA. Dalším krokem je ověření algoritmu nasazením systému USRP v reálném prostředí.



Obr. 60 –Průběh pseudo-spektra simulace metody CS-MVDR (pozice cíle $\pm 3^\circ$, SNR = 10 dB, $f_{tar1} = 5,910$ GHz, $f_{tar2} = 5,903$ GHz)

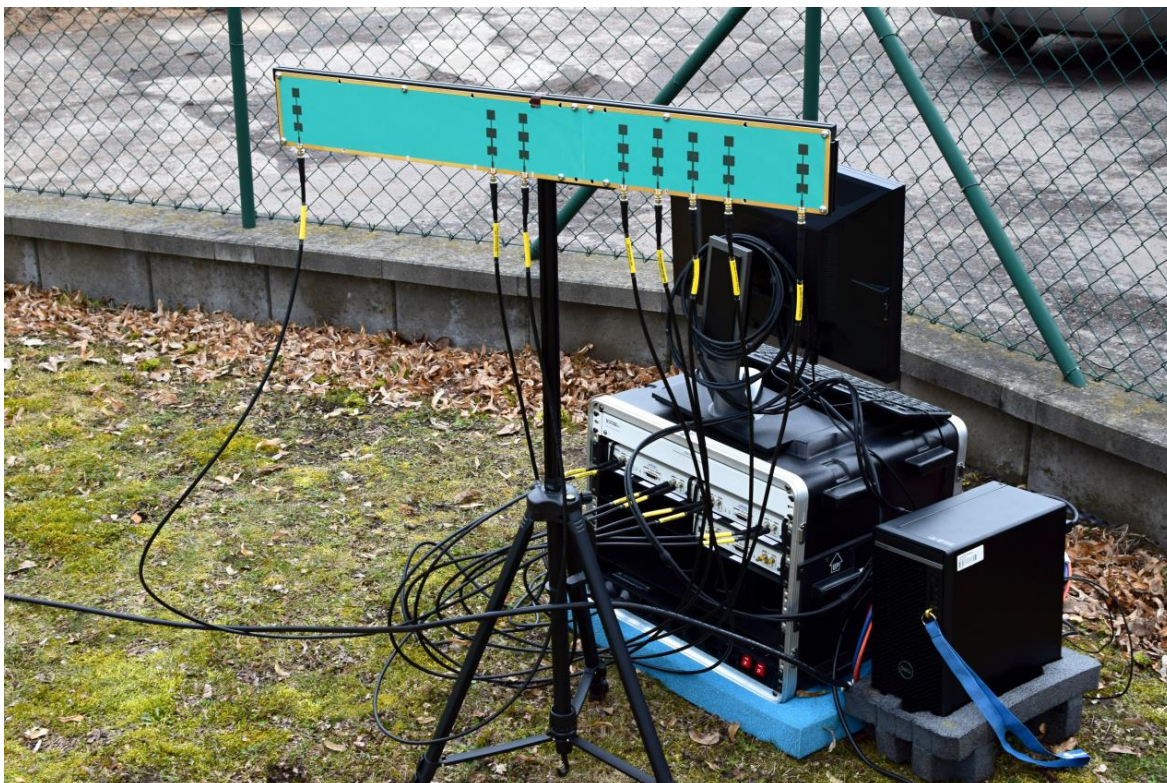


Obr. 61 - Průběh pseudo-spektra metody CS-MVDR aplikované na měřená data v bezdrazové komoře (pozice cíle $\pm 3^\circ$)

Další z ověřovacích měření bylo provedeno v reálném prostředí. Na Obr. 62 a Obr. 63 jsou zachyceny fotografie měřicího pracoviště v jehož blízkosti se vyskytoval například plot a kovové objekty. Na Obr. 62 je zobrazena fotografie přijímací části měřicího pracoviště včetně použité řídké antény a počítače ovládající USRP systém. Na Obr. 63 jsou zobrazeny antény určené pro generování zdroje signálů reprezentující cíle a kalibračního signálu. Antény generující zdroje signálů (cíle) jsou připojeny ke generátorům signálů Rohde & Schwarz SMB 100A s frekvenčním rozsahem 100 kHz – 20 GHz.

Obdobně jako při měření v bezdrazové komoře byly výšky všech antén nastaveny na stejnou hodnotu 130 cm a mezi vysílací a přijímací stranou se nevyskytovaly žádné překážky. Úrovně zdrojů signálů, reprezentující cíle, jsou shodné s měřením provedené v bezdrazové komoře (Tab. 9). Pro distribuci kalibračního signálu byl využit koaxiální kabel o délce 30 m, jehož měřená hodnota útlumu činí 17 dB na kmitočet 5,9 GHz. Tento útlum byl kompenzován LNA zesilovačem s hodnotou zisku 20 dB (více informací o LNA viz [61]), který byl připojen na vstup kalibrační antény. Výstupní výkon na USRP byl nastaven na hodnotu +20 dBm (maximální úroveň vysílaného výkonu je rovna +30 dBm). Po uplatnění LNA zesilovače bylo možné generovat kalibrační signál s postačující úrovní amplitudy, jak je znázorněno na Obr. 64 nahoře. Na Obr. 64 dole je dále zobrazeno spektrum měřeného signálu pro měření za přítomnosti jednoho zdroje signálu.

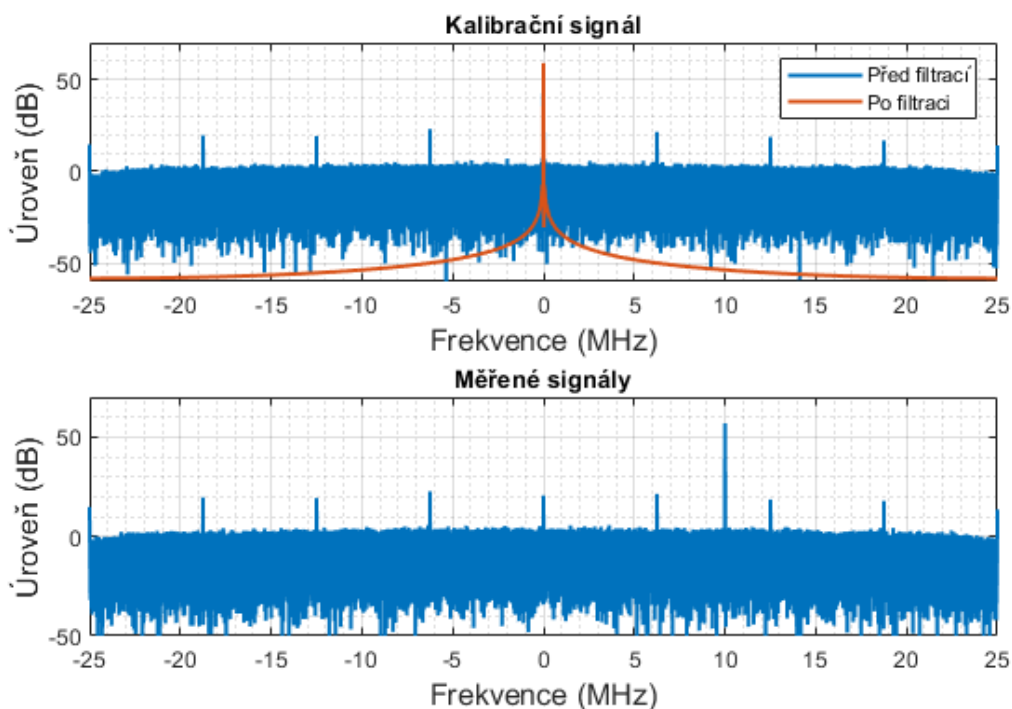
Analýza měřených dat je rozdělena na celkem tři části a jejím hlavním cílem bylo testování spodních limit USRP systému využívající řídkou anténní řadu, tedy podmínek, za jakých je systém ještě schopen detekovat úhlové pozice zájmových signálů. První a druhá část analýzy je zaměřena na schopnost detekce cíle v závislosti na změně SNR a počtu vzorků signálů vzatých pro odhad DoA. Tyto analýzy byly provedeny za přítomnosti jednoho cíle. Třetí část je zaměřena na analýzu rozlišovací schopnosti v úhlu.



