

UNIVERZITA PARDUBICE  
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY

DISERTAČNÍ PRÁCE

2018

Ing. Tomáš Zálabský

Univerzita Pardubice

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Řídké antény pro příjem signálů odpovídačů sekundárních radiolokátorů

Autor: Ing. Tomáš Zálabský

Školitel: prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.

Pardubice, 2018

## 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 Zálabský

## **PODĚKOVÁNÍ**

Na tomto místě bych chtěl především velice poděkovat svému školiteli panu profesoru Pavlu Bezouškovi CSc. Jednak za cenné rady, náměty a připomínky během celého řešení disertační práce, ale především bych mu chtěl poděkovat za nasměrování mé životní cesty směrem k radarové technice, mikrovlnné technice a anténním systémům. Za poskytnutí cenných rad při mých akademických začátcích i za vždy vstřícný a lidský přístup.

Dále bych chtěl velice poděkovat své rodině za poskytnutí potřebného zázemí a morální podpory, ale především bych chtěl poděkovat své manželce za nepřetržitou podporu a trpělivost v průběhu celé práce.

## **ANOTACE**

Tato dizertační práce se věnuje návrhu aktivních antén pro příjem signálů odpovídačů SSR a dalších odvozených systémů (v pásmu 1 030 – 1 090 MHz), používaných při řízení letového provozu, jako jsou sekundární přehledové radary, letecké antikolizní systémy TCAS/ACAS, informační systémy (např. ADS-B) a vojenské identifikační systémy IFF. Tyto systémy umožňují získávat podrobné informace o objektech, pohybujících se ve vzdušném prostoru i v prostoru letiště. Velkým problémem těchto systémů je vysoká hustota rádiového provozu v úzkém vyhrazeném pásmu kmitočtů, která zmenšuje pravděpodobnost dekodování konkrétní zprávy včetně identifikace jejího zdroje. Aktivní přijímací anténa, jejíž elementy jsou vybaveny vlastními přijímači s digitálním zpracováním signálu, se vyznačuje vysokou adaptabilitou anténního diagramu a umožňuje výběr přijímaných signálů na principu selekce směru i dostatečné potlačení rušivých signálů. Práce řeší minimalizaci počtu anténních elementů těchto antén při zachování vysoké přesnosti měření směru příchodu signálu a dobrého potlačení signálů z jiných směrů. Analyzovány, navrženy a porovnány jsou lineární fázový interferometrický anténní systém a řídká lineární anténní řada se zpracováním signálu metodou kompresního snímání. V experimentální části práce je demonstrační vzor takové antény včetně zpracování signálu navržen i zhotoven a jeho základní funkce jsou zde ověřeny měřením.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Radar, anténa, anténní řada, kompresní snímání, fázová interferometrie, rozlišovací schopnost

## **TITLE**

Sparse antennas for secondary radar transponders signal reception.

## **ANNOTATION**

This thesis deals with a design of receiving antennas for signals of secondary surveillance radar transponders and related systems used for air traffic control like aircraft anticollision system TCAS/ ACAS, information system ADS-B or military identification system IFF. These systems provide information on objects movement both in airspace and at the airport area. A great problem of these systems is a high radio traffic in a narrow frequency band, reducing source decoding and identification probability. An active receiving antenna consisting of antenna elements with receivers and digital signal processing enables to create a high adaptable antenna

diagram providing both the received signal selection based on its angle of arrival and sufficient suppression of jamming signals. The thesis solves a problem of antenna elements number minimization conserving a good angle of arrival measurement accuracy and simultaneously suppression of jamming signals coming from other directions. In the thesis a phase interferometer antenna and a sparse linear array with the compressed sensing signal processing are designed, analyzed on computer models, and compared. In the experimental part of the thesis a demonstrator of such an antenna is designed and manufactured and its basic functions are tested with success.

## **KEYWORDS**

Radar, antenna, antenna array, compressive sensing, phase interferometry, angle resolution

# OBSAH

1	Úvod.....	16
2	Radarové systémy pro řízení letového provozu.....	19
2.1	Primární radary .....	19
2.1.1	Přesný přibližovací radar .....	20
2.2	Sekundární radary .....	21
2.2.1	Formáty dotazů a odpovědí SSR .....	25
2.2.2	Překrývání odpovědí sekundárního radiolokátoru .....	31
2.3	Další systémy, využívající signály odpovídačů SSR .....	32
2.3.1	Systémy ADS.....	32
2.3.2	Systémy MLAT .....	33
2.4	Kritické posouzení radarových systémů pro ŘLP a cíle práce.....	34
3	Metody syntézy anténních řad .....	35
3.1	Standartní metody syntézy lineární anténní řady .....	36
3.1.1	Dolph-Chebyshevova syntéza.....	38
3.1.2	Taylorova syntéza .....	39
3.1.3	Vychylování hlavního svazku.....	41
3.1.4	Vliv počtu prvků lineární anténní řady na tvar anténního diagramu .....	43
3.1.5	Určení směru příchodu signálu s využitím lineární fázované anténní řady.....	46
3.2	Systém založený na fázové interferometrii .....	50
3.3	Metoda kompresního snímání .....	56
3.3.1	Úvod do kompresního snímání .....	57
3.3.2	Algoritmus rekonstrukce signálu .....	63
3.3.3	Aplikace více časových vzorků .....	66
3.3.4	Optimalizace algoritmu pro signály zatížené šumem .....	66
4	Optimalizace rozložení prvků řídké anténní řady.....	68
4.1	Interferometrické antény .....	68

4.1.1	Popis anténního systému fázového interferometru .....	69
4.1.2	Algoritmus simulačního programu pro fázový interferometr .....	70
4.1.3	Vliv odrazu signálu od terénu na interferometr zajišťující určení elevace .....	76
4.2	Optimalizace rozložení prvků anténní řady pro využití metody kompresního snímání .....	86
4.2.1	Implementace MFOCUSS algoritmu do prostředí Matlab .....	86
4.2.2	Výchozí předpoklady a možnosti nastavení simulačního programu v prostředí Matlab88	
4.2.3	Nastavení vhodného rozložení prvků řídké anténní řady .....	89
4.2.4	Výsledky simulací určení směru příchodu signálu v různých situacích .....	93
5	Aplikace výsledků a jejich ověření .....	107
5.1	Interferometrický systém s prodlouženou první bází .....	107
5.2	Ověření výsledků metody kompresního snímání měřením .....	107
6	ZÁVĚR .....	123
7	Použitá literatura .....	126
8	Přílohy .....	128
	Příloha A: Pravděpodobnost detekce odpovědi vybraného odpovídače v módu S .....	129



## SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Obrázek 1 – Základní funkce sekundárního radiolokátoru.....	22
Obrázek 2 - Ukázka tří typických diagramů anténních svazků sekundárního radiolokátoru (převzato z [44]).....	23
Obrázek 3 - Charakteristika monopolzu .....	24
Obrázek 4 – Průběh pulzů dotazu v módu A .....	26
Obrázek 5 - Porovnání dotazů v módu A vyslaných hlavním a postranním lalokem antény dotazovače .....	26
Obrázek 6 - Formát odpovědi v módu A .....	27
Obrázek 7 - Průběh pulzů dotazu v módu C .....	27
Obrázek 8 - Formát odpovědi v módu C .....	28
Obrázek 9 - Struktura všeobecného dotazu v módu S s dlouhým a krátkým pulzem P4 .....	29
Obrázek 10 - Struktura adresného dotazu v módu S .....	30
Obrázek 11 - Formát odpovědi v módu S.....	31
Obrázek 12 - Princip garblingu a) asynchronní b) synchronní .....	32
Obrázek 13 - Upořádání anténní řady pro výpočet činitele anténní řady .....	37
Obrázek 14 - Vlevo rozložení amplitud na apertuře lineární anténní řady, vpravo činitel řady pro Dolph-Chebyschevovu syntézu .....	39
Obrázek 15 - Vlevo rozložení amplitud na apertuře lineární anténní řady, vpravo činitel řady pro Taylorovu syntézu .....	41
Obrázek 16 - Vychylování hlavního svazku lineární anténní řady.....	43
Obrázek 17 - Vliv počtu prvků lineární anténní řady N na tvar činitele anténní řady.....	44
Obrázek 18 – Vliv výpadku anténních prvků na tvar činitele anténní řady .....	45
Obrázek 19 – Porovnání činitele plné anténní řady a činitele řídké anténní řady .....	45
Obrázek 20 - Určení směru příchodu signálu pro cíle, které leží přesně na mřížce prohledávaného prostoru.....	48
Obrázek 21 - Určení směru příchodu signálu pro cíle, které leží mimo mřížku prohledávaného prostoru .....	48
Obrázek 22 – Dva blízké cíle vyhodnocené pomocí Bartlettova algoritmu .....	49
Obrázek 23 - Fázový interferometr se třemi bázemi .....	50
Obrázek 24 - Střední kvadratická odchylka určení úhlu příchodu signálu při kratších bázích	53
Obrázek 25 - Střední kvadratická odchylka určení úhlu příchodu signálu při středních bázích .....	54

Obrázek 26 - Střední kvadratická odchylka určení úhlu příchodu signálu při delších bázích..	54
Obrázek 27 - Závislost střední kvadratické odchylky určení úhlu směru příchodu signálu na délce druhé.....	55
Obrázek 28 - Soustava dvou interferometrických systému pro určení azimutu i elevace cílů .	56
Obrázek 29 – Provnání minimalizačních metod a) řídký signál, b) jeho rekonstrukce s využitím minimalizace normy $\ell_1$ a c) rekonstrukce signálu s využitím metody nejmenších čtverců - norma $\ell_2$ [32] .....	60
Obrázek 30 - Obecné blokové schéma programu pro simulaci fázového interferometru s prodlouženou první bází.....	71
Obrázek 31 - Definice rozmezí úhlů pro vyhodnocování.....	71
Obrázek 32 - určení směru příchodu signálu na jednotlivých bázích pro různé hodnoty konstanty I.....	73
Obrázek 33 - Určení směru příchodu signálu pomocí báze L1 a L2 pro různé hodnoty parametru I .....	74
Obrázek 34 - Algoritmus pro odstranění nejednoznačnosti určení směru příchodu signálu ....	74
Obrázek 35 - Výsledné zobrazení určeného směru příchodu signálu.....	76
Obrázek 36 – Schématické znázornění odrazů signálu od terénu .....	77
Obrázek 37 - Fresnelův koeficient odrazu při vertikální polarizaci pro různé terény, vlevo amplituda Fresnelova koeficientu, vpravo fáze Fresnelova koeficientu odrazu.....	79
Obrázek 38 - Fresnelův koeficient odrazu při horizontální polarizaci pro různé terény, vlevo amplituda Fresnelova koeficientu, vpravo fáze Fresnelova koeficientu odrazu.....	79
Obrázek 39 - Zrcadlový faktor drsnosti v závislosti na typu terénu .....	80
Obrázek 40 - Faktor pokrytí terénu vegetací (všechny relativně hladké povrchy spadají pod vrchní křivku, výrazně nižších hodnot dosahuje pouze podrost a především stromy) .....	81
Obrázek 41 - Faktor zohledňující zakřivení zemského povrchu .....	82
Obrázek 42 - Reflexní koeficient vícecestného šíření pro různé terény a vertikální polarizaci signálu.....	82
Obrázek 43 - Reflexní koeficient vícecestného šíření pro různé terény a horizontální polarizaci signálu.....	83
Obrázek 44 - Střední kvadratická odchylka určení úhlu příchodu signálu pro různé terény a při uvažování vertikální polarizace .....	84
Obrázek 45 - Střední kvadratická odchylka určení úhlu příchodu signálu pro různé terény a při uvažování horizontální polarizace .....	84
Obrázek 46 - vliv vzdálenosti prvního (bázového) anténního elementu od zemní roviny .....	85

Obrázek 47 - vliv vzdálenosti prvního (bázového) anténního elementu od zemní roviny - detail .....	86
Obrázek 48 – Ukázka generování tří různě zpožděných zpráv v módu S s délkou 112bitů + preambule.....	89
Obrázek 49 - činitel plné anténní řady s $N = 64$ elementy .....	90
Obrázek 50 - Přejít mezi plnou anténní řadou s $N = 64$ prvky a řídkou anténní řadou s $M = 16$ prvky, celková délka antény je neměnná .....	90
Obrázek 51 - činitel řídké anténní řady pro $M = 16$ náhodně vybraných pozic anténních prvků .....	91
Obrázek 52 – Činitel anténní řady s $M = 16$ prvky při optimalizaci odstupů postranních laloků a následné aplikaci váhování Taylorovými koeficienty .....	92
Obrázek 53 - Činitel anténní řady s $M = 16$ prvky při optimalizaci součtu kvadrátu postranních laloků a následné aplikaci váhování Taylorovými koeficienty .....	92
Obrázek 54 – Detekce tří cílů, které jsou od sebe dostatečně vzdáleny a přijímané signály nejsou zatíženy šumem ani cluttreem .....	94
Obrázek 55 - Detekce tří cílů, které jsou od sebe dostatečně vzdáleny a přijímané signály nejsou zatíženy šumem ani cluttreem – pohled v časové oblasti.....	95
Obrázek 56 – Detekce dvou cílů, které jsou blízko sebe s krokem mřížky prohledávání prostoru $1^\circ$ .....	95
Obrázek 57 - Detekce dvou cílů, které jsou blízko sebe s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	96
Obrázek 58 – Detail detekce dvou cílů, které jsou blízko sebe s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	97
Obrázek 59 - Detekce dvou cílů vzdálených $0,7^\circ$ s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	97
Obrázek 60 – Detail detekce dvou cílů vzdálených $0,7^\circ$ s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	98
Obrázek 61 - Detekce dvou cílů vzdálených $0,5^\circ$ s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	98
Obrázek 62 - Detail detekce dvou cílů vzdálených $0,5^\circ$ s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	99
Obrázek 63 - Detekce dvou cílů vzdálených $0,3^\circ$ s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	99

Obrázek 64 - Detail detekce dvou cílů vzdálených $0,3^\circ$ s krokem mřížky prohledávání prostoru $0,1^\circ$ .....	100
Obrázek 65 - Vliv pozice cílů vůči mřížce prohledávaného prostoru .....	101
Obrázek 66 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených šumem s odstupem 20 dB.....	101
Obrázek 67 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených šumem s odstupem 10 dB Vlevo celkový pohled, vpravo detail na určení pozice cíle v azimutu $5^\circ$ .....	102
Obrázek 68 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 30 cíli s odstupem -20 až -25 dB od signálu. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo časový průběh detekce cílů .....	103
Obrázek 69 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -20 až -25 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo časový průběh detekce cílů. ....	103
Obrázek 70 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 60 odpověďmi s odstupem od signálu -15 až -20 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo časový průběh detekce cílů .....	104
Obrázek 71 -Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -10 až -15 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo podrobnější zobrazení .....	104
Obrázek 72 - Určení směru příchodu tří blízkých cílů zatížených clutterem tvořeným 60 odpověďmi s odstupem od zájmových signálů -10 až -15 dB s krokem mřížky $01^\circ$ . Vlevo nahoře určené úhly cílů v azimutu, vpravo nahoře časový průběh detekce cílů a dole detail průběhu detekce zájmových cílů.....	105
Obrázek 73 – Rozlišení tří blízkých cílů (s rozestupem $0,75^\circ$ ) zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -15 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo podrobnější zobrazení.....	106
Obrázek 74 - Rozlišení tří blízkých cílů (s rozestupem $0,5^\circ$ ) zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -15 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo podrobnější zobrazení.....	106
Obrázek 75 - Zkonstruovaná řídká anténní řada fázového interferometru na budově firmy T-CZ .....	107
Obrázek 76 – Blokové schéma měřicího pracoviště.....	108
Obrázek 77 - Činitel řídké anténní řady pro ověřovací měření .....	109
Obrázek 78 - Vyzařovací diagram jednoho patch anténního elementu .....	110
Obrázek 79 - Vyzařovací diagram řídké anténní řady pro ověřovací měření.....	110

Obrázek 80 - Blokový diagram zpracování naměřených dat.....	111
Obrázek 81 - Ukázka pracoviště pro ověřovací měření.....	112
Obrázek 82 - Fázové zkresení vlivem měření v blízké zóně .....	113
Obrázek 83 - Určení pozice jednoho cíle, který se nachází přesně v ose řídkého anténního systému (vlevo – určení pozice cíle v azimutálních souřadnicích, vpravo určení pozice cíle v čase) .....	113
Obrázek 84 - Nastavování souřadnic cíle pro ověření určení azimutu cíle .....	115
Obrázek 85 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény.....	115
Obrázek 86 -Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici $-5^\circ$ .....	116
Obrázek 87 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici $-10^\circ$ .....	116
Obrázek 88 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici $-15^\circ$ .....	116
Obrázek 89 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici $-20^\circ$ .....	117
Obrázek 90 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici $-25^\circ$ .....	117
Obrázek 91 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici $-30^\circ$ .....	117
Obrázek 92 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény při SNR = 15 dB.....	119
Obrázek 93 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény při SNR = 12 dB.....	119
Obrázek 94 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény při SNR = 10 dB.....	119
Obrázek 95 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích $-5^\circ$ a $5^\circ$ .....	120
Obrázek 96 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích $-2^\circ$ a $2^\circ$ .....	121
Obrázek 97 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích $-1^\circ$ a $1^\circ$ při kroku mřížky prohledávání prostoru $0,5^\circ$ .....	121
Obrázek 98 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích $-1^\circ$ a $1^\circ$ při kroku mřížky prohledávání prostoru $0,2^\circ$ .....	122
Obrázek 99 - Odvození délky intervalu, v němž může přijít začátek rušící zprávy. ....	131
Obrázek 100 - Překrytá část vyhodnocované odpovědi.....	133
Obrázek 101 - Pravděpodobnost detekce 1 konkrétní odpovědi: $p_1(R_0)$ -modrá křivka a pravděpodobnost detekce alespoň 1 odpovědi za 1 s: $p(R_0)$ -zelená křivka v závislosti na vzdálenosti $R_0$ odpovídače naváděného letadla. Předpokládán střední počet 150 odpovědí/s u jednoho odpovídače. ....	135
Obrázek 102 - Průběhy pravděpodobností detekce jako na obr. 14, ale v maximálním provozu při počtu 250 odpovědí/s od jednoho odpovídače. ....	136
Obrázek 103 - Závislost dosahu na šířce sektoru v azimutu při četnosti odpovědí $f_{odp} = 150$ odp./s.....	137

Tabulka 1 - základní parametry PAR dle normy ICAO [3].....	20
Tabulka 2 – relativní permitivita a vodivost různých povrchů.....	78
Tabulka 3 - velikost střední kvadratické odchylky nerovností různých druhů terénu.....	80
Tabulka 4 - Vybrané rozmístění anténních prvků .....	93
Tabulka 5 - Pozice prvků řídké anténní řady pro ověřovací měření.....	109
Tabulka 6 - Souhrn změřených dat pro určení pozice cíle v azimutu.....	118
Tabulka 7 - Použité parametry odpovídačů a dotazovače .....	129

## SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

ACARS	Aircraft Communications Addressing and Reporting System (letecký komunikační systém)
ADS	Automatic Dependent System (systém založený na principu automatického předávání dat)
CW	Continuous Wave (kontinuální vlna)
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave (frekvenčně modulovaný radar s kontinuálním vysíláním)
GCV	Generalized Cross-Validation (metoda pro odhad parametru funkce)
GNSS	Global Navigation Satellite System (globální navigační systém)
ICAO	International Civil Aviation Organization (mezinárodní organizace pro civilní letectví)
ILS	Instrument Landing System (elektronický přístrojový přistávací systém)
ISLS	Interrogator Side Lobe Suppression (potlačení postranních laloků odpovídačem)
LORAN	LOng RANGE Navigation (pozemní rádiový navigační systém)
MFOCUSS	Multiple Measurement Vector Focal Undetermined System Solver (algoritmus metody kompresního snímání)
MLAT	Multi - LATeration System (vícepoziční pasivní radar)
PAR	Presision Approach Radar (přesný přibližovací radar)
RSLs	Receiver Side Lobe Suppression (potlačení postranních laloků přijímačem)
ŘLP	Řízení Letového Provozu
SLL	Side Lobe Level (úroveň postranních laloků)
SSR	Secondary Surveillance Radar (sekundární přehledový radar)
TCAS	Traffic Collision Avoidance System (letecký antikolizní systém)
TDOA	Time Difference Of Arrival (časoměrná hyperbolická metoda)

# 1 ÚVOD

Historicky je rozvoj radarové techniky na území České republiky využíváné pro řízení letového provozu spjat s obdobím těsně po druhé světové válce, kdy docházelo k prvnímu využívání primárního radaru k určování pozic letadel a k jejich navigaci, docházelo k rozvoji různých dalších podpůrných navigačních prostředků, jakými jsou například přistávací systém ILS a později systémy dálkové navigace LORAN a Consol [1], [2]. Na přelomu 50. a 60. let docházelo k využití přehledových radiolokátorů RL 1, pracujících v pásmu 3 cm a OR 1, pracujících v pásmu 10 cm. Na pražském letišti byl instalován první všesměrový maják VOR podle norem ICAO. Po roce 1989 docházelo k dalšímu vývoji a modernizaci radarových systémů. Do provozu byl uveden radarový systém EUROCAT 200, dodaný firmou Thomson-CSF. Toto přibližovací a oblastní středisko umožňuje multiradarovou syntézu dat ze čtyř radarů, včetně monopolzních sekundárních radarů RSM 970 firmy Thomson-CSF. Dále docházelo k pokrokům v oblasti stanovení jednotných požadavků na systémy formou specifikací a standardů včetně provázání s mezinárodními standardy ICAO.

Obecně se dá shrnout, že současné trendy v oblasti radionavigačních prostředků pro řízení letového provozu jsou následující:

- Zvýšení spolehlivosti a prodloužení životnosti
- Minimalizace konstrukčních rozměrů a snížení výrobních i provozních nákladů s pomocí využití moderních technologií (elektronicky vychylované anténní svazky, digitální tvarování anténních svazků, využití moderních polovodičových součástek,...)
- Zvyšování přesnosti a rozlišovací schopnosti s využitím metod spektrálního rozkladu a pokročilých monopolzních technik a i aplikací sofistikovaných metod zpracování signálu
- Sdružování více radarových systémů za účelem poskytnout validní, přesné a kompletní informace o poloze letadel a ostatních prostředků ve vzdušném prostoru a na ploše letiště.

Fakulta elektrotechniky a informatiky Univerzity Pardubice dlouhodobě spolupracuje s významnými firmami, které vyvíjejí a zdokonalují radionavigační systémy pro řízení letového provozu. Proto i má disertační práce vznikla v návaznosti na aktuálně řešené projekty v oblasti výzkumu systémů pro přesné přibližovací a přehledové radary ve spolupráci s firmou T-CZ, a.s. Důležitá cesta ke zvyšování užitných vlastností těchto systémů je založena na využití aktivních antén, které umožňují nejen zlepšovat parametry jako rychlost obnovy informace, úhlovou rozlišovací schopnost potlačování rušení ale také poskytují značnou míru adaptability. Praktická implementace aktivních antén však naráží na jejich velmi vysokou cenu, související



s nutností aplikace velkého množství aktivních bloků (celých přijímačů a vysílačů), souvisejících s velkým počtem anténních elementů moderních fázovaných antén.

Ve své disertační práci se proto zabývám právě možnostmi redukce počtu anténních elementů s cílem výrazně snížit výrobní náklady při zachování požadované přesnosti, rozlišovací schopnosti a jednoznačnosti určení směru v navrhovaných radarových systémech. V práci se věnuji anténám pro příjem signálů odpovídačů sekundárního přehledového radaru. K dosažení těchto cílů využívám řídké anténní řady a moderní metody signálového zpracování, konkrétně metodu kompresního snímání a metodu fázové interferometrie.

V druhé kapitole jsou popsány základní principy radionavigačních prostředků pro řízení letového provozu, přičemž hlavní důraz je kladen na systémy, které mohou využívat mnou navrhované řídké anténní řady a metody signálového zpracování. Pro vyhodnocení azimutální pozice cíle (letadla) využívám signálů odpovědí palubních odpovídačů, kterými dnes musí být vybaveno každé civilní dopravní letadlo. Z tohoto důvodu jsou formáty těchto odpovědí popsány detailněji.

Další část práce shrnuje metody syntézy anténních řad a určení směru příchodu signálu. Nejprve jsou popsány standardní metody syntézy jako je Dolph-Chebyschevova syntéza a Taylorova syntéza a metody pro vychylování anténního svazku včetně Bartlettova algoritmu pro určení směru příchodu signálu. Ovšem hlavní důraz je kladen na metody založené na fázové interferometrii a kompresním snímání, využívající řídké anténní řady.

Čtvrtá kapitola nejprve popisuje mnou navržené postupy pro optimalizaci rozložení anténních prvků třífázového interferometrického systému s prodlouženou první bází, včetně detailního popisu mnou navrženého algoritmu pro odstranění nejednoznačnosti určení směru příchodu signálu vlivem prodloužené první báze. Dále jsem zde provedl analýzu vlivu odrazu signálu od okolního terénu na vlastnosti interferometrického systému. Druhá část této kapitoly se věnuje optimalizaci rozložení řídké anténní řady pro metodu kompresního snímání. Jsou zde porovnány dva možné přístupy a zvolené rozložení je aplikováno do algoritmu kompresního snímání. Tato metoda je zde simulačně ověřena na modelu přijímaných signálů, tvořených odpověďmi odpovídačů v modu S, včetně simulace clutteru. Jsou zde popsány různé simulační scénáře a výsledky jsou diskutovány.

Poslední kapitola ukazuje možnosti reálné implementace navržených systémů a v případě metody kompresního snímání jsou její parametry ověřeny pomocí měření na redukováném řídkém anténním poli s využitím přístrojového vybavení, dostupného na Fakultě

elektrotechniky a informatiky Univerzity Pardubice. Naměřená data jsou graficky zpracována a výsledky jsou podrobeny diskusi.

## 2 RADAROVÉ SYSTÉMY PRO ŘÍZENÍ LETOVÉHO PROVOZU

Radarové systémy pro řízení letového provozu lze rozdělit na systémy aktivní a pasivní. Aktivní systémy jsou charakteristické tím, že vysílají vlastní elektromagnetickou vlnu. Dle principu činnosti lze aktivní radary dále rozdělit na radary primární a radary sekundární. Primární radary využívají odrazu vyslané vlny k určení požadovaných dat o poloze a charakteru cíle, sekundární radary přijímají odpovědi od objektů, ozářených vyslanou vlnou. Pasivní radarové systémy využívají k určení zájmových dat o cíli signály, které generují samotné cíle nebo je generují jiné nekooperující objekty a od zájmových objektů se pouze odrážejí.

### 2.1 Primární radary

Dle režimu vyzařování elektromagnetického vlnění lze tyto radary rozdělit do několika skupin. Jedná se především o radary impulzní, které využívají odrazu krátkého vysoko-výkonového elektromagnetického pulzu od zájmového objektu a z časového zpoždění mezi vysláním tohoto impulzu a příjmem jeho odražené repliky určují šikmou vzdálenost objektu od radaru. K určení azimutální a elevační souřadnice cíle se využívá směrových vlastností antény. Další významnou skupinou primárních radarů jsou radary s kontinuálním provozem, označované CW (Continuous Wave). Dle typu modulace lze tyto radary rozdělit především na radary bez modulace, které vysílají kontinuální nemodulovanou elektromagnetickou vlnu a přijímají signál, odražený od pohybujících se cílů, přičemž vyhodnocují změnu kmitočtu přijímaného elektromagnetického vlnění, způsobenou vzájemným pohybem cíle vůči radaru (Dopplerův jev). Z velikosti frekvenční změny lze určit vzájemnou radiální rychlost cíle vůči radaru. Často jsou využívány také radary s modulovaným kontinuálním vysláním, přičemž nejpoužívanějším typem je lineární frekvenční modulace. Tyto radary se označují zkratkou FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave). Tyto radary se využívají především k přesnému určování radiální vzdálenosti radaru od překážky. K určení této vzdálenosti využívají frekvenčního rozdílu mezi aktuálně vyzařovaným elektromagnetickým signálem a signálem odraženým od zájmového objektu.

Podle účelu použití mohou být primární radary pro řízení letového provozu např. přehledové, které poskytují přehled o situaci v okolí radaru a zjišťují polohu objektů ve dvourozměrném (2D) nebo třírozměrném prostoru (3D), radary přibližovací, které asistují při přistávání letadel

a poskytují všechny tři komponenty polohy letadla na přiblížení (PAR – Precision Approach Radar), různá čidla, zejména pro kontrolu letiště a jeho bezprostředního okolí (pojezdové lokátory, detektory dronů apod.) a pro řízení letového provozu se využívají i meteolokátory, které mapují déšť, bouřky a jiné nebezpečné meteouťvary v okolí letiště a na letových trasách.

### 2.1.1 Přesný přibližovací radar

Jelikož ve své disertační práci několikrát narážím na problematiku přesného přibližovacího radaru (PAR – Precision Approach Radar) dovoluji si na tomto místě krátce popsat základní parametry a použití tohoto typu primárního radiolokátoru.

Přesný přibližovací radar vyhodnocuje informaci o 3D poloze letadla (azimut, elevace, šikmá vzdálenost) v oblasti finálního přiblížení k letišti, tedy v posledních 16,7 kilometrech od antény radaru. Radar se umísťuje v blízkosti přistávací dráhy a umožňuje precizní sledování polohy letadla při finálním přiblížení, kdy letadlo sestupuje podle požadované sestupové osy s elevací 3°. Původní, ač v současnosti stále hojně využívané PAR systémy, využívaly pro určení azimutu a elevace cíle dvě samostatné, mechanicky se pohybující antény, které se nazývají anténa výšky a anténa strany. Současná moderní koncepce systému PAR využívá pro určení souřadnic cíle buď jedno, nebo dvě anténní pole se svazky, řízenými elektronicky. Fázové vychylování elektromagnetického svazku bude popsáno v další kapitole. V obou koncepcích jsou azimut a elevace cíle určovány na základě směrových vlastností antén. Šikmá vzdálenost letadla je určena z časového zpoždění mezi vysláním a příjmem odraženého vysokofrekvenčního pulzu.

V civilním sektoru jsou na přesný přibližovací radar kladeny požadavky, které jsou uvedeny v normě ICAO ANNEX 10/I [3]. Základní požadavky na PAR vyplývající z této normy jsou uvedeny v tabulce 1.

**Tabulka 1 - základní parametry PAR dle normy ICAO [3]**

<b>Parametr</b>	<b>Hodnota</b>
Minimální odrazná plocha letadla (RCS) [m <sup>2</sup> ]	15
Minimální dosah od antény radaru [km]	16,7
Minimální krytí v azimutu [°]	20
Minimální krytí v elevaci [°]	7
Rozlišovací schopnost v dálce [m]	120
Minimální rozlišovací schopnost v azimutu [°]	1,2

Minimální rozlišovací schopnost v elevaci [°]	0,6
Doba obnovení informace [s]	1

Podstatnými parametry tohoto radarového systému jsou též přesnosti určení azimutu, elevace a šikmé vzdálenosti cíle. Tyto parametry jsou v normě [4], též podrobně specifikovány. Maximální přípustná chyba vzhledem k odchylkám od osy přiblížení v azimutální rovině může být buď 0,6% ze vzdálenosti letadla od antény PAR plus 10 % odchylky letadla od osy přiblížení, nebo 9 m podle toho, která hodnota je větší. Zařízení musí být umístěno tak, aby chyba v bodu dosedu nepřevýšila 9 m. Maximální přípustná chyba určení elevace, vzhledem k odchylkám od osy přiblížení, může být buď 0,4 % ze vzdálenosti letadla od antény PAR plus 10 % lineární odchylky letadla od zvolené sestupové osy, nebo 6 m podle toho, která hodnota je větší. Zařízení musí být umístěno tak, aby chyba v bodu dosedu nepřevýšila 6 m. Chyba v určení vzdálenosti letadla od bodu dosedu nesmí být větší než 3 % této vzdálenosti plus 30 m.