Obr. 62 - Fotografie systému USRP a experimentální řidké řady (měření v reálném prostředí)

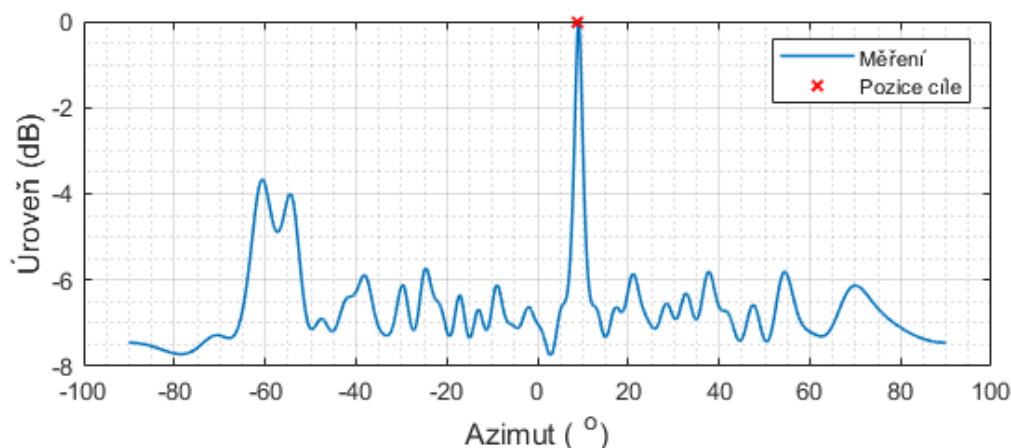


Obr. 63 – Fotografie vysílací strany; vlevo: pohled od kalibrační antény směrem k přijímací straně, vpravo: rozmístění vysílacích antén reprezentující cíle a kalibrační antény



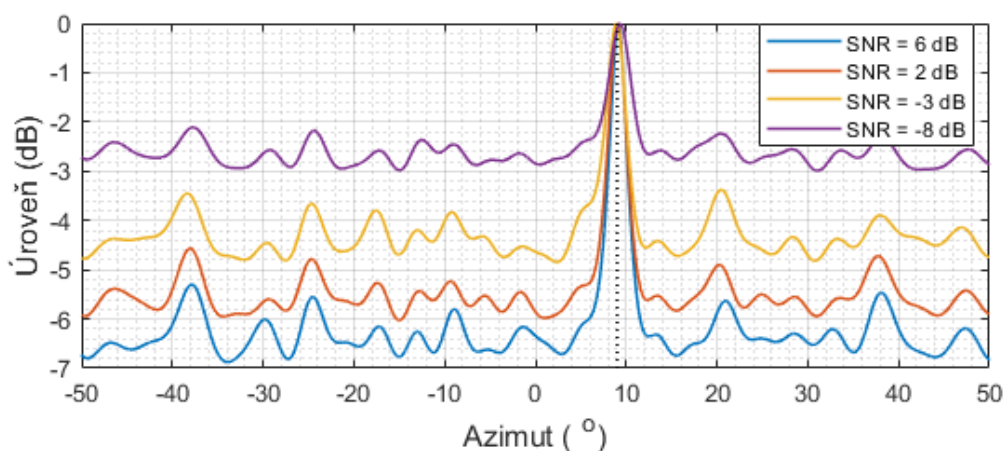
Obr. 64 - Spektrum měřených signálů v reálném prostředí za přítomnosti jednoho cíle; nahoře: kalibrační signál, dole: zdroj signálu (cíl)

Na Obr. 65 je zobrazen průběh pseudo-spektra z jehož průběhu je patrné ostré maximum na úhlu $9,1^\circ$, téměř odpovídající reálné pozici cíle 9° . Jak již bylo zmíněno, amplituda zdrojů signálů byla totožná, jako tomu bylo v případě měření v bezodrazové komoře. Vzdálenost mezi vysílací a přijímací stranou je rovna 29 m, čemuž odpovídá o 15 dB větší hodnota teoretického útlumu v porovnání se vzdáleností 5,1 m. Tento jev může mít za následek dosažení nižší hodnoty SNR důsledkem čehož bylo dosaženo nižší úrovně potlačení postranních laloků pseudo-spektra, která je pro úhlový rozsah $\pm 50^\circ$ rovna přibližně 6 dB. Z průběhu je dále patrný výskyt očekávaného difrakčního laloku na azimutu -60° .



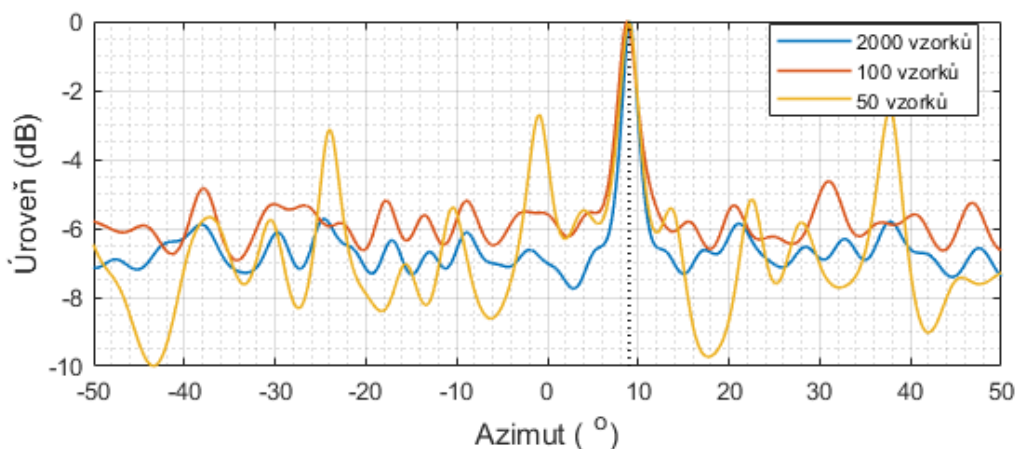
Obr. 65 - Průběh pseudo-spektra metody CS-MVDR aplikovaná na měřená data v reálném prostředí (reálná pozice cíle $+9^\circ$)

Další z provedených analýz byla zaměřena na schopnost systému určení DoA při snižování hodnoty SNR. Byly provedeny celkem čtyři měření pro různé hodnoty vysílacího výkonu zdroje signálu (cíle) a totožnou pozici cíle $+9^\circ$. Na Obr. 66 jsou zobrazeny průběhy pseudo-spekter pro různé hodnoty SNR v úhlovém rozsahu $\pm 50^\circ$. Pro hodnotu SNR rovno -8 dB bylo dosaženo potlačení postranních laloků méně než 3 dB, při kterém je již velice obtížné jednoznačně určit pozici cíle na zvolené rozhodovací úrovni -3 dB. Hraničně pod touto rozhodovací úrovní odpovídá měření pro SNR rovno -3 dB, kde bylo dosaženo potlačení postranních laloků $3,2$ dB, což lze brát jako hraniční hodnotu SNR pro jednoznačné určení DoA. Jak vyplývá z výsledků provedených simulací, i v případě měření je prokázána relativně vysoká citlivost systému využívající řídké řady pro na změnu SNR.



Obr. 66 - Průběh pseudo-spekter pro různé hodnoty SNR

Na Obr. 67 jsou zobrazeny průběhy pseudo-spekter pro různý počet vzorků signálu vzatých pro odhad DoA. Jak je z průběhů patrné, snižováním počtu vzorků je ovlivňován tvar pseudo-spekter. Při minimálním počtu 50 vzorků signálu není již možné jednoznačné určení DoA z důvodu vzniklých difrací vyskytujících se nad rozhodovací úrovní -3 dB, které mohou zapříčinit falešné detekce cílů.