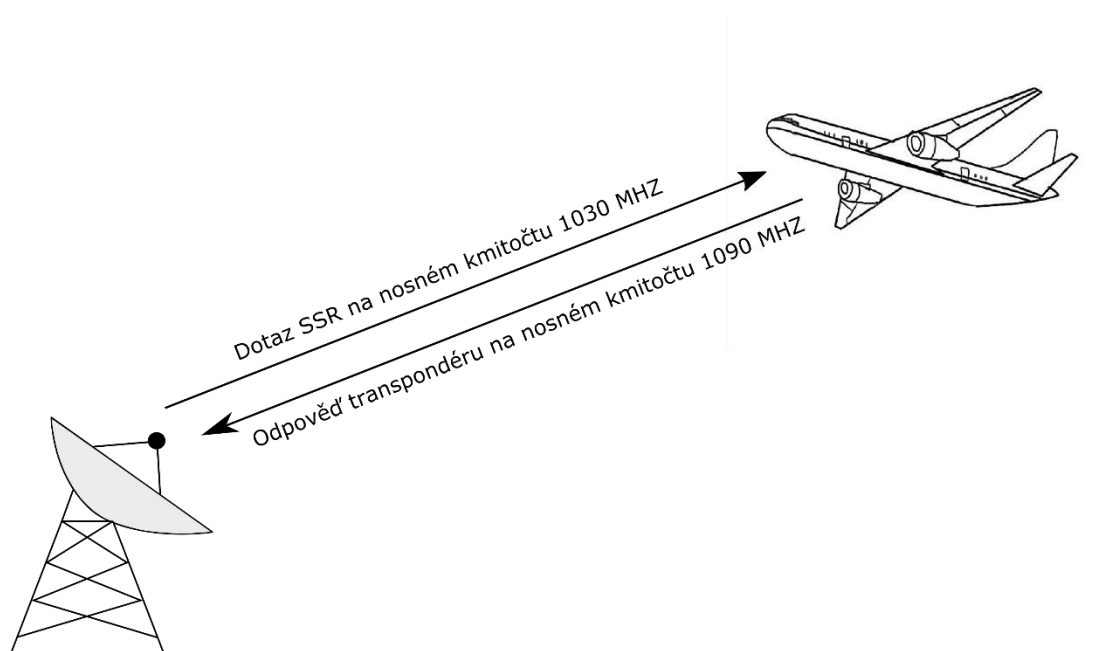
Přesné přibližovací radary se obvykle konstruují v kmitočtovém pásmu X (8,12 – 12,4 GHz). Toto frekvenční pásmo umožňuje konstrukci rozměrově přijatelných antén, které mohou zaručit dosažení požadovaných rozlišovacích schopností systému.

## 2.2 Sekundární radary

Nejrozšířenějším zastupitelem sekundárních radarů je přehledový sekundární radar pro řízení letového provozu (SSR – Secondary Surveillance Radar), jehož signály a signály, vysílané odpovídači SSR jsou využívány také řadou dalších zařízení a služeb (např. pasivními radary).

### 2.2.1 Princip činnosti SSR

Systém sekundárního přehledového radiolokátoru SSR se skládá ze dvou částí. Jednu část tvoří pozemní dotazovač (v anglické literatuře označovaný jako Interrogator), jehož úkolem je vyslat sérii elektromagnetických impulzů na nosném kmitočtu 1030 MHz, která se nazývá dotaz. Druhá část systému SSR – odpovídač (v anglické literatuře se označuje jako Transponder) je umístěna na palubě spolupracujícího letadla a na základě vyhodnocení přijatého dotazu vyšle sérii elektromagnetických impulzů na nosném kmitočtu 1090 MHz, které představují odpověď. Funkce Sekundárního přehledového radiolokátoru demonstruje obrázek 1.

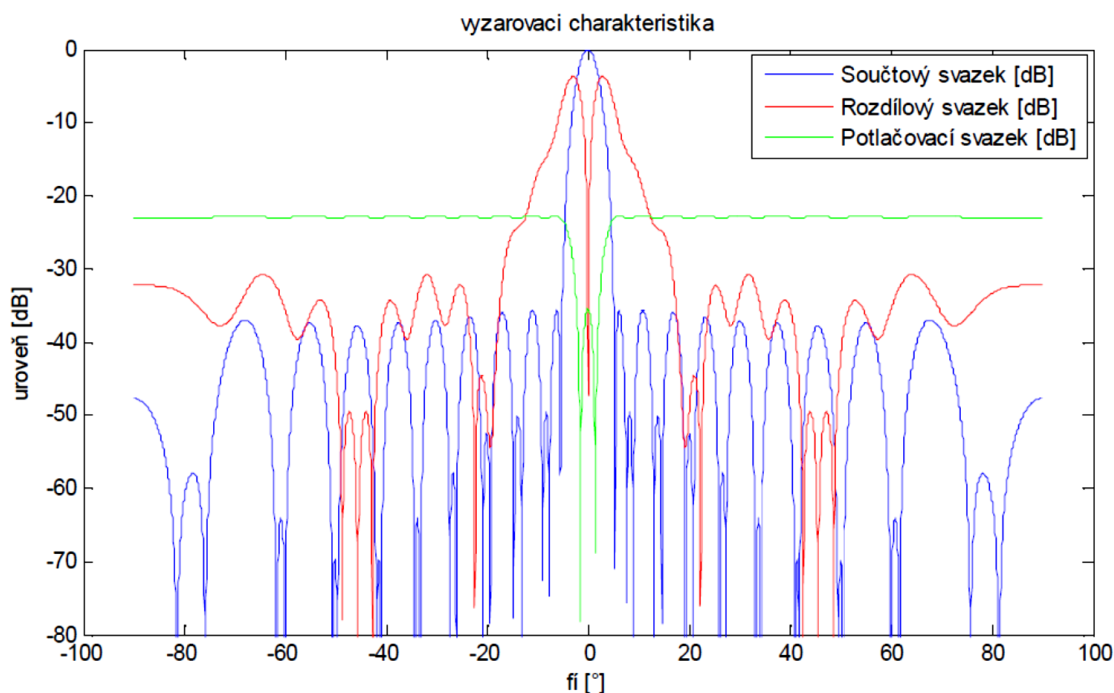


**Obrázek 1 – Základní funkce sekundárního radiolokátoru**

Formát dotazu i odpovědi, kódování přenášené informace, použité frekvence a další parametry jsou dány normou ICAO ANNEX 10/IV [4] tato problematika je velice obsáhlá a v kapitole 2.2.1 bude popsána pouze v míře, nezbytné pro účely této disertační práce.

SSR sám určuje pouze dvě souřadnice cíle, kterými jsou šikmá vzdálenost cíle od antény radiolokátoru a azimut cíle. Pro určení vzdálenosti cíle měříme časové zpoždění mezi náběžnou hranou posledního vyslaného impulsu dotazu a náběžnou hranou prvního impulsu přijaté odpovědi. Ta je dána nejen vzdáleností cíle ale zahrnuje i zpoždění mezi přijetím dotazu odpovídačem a vysláním odpovědi. Toto zpoždění je pro civilní módy A a C stanoveno normou [2] na  $3 \pm 0,5 \mu\text{s}$  a pro mód S na  $128 \pm 0,5 \mu\text{s}$ . Vlivem tolerance zpoždění  $\pm 0,5 \mu\text{s}$  může docházet k chybnému určení radiální vzdálenosti cíle v rozsahu  $\pm 75$  metrů.

K určení azimutu cíle se využívá směrových vlastností antény pozemního dotazovače. V současné době konstruované sekundární přehledové radary využívají pro vyhodnocení azimutální pozice cíle tři anténních svazků. Jedná se o svazek součtový (označovaný  $\Sigma$ ), rozdílový ( $\Delta$ ) a potlačovací ( $\Omega$ ) – viz. obrázek 2.



**Obrázek 2 - Ukázka tří typických diagramů anténních svazků sekundárního radiolokátoru (převzato z [44])**

Při prohledávání prostoru anténa SSR rotuje kolem svislé osy, takže součtový svazek této antény prohledává prostor v celém rozsahu 360°. Když je anténa natočena k cíli (k letadlu vybavenému odpovídačem) velikost amplitudy signálu dosáhne maxima a ze známé hodnoty natočení antény se určí azimutální souřadnice cíle. Na anténu sekundárního radiolokátoru dopadají současně signály mnoha odpovídačů s různými úrovněmi (v závislosti na vzdálenosti cíle) současně a z různých směrů. Je tedy nutné určit, jestli byla odpověď zachycena hlavním vyzařovacím svazkem nebo některým z postranních anténních svazků. V tuto chvíli se uplatní potlačovací anténa, která má v horizontální rovině prakticky všesměrový vyzařovací diagram (s výjimkou maxima hlavního laloku kde má z důvodu zvýšení dynamiky systému zisk snížený), přičemž tento vyzařovací diagram musí překrývat všechny postranní laloky součtového diagramu (viz obr. 2). Je-li signál přijatý hlavní anténou silnější než signál přijatý anténou potlačovací, je tento signál postoupen k dalšímu zpracování, v opačném případě je tento signál potlačen. Tento systém se označuje jako RSLS (Receiver Side Lobe Suppression).

Další využití potlačovací antény dotazovače se nachází na straně odpovídače. Dotazovač vyšle část dotazu pomocí hlavní antény a část pomocí potlačovací antény. Odpovídač na základě velikosti jednotlivých částí dobře rozpozná, jestli přijal dotaz z hlavního svazku nebo z postranních svazků. Na dotazy z postranních svazků neodpovídá. Tento systém se označuje

ISLS (Interrogator Side Lobe Suppression). Podrobněji bude rozdělení vysílání dotazu popsáno v části 2.2.1.

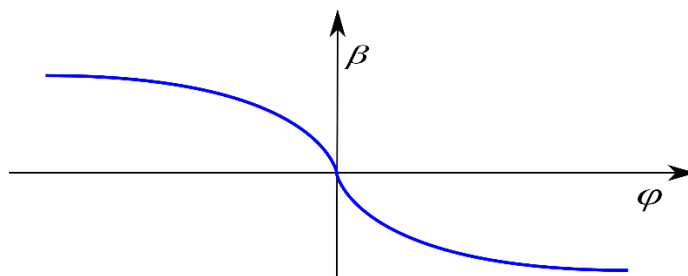
U moderních přehledových sekundárních radiolokátorů často přichází signál nedostatečně kopíruje anténní charakteristiku hlavního laloku, jelikož počet přijatých odpovědí od jednoho odpovídače uvnitř šířky hlavního svazku je příliš malý (<5). Též se v čím dál, tím větší míře začínají uplatňovat antény s elektronickým vychylováním hlavního svazku, které se vyznačují nespojitým pohybem tohoto anténního svazku [5]. Vzhledem k výše uvedeným problémům se k určení azimutu cíle užívá metoda monopolzu [5]. Tato metoda umožňuje určení azimutu cíle už po přijetí pouze jediného impulzu, přičemž využívá současného příjmu signálu dvěma anténami. V praxi se většinou jedná pouze o jedno anténní pole, na němž jsou pomocí vhodných signálových rozvodů vytvořeny dva svazky – součtový a rozdílový. SSR obvykle využívají fázový monopolz, kdy oba anténní svazky mají stejný směr osy hlavního laloku, ale vzájemně posunutý fázový střed. Signál dopadající na anténu radiolokátoru je současně přijímám oběma svazky a výsledná charakteristika fázového monopolzu  $\beta(\varphi)$  – obrázek 3, je získána jako podíl signálů přijatých rozdílovým a součtovým svazkem antény. Součtový a rozdílový svazek jsou vůči sobě fázově posunuty o  $\pi/2$ , proto je vhodné vztah pro charakteristiku fázového monopolzu vynásobit imaginární jednotkou  $-j$  – viz. rovnice 2.1 [5].

$$\beta(\varphi) = -j \frac{\Delta}{\Sigma} \quad (2.1)$$

Kde:  $\beta(\varphi)$  je charakteristika monopolzu v závislosti na směru příchodu signálu  $\varphi$

$\Delta$  – rozdílový svazek

$\Sigma$  – součtový svazek



Obrázek 3 - Charakteristika monopolzu

Charakteristika monopolzu prochází nulovou hodnotou na ose monopolzu ( $\varphi = 0$ ). V oblasti, která koresponduje s 3 dB šířkou součtového svazku, je tato funkce monotónní a její velikost



nezávisí na amplitudě přijímaného signálu. Azimut směru příchodu signálu závisí na změřené velikosti parametru  $\beta$  a aktuální pozici osy monopolzu.

Přesnost určení azimutu fázovým monopolzem závisí na velikosti odstupe signálu od šumu S/N. Při větších odstupech S/N lze pro velikost střední kvadratické odchylky měření úhlu v důsledku šumu využít vztah 2.2 (např. [14]):

$$\sigma(\varphi) = \frac{\Delta\varphi}{k\sqrt{2\left(\frac{S}{N}\right)}} \quad (2.2)$$

Kde:  $\sigma(\varphi)$  střední kvadratické odchylky měření úhlu v důsledku šumu  $\varphi$

$\Delta\varphi$  – rozlišovací schopnost metody v úhlu

$k$  – koeficient charakterizující použitou metodu a tvar hlavního laloku,  $k \in (1,2)$

$\frac{S}{N}$  – poměr výkonu signálu a šumu

Popsaný princip s výjimkou určení směru využívá také letecký antikolizní systém TCAS (Traffic Collision Avoidance System), kde dotazovač, umístěný na letadle vyhodnocuje odpovědi okolních letadel a podle zjištěné situace usměrňuje řízení letadla. V tomto případě však lze určit dostatečně přesně pouze vzdálenost a výšku okolních letadel protože anténa dotazovače nemůže mít takové rozměry, aby umožňovala určovat azimut příchodu signálu s potřebnou přesností. Případné nebezpečí kolize se pak vyhodnocuje jiným způsobem.

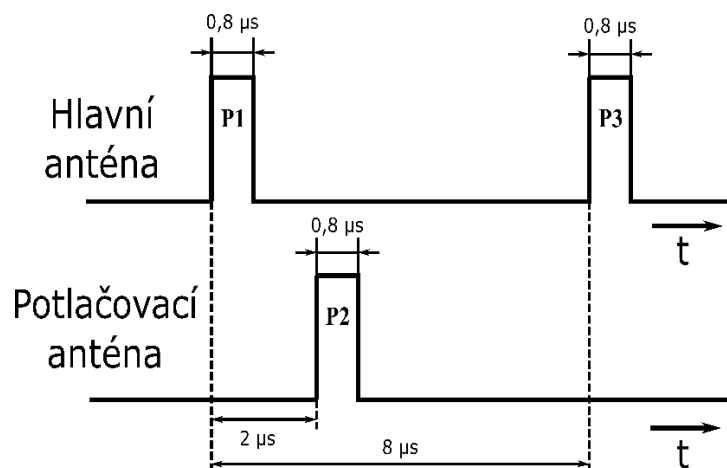
### 2.2.1 Formáty dotazů a odpovědí SSR

Norma ICAO ANNEX 10/IV [4] uvádí několik možných formátů dotazů a odpovědí pro SSR, které se označují jako módy. Módy, které využívají vojenské prostředky, jsou označovány číselně. Jedná se o módy 1, 2, 3, 4 a nejnovější 5. Ve své práci se ovšem zaměřuji na módy, využívané v civilním sektoru označované písmeny. Jedná se o módy A, C a S. Existují též módy B a D, které se ale dnes již nevyužívají. Dotazy všech módů se vysílají na nosné o kmitočtu 1 030 MHz, odpovědi na nosné o kmitočtu 1 090 MHz.

#### Mód A

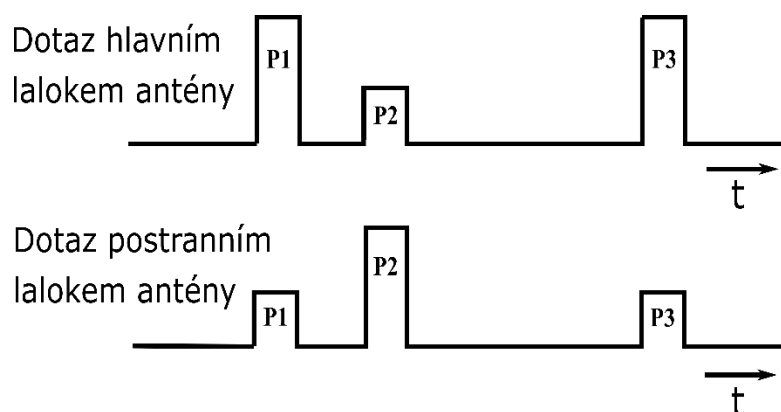
Tento mód slouží pouze ke zjištění čísla letu, které je tvořeno čtyřmi číslicemi, které mohou nabývat hodnot 0-7, tedy existuje 4096 kombinací, přičemž norma ICAO z nich vymezuje několik kódů, určených pro zvláštní účely.

Dotaz v módu A je neadresný, a tudíž na něj odpovídají všechna letadla ve směru hlavního svazku antény radaru. Dotaz se skládá celkem ze tří impulzů označovaných P1, P2 a P3 délky  $0,8 \mu\text{s}$ . Impulzy P1 a P3 jsou vysílány hlavním součtovým svazkem antény, impuls P2 je vysílán potlačovacím svazkem antény.



Obrázek 4 – Průběh pulzů dotazu v módu A

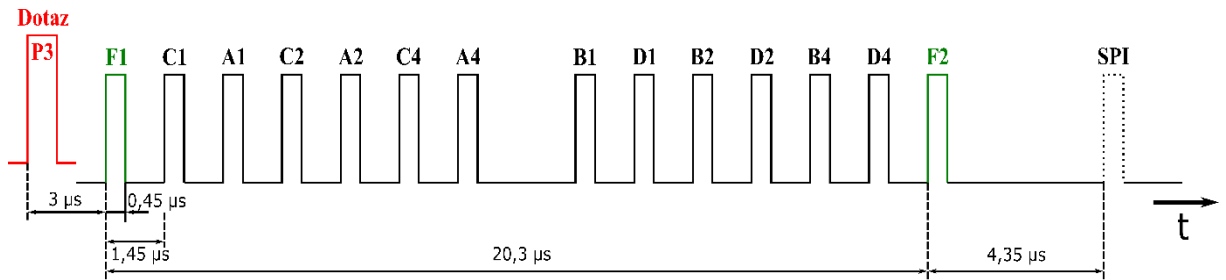
Rozdělení vysílání dotazu na část vysílanou hlavním svazkem a část vysílanou potlačovacím svazkem je využito v systému ISLS, ve kterém odpovídač vyhodnocuje, zda byl dotaz vyslán hlavním součtovým svazkem antény dotazovače nebo postranním svazkem. Pokud jsou přijaté amplitudy impulzů P1 a P3 alespoň o 9 dB větší než amplituda přijatého pulzu P2, jedná se o dotaz, vyslaný hlavním lalokem součtového svazku a odpovídač odpovídá, v opačném případě jde o dotaz z postranního laloku a odpověď je potlačena.



Obrázek 5 - Porovnání dotazů v módu A vyslaných hlavním a postranním lalokem antény dotazovače

Odpověď v módu A se skládá ze dvou bránovacích pulzů označovaných F1 a F2, mezi nimiž se nachází 12 významových bitů označovaných  $A_1 - D_4$  s přiděleným kódem letu. Jednotlivé impulzy jsou amplitudově modulovány – logické 1 odpovídá přítomnost impulzu (přítomnost

nosné), logické 0 odpovídá absence impulzu (absence nosné). Formát odpovědi módu A zachycuje obrázek 6.



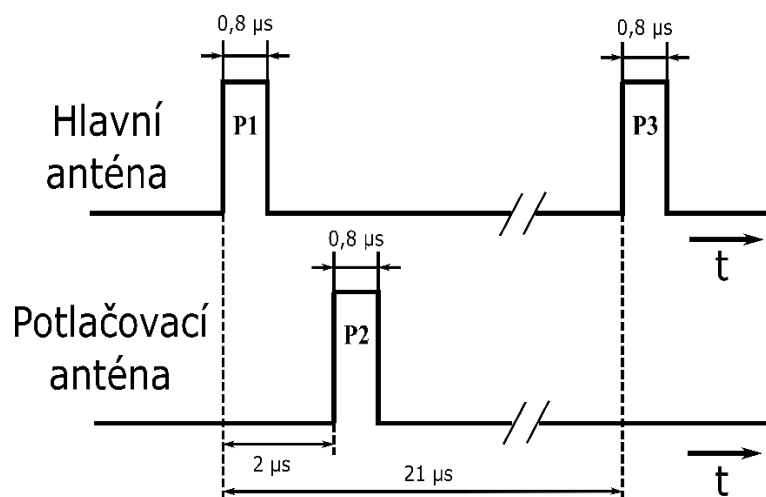
Obrázek 6 - Formát odpovědi v módu A

Jako doplněk k informačním impulsům může být vysílán speciální polohový identifikační impuls SPI (Special Pilot Identification), který se může vysílat výhradně na základě zásahu pilota na žádost dispečera. Tento impuls je poté vysílán po každé odpovědi po dobu 15 - 30 s a slouží k potvrzení, se kterým letadlem dispečer právě hovoří.

### Mód C

Tento mód se využívá pro přenos informace o výšce letadla na základě údajů z palubního barometrického výškoměru. Údaje o výšce letu se zaokrouhlují na stovky stop a vytváří tak údaj o letové hladině.

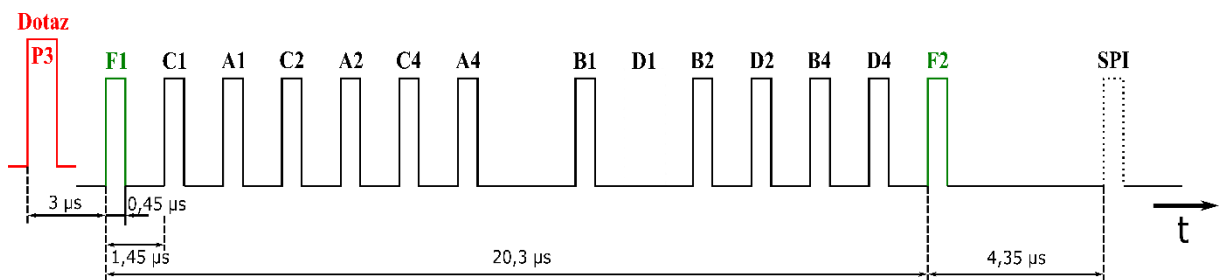
Tvar dotazu modu C je velice podobný dotazu v modu A, liší pouze vzdáleností mezi náběžnou hranou impulsu P1 a impulzu P3, která v tomto případě činí  $21 \pm 0,2 \mu\text{s}$ . Interval mezi náběžnými hranami pulzů P1 a P2  $2 \pm 0,15 \mu\text{s}$  je zachován – obrázek 7.



Obrázek 7 - Průběh pulzů dotazu v módu C

Princip potlačení dotazu vyslaného postranními laloky hlavního součtového svazku je též stejný a opět se využívá systému ISLS.

Odpověď v módu C je velice podobná odpovědi v módu A. Opět se využívá dvou bránových impulzů F1 a F2 s roztečí náběžných hran  $20,3 \pm 0,1 \mu\text{s}$ . Pro přenos informace o výšce letadla se ovšem využívá pouze 11 bitů. Bit D1 je trvale nastaven na 0 úroveň) – obrázek 8. Všechny délky pulzů, vzdálenosti pulzů, délky náběžných a sestupných hran včetně všech tolerancí jsou naprosto totožné s odpověďmi v módu A. V tomto módu se nepoužívá SPI impulz.

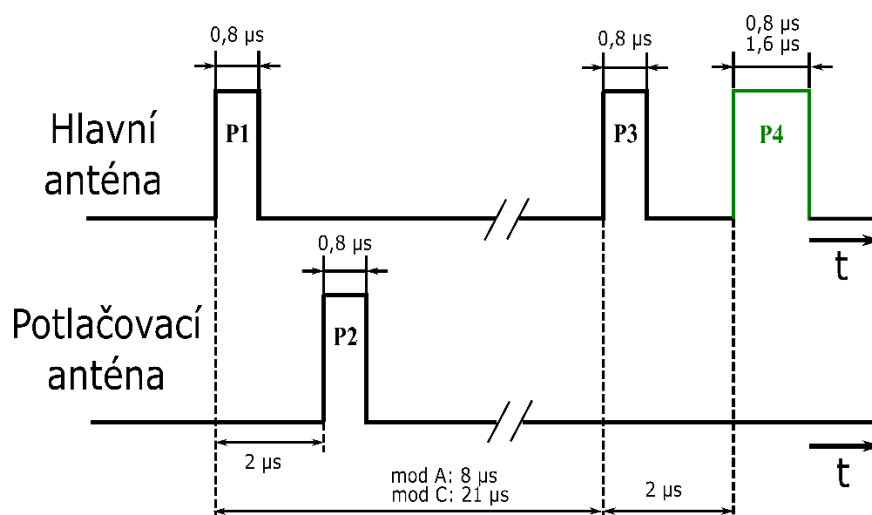


Obrázek 8 - Formát odpovědi v módu C

## Mód S

Hlavním nedostatkem vysílání dotazů módu A a C je jejich neadresnost, která spolu se stále stoupající hustotou leteckého provozu vede k prudkému nárůstu počtu odpovědí, které jsou přenášeny na stejném nosném kmitočtu a k jejich překrývání, které se označuje jako garbling. Z tohoto důvodu byl zaveden mód S (Selective), který využívá dvou typů dotazů – adresný dotaz a všeobecný dotaz.

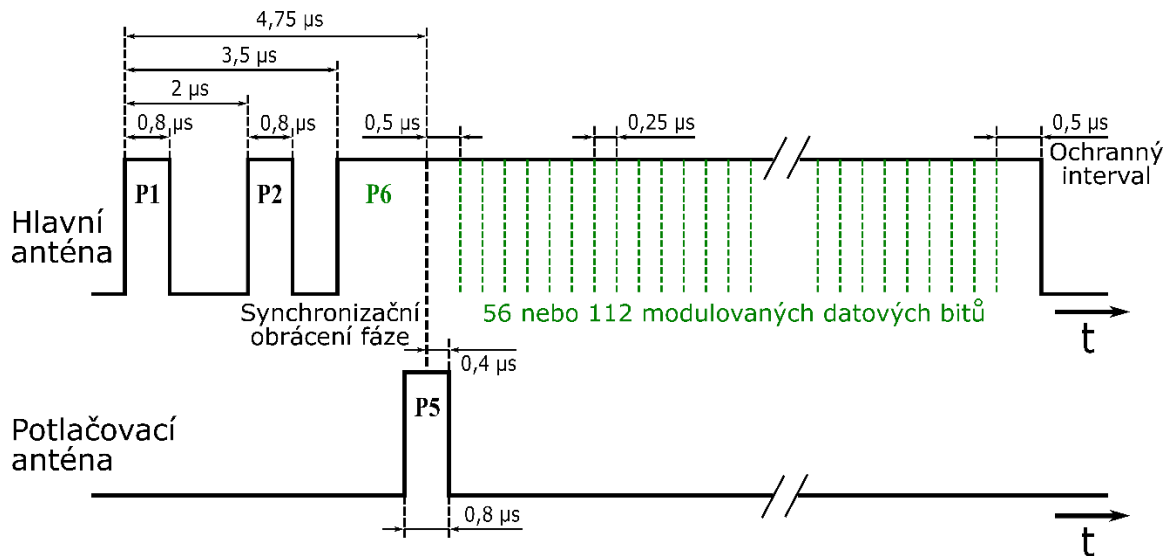
Všeobecný dotaz módu S je odvozen od dotazu módu A nebo C. Impulzy označované P1 a P3 mohou být v časovém rozestupu  $8 \pm 0,2 \mu\text{s}$  nebo  $21 \pm 0,2 \mu\text{s}$  stejně jako u módů A nebo C podle toho, zda jde o dotaz na číslo letu nebo na výšku letadla. Rozdílem je přidání impulzu P4, který může mít trvání buď  $0,8 \pm 0,1 \mu\text{s}$  nebo  $1,6 \pm 0,1 \mu\text{s}$  a následuje  $2 \pm 0,05 \mu\text{s}$  za impulzem P3 – obrázek 9. Pokud odpovídač podporuje mód S, vysílání odpovědi A/C se po přijetí tohoto pulzu P4 potlačí. V případě, že vysíláme delší pulz P4, odpovídač módu S na něj odpovídá zprávou v módu S se svojí adresou. Pokud odpovídač nepodporuje mód S, odpoví na tento dotaz v módu A nebo C. Tento formát dotazu je určen zejména pro protisrážkový systém TCAS [5].



**Obrázek 9 - Struktura všeobecného dotazu v módu S s dlouhým a krátkým pulzem P4**

Adresný dotaz v módu S má charakter datové zprávy, která je složena celkem ze 4 impulzů. Hlavní anténou jsou vysílány tři impulzy označované P1, P2 a P6. Čtvrtý impulz označovaný P5 je vysílán potlačovací anténou. Impulzy P1 a P2 jsou široké  $0,8 \pm 0,1 \mu\text{s}$  a vzdálenost jejich náběžných hran je  $2 \pm 0,15 \mu\text{s}$ . Jelikož odpovídače, které pracují pouze v módu A/C, očekávají amplitudový rozdíl mezi pulzy P1 a P2 alespoň 9 dB (jelikož v systémech módu A/C byl impulz P2 vysílán potlačovací anténou), tak tento dotaz nepustí k dalšímu zpracování. Tedy reagují na něj pouze odpovídače schopné činnosti v módu S. S odstupem  $1,5 \mu\text{s}$  od náběžné hrany impulzu P2 je vysílán impulz P6, který trvá buď  $16,25$  nebo  $30,25 \mu\text{s}$  v závislosti na bitové délce dotazu a obsahuje datovou zprávu kódovanou pomocí binární fázové modulace. S časovým zpožděním  $0,85 \mu\text{s}$  od náběžné hrany impulzu P6 je vysílán potlačovací anténou impulz P5 jehož doba trvání je  $0,8 \pm 0,1 \mu\text{s}$  v jehož středu, tedy  $1,25 \pm 0,05 \mu\text{s}$  po náběžné hraně impulzu P6 dochází k reverzaci fáze pro synchronizaci odpovídače. Po  $0,5 \pm 0,05 \mu\text{s}$  od této referenční změny fáze následují jednotlivé modulované datové bity, kdy logická 1 je reprezentována fázovou změnou o  $180^\circ$  a logická nula je bez fázové změny v daném čase. Délka trvání jednotlivých bitů datové zprávy je  $0,25 \pm 0,02 \mu\text{s}$ . Za posledním datovým bitem musí být umístěn ochranný interval  $0,5 \pm 0,05 \mu\text{s}$ , který zajišťuje závěrnou hranu P6 proti zkreslení demodulačním procesem. Impulz P6 trvajících  $16,25 \mu\text{s}$  může obsahovat nejvýše 56 reverzací fáze dat, impulz P6 trvajících  $30,25 \mu\text{s}$  může obsahovat maximálně 112 reverzací fáze dat. První část datové zprávy je vyhrazena pro popis zprávy, další bity jsou vyhrazeny pro samotnou datovou zprávu (detailně popsáno v normě ICAO [4]) a posledních 24 bitů je vyhrazeno pro adresu dotazovaného odpovídače a součet (modulo 2) kontrolní parity (modifikovaný cyklický kód). Odpovídač přijme dotaz a od posledních 24 bitů odečte svoji adresu, a pokud je výsledek roven 0 je dotaz adresován právě

tomuto odpovídáči (a zároveň je to indikace, že zpráva nebyla poškozena). Formát vysílání adresného dotazu v módu S je na obrázku 10.

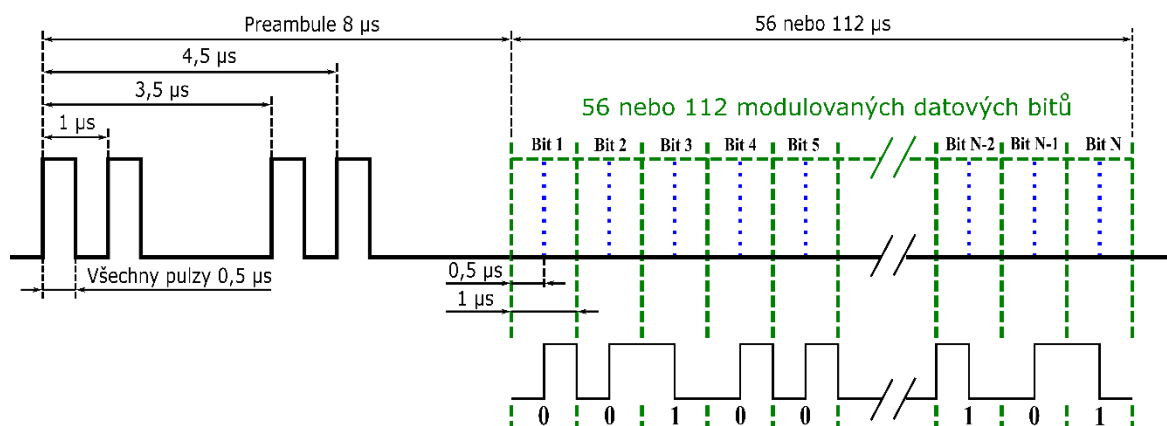


Obrázek 10 - Struktura adresného dotazu v módu S

Impulz P5 je využit k potlačení dotazů přijatých z postranních laloků hlavní antény dotazovače. Je zde opět využita metoda ISLS. Pokud je amplituda pulzu P5 větší než amplituda zbylých impulzů, to znamená, že dotaz byl vyslán postranními laloky hlavní antény, odpovídáč synchronizační reverzaci fáze nevyhodnotí a dotaz tak není připuštěn k dalšímu zpracování.