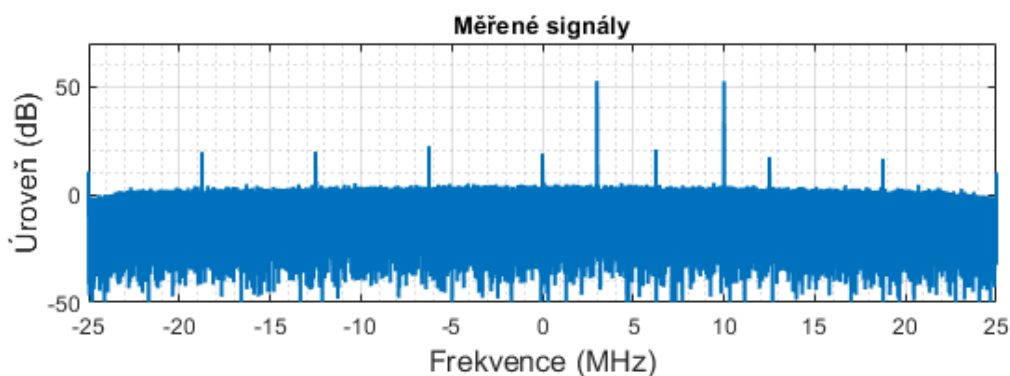
Obr. 67 – Průběhy pseudo-spekter pro různý počet vzorků signálu vzatých pro odhad DoA

Poslední z provedených analýz byla zaměřena na testování úhlové rozlišovací schopnosti. První měření byla provedena pro symetricky rozmístěné zdroje signálů kolem osy přijímací anténní řady dle předepsaných vzdáleností odpovídajících úhlovým pozicím cílů zobrazených v Tab. 11. Na Obr. 68 je zobrazeno spektrum měřených signálů, sloužící jako kontrola přítomnosti signálů na odpovídajících kmitočtech. Na Obr. 69 jsou zobrazená pseudo-spektra pro vybraná měření porovnaná s výsledky provedené simulace při SNR rovno 6 dB. Tato hodnota byla stanovena z měřených dat při hodnotě vysílacího výkonu +10 dBm a měřené ve vzdálenosti 29 m mezi vysílací a přijímací stranou (průběhy pseudo-spekter viz. Obr. 66). Z průběhů pseudo-spekter je patrné jednoznačné rozlišení dvou cílů na azimutu $\pm 2^\circ$ v úhlovém rozsahu $\pm 50^\circ$. Pro pozice cílů $\pm 1,4^\circ$ bylo za pomoci CS-MVDR dosaženo jisté separace cílů, nicméně propad mezi maximy je nižší než stanovená rozhodovací úroveň 3 dB, a tudíž nelze jednoznačně cíle rozlišit.

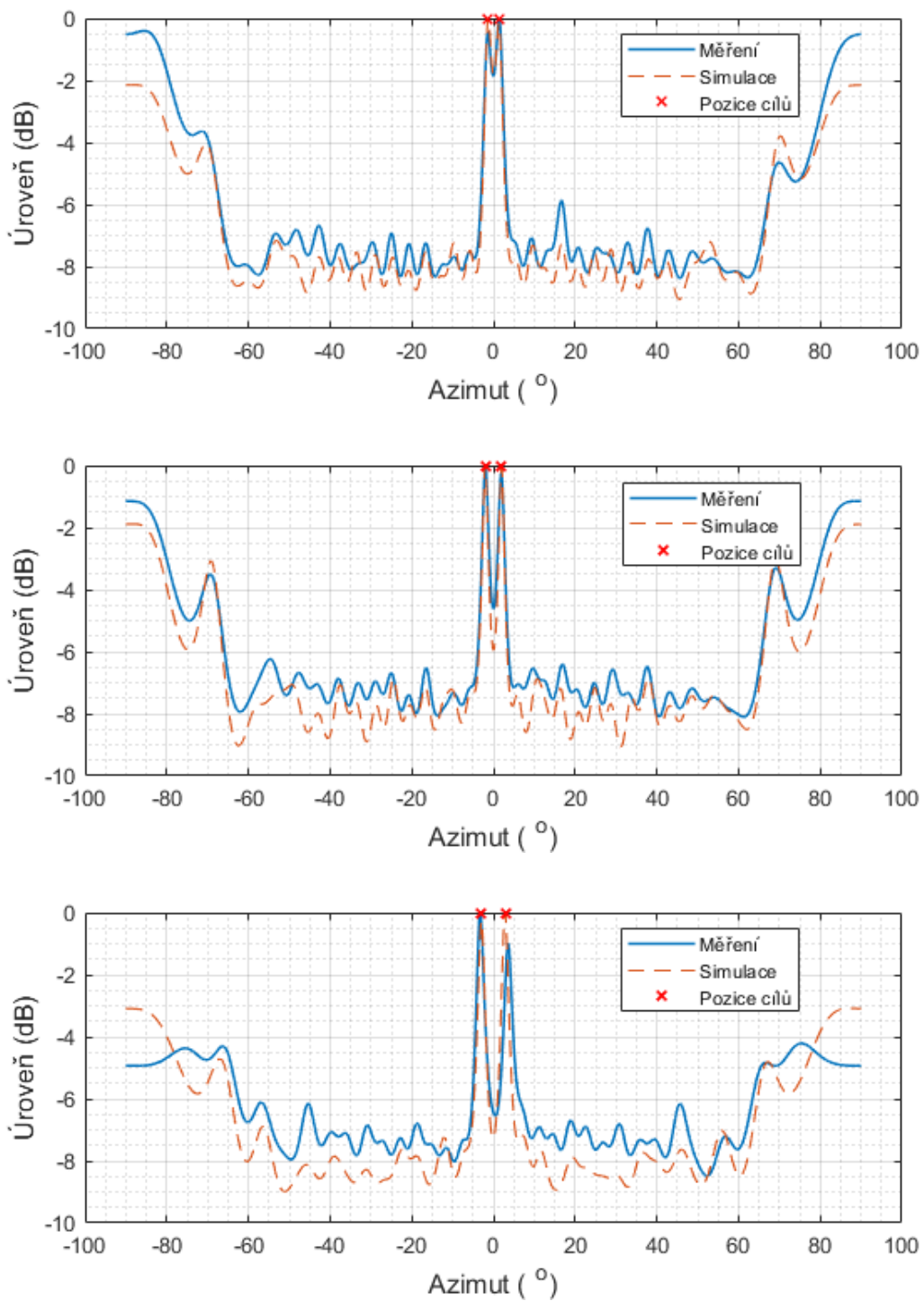
Cílem měření bylo ověření dosažení rozlišovací schopnosti v úhlu stejné nebo lepší, než je $3,2^\circ$, což odpovídá 3 dB šířce svazku 32 prvkové ekvidistantní řady. Jak je již patrné z průběhů pseudo-spekter na Obr. 69, pro pozici cílů $\pm 1,6^\circ$ je pro aktuální konfiguraci měření dosažení požadované rozlišovací schopnosti hraniční. Na základě velice dobré shody tvarů průběhů pseudo-spekter odpovídajících měření s výsledky simulace pro SNR rovno 6 dB, lze pro zmíněnou hodnotu SNR a pozici cílů $\pm 1,6^\circ$ provést výpočet pravděpodobnosti rozlišení, která je rovna 70 %. Při zachování výše uvedené hodnoty SNR lze docílit vyšší hodnoty pravděpodobnosti rozlišení s vyšším frekvenčním offsetem mezi přijímanými signály, jak je shrnuto v Tab. 12. Frekvenční offset 7 MHz odpovídá kmitočtům 5,903 GHz a 5,910 GHz zvolených v rámci měření.