Aby tento systém adresného dotazování mohl fungovat, je nezbytné nejprve získat informaci o adrese dotazovače. To je možné buď s využitím všeobecného dotazu nebo zachycením zprávy samovolně vysílané každým odpovídáčem v módu S s periodou 0,8 s označované Squitter.

Odpověď v módu S má také charakter datové zprávy a je složena ze dvou částí. První část je označována jako preamble, která sestává ze 4 impulzů délky  $0,5 \pm 0,1 \mu\text{s}$ . Vzdálenosti mezi jednotlivými impulzy preamble vystihuje obrázek 11, přičemž tolerance počátku jednotlivých impulzů je  $\pm 0,05 \mu\text{s}$ . Za preambulí následuje ve vzdálenosti 8  $\mu\text{s}$  vlastní datová zpráva obsahující buď 56 nebo 112 informačních bitů. Úvodní část datové zprávy je vyhrazena pro popis formátu zprávy, následují bity samotné datové zprávy (detailně popsáno v normě ICAO [4]) a posledních 24 bitů je opět kombinace adresy a kontrolního součtu. Všechny impulzy odpovědi musí začínat u definovaného násobku  $0,5 \mu\text{s}$  od prvního vyslaného impulzu s tolerancí polohy  $\pm 0,05 \mu\text{s}$ . Tento blok dat je modulován impulzní polohovou modulací s rychlostí 1 Mbit/s. Odchyłka amplitudy mezi impulzy v odpovědi módu S nesmí převýšit 2 dB. Popis formátu odpovědi v módu S je na obrázku 11.



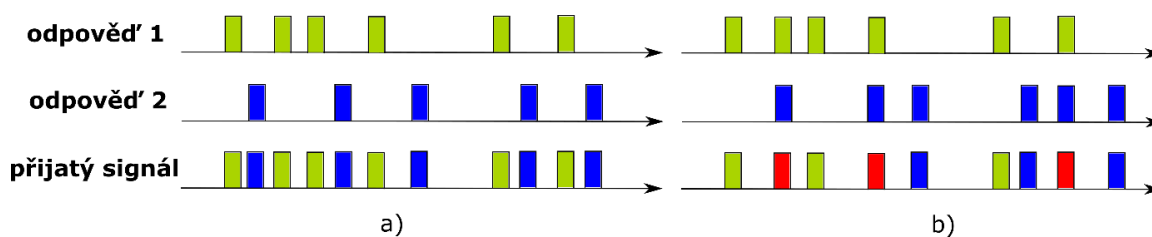
Obrázek 11 - Formát odpovědi v módu S

### 2.2.2 Překrývání odpovědí sekundárního radiolokátoru

V současném velice zahuštěném leteckém provozu se systém sekundárního radiolokátoru potýká s mnoha problémy, jedná se především o rušení přijímaných signálů ostatními odpověďmi a zprávami odpovídačů SSR. Častým jevem je přijetí dvojice odpovědí, které se překrývají, tento jev se označuje jako garbling. Překrytí zpráv odpovědí je pravděpodobnější v módech A a C, proto bude níže popsáno právě na těchto módech. Délka odpovědi módů A i C je  $20,3 \mu\text{s}$ , to odpovídá šikmé vzdálenosti  $3,7 \text{ km}$ . Tedy pokud budou dvě letadla ve stejném směru s menší vzájemnou vzdáleností než  $3,7 \text{ km}$ , jejich odpovědi se vrátí překryté. V módu S jsou letadla dotazována adresně a překrytí zpráv tak lze omezit. Nicméně i v tomto módu má překrytí výrazný vliv, navíc je tento mód dnes velice rozšířený, a proto tento vliv bude podrobněji popsán v další části mé práce. Překrytí zpráv rozdělujeme na dva typy: asynchronní a synchronní.

Častějším typem je asynchronní překrytí, které nastává v případě, že se impulzy dvou souběžně vysílaných zpráv přímo nepřekrývají a impulzy tedy vzájemně nesplynou. Pokud je vzájemná poloha sousedních pulzů větší než šířka impulzu, lze impulzy přiřadit první a druhé zprávě přímo na základě bránovacích impulzů F1 a F2 první a druhé zprávy. Pokud se impulzy částečně překrývají, používají se pro určení jedné zprávy náběžné hrany impulzů a pro určení druhé zprávy sestupné hrany impulzů.

Synchronní překrytí nastává v případě, že se polohy některých impulzů dvou zpráv vzájemně přesně překrývají. V tomto případě jsou zprávy vzájemně neoddělitelné a musí být potlačeny. Asynchronní a synchronní překrytí dvou odpovědí je znázorněno na obrázku 12.



Obrázek 12 - Princip garblingu a) asynchronní b) synchronní

## 2.3 Další systémy, využívající signály odpovídačů SSR

Sekundární radiolokace byla a stále je velmi dobrou, zavedenou metodou pro získávání přehledu o vzdušné situaci ve vzdušném prostoru, ale s nárůstem letového provozu se tato metoda stává nedostačující, zejména pro koncepce budoucího řízení letového provozu [6]. Budoucnost připravovaná v programech SESAR (EU) [7] a NextGen (USA) [8] klade důraz na vyšší efektivitu, minimalizaci ceny infrastruktury, vyšší bezpečnost, přesnost přehledové situace, ale zároveň má i vyšší nároky na palubní vybavenost letadel a pozemního zařízení. Využívají se nové podpůrné systémy a řada z nich využívá jiným způsobem právě signály odpovídačů SSR, kterými jsou dnes vybavena prakticky všechna letadla.

### 2.3.1 Systémy ADS

Jedním z takových systémů, který výše uvedené požadavky splňuje je ADS (Automatic Dependent System). Je to systém pro přehled o vzdušné situaci založený na principu automatického předávání dat a polohy letadla z letadla na pozemní přijímače pomocí komunikačních linek (1090 MHz, VDL, atd.), a dále také ostatním letadlům ve vzdušném prostoru.

ADS rozdělujeme na: ADS-A, ADS-C, ADS-B (ADS-B OUT a ADS-B IN)

#### ADS-A a ADS-C

Jedná se o ADS založené na principu adresace, kdy je navázán komunikační spoj mezi letadlem a pozemním stanovištěm řízení letového provozu přes datalink. ADS-C posílá automaticky polohová data z GNSS (Global Navigation Satellite System) přes ACARS (Aircraft Communications Addressing and Reporting System) a ADS-A pak vysílá nespécifikovaná polohová data přes domluvený datalink. Využití se předpokládá například při oceánských letech, kdy takto svázané letadlo bude automaticky po určitém čase odesílat pozemnímu pracovišti informace o poloze. Informace o poloze se mohou posílat periodicky, na vyžádání ŘLP (Řízení Letového Provozu) nebo při určité události (přelet navigačního bodu, změna výšky, odchýlení od trat).



## **ADS-B OUT**

Polohová data jsou získána z GNSS, identifikační data, rychlost a výška jsou periodicky odesílána datovým spojem z paluby letounu na pozemní síť přijímačů ADS-B a zpracovávána do podoby vhodné pro ŘLP. Díky použití GNSS jsou data o poloze přesnější než u „klasické sekundární radiolokace“. Dříve používané sekundární radary, které přes SSR kódy identifikují letadla a výšku letu (mód A a mód C), se postupně nahrazují radary, které podporují mód S. Mód S využívá k identifikaci jedinečné adresy palubního odpovídače a umožňuje ve svém datovém bloku mimo identifikační data vysílat i doplňková data. Právě tuto část pro doplňková data, nazvanou "extended (rozšířená)", využívá ADS-B pro polohová data z GNSS.

## **ADS-B IN**

Data nejsou odesílána na pozemní síť, ale jsou distribuována k dalším letounům v okolí. Přes tento datový spoj mohou být odesílána data uvedená u ADS-B out, data ATSAW (Airborne Traffic Situation Awareness – situace o vzdušné situaci v okolí letounu), data o vertikální a horizontální separaci, počasí, apod. Nejznámějším využitím je v systému TCAS (Traffic collision avoidance system).

### **2.3.2 Systémy MLAT**

MLAT je zkratkové slovo vycházející z názvu Multi - LATeration System. Označují se jím obvykle systémy vícepoložních pasivních radarů, určujících polohu vysílače časoměrnou hyperbolickou metodou (angl. TDOA – Time Difference Of Arrival) (odvolávky). Systémy MLAT, o nichž zde hovořím, se skládají ze čtyř a více pozemních přijímacích stanic, přijímajících odpovědi a další zprávy odpovídačů SSR na kmitočtu 1 090 MHz. Každá stanice změří okamžik příchodu zprávy a z těchto hodnot se vypočítá poloha vysílače (odpovídače). Tyto systémy mohou určovat polohu letadel buď v rozsáhlém prostoru kolem letiště (např. v okruhu 250 km), nebo mohou být naopak určeny k podrobnému sledování pohybu letadel a dalších objektů po letištní ploše. Přesnost a spolehlivost jejich funkce závisí na vzdálenosti letadel od přijímacích stanic a na rozmístění stanic i překážek v prostoru.

### **2.3.3 Směroměrné a kombinované systémy**

Z uvedených důvodů se často čistě časoměrné systémy doplňují měřením směru (úhломěrná metoda) nebo dalšími doplňky ([11]). Směroměrné systémy však mohou nejen doplňovat funkci MLAT, ale mohou přispívat i ke kontrole a verifikaci informace o azimutu letadla

získané z palubních odpovídačů. Tato informace může totiž být buď nechtěně zkreslená, což může být způsobeno chybou vlastního navigačního systému na letadle nebo jejím zarušením (jamming), případně může být i záměrně zkreslená (v anglické literatuře označováno jako spoofing).

Jako další možnost využití směroměrných systémů se jeví systém pro přesné přiblížení letadel na přistávací dráhu. Pokud takový systém používá vlastní dotazovač, může určovat všechny složky polohy přibližujícího se letadla, tedy vzdálenost (časoměrnou metodou) a azimut i elevaci (směroměrnou metodou). Velkou výhodou systémů, využívajících odpovědi palubních odpovídačů oproti primárním radarům je jejich nízká cena, vyplývající z toho, že jde o sekundární lokaci a z toho, že letadla jsou povinně těmito odpovídači již vybavena.

## **2.4 Kritické posouzení radarových systémů pro ŘLP a cíle práce**

Primární radary mají při řízení letového provozu význam zejména ve vojenském nebo v kombinovaném (vojenském a civilním) provozu. S takovou situací se setkáváme nejen v rozvojových zemích, ale i v některých zemích střední a východní Evropy a v Rusku. Většina zemí západní Evropy, USA, Kanada, Austrálie a dal. však mají provoz vojenských a civilních letišť oddělený. Výhodou sekundárních radarů v civilním provozu je jejich nižší cena a lepší přístup k dalším informacím o letadle. Proto se v civilním provozu více prosazují sekundární radary a další systémy, popisované v odst. 2.3.

Tlak na snižování ceny vybavení letišť se však projevuje i snahou nahradit pozemní dotazovač sekundárního přehledového radaru (SSR) systémem, složeným jen z levných přijímačů SSR a případně z dotazovače bez rozměrné a pohyblivé antény. Totéž se týká i náhrady přibližovacího radaru (PAR). Systém MLAT, založený jen na časoměrné metodě má svá principiální omezení ([11]) a společným jmenovatelem se tak stává vyřešení levného směroměrného systému schopného s vysokou přesností určit směr přicházejícího signálu odpovídače SSR.

Ovšem systémy, založené na příjmu signálů odpovídačů SSR trpí, při současném velmi hustém provozu těchto zařízení, také jedním velkým nedostatkem. Je to rušení signály ostatních odpovídačů. Zatím co, pro pouhé vyhodnocení posílaných zpráv je možno pracovat i se současnými signály srovnatelné úrovně od několika odpovídačů, pro určení času příchodu s dostatečnou přesností je už nutný značný odstup rušících signálů. Ještě větší odstup je však

zapotřebí pro přesné určení fáze přicházejících signálů, což je nezbytné pro přesné stanovení směru příchodu signálu.

Protože rušící signály dopadají na anténu z celého rozsahu azimutu  $0^\circ - 360^\circ$ , bude celková úroveň rušení záviset na velikosti potlačení signálů, přicházejících ze směrů mimo zájmový sektor. Souběh příjmu signálů od více odpovídačů je náhodný jev a pravděpodobnost, s níž je možno vyhodnotit fázi přijatých signálů s potřebnou přesností je analyzována v Příloze A této práce. Odtud vyplývá, že na dosah směroměrného systému, přijímajícího signál odpovídačů SSR, má velký vliv velikost sledovaného sektoru (obr. 103 z přílohy), kterému musí být přizpůsoben tvar anténní charakteristiky.

Z těchto úvah vyplývá potřeba vývoje antény pro příjem signálů odpovídačů SSR, schopné určit s vysokou přesností směry příchodu několika signálů současně a přitom co nejvíce omezit vliv rušení ostatními odpovídači. Vzhledem k uvedeným skutečnostem je žádoucí, aby taková anténa obsluhovala celý vymezený sektor (například  $\pm 30^\circ$  v azimutu a  $0^\circ$  až  $20^\circ$  v elevaci) současně. U běžných lineárních (nebo plošných) anténních řad by bylo nutno vymezený sektor postupně skenovat, což je v našich podmínkách, vzhledem k vysoké požadované přesnosti určení úhlu (úzký svazek) a malé pravděpodobnosti příjmu nezarušeného signálu obtížné nebo by muselo jít o mnohasvazkovou anténu. Mnohasvazkové antény s požadovanými parametry však budou mít velké množství aktivních anténních prvků – přijímačů. Východiskem v této situaci jsou tzv. řídké antény, které však budou současně dostatečně potlačovat signály z jiných směrů.

Proto je cílem mé práce návrh a optimalizace řídké anténní řady pro příjem signálů odpovídačů SSR v pásmu 1 090 MHz, schopné měření úhlu příchodu signálů s vysokou přesností i při hustém provozu v tomto pásmu a její ověření jak na počítačovém modelu tak i experimentálně na demonstrátoru antény.

### **3 METODY SYNTÉZY ANTÉNNÍCH ŘAD**

Tato část mé práce se zabývá stručným popisem různých metod syntézy anténních řad s porovnáním možností určení směru příchodu signálu. Nejprve jsou ukázány klasické metody syntézy anténní řady, která je vyplněna anténními elementy, dále jsou ukázány metody pro syntézu řídkých anténních řad, přičemž zde je cílem dosažení obdobných rozlišovacích schopností určení směru příchodu signálu jako v případě úplných anténních řad a dobrého

potlačení rušivých signálů z jiných směrů. Podstatnou výhodou řídkých aktivních anténních řad, je výrazně nižší počet potřebných bloků vysílač/přijímač než v případě úplných anténních řad, což vede k výraznému snížení nákladů na výrobu radarových systémů využívajících takové antény.

### 3.1 Standartní metody syntézy lineární anténní řady

Lineární anténní řada se skládá z  $N$  stejných anténních elementů, které jsou od sebe rozmístěny s konstantní roztečí  $d$ . Lineární anténní řady umožňují dosahovat požadovaného tvaru anténního diagramu pomocí vhodného rozložení amplitud a fází signálu přiváděného na jednotlivé anténní elementy [12], [13], [14], [15] a [16]. Výpočet rozložení amplitud a fází signálu v apertuře antény se nazývá syntézou anténní řady. Naopak pokud známe parametry signálu na jednotlivých anténních elementech a rozteč mezi nimi, jsme schopni vypočítat tvar anténního diagramu.

Za předpokladu, že je každý anténní element buzen vysokofrekvenčním signálem s konstantním kmitočtem  $f$  a s komplexní amplitudou danou vztahem 3.1.

$$A_n e^{-j\Psi_n} \quad (3.1)$$

Kde:  $n = 1, 2, \dots, N$  – index jednotlivých anténních prvků

$A_n$  – amplituda signálu na  $n$ -tém anténním prvku

$\Psi_n$  – fáze signálu na  $n$ -tém anténním prvku

Lze určit příspěvek  $n$ -tého elementu k celkovému poli v určitém bodu a ve velké vzdálenosti  $R$  od lineární anténní řady dle vztahu 3.2.

$$A_n e^{-j\Psi_n} \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R}}{R} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_n \sin\theta} f_0(\Theta, \Phi) \quad (3.2)$$

Kde:  $f_0(\Theta, \Phi)$  – směrová charakteristika jednoho anténního prvku

$\lambda$  – vlnová délka

$x_n = n.d$  (poloha fázového středu  $n$ -tého anténního prvku při konstantní rozteči  $d$  mezi jednotlivými anténními prvky)

$R$  – vzdálenost v prostoru od anténní soustavy

$\Theta, \Phi$  – úhly azimutu a elevace

Zlomek  $\frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R}}{R}$  je konstanta, která závisí pouze na vzdálenosti, nikoli na směru či na parametrech budícího signálu, proto jej můžeme vynechat. Dále rovnici 3.2. můžeme upravit a rozdělit ji na součin směrové charakteristiky jednotlivých zářičů s tzv. činitelem anténní řady.

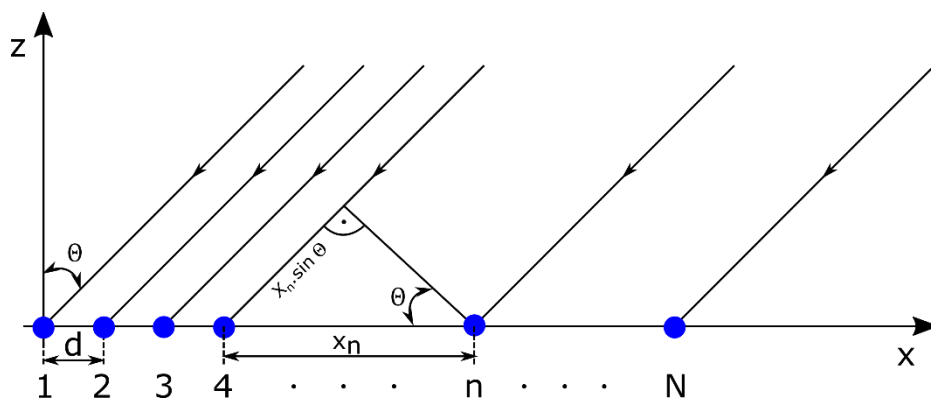
$$f_0(\theta, \phi) = f_0(\theta, \phi) \cdot f_{\check{R}}(\theta) \quad (3.3)$$

Kde:  $f_{\check{R}}(\theta)$  – činitel anténní řady, pro který platí vztah 3.4

$$f_{\check{R}}(\theta) = \frac{1}{C} \sum_{n=1}^N A_n e^{-j\Psi_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}n \cdot d \cdot \sin \theta} \quad (3.4)$$

Kde:  $C$  – normalizační konstanta, sloužící k normování výsledného činitele anténní řady v maximu k 1.

Uspořádání lineární anténní řady pro výpočet činitele řady ukazuje obrázek 13.



Obrázek 13 - Uspořádání anténní řady pro výpočet činitele anténní řady

Jak již bylo výše řečeno, cílem syntézy anténní řady je určit rozložení amplitud a fází signálu na jednotlivých anténních prvcích za účelem dosažení požadovaného tvaru anténního diagramu. Existuje velké množství metod pro syntézy anténních řad. Obecně je lze rozdělit na metody, které optimalizují pouze velikosti amplitud na jednotlivých anténních prvcích, přičemž fáze signálu jsou na všech anténních elementech shodné, dále na metody, které naopak optimalizují pouze fáze signálu na jednotlivých elementech anténní řady, přičemž amplitudy jsou shodné a na metody, které optimalizují jak amplitudové, tak fázové rozložení signálu na jednotlivých anténních prvcích.

Volba vhodné metody syntézy závisí na požadavcích, které klademe na tvar anténního diagramu a na celkové koncepci radarového systému.

Pokud je hlavním kritériem šířka hlavního laloku antény a velký odstup postranních laloků využíváme metody syntézy anténní řady, které jsou založeny pouze na optimalizaci amplitud signálu na jednotlivých anténních prvcích.

V následujících částech mé disertační práce vycházím z plně lineární anténní řady, která obsahuje  $N = 64$  anténních elementů s konstantní roztečí prvků  $d = 0,5 \lambda$ . Vůči parametrům této lineární anténní řady budu vztahovat i výsledky syntéz řídkých antén. Často se volí počet anténních prvků jako mocnina čísla 2 z důvodu lehce jednodušší konstrukce signálových rozvodů, které pak často mohou být symetrické. Proto jsem též ve své práci zvolil počet prvků, který je mocninou čísla 2 a zároveň tento počet prvků umožňuje vytvoření úzkého hlavního svazku.

### 3.1.1 Dolph-Chebysheva syntéza

Jednou z hojně využívaných metod syntézy lineárních anténních řad je metoda Dolph-Chebysheva [12], [15] a [16].

Vstupními údaji pro tuto metodu jsou požadovaný odstup postranních laloků označovaný  $SLL$  (Side Lobe Level) a počet elementů lineární anténní řady  $N$ . Amplitudy signálu na jednotlivých anténních prvcích, které jsou potřebné pro získání požadovaného tvaru anténního diagramu lze vypočítat dle vztahu 3.5 (pro sudý počet  $N$ ) nebo dle vztahu 3.6 (pro lichý počet  $N$ ) [12].

$$A_n = (2K - 1) \cdot x_0^{2n-1} \cdot \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} \cdot x_0^{2m} \cdot \frac{(K + n + m - 2)!}{m! (2n + m - 1)! (K - n - m)!} \quad (3.5)$$

$$A_n = 2K \cdot x_0^{2n-1} \cdot \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} \cdot x_0^{2m} \cdot \frac{(K + n + m - 1)!}{m! (2n + m)! (K - n - m)!} \quad (3.6)$$

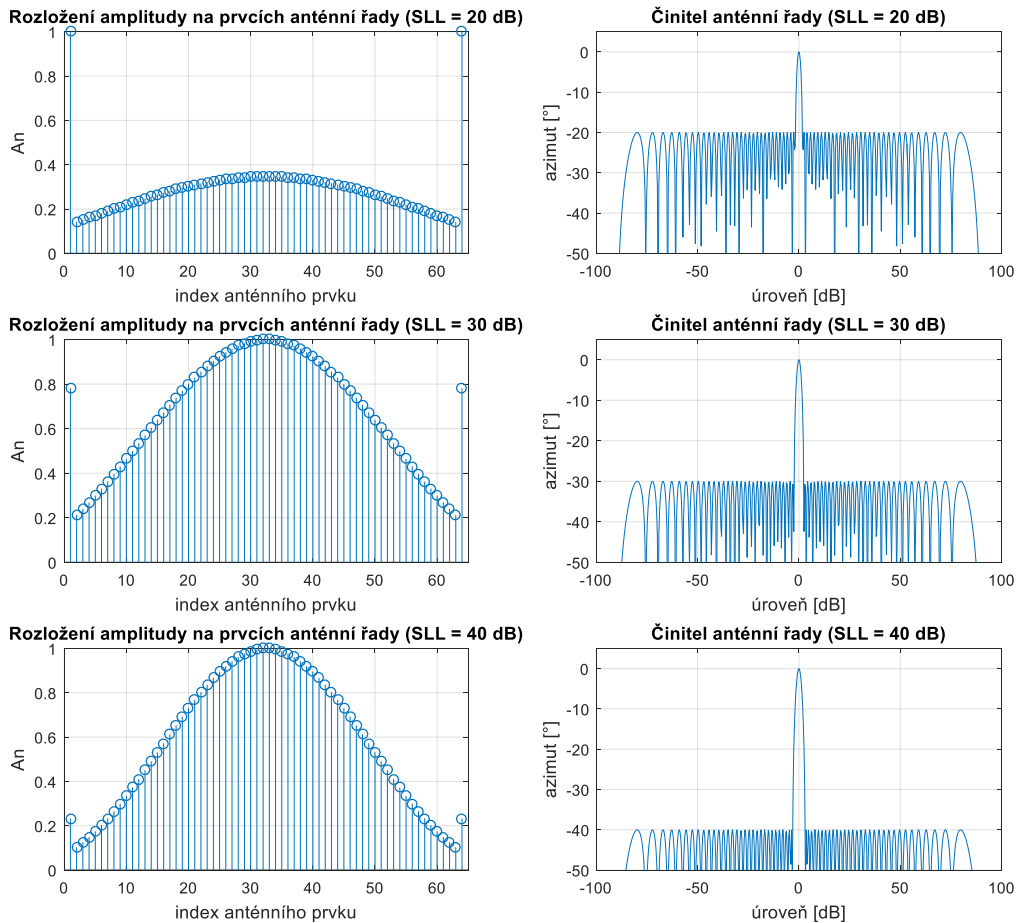
Kde:  $n$  – index anténního prvku

$K = N/2$  pro sudý počet anténních prvků  $N$  a  $K = (N-1)/2$  pro lichý počet prvků  $N$

$m$  – řád Chebysheva polynomu

$$x_0 = \frac{1}{2} \left[ \left( SLL + \sqrt{SLL^2 - 1} \right)^{\frac{1}{N-1}} + \left( SLL - \sqrt{SLL^2 - 1} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right] \quad (3.7)$$

Pro simulaci Dolph-Chebyshevovy syntézy byl využit simulační nástroj Matlab. V tomto softwaru je funkce pro tuto syntézu již naprogramována a jmenuje se *chebwin* a dosahuje naprosto totožných výsledků jako při aplikaci vztahů 3.5 nebo 3.6



**Obrázek 14 - Vlevo rozložení amplitud na apertuře lineární anténní řady, vpravo činitel řady pro Dolph-Chebyshevovu syntézu**

Z obrázku 14 je patrné, že tato metoda syntézy dokáže velice dobře dosáhnout požadovaných hodnot odstupů postranních laloků. Je zde též zřejmé, že se zvyšující se hodnotou odstupů postranních laloků se zvyšuje i 3dB šířka hlavního laloků (SLL 20 dB – 3dB šířka svazku  $1,6^\circ$ , SLL 30 dB – 3dB šířka svazku  $1,92^\circ$ , SLL 40 dB – 3dB šířka svazku  $2,18^\circ$ ). Charakteristickým rysem této syntézy jsou ovšem vyšší hodnoty amplitud na krajních prvcích anténní řady. Tento jev, může představovat výrazný problém při návrhu signálových rozvodů takovéto anténní řady. Tento nepříznivý efekt je potlačen při použití Taylorovy syntézy lineární anténní řady.

### 3.1.2 Taylorova syntéza

Tato syntéza potřebuje tři vstupní údaje, kterými jsou opět počet prvků lineární anténní řady  $N$  a požadovaný odstup postranních laloků SLL, ale také vyžaduje zadání řádu Taylorova

polynomu [12], [16], [17]. Velikosti amplitud na jednotlivých prvcích lineární anténní řady lze určit dle následujícího postupu [17]:

$$A_n = 2 \sum_{m=1}^M F_m \cos \left( 2\pi m \frac{k_n - \frac{1}{2}N + \frac{1}{2}}{N} \right) \quad (3.8)$$

Kde:  $M$  – řád Taylorova polynomu  
 $N$  – počet prvků řady  
 $k \in \langle 0, N-1 \rangle$

Přičemž člen  $F_m$  se vypočítá následovně:

$$F_m = \frac{(-1)^{m+1} a_m}{2b_m} \quad (3.9)$$

Kde:

$$a_m = \text{prod} \left( \frac{1 - \frac{m^2}{\tau}}{A^2 + \left(x - \frac{1}{2}\right)^2} \right); \quad b_m = \text{prod} \left( \frac{1 - m^2}{y^2} \right)$$

$$\tau = \frac{M^2}{A^2 + \left(M - \frac{1}{2}\right)^2}; \quad A = \frac{\cosh \left( 10^{-\frac{SLL}{20}} \right)}{\pi}$$

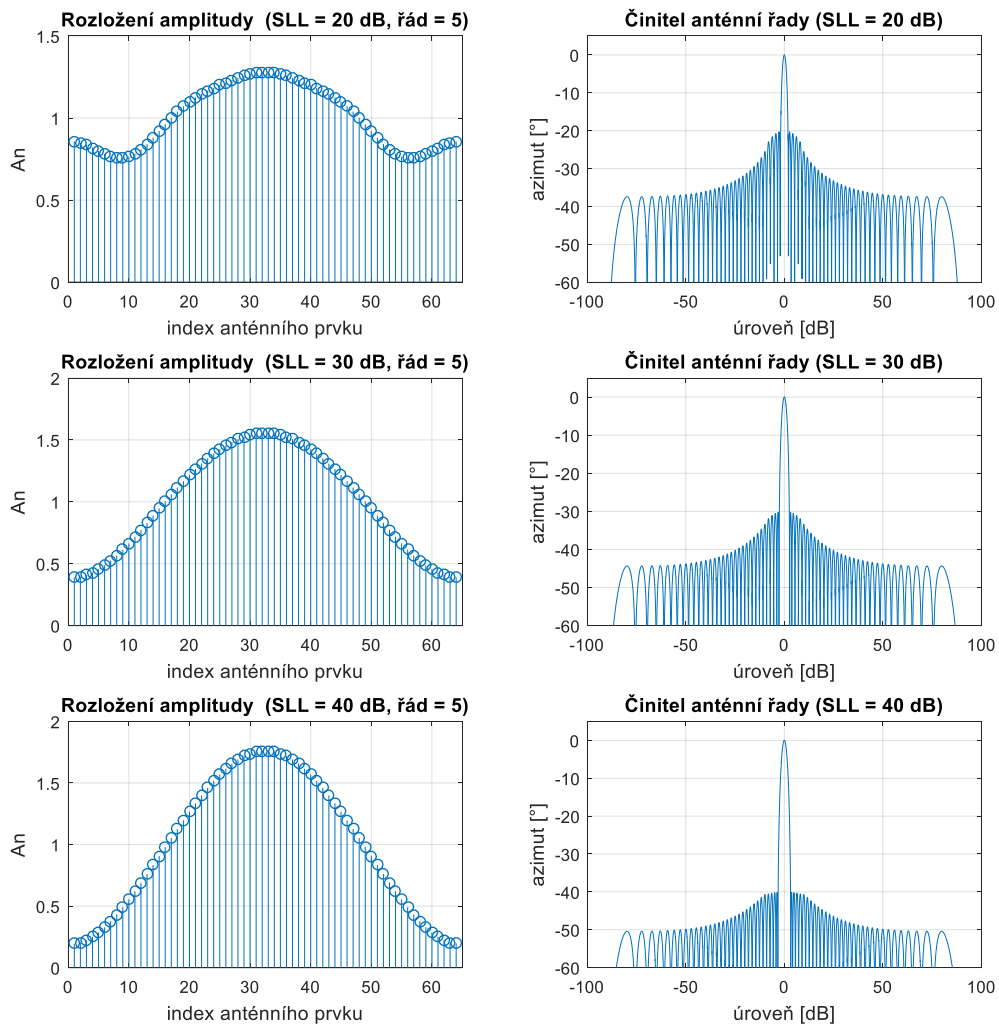
$$x = \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ m-1 \\ m+1 \\ m+2 \\ m+3 \\ \vdots \\ M \end{pmatrix}; \quad y = \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ M-1 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

prod – značí matematickou operaci součinu prvků sloupcového vektoru

Program Matlab má již přednastavenou funkci *taylorwin*, ve které jsou aplikovány výše uvedené vztahy. Pokud zadáme řád taylorova polynomu  $M = 1$ , obdržíme výsledek, který je shodný s rovnoměrným rozložením amplitud, s čímž souvisí i nedostatečný odstup postranních laloků 13,7 dB. Zvyšujeme-li řád taylorova polynomu začne se nám měnit tvar amplitudového obložení anténní řady a zlepšovat odstup postranních laloků. Požadované hodnoty postranních laloků obdržíme při použití 4-tého či vyšších řádů taylorova polynomu. Další zvyšování řádu již nepřináší výrazné změny. Proto jsou na následujícím obrázku vyneseny průběhy rozložení amplitud na lineární anténní řadě pro řád  $M=5$ , pro požadované hodnoty odstupů postranních



laloků  $SLL = 20, 30$  a  $40$  dB, při  $N = 64$  anténních prvcích, které mezi sebou mají konstantní rozestup  $d = 0,5 \lambda$ .