Tab. 11 - Teoretické hodnoty pozic cílů pro měření za přítomnosti dvou cílů v reálném prostředí

L_{tar}	70,8 cm	101,3 cm	152 cm	253,7 cm	356,1 cm
Úhlová pozice cílů	$\pm 1,4^\circ$	$\pm 2^\circ$	$\pm 3^\circ$	$\pm 5^\circ$	$\pm 7^\circ$



Obr. 68 - Spektrum měřených signálů v reálném prostředí za přítomnosti dvou cílů

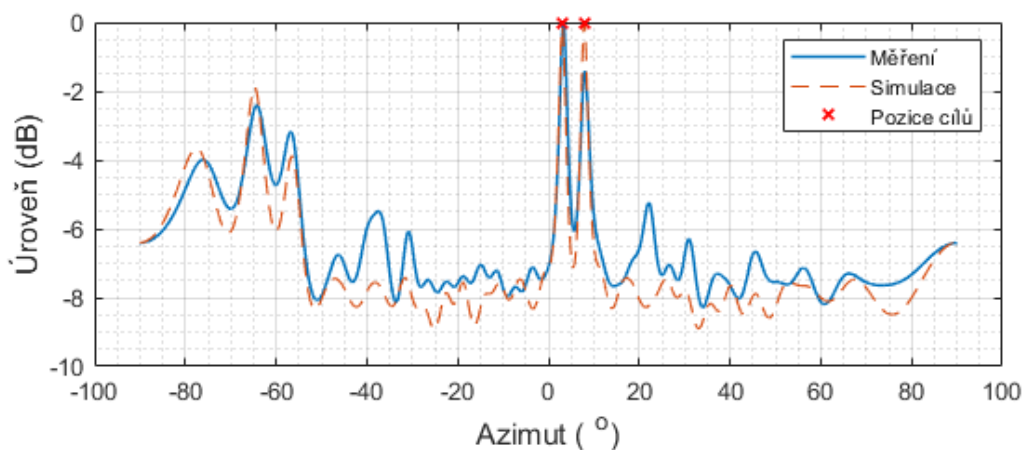


Obr. 69 - Průběhy pseudo-spekter metody CS-MVDR aplikované na měřená data v reálném prostředí za přítomnosti dvou cílů v porovnání s výsledky simulace (SNR = 6 dB); nahoře: pozice cílů $\pm 1,4^\circ$, uprostřed: pozice cílů $\pm 2^\circ$, dole: pozice cílů $\pm 3^\circ$

Tab. 12 – Pravděpodobnost rozlišení pro pozici cílů $\pm 1,6^\circ$ v závislosti na změně frekvenčním offsetu přijímaných signálů (počet replikací: 500)

Frekvenční offset mezi přijímanými signály	4 MHz	7 MHz	10 MHz
Pravděpodobnost rozlišení	10 %	70 %	100 %

V rámci posledního provedeného měření byly zdroje signálů umístěny nesymetricky kolem osy přijímací antény. Cílem bylo jednak ověření schopnosti systému rozlišit tyto dva cíle umístěné na známých pozicích $+3^\circ$ a $+8^\circ$, tak i ověřit tvar pseudo-spektra zejména v okolí -60° , kde dochází k výskytu difrakčních laloků. Průběhy jsou zobrazeny na Obr. 70. Obdobně, jako tomu bylo v předchozích analýzách, tak i v tomto případě se výsledky měření poměrně dobře shodují s výsledky simulace, která byla rovněž provedená pro SNR rovno 6 dB. Maximum průběhu, odpovídající $+8^\circ$ má o 1,5 dB nižší úroveň v porovnání s cílem na pozici $+3^\circ$, nicméně hodnota propadu úrovně mezi těmito maximy je rovna -6 dB, a tedy v úhlovém rozsahu $\pm 50^\circ$ bylo dostatečné úhlové separace těchto zájmových signálů.



Obr. 70 - Průběhy pseudo-spekter metody CS-MVDR aplikované na měřená data v reálném prostředí za přítomnosti dvou cílů v porovnání s výsledky simulace (SNR = 6 dB, cíl 1: $+3^\circ$, cíl 2: $+8^\circ$)

4.5 Porovnání výsledků analyzovaných metod

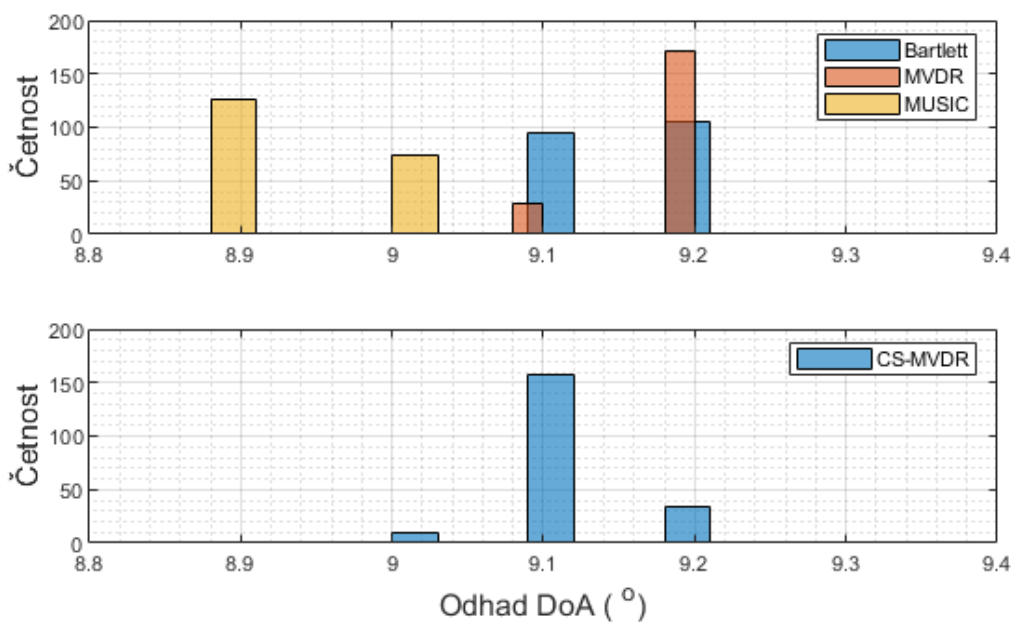
V rámci analýzy, byly jednotlivé záznamy o celkové délce 0,01 s (502992 vzorků) rozděleny na 200 kratších signálů, kde každý signál má 2000 vzorků. Analýza byla rozdělena na dvě části, kde první část byla zaměřena na odhad DoA za přítomnosti jednoho cíle a její analýzy rozptylu. Druhá část byla zaměřena na rozlišovací schopnost vybraných PAM za přítomnosti dvou cílů, kde byla analyzována pravděpodobnost rozlišení.

Analýza za přítomnosti jednoho cíle

Na Obr. 71 jsou zobrazeny histogramy odhadu DoA vybraných PAM. Histogramy jsou rozděleny pro měření provedené v bezodrazové komoře s ekvidistantní řadou a měření provedené v reálném prostředí za pomoci experimentální řídké řady. Analýza byla zaměřena na odchylku odhadu DoA vybraných PAM pro vždy totožnou pozici cíle. V Tab. 13 jsou vyčísleny vypočtené hodnoty RMSD zachycující průměrnou odchylku určení DoA vybraných PAM od reálné pozice cíle 9° . Z výsledků je patrné, že všechny metody dosahují nižší než $0,2^\circ$ průměrné odchylky. Nejlepších výsledků bylo dosaženo s metodou MUSIC s hodnotou RMSD rovno $0,0794^\circ$ a metodou CS-MVDR s hodnotou RMSD rovno $0,1210^\circ$. Nejvyšší průměrné odchylky bylo dosaženo s metodou MVDR, jejíž hodnota byla stanovena na $0,1892^\circ$.