**Obrázek 15 - Vlevo rozložení amplitud na apertuře lineární anténní řady, vpravo činitel řady pro Taylorovu syntézu**

Je patrné, že v tomto případě nedochází k výraznému zvýšení amplitud postranních anténních elementů při nižších hodnotách požadovaného odstupu postranních laloků jako v případě Dolph-Chebyshevovy syntézy. I v tomto případě je patrné, že se zvyšující se hodnotou odstupu postranních laloků se zvyšuje i 3dB šířka hlavního laloků (SLL 20 dB – 3dB šířka svazku  $1,72^\circ$ , SLL 30 dB – 3dB šířka svazku  $2^\circ$ , SLL 40 dB – 3dB šířka svazku  $2,2^\circ$ ).

### 3.1.3 Vychylování hlavního svazku

Pokud je rozestup mezi jednotlivými prvky anténní řady  $d$  stejný, lze pomocí progresivního fázového posuvu signálu přiváděného na tyto anténní elementy měnit pozici hlavního laloku [18]. Vektor, který popisuje fázový posuv signálu na jednotlivých prvcích anténní řady,

označujeme jako „Vychylovací vektor“ (v anglické literatuře označovaný jako „Steering vector“) a matematicky jej lze zapsat v podobě vztahu 3.11.

$$a(\theta) = [1 \quad e^{j\alpha} \quad \dots \quad e^{j\alpha(N-1)}] \quad (3.11)$$

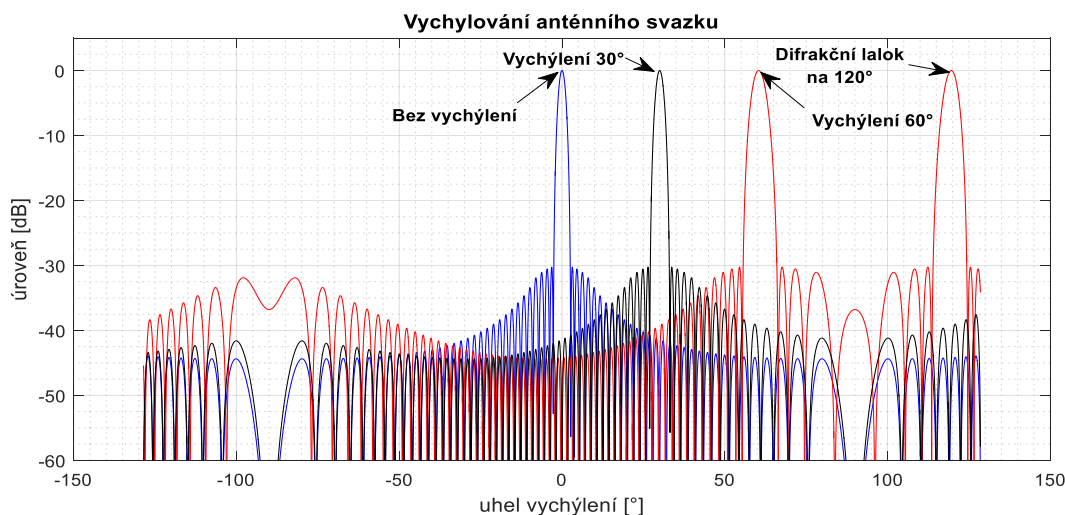
Kde:  $\alpha$  je fázový posun signálu mezi jednotlivými anténními prvky

Aplikací tohoto vychylovacího vektoru na signály na jednotlivých anténních prvcích dosáhneme natočení vyzařovacího diagramu do požadovaného směru. Tento proces se označuje jako „Tvarování paprsku“ v anglické literatuře označované jako „Beamforming“. Nežádoucím jevem, který se při vychylování hlavního anténního svazku objevuje, je výskyt difrakčních anténních laloků. Pro omezení výskytu difrakčních laloků v požadovaném rozmezí vychylování hlavního svazku je nutné dodržet následující podmínku 3.12 [23].

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_{max}} \quad (3.12)$$

Kde:  $\theta_{max}$  je maximální požadovaný úhel vychýlení svazku

Z výše uvedeného vztahu je zřejmé, že, aby nedošlo k výskytu difrakčních laloků v plném zorném poli senzoru  $\pm 90^\circ$  nesmí vzdálenost mezi prvky anténní řady překročit hodnotu  $d = \lambda/2$ . V běžných aplikacích jsme ovšem často limitováni vyzařovacím diagramem jednotlivého prvku např. na zorné pole v rozsahu do  $\pm 60^\circ$ , tedy dle vztahu 3.12 vzdálenost mezi jednotlivými prvky anténní řady by neměla být větší než  $0,54\lambda$ . Z výše uvedených důvodů se v dalších částech mé práce omezím na vzdálenost mezi prvky lineární anténní řady  $d = 0,5\lambda$ . Následující obrázek 16, ukazuje vychylování hlavního svazku pomocí vhodného nastavení konstanty  $\alpha$  ve vychylovacím vektoru. Jedná se o vychylování anténního svazku, který vytváří 64 anténních prvků vzdálených od sebe  $d = 0,5\lambda$ , přičemž rozložení amplitud vychází z Taylorovy syntézy při odstupu postranních laloků SLL = 30 dB.

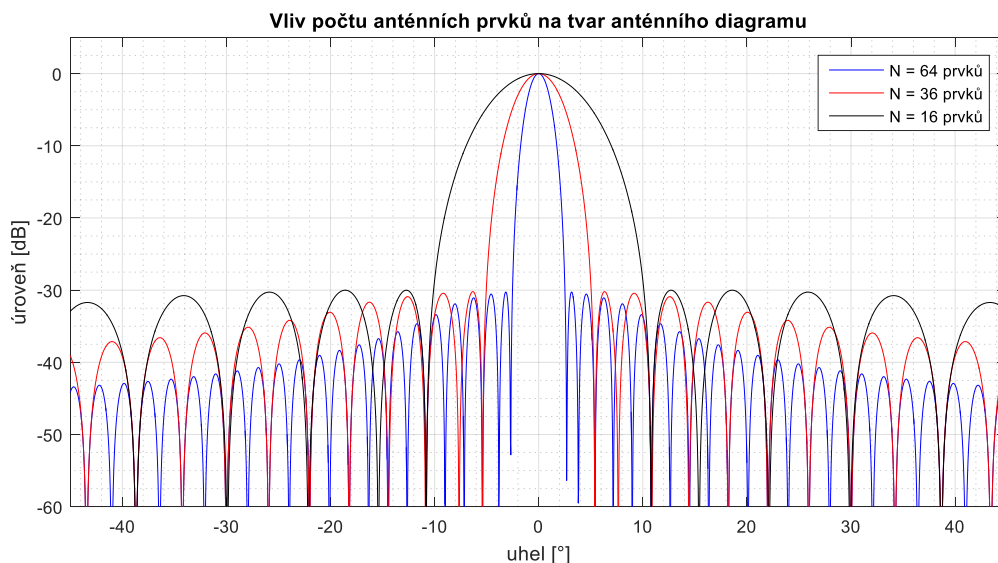


**Obrázek 16 - Vychylování hlavního svazku lineární anténní řady**

Z obrázku je též velice dobře patrný další efekt, který se při vychylování svazku projevuje a tím je rozšiřování hlavního svazku, které je tím větší, čím více hlavní svazek vychýlíme a je úměrné hodnotě  $\frac{1}{\cos \theta}$ . V příkladu uvedeném na obrázku 16 má hlavní svazek bez vychýlení 3dB šířku  $2^\circ$ , při vychýlení o  $30^\circ$  se tato 3dB šířka hlavního svazku zvětší na  $2,34^\circ$  a při vychýlení o  $60^\circ$  na hodnotu  $4,05^\circ$ . Tento efekt vede ke snížení rozlišovací schopnosti a zisku antény při větších hodnotách vychýlení, což je další důvod, proč se v praxi využívá vychylování hlavního anténního svazku pouze v rozsahu  $\pm 60^\circ$ .

### 3.1.4 Vliv počtu prvků lineární anténní řady na tvar anténního diagramu

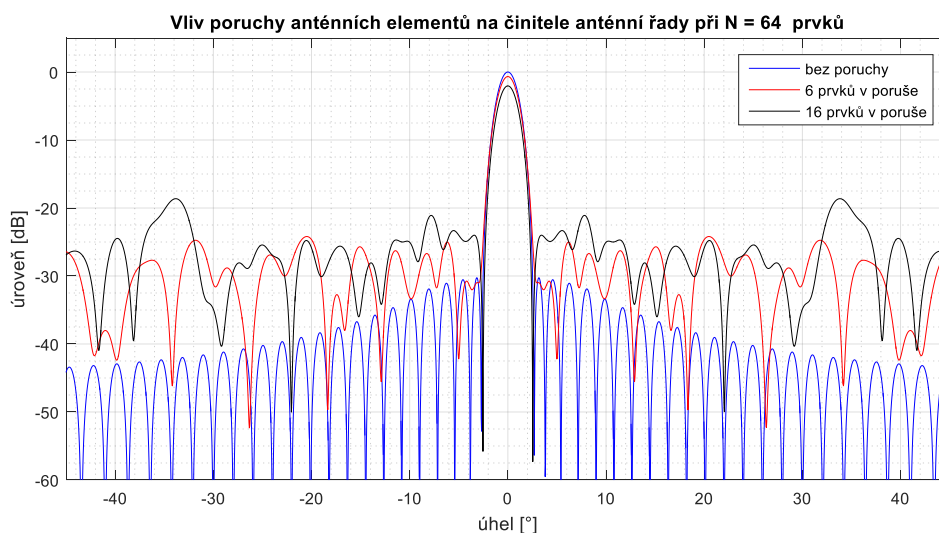
Velice výrazný vliv na šířku hlavního anténního svazku a tím i na rozlišovací schopnost a zisk lineární anténní řady má počet prvků této anténní řady. Ukázka vypočtených činitelů anténní řady pro  $N = 64, 32$  a  $16$  anténních prvků s využitím Taylorovy syntézy s odstupem postranních laloku  $SLL = 30$  dB je na obrázku 17.



**Obrázek 17 - Vliv počtu prvků lineární anténní řady N na tvar činitele anténní řady**

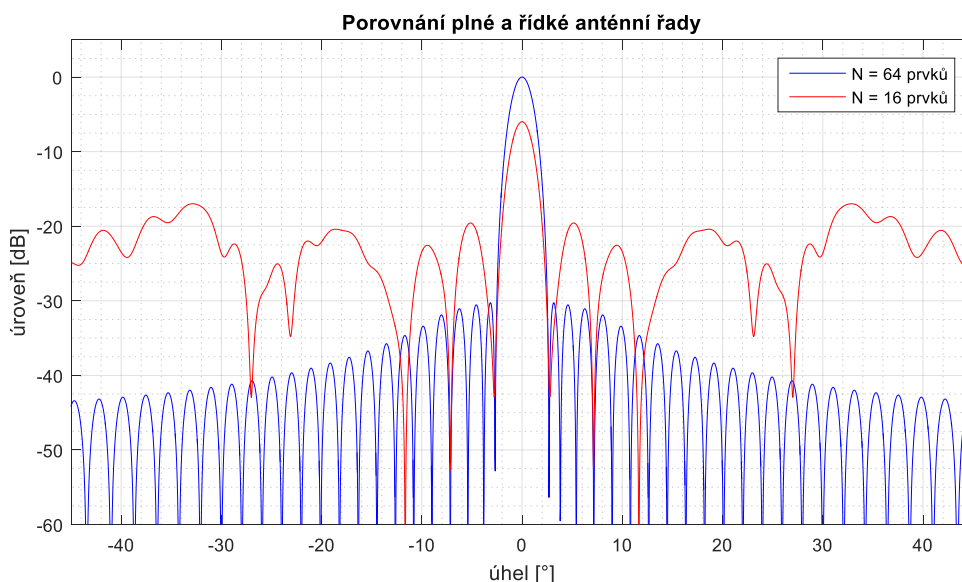
Z obrázku 17 je dobře patrné, výrazné rozšiřování 3dB šířky hlavního anténního svazku, která pro  $N = 64$  prvků má hodnotu  $2^\circ$ , pro  $N = 32$  prvků je 3dB šířka svazku  $4^\circ$  a pro  $N = 16$  prvků je 3 dB šířka svazku  $8^\circ$ .

Zásadní vliv na zisk antény a tvar a odstup jejich postranních laloků má i porucha některých prvků lineární anténní řady. Tento efekt je zobrazen na obrázku 18, kde byly simulovány výpadky několika náhodně zvolených prvků lineární anténní řady. Je zde velice dobře patrné výrazné zvýšení odstupů postranních laloků, což může způsobovat problémy při určování polohy cílů, jelikož cíle s velkou efektivní odraznou plochou ležící ve směrech těchto postranních laloků se mohou jevit podobně jako cíle s menší efektivní odraznou plochou ležící ve směru hlavního anténního svazku.



**Obrázek 18 – Vliv výpadku anténních prvků na tvar činitele anténní řady**

V případě, že z anténní řady vynecháme více než dvě třetiny jejich původních prvků a zároveň zachováme pozice krajních prvků, můžeme již hovořit o řídkých anténních řadách, jejichž návrh a metody vyhodnocení pozice cílů s využitím tohoto typu antén, jsou stěžejní částí mé dizertační práce. Ukázka vyzařovacího činitele anténní řady takovéto řídké antény je na obrázku 19, kde z původního počtu  $N = 64$  anténních elementů bylo náhodně vynecháno 48 prvků, tedy zbývá pouze 16 prvků, přičemž byly zachovány krajní prvky, tedy celkový rozměr anténní řady  $D$  zůstal nezměněn.



**Obrázek 19 – Porovnání činitele plné anténní řady a činitele řídké anténní řady**

Z obrázku je patrné, že anténní diagram řídké anténní řady obsahuje velice výrazné postranní laloky, které v podstatě mohou konkurovat hlavnímu anténnímu svazku. Takováto anténní řada

je tedy nevhodná pro určování směru příchodu signálu standartními metodami, jakými jsou například monopulsní techniky, nebo numerické metody např. Bartlettův algoritmus, MUSIC nebo ESPRIT. Řešením je využití fázové interferometrie nebo metody kompresního snímání, které jsou schopny dosáhnout podobných přesností určení směru příchodu signálu jako klasické metody aplikované na plné anténní pole. Obě tyto metody budou důkladně popsány v dalších částech této práce.

### 3.1.5 Určení směru příchodu signálu s využitím lineární fázované anténní řady

Vychylování anténního svazku může být využito k určení směru příchodu signálu dopadajícího na lineární anténní řadu [19], [20], [21]. Předpokládejme rovnoměrně rozložené prvky anténní řady s roztečí  $d = 0,5\lambda$ . Tomuto rozložení odpovídá činitel anténní řady zobrazený na obrázku 16. při nulovém vychýlení. Potom signál přijímaný na  $N$  prvkové lineární anténní řadě lze určit následovně:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K a(\Theta_k) s_k(t) + w(t) \quad (3.13)$$

Kde:  $s_k(t)$  – je signál dopadající na anténní pole ze směru  $\Theta_k$

$K$  – počet zdrojů signálu (počet cílů)

$w(t)$  – je vektor  $[N \times 1]$  reprezentující bílý aditivní Gaussovský šum

$a(\Theta_k)$  – je vektor  $[N \times 1]$  reprezentující vychylovací vektor ve směrech příchodu jednotlivých signálů

V maticové podobě lze výše uvedený výraz zapsat následovně:

$$x(t) = A s(t) + w(t) \quad (3.14)$$

Kde  $x(t)$  – je vektor  $[N \times 1]$  signálů přijímaných na jednotlivých anténních prvcích v časových okamžicích  $t$ .

$A$  – je matice vychylovacích vektorů  $[N, K]$  kde  $A = [a(\Theta_1) a(\Theta_2) \dots a(\Theta_K)]$ , jednotlivé prvky  $a(\Theta)$  lze určit dle vztahu 3.10.