Tab. 13 – Vypočtené hodnoty RMSD pro vybrané PAM aplikované na měřená data

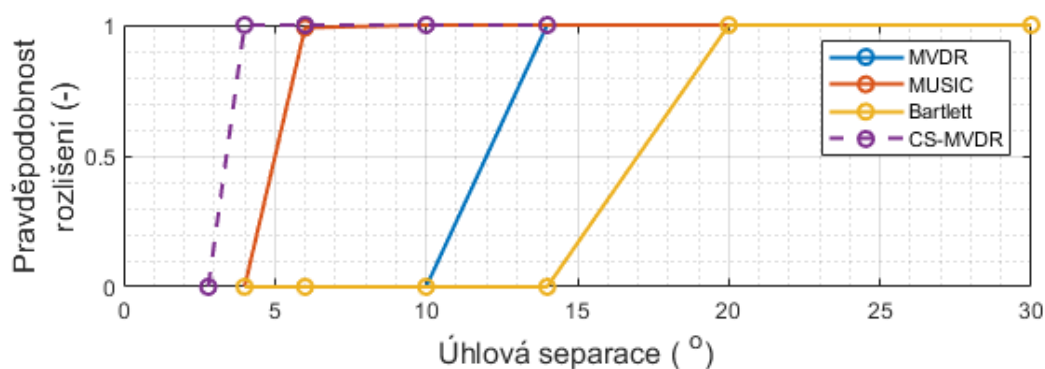
PAM	Bartlett	MVDR	MUSIC	CS-MVDR
RMSD ($^\circ$)	0,1605	0,1892	0,0794	0,1210



Obr. 71 – Histogramy odhadu DoA vybraných PAM; nahoře: metody PAM využívající ekvidistantní řadu (měřeno v bezodrazové komoře), dole: metoda CS-MVDR využívající řídkou řadu (měřeno v reálném prostředí)

Analýza za přítomnosti dvou vzájemně nekorelovaných cílů

Na Obr. 72 jsou zobrazeny charakteristiky pravděpodobnosti rozlišení dvou cílů pro vybrané PAM. Na základě výsledků je patrné, že nejlepších výsledků v rámci rozlišení dvou cílů v azimutu dosahuje metoda CS-MVDR, pomocí které bylo možné rozlišit dva blízké cíle na azimutu $\pm 2^\circ$. S metodou MUSIC již nebylo možné v bezodrazové komoře rozlišit totožnou pozici cílů, se kterou bylo dosaženo nejlepšího výsledku rozlišení cílů na azimutu $\pm 3^\circ$, což se ukazuje být v souladu s výsledky simulace zobrazené na Obr. 39. Metoda MVDR jednoznačně rozlišila dva blízké cíle na azimutu cílů $\pm 7^\circ$ a metoda Bartlett na azimutu $\pm 10^\circ$.



Obr. 72 – Pravděpodobnost rozlišení dvou cílů (počet replikací: 200)

Závěr

V disertační práci jsem se zaměřil na návrh a optimalizaci řídkých anténních řad určených pro pasivní radarové systémy s cílem minimalizace počtu přijímacích kanálů se zachováním úhlové rozlišovací schopnosti korespondující s plnou anténní řadou. Nejprve jsem se zaměřil na optimalizaci rozložení prvků řídké řady za pomoci zvolené vhodné optimalizační techniky. Dále jsem provedl analýzu využití navržené řídké anténní řady v kombinaci s vhodnou metodou zpracování signálu s cílem adaptivního určování úhlové pozice cíle. V závěru práce jsem provedl experimentální ověření dosažených výsledků analýz a simulací za pomoci realizované experimentální anténní řady a radarového demonstrátoru. Obdržená experimentální data byla statisticky vyhodnocena a porovnána s výsledky numerických simulací.

Aplikace amplitudové Taylorovy syntézy na řídké anténní řady, kde rozteč mezi sousedními elementy je mnohonásobně větší než λ , nepřinesla příznivé výsledky, jak bylo prokázáno v kapitole 2.1.1. Z tohoto důvodu byl zvolen optimalizační algoritmus CVX, který se ukázal být poměrně účinný v oblasti návrhu anténních řad. Za účely provedení syntézy a porovnání dosažených výsledků byly zvoleny dva koncepty 32 a 64 prvkových plných ekvidistantních anténních řad, jejichž počet elementů byl redukován vždy na 50 % a 75 % s podmínkou zachování pozic krajních elementů s cílem zachování rozměru apertury anténní řady (šířky hlavního anténního svazku). V případě 50 % redukce elementů 64 prvkové řady bylo metodou CVX dosaženo v celém úhlovém sektoru $\pm 90^\circ$ odstupů postranních laloků většího než 13 dB a 3dB šířka svazku odpovídá plné řadě, tedy $1,6^\circ$. V případě 75 % redukce se ve výsledných anténních faktorech začaly vyskytovat difrakční laloky. Tyto difrakce se začaly vyskytovat i v případě 50 % a 75 % redukce elementů 32 prvkové anténní řady. Jelikož byl stanoven úhel skenování navrhované anténní řady na $\pm 45^\circ$, byly výsledné parametry navrhovaných řídkých řad zohledňovány na úhlovém sektoru $\pm 50^\circ$, ve kterém se zmíněné difrakce již nevyskytují. Se snižováním počtu anténních elementů bylo poměrně obtížné s metodou CVX dosáhnout požadovaných parametrů a z toho důvodu, jak shrnuje Tab. 5, bylo nejlepších výsledků pro 75 % redukcí 32 prvkové řady dosaženo s odstupem postranních laloků 10,3 dB a 3 dB šířky svazku $5,1^\circ$. Naproti tomu s 75 % redukovanou 64 prvkovou řadou bylo dosaženo odstupů postranních laloků až 13 dB a 3 dB šířky svazku $2,8^\circ$. Tedy pro dosažení požadovaných parametrů je nutné volit větší počet anténních prvků.

Kromě zmíněného algoritmu CVX byl pro účel syntézy anténních řad využit také odlišný přístup za pomoci metaheuristického algoritmu HFPSO, který je založen na evoluční strategii. Jak shrnuje Tab. 6, metodou HFPSO bylo pro 75 % redukovanou 32 prvkovou řadu možné eliminovat difrakční laloky v celém úhlovém sektoru, nicméně za cenu dosažení nižšího odstupů postranních laloků, který byl přibližně 7,8 dB a 3 dB šířky hlavního svazku o $0,5^\circ$ užší než v případě metody CVX. Taktéž v případě metody HFPSO bylo se snižováním počtu anténních elementů velice obtížné dosáhnout požadovaných parametrů, a tudíž nebylo dosaženo výrazně lepších výsledků než s metodou CVX. Z toho důvodu byly pro účely analýz adaptivního určování DoA zvoleny výsledky syntézy metodou CVX.

Jak již bylo zmíněno, velice perspektivní možností určování pozic cílů jsou progresivní metody signálového zpracování přijatých radarových signálů na jednotlivých prvcích anténního pole. Výhodou těchto metod je možná redukce počtu vyzařovacích elementů anténních polí (tím i bloků vysílač/přijímač) při dosažení obdobných rozlišovacích schopností jako v případě plných anténních polí s využitím standardních metod vychylování svazku. Z tohoto důvodu jsem se zaměřil na analyzování a vzájemné porovnání dosažených výsledků vybraných moderních metod adaptivního určování směru příchodu signálu, jako jsou metody MUSIC, MVDR a Bartlett využívající ekvidistantní anténní řady a metodu CS-MVDR, která využívá navržené koncepty řídkých řad.

Jelikož je práce orientována na návrh anténních řad pro pasivní radarové systémy, byly provedené analýzy primárně zaměřeny na odolnost vybraných PAM vůči šumu a na dosažení co nejlepší úhlové rozlišovací schopnosti. Jako první byl pro každou uvažovanou PAM analyzován tvar pseudo-spektra a schopnost danou metodou detekovat maximální počet cílů. Jelikož CS-MVDR vychází z metody MVDR, byly nejprve vzájemně porovnány jejich průběhy pseudo-spekter vždy pro plnou 32 prvkovou řadu a zvolené koncepty řídkých řad. Dle očekávání bylo s CS-MVDR dosaženo velice obdobného tvaru průběhu jako tomu je v případě MVDR, nicméně za cenu snížené úrovně potlačení postranních laloků, což vede na zvýšenou citlivost systémů využívající řídké řady na přítomnost šumu. Poté byl kladen důraz na porovnání dosažených výsledků metody CS-MVDR s metodou MUSIC, která pro nízký počet anténních elementů dosahuje velice dobrých výsledků z hlediska úhlové rozlišovací schopnosti a odolnosti vůči šumu. Nevýhodou metody MUSIC je její komplexnost, a tedy vyšší výpočetní náročnost metody v porovnání s metodou CS-MVDR z důvodu prováděné dekompozice kovarianční matice na vlastní čísla a vlastní vektory. Navíc metoda MUSIC musí předem znát počet určovaných cílů, což vede k nutnosti nasazení podpurných metod určených k odhadu počtu určovaných zájmových cílů.

Z hlediska analýzy rozlišovací schopnosti v závislosti na úhlové separaci dvou detekovaných cílů bylo nejlepších výsledků dosaženo metodami 16 prvkové CS-MVDR a MUSIC, kde pro SNR 10 dB bylo dosaženo rozlišovací schopnosti 2° . Pro pozice cílů $\pm 1,2^\circ$ bylo dosaženo nejlepší odolnosti vůči šumu 16 prvkovou CS-MVDR, kde bylo možné tyto cíle detekovat při SNR 7 dB. Pro 16 prvkovou MUSIC a 8 prvkovou CS-MVDR bylo možné detekovat tyto cíle při SNR 9 dB. Pro rozlišení cílů na pozicích $\pm 1,6^\circ$ bylo dosaženo nejlepších výsledků 16 a 8 prvkovými CS-MVDR, kde bylo možné tyto cíle detekovat při SNR 3 dB. Pro 16 prvkový MUSIC bylo možné rozlišení těchto cílů při SNR 4 dB. Z porovnání 8 prvkových anténních řad je zřejmé, že metodou CS-MVDR lze dosáhnout lepší odolnosti na přítomnost šumu, kde rozlišení dvou cílů $\pm 3,5^\circ$ bylo dosaženo při SNR -3 dB na rozdíl od MUSIC, kde bylo možné tyto cíle rozlišit při SNR 3 dB.

Hlavním cílem experimentálního měření bylo ověření odhadu DoA a úhlové rozlišovací schopnosti s využitím metody CS-MVDR v kombinaci se zkonstruovanou 8 prvkovou řídkou anténní řadou. Výsledky měření byly poté zpětně porovnávány s výsledky experimentů využívajících 8 prvkovou ekvidistantní řadu a metody signálového zpracování MUSIC, MVDR a Bartlett. Pro tyto tři metody bylo měření provedeno v bezodrazové

komoře. Nejlepších výsledků úhlové rozlišovací schopnosti bylo dosaženo s využitím metody MUSIC viz. Obr. 57. Prvotním experimentálním měřením v bezodrazové komoře byla dále prokázána schopnost algoritmu CS-MVDR v kombinaci s řídkou anténní řadou provést spolehlivý odhad DoA za přítomnosti jednoho cíle. Při přítomnosti dvou cílů na úhlových pozicích $\pm 3^\circ$ bylo rovněž dosaženo jejich spolehlivého rozlišení (Obr. 61).

Závěrečné experimentální ověření bylo provedeno v reálném prostředí, přičemž vzdálenost mezi vysílací a přijímací stranou byla nastavena na 29 m. Měření bylo provedeno pro totožné hodnoty výkonu vysílačů, které emulovali reálné cíle, jako tomu bylo v bezodrazové komoře. Z výsledků měření za přítomnosti jednoho a dvou cílů je patrné snížení odstupu postranních laloků, které bylo zapříčiněno vyšším útlumem signálu pro danou vzdálenost cílů, v porovnání s měřením v bezodrazové komoře. V rámci měření za přítomnosti dvou cílů, bylo pro danou konfiguraci měření ověřeno dosažení jednoznačného úhlového rozlišení dvou cílů na pozicích $\pm 2^\circ$ (Obr. 69). Jelikož se výsledky experimentálního měření velice dobře shodovali s výsledky simulací, byl zpětně proveden výpočet pravděpodobnosti úhlového rozlišení dvou cílů též pro jejich pozici $\pm 1,6^\circ$, který pro totožné parametry měření odpovídá hodnotě 70 % (Tab. 12). V této tabulce je také zobrazena závislost pravděpodobnosti úhlového rozlišení na frekvenčním offsetu uvažovaných vysílacích signálů (cílů), která ukazuje 100 % rozlišení pro offset 10 MHz. Je tedy zřejmé, že vyšším frekvenčním offsetem, lze dosáhnout výrazného zlepšení úhlové rozlišovací schopnosti zájmových objektů.

Finálním porovnáním dosažených výsledků z experimentálních měření za přítomnosti jednoho cíle a vypočtenou předpokládanou směrodatnou odchylkou určení pozice cíle, bylo prokázáno plné naplnění těchto předpokladů pro všechny analyzované PAM – viz. Tab. 13. Nejmenší odchylky bylo dosaženo aplikací metody MUSIC, kde hodnota RMSD byla rovna $0,08^\circ$. Druhé nejmenší odchylky bylo dosaženo aplikací metody CS-MVDR při měření v reálném prostředí, kde hodnota RMSD byla rovna $0,12^\circ$. V rámci měření za přítomnosti dvou cílů vyšla nejlépe aplikace metody CS-MVDR, kde bylo dosaženo hodnoty úhlového rozlišení 2° , jak je zobrazeno v Obr. 72. Z provedených analýz lze konstatovat, že za pomoci stejného počtu anténních elementů řídké řady a aplikované metody CS-MVDR, lze dosáhnout obdobných výsledků rozlišovací schopnosti, jako tomu je u mnohem výpočetně komplexnější metody MUSIC. Nevýhodou řídké řady může být velikost apertury anténní řady. Potenciální využití pasivního systému s řídkými anténními řadami se nachází v oblasti sledování rušících signálů (Jamming) například v blízkém okolí civilních letišť, případně zaměřování pozic zdrojů rušení navigačních signálů (Spoofing) v daném úhlovém sektoru.

Výsledky měření za pomoci radarového demonstrátoru založeného na konceptu SDR jednoznačně prokázali schopnost vybraných algoritmů v kombinaci s danou anténní řadou určit směr příchodu signálu od zájmových cílů. Lze tedy konstatovat, že klíčové cíle disertační práce byly bezzbytku naplněny.

Snížení citlivosti radarových senzorů využívající řídké řady na přítomnosti šumu, které bylo měřením prokázáno, by bylo možné zaměřením se na zvýšení robustnosti metody odhadu DoA, případně aplikování pokročilých kalibračních technik. Aplikací kalibračního signálu, který by mohl být realizován mikrovlnným obvodem jako součást anténního systému, by mohla být také potenciálně potlačena chyba měření způsobena geometrickým rozmístěním kalibrační antény ve vzdálené zóně od anténního systému, jak tomu bylo v rámci experimentálních měření.

Literatura

- [1] *THALES: NS100 4D Naval Air and Surface surveillance radar* [online]. [cit. 2023-02-02]. Dostupné z: <https://www.thalesgroup.com/en/markets/defence-and-security/naval-forces/above-water-warfare/ns100-4d-naval-air-and-surface>
- [2] Aeronautical telecommunications: Annex 10, Volume I. International civil aviation organization, 2006.
- [3] HUBÁČEK, Petr a Jiří VESELÝ. *Základy teorie pasivních systémů IV*. Brno: Univerzita obrany, 2010. ISBN 978-80-7231-758-5.
- [4] *PLATH-Signal Products: DFP 2410 Direction-finding receiver* [online]. [cit. 2022-06-10]. Dostupné z: <https://www.plath-signalproducts.com/hf-vhf-uhf-shf-direction-finders-receivers-antenna/products-software>
- [5] *PLATH-Signal Products: CMA 2400 Direction-finding antenna* [online]. [cit. 2022-06-10]. Dostupné z: <https://www.plath-signalproducts.com/hf-vhf-uhf-shf-direction-finders-receivers-antenna/products-software>
- [6] ROHDE & SCHWARZ: *R&S®DDF550 Wideband direction finder* [online]. [cit. 2022-06-10]. Dostupné z: https://www.rohde-schwarz.com/us/products/aerospace-defense-security/rack-mount-multi-channel/rs-ddf550-wideband-direction-finder_63493-11734.html
- [7] ROHDE & SCHWARZ: *R&S®ADD153SR Super-resolution VHF/UHF DF antenna* [online]. [cit. 2022-06-10]. Dostupné z: https://www.rohde-schwarz.com/cz/products/aerospace-i-defense-i-security/receivers-and-direction-finders-options/rs-add153sr-super-resolution-vhf-uhf-df-antenna_63493-10508.html
- [8] *ERA: PLESS (Passive Long-range ESM Surveillance System)* [online]. [cit. 2022-06-10]. Dostupné z: <https://www.era.aero/cs/military-security/pless>
- [9] ERA: *VERA-NG* [online]. [cit. 2023-02-03]. Dostupné z: <https://www.era.aero/cs/military-security/vera-ng>
- [10] TOMER, Mathias. *Design of a phased array antenna for a DVB-T based passive bistatic radar* [online]. 2014 [cit. 2022-06-10]. Dostupné z: <https://ntnuopen.ntnu.no/ntnu-xmlui/handle/11250/2371063>. Master thesis. Norwegian University of Science and Technology. Vedoucí práce Egil Eide.
- [11] HUANG, Huimin. *Array-Based Localization in DTV Passive Radar* [online]. 2019 [cit. 2022-06-10]. Dostupné z: https://etd.ohiolink.edu/apexprod/rws_etd/send_file/send?accession=osu1544287264459043&disposition=inline. Dissertation. The Ohio State University.

- [12] Patwari A (2022) Sparse Linear Antenna Arrays: A Review. *Antenna Systems*. IntechOpen. DOI: 10.5772/intechopen.99444.
- [13] W. a. V. Cappellen, S. J. Wijnholds and J. D. Bregman, "Sparse antenna array configurations in large aperture synthesis radio telescopes," *2006 European Radar Conference*, Manchester, UK, 2006, pp. 76-79, doi: 10.1109/EURAD.2006.280277.
- [14] M. Ishiguro, "Minimum redundancy linear arrays for a large number of antennas," in *Radio Science*, vol. 15, no. 06, pp. 1163-1170, Nov.-Dec. 1980, doi: 10.1029/RS015i006p01163.
- [15] WANG, Xiangrong, Aboulnasr HASSANIEN a G. AMIN. Sparse transmit array design for dual-function radar communications by antenna selection. *Digital Signal Processing* [online]. 2018, 223-234 [cit. 2023-04-20]. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1016/j.dsp.2018.08.016>
- [16] R. Feger, S. Schuster, S. Scheiblhofer and A. Stelzer, "Sparse antenna array design and combined range and angle estimation for FMCW radar sensors," *2008 IEEE Radar Conference*, Rome, Italy, 2008, pp. 1-6, doi: 10.1109/RADAR.2008.4720809.
- [17] BALANIS, Constantine A. *Modern antenna handbook*. Hoboken, NJ: Wiley, c2008, 1680 s. ISBN 04-700-3634-6.
- [18] BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. Hoboken: Wiley - Interscience, 2005, 1117 p. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [19] T. A. (Rahkar Farshi), S. Agahian, and R. Dehkharghani, "BinBRO: Binary Battle Royale Optimizer algorithm," *Expert Syst Appl*, vol. 195, p. 116599, Jun. 2022, doi: 10.1016/J.ESWA.2022.116599.
- [20] L. Bianchi, M. Dorigo, L. M. Gambardella, and W. J. Gutjahr, "A survey on metaheuristics for stochastic combinatorial optimization," *Natural Computing* 2008 8:2, vol. 8, no. 2, pp. 239–287, Sep. 2008, doi: 10.1007/S11047-008-9098-4.
- [21] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942–1948, doi: 10.1109/ICNN.1995.488968.
- [22] X. S. Yang, "Firefly algorithms for multimodal optimization," *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, vol. 5792 LNCS, pp. 169–178, 2009, doi: 10.1007/978-3-642-04944-6_14/COVER.
- [23] C. Blum, M. J. B. Aguilera, A. Roli, and M. Sampels, Eds., *Hybrid Metaheuristics: An Emerging Approach to Optimization*, vol. 114. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2008. doi: 10.1007/978-3-540-78295-7.

- [24] İ. B. Aydilek, “A hybrid firefly and particle swarm optimization algorithm for computationally expensive numerical problems,” *Appl Soft Comput*, vol. 66, pp. 232–249, May 2018, doi: 10.1016/J.ASOC.2018.02.025.
- [25] F. Wang, H. Zhang, K. Li, Z. Lin, J. Yang, and X. L. Shen, “A hybrid particle swarm optimization algorithm using adaptive learning strategy,” *Inf Sci (N Y)*, vol. 436–437, pp. 162–177, Apr. 2018, doi: 10.1016/J.INS.2018.01.027.
- [26] W. Han, P. Yang, H. Ren, and J. Sun, “Comparison study of several kinds of inertia weights for PSO,” *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Progress in Informatics and Computing, PIC 2010*, vol. 1, pp. 280–284, 2010, doi: 10.1109/PIC.2010.5687447.
- [27] SHARIFI, Mehdi a Pejman REZAEI. Minimizing cosecant-squared pattern side lobe level of linear array antenna by genetic algorithm and optimizing feed network. *AEU - International Journal of Electronics and Communications* [online]. 2022, (145), 9 [cit. 2022-06-16]. ISSN 1434-8411. ISSN 1434-8411. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2021.154076>
- [28] BUTTAZZONI, Giulia a Roberto VESCOVO. Gaussian approach for the synthesis of phase-only beam-scanning linear aperiodic antenna arrays. *Signal Processing* [online]. 2019, (164) [cit. 2022-06-16]. ISSN 0165-1684. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2019.06.012>
- [29] ARUN, A. a M. R. EBENEZAR JEBARANI. Design of phased array antenna with low side lobes. *Materials Today: Proceedings* [online]. 2021 [cit. 2022-06-16]. ISSN 2214-7853. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.06.151>
- [30] BOYD, Stephen a Lieven VANDENBERGHE. *Convex Optimization* [online]. Cambridge University Press, 2004 [cit. 2020-04-03]. ISBN 978-0-521-83378-3. Dostupné z: https://web.stanford.edu/~boyd/cvxbook/bv_cvxbook.pdf
- [31] LI, Yapeng, Xiaolin TANG, Xianke LIN, Lech GRZESIAK a Xiaosong HU. The role and application of convex modeling and optimization in electrified vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* [online]. 2022, (Volume 153) [cit. 2022-06-16]. ISSN 1364-0321. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.111796>
- [32] LI, Bin, Hongbo ZHANG, Wei ZHENG a Lei WANG. Spacecraft close-range trajectory planning via convex optimization and multi-resolution technique. *Acta Astronautica* [online]. 2020, (Volume 175), 421-437 [cit. 2022-06-16]. ISSN 0094-5765. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.actaastro.2020.05.051>

- [33] LOBO, Miguel Sousa, Lieven VANDENBERGHE, Stephen BOYD a Hervé LEBRET. Applications of second-order cone programming. *Linear Algebra and its Applications*. 1998, 193-228. ISSN 0024-3795. Dostupné z: doi:[https://doi.org/10.1016/S0024-3795\(98\)10032-0](https://doi.org/10.1016/S0024-3795(98)10032-0).
- [34] GRANT, Michael a Stephen BOYD. Matlab Software for Disciplined Convex Programming, version 2.1 [online]. September 2013 [cit. 2023-04-21]. Dostupné z: <http://cvxr.com/cvx>
- [35] CHEN, Zhizhang, Gopal GOKEDA a Yiqiang YU. *Introduction to Direction of Arrival Estimation*. Artech House, 2010. ISBN ISBN 978-1-59693-089-6.
- [36] SHEJBAL, T. and P. BEZOUSEK, "Angular resolution of an antenna array with two incoming coherent signals," *2016 26th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, Kosice, 2016, pp. 300-303. doi: 10.1109/RADIOELEK.2016.7477336
- [37] LEE, K. H. a J. H. LEE., "A study on the performance renewal Bartlett method based on correlation optimal weight," 2017 8th Annual Industrial Automation and Electromechanical Engineering Conference (IEMECON), Bangkok, 2017, pp. 253-256. doi: 10.1109/IEMECON.2017.8079600
- [38] CAPON, J. *High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis*. Proceedings of the IEEE. 1969, 11. ISSN 1558-2256.
- [39] SAUDIN, R., N. H. NOORDIN, A. O. EL-RAYIS, N. HARIDAS, A. T. ERDOGAN a T. ARSLAN., "Capon-like DOA estimation algorithm for directional antenna arrays," 2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference, Loughborough, 2011, pp. 1-4. doi: 10.1109/LAPC.2011.6114042
- [40] MUHAMED, Rias. DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION USING ANTENNA ARRAYS. Blacksburg, Virginia, 1996. Virginia Polytechnic Institute and State University. Vedoucí práce Dr. Theodore S. Rappaport.
- [41] YING, Liu a Cui HONGYUAN. Antenna Array Signal Direction of Arrival Estimation on Digital Signal Processor (DSP). *Procedia Computer Science* [online]. 2015, (55), 782-791 [cit. 2023-02-18]. ISSN 1877-0509. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1016/j.procs.2015.07.158>
- [42] WAX, M.; ZISKIND, I. Detection of the number of coherent signals by the MDL principle. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 8, p. Aug 1989, 1190-1196, ISSN: 0096-3518.
- [43] WAX, M.; KAILATH, T. Detection of signals by information theoretic criteria. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 2, Apr 1985, p. 387-392. ISSN: 0096-3518.

- [44] PILLAI S. U.; KWON B. H. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 1, Jan. 1989, p. 8-15. ISSN: 0096-3518.
- [45] GAO, F.; GERSHMAN, A. B. A generalized ESPRIT approach to direction-of-arrival estimation. In *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 12, no. 3, March 2005, p. 254-257. ISSN: 1070-9908.
- [46] VAN TENT BEKING, Michiel. Sparse Array Antenna Signal Reconstruction using Compressive Sensing for Direction of Arrival Estimation. Twente, 0016n. 1. Magisterská práce. University of Twente.
- [47] IBRAHIM, Mohamed. *Applications of Compressive Sensing to Direction of Arrival Estimation*. 2018. Doctoral Thesis. Technische Universitat Ilmenau. Vedoucí práce Univ.-Prof. Dr.-Ing. Giovanni Del Galdo.
- [48] WANG, Y., G. LEUS a A. PANDHARIPANDE., *Direction Estimation Using Compressive Sampling Array Processing*, *Statistical Signal Processing*, 2009, pp. 626-629, 2009.
- [49] CANDES, Emmanuel J. a Michael B. WAKIN. An Introduction To Compressive Sampling. *IEEE Signal Processing Magazine* [online]. 2008, (25), 21-30 [cit. 2023-02-26]. ISSN 1558-0792. Dostupné z: doi:10.1109/MSP.2007.914731
- [50] COTTER, S. F., B. D. RAO, Kjersti ENGAN a K. KREUTZ-DELGADO. Sparse solutions to linear inverse problems with multiple measurement vectors. *IEEE Transactions on Signal Processing* [online]. 2005, (53), 2477 - 2488 [cit. 2023-02-26]. ISSN 1941-0476. Dostupné z: doi:10.1109/TSP.2005.849172
- [51] Ying Wang, G. Leus and A. Pandharipande, "Direction estimation using compressive sampling array processing," *2009 IEEE/SP 15th Workshop on Statistical Signal Processing*, Cardiff, 2009, pp. 626-629, doi: 10.1109/SSP.2009.5278497.
- [52] Y. Gu, Y. D. Zhang and N. A. Goodman, "Optimized compressive sensing-based direction-of-arrival estimation in massive MIMO," *2017 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, New Orleans, LA, USA, 2017, pp. 3181-3185, doi: 10.1109/ICASSP.2017.7952743.
- [53] M. Guo, Y. D. Zhang and T. Chen, "DOA Estimation Using Compressed Sparse Array," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 15, pp. 4133-4146, 1 Aug.1, 2018, doi: 10.1109/TSP.2018.2847645.
- [54] ZHOU, Chengwei, Yujie GU, Yimin D. ZHANG, Zhiguo SHI, Tao JIN a Xidong WU. Compressive sensing-based coprime array direction-of-arrival estimation. *IET Communications*. 2017, 1719–1724. ISSN 1751-8636. Dostupné z: doi:10.1049/iet-com.2016.1048

- [55] KHALLAAYOUN, Ahmed. *High Resolution Direction of Arrival Estimation Analysis and Implementation in a Smart Antenna System*. May, 2010. Dissertation thesis. MONTANA STATE UNIVERSITY Bozeman, Montana. Vedoucí práce Dr. Richard Wolff.
- [56] Jian Li, P. Stoica and Zhisong Wang, "On robust Capon beamforming and diagonal loading," *2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03).*, Hong Kong, 2003, pp. V-337, doi: 10.1109/ICASSP.2003.1199947.
- [57] Clock Distribution Device: CDA-2990. In: *NI* [online]. [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://www.ni.com/cs-cz/shop/hardware/products/clock-distribution-device.html?modelId=139073>
- [58] USRP-2945: USRP Software Defined Radio Device. In: *NI* [online]. [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://www.ni.com/cs-cz/support/model.usrp-2945.html>
- [59] UBX 10-6000 MHz Rx/Tx (160 MHz, X Series only). In: *Ettus resreach* [online]. [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://www.ettus.com/all-products/ubx160/>
- [60] TwinRX 10-6000 MHz 2 Rx (80 MHz, X Series only). In: *Ettus resreach* [online]. [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://www.ettus.com/all-products/twinrx/>
- [61] AFD3-040080-25P-MP: Narda-MITEQ. In: *EverythingRF* [online]. [cit. 2023-03-17]. Dostupné z: <https://www.everythingrf.com/products/microwave-rf-amplifiers/miteq/567-74-afd3-040080-25p-mp>

Vlastní publikace a výstupy VaV

- [1] ZALABSKY, T. and HNILICKA, T., "*Duplexer based on a cavity resonators for PSR*," 2016 International Symposium ELMAR, Zadar, 2016, pp. 147-150. DOI: 10.1109/ELMAR.2016.7731774
- [2] HNILICKA, T., ZALABSKY, T. and KRČMAR, V., "*Design of broadband antenna system for automatic dependent surveillance – broadcast*," 2017 Conference on Microwave Techniques (COMITE), Brno, 2017, pp. 1-4. DOI: 10.1109/COMITE.2017.7932365
- [3] HNILICKA, T., ZALABSKY, T. and KRČMAR, V., "*Design of power hybrid structures for a N-port power combiner*," 2017 International Symposium ELMAR, Zadar, 2017, pp. 95-98. doi: 10.23919/ELMAR.2017.8124443
- [4] HNILICKA, T. and ZALABSKY, T., "*Analysis and Design of an Antenna Array with a Cosecant Radiation Pattern Based on the SIW Structure*," 2018 International Symposium ELMAR, Zadar, 2018, pp. 125-128. DOI: 10.23919/ELMAR.2018.8534640
- [5] ZALABSKY, T. and HNILICKA, T., "Suppression of Ambiguity of Phase Interferometer with Extended First Base," 2018 International Symposium ELMAR, Zadar, 2018, pp. 121-124. DOI: 10.23919/ELMAR.2018.8534653
- [6] HNILICKA, T., SCHEJBAL, V., FISHER, O. and ZALABSKY, T., "*Design of Square Waveguide Corner*," 2018 New Trends in Signal Processing (NTSP), Demanovska Dolina, 2018, pp. 1-4. DOI: 10.23919/NTSP.2018.8524076
- [7] HNILICKA, Tomas, Titus OYEDOKUN, Tomas ZALABSKY and Heru SUHARTANTO. Phase shifter based on the substrate integrated waveguide technology. *Journal of Electrical Engineering* [online]. 2022, (73), 67 - 72. Dostupné z: doi:10.2478/jee-2022-0010