$s(t)$  – je vektor  $[K \times 1]$  signálů reprezentující jednotlivé cíle,

kde  $s(t) = [s_1(t), s_2(t) \dots s_K(t)]^T$

Jelikož obvykle neznáme směr, ze kterého signály přichází, tedy neznáme pozici jednotlivých cílů, je naším úkolem najít vektor  $s$ , který umožní určení směru příchodu jednotlivých signálů. K tomuto určení lze využít metodu v literatuře nazývanou Bartlettův algoritmus [20]. Tento algoritmus rozdělí prohledávaný prostor na  $N_T$  úhlů a následně vychyluje anténní svazek do

všech těchto úhlů a hledá konstruktivní ovlivnění přijímaných signálů s využitím kovarianční matice. Bartlettův algoritmus lze matematicky zapsat v následující podobě.

$$\mathbf{P}_{Bart}(\Theta) = \mathbf{v}^H(\Theta) \cdot \mathbf{C}_x \cdot \mathbf{v}(\Theta) \quad (3.15)$$

Kde  $\mathbf{C}_x$  – kovarianční matice vzorků signálu přijímaného na jednotlivých prvcích anténního pole  $[N \times N]$

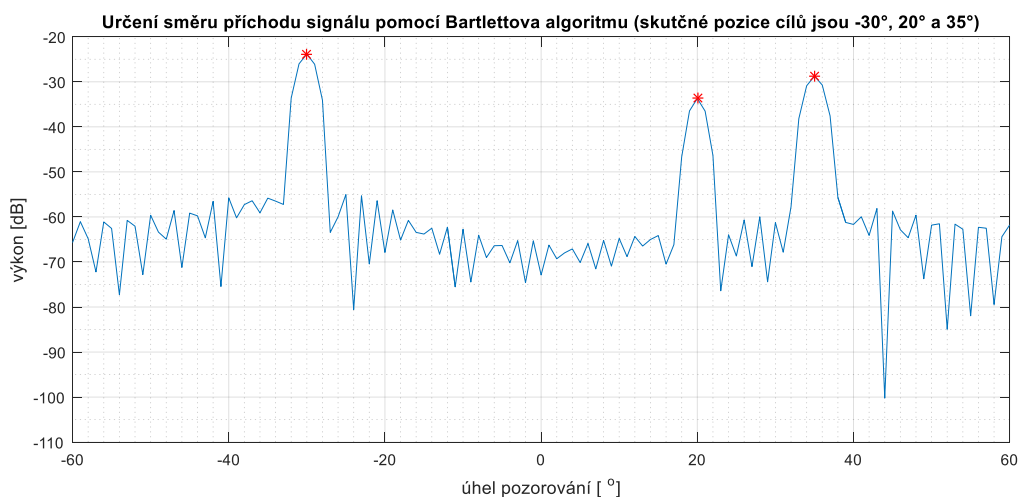
$\mathbf{v}$  – vychylovací matice  $[N \times N_T]$

Jednotlivé sloupce vychylovací matice jsou tvořeny následujícím vektorem:

$$\left[ 1 \quad e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta_k).1} \quad e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta_k).2} \quad \dots \quad e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta_k)(N-1)} \right] \quad (3.16)$$

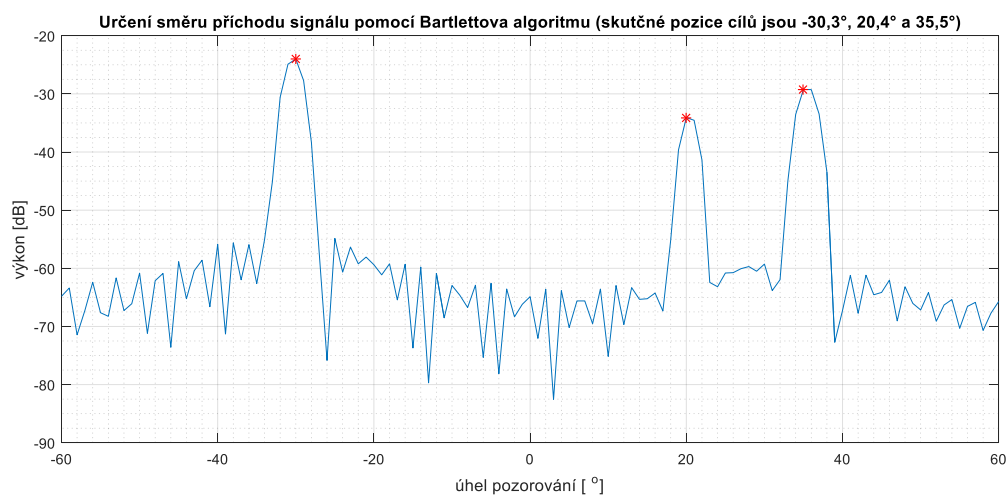
Kde  $\Theta_k$  – značí jednotlivé úhly ve kterých je daný prostor prohledáván, tedy každý sloupec matice  $\mathbf{v}$  odpovídá jinému úhlu z vymezeného prostoru.

Mechanismus hledání směru příchodu signálu pomocí Bartlettova algoritmu bude v této části práci demonstrován na příkladu  $K = 3$  zájmových cílů, které vysílají kontinuální harmonický signál, přičemž je možné nastavit amplitudu a počáteční fázi signálů generovaných jednotlivými cíli. Tyto signály jsou přijímány lineárním anténním polem s  $N = 64$  přijímacími prvky s konstantním rozestupem  $d = \lambda/2$ . Na vstupu jsou tyto signály zatíženy bílým Gaussovským šumem s volitelnou úrovní pro nastavení požadovaného odstupu signálu od šumu. Signály zachycené jednotlivými prvky anténního pole (jednotlivými přijímači) jsou dále váhovány koeficienty získanými z Taylorovi syntézy lineární anténní řady při požadovaném odstupu postranních laloků 30dB – viz obr. 15. na takto přijímaný signál je následně aplikován Bartlettův algoritmus dle vztahu 3.15. Prohledávaný prostor je omezen na rozsah  $\pm 60^\circ$  s krokem  $1^\circ$ , tedy celkový počet prohledávaných úhlů  $N_T = 121$ . Pro signály na pozicích  $\Theta = -30^\circ, 20^\circ$  a  $35^\circ$  s úrovněmi přijímaných výkonů  $W_{\text{vstup}} = -60 \text{ dB}, -70 \text{ dB}$  a  $-65 \text{ dB}$ . Odstup signálu od šumu na přijímačích je nastaven na hodnotu 20 dB. Výsledek tohoto hledání směru příchodu signálu je na obrázku 20.



**Obrázek 20 - Určení směru příchodu signálu pro cíle, které leží přesně na mřížce prohledávaného prostoru**

Na obr. 2 je velice dobře patrné přesné vyhodnocení pozic jednotlivých cílů, které je dáno umístěním jednotlivých cílů přesně na pozicích mřížky pro prohledávání prostoru. Pokud cíle nebudou umístěny takto přesně, může docházet k lehkému posunu určení směru příchodu signálu. Tato nepřesnost v určení směru příchodu signálu může být rovna maximálně velikosti kroku mřížky. Tento případ je zobrazen na obrázku 21, kde pozice jednotlivých cílů jsou lehce posunuty na hodnoty  $-30,3^\circ$ ,  $20,4^\circ$  a  $35,5^\circ$ . Je patrné, že vyhodnocené pozice jednotlivých cílů jsou  $-30^\circ$ ,  $20^\circ$  a  $35^\circ$  tedy odchýlené maximálně o  $\pm$  polovinu kroku prohledávání prostoru.



**Obrázek 21 - Určení směru příchodu signálu pro cíle, které leží mimo mřížku prohledávaného prostoru**

Důležitým parametrem je též rozlišovací schopnost, která se nejobecněji dá vyjádřit tak, že dva stejně velké cíle ve stejné vzdálenosti lze od sebe rozlišit, pokud jsou od sebe alespoň ve vzdálenosti dané následujícím vztahem vztahem:

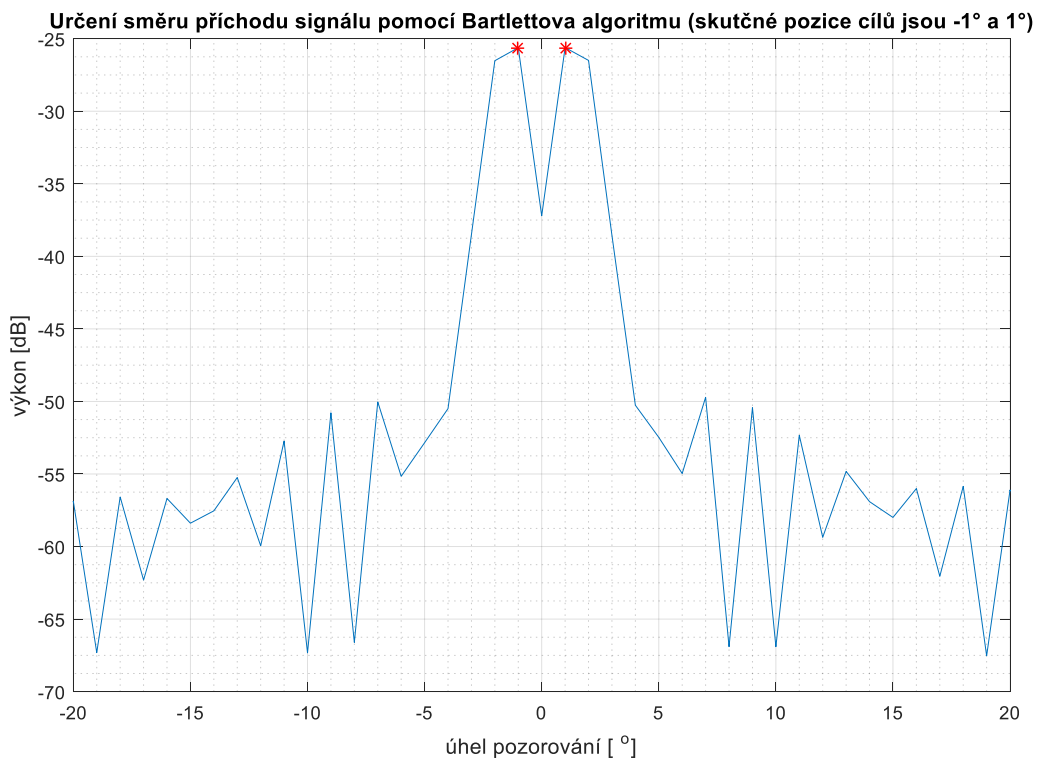


$$d_{min} = 2R \sin \frac{\Theta_{3dB}}{2} \quad (3.17)$$

Kde:  $R$  – vzdálenost cílů od antény

$\Theta_{3dB}$  – 3dB šířka hlavního anténního svazku

Neboli cíle od sebe musejí být v úhlu vzdáleny alespoň o 3dB šířku hlavního anténního svazku. Tento jev je názorně zobrazen na obrázku 22, kde je zobrazeno určení pozic cílů, které jsou od sebe vzdáleny  $2^\circ$ . Pokud k sobě budou cíle blíže, začnou splývat pouze v jeden cíl.



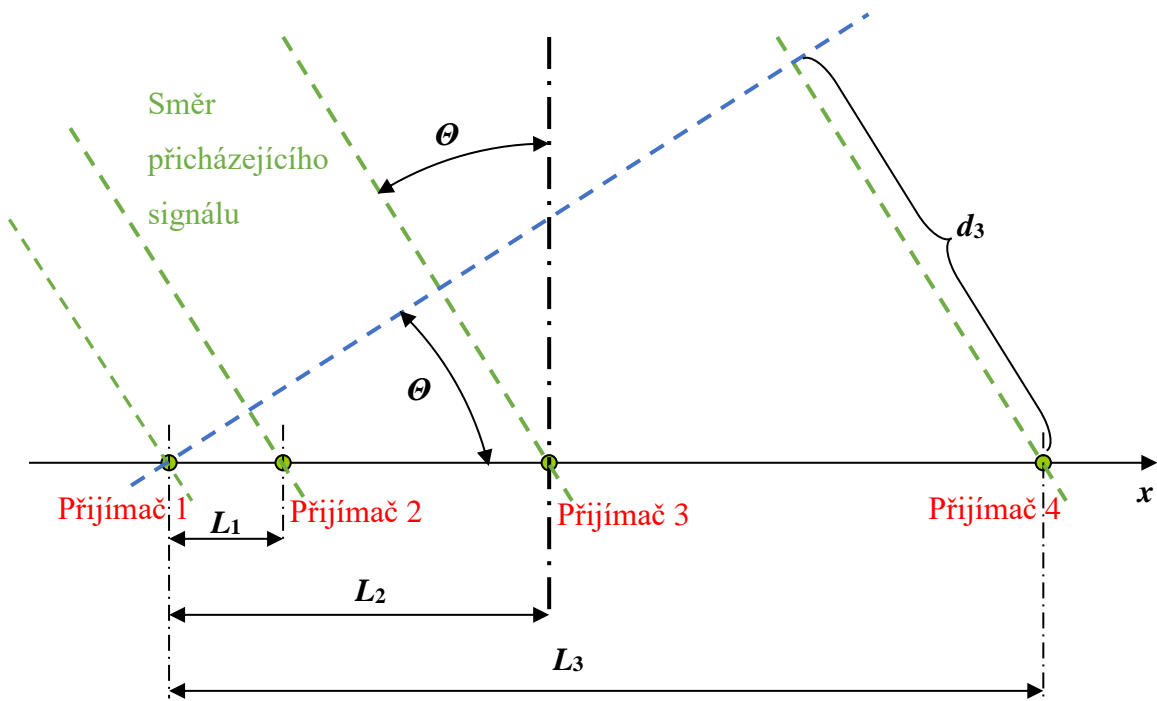
**Obrázek 22 – Dva blízké cíle vyhodnocené pomocí Bartlettova algoritmu**

Z (12) je zřejmé, že nejjednodušší způsob, jak zvýšit rozlišovací schopnost radarového systému, je zvýšit počet jeho anténních elementů. Což ovšem vede k mnoha nežádoucím jevům, kterými jsou především zvýšení ceny anténního systému, zvýšení celkových rozměrů a hmotnosti anténního systému. Možným řešením tohoto problému jsou řídká anténní pole. Pokud vynecháme některé anténní elementy a zároveň zachováme celkový rozměr antény, získáme systém s prakticky totožnou rozlišovací schopností, ovšem za cenu výrazného zhoršení odstupu postranních laloků a snížení zisku anténního systému, což může vést k falešným detekcím cílů. Proto pokud využíváme řídká anténní pole, je nezbytně nutné volit i vhodné metody signálového zpracování, které tyto nežádoucí jevy pomohou potlačit. Tedy aplikujeme metody signálového zpracování využívající velký odstup signálu od šumu, zpracování většího počtu

vzorků signálu či využívají fázové rozdíly signálu na jednotlivých anténních elementech. V mé práci uvádím dvě klíčové metody pro vyhodnocení směru příchodu signálu s využitím řídkých anténních polí. Jedná se o metodu fázové interferometrie a o metodu využívající kompresní snímání. Obě tyto metody jsou následně detailně popsány.

### 3.2 Systém založený na fázové interferometrii

Fázový interferometr je zařízení, které slouží k určení úhlu, pod nímž dopadá rovinná vlna na rovinu osazenou přijímači (jednotlivými anténními prvky). Vyhodnocení směru příchodu signálu je založeno na porovnání fází signálu dopadajícího na jednotlivé přijímače interferometru [5], [22]. Pro zvýšení přesnosti se používají interferometry se dvěma a více bázemi – viz. obr.23.



Obrázek 23 - Fázový interferometr se třemi bázemi

Kde:  $\theta$  – úhel příchodu signálu (tj. úhel dopadu rovinné vlny na rovinu antény)

$d_m$  – prodloužení délky dráhy paprsku k  $m$ -tému anténnímu elementu

$L_m$  – délka  $m$ -té báze

Fázové zpoždění vlny dopadající na  $m$ -tý anténní element  $\psi_m$  lze vypočítat dle vztahu 3.18

$$\psi_m = 2\pi \frac{d_m}{\lambda} = 2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda} \quad 3.18$$

Celkové napětí (komplexní obálka signálu) přijímaném na  $m$ -tém elementu se vypočítá dle vztahu 3.19.

$$u_m = U \exp(-j\psi_m) + n_m \quad 3.19$$

Kde:  $U$  – amplituda signálu přijatého na  $m$ -tém anténním elementu

$n_m$  – šumové napětí (komplexní obálka) na  $m$ -tém anténním elementu

Na jednotlivých přijímačích měříme signály  $u_m$ , na jejichž základě můžeme provést odhady  $\hat{\theta}$  skutečného směru  $\theta$  a odhadu  $\hat{U}$  amplitudy  $U$ . Kde napětí  $u_m$  jsou známa a odhady  $\hat{\theta}$  a  $\hat{U}$  a šumy  $n_m$  nejsou známy. Naším úkolem je najít nejvěrohodnější hodnoty  $\hat{\theta}$  a  $\hat{U}$ , když víme, že  $n_m$  je nekorelovaný šum (3.20) s normálním rozložením amplitud (3.20).

$$P[n_0, n_1, \dots, n_N] = \prod_{m=0}^N [w(n_m)] \approx \exp\left(-\frac{\sum_{m=0}^N n_m^2}{2\sigma^2}\right) \quad 3.20$$

$$w(n_m) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{n_m^2}{2\sigma^2}\right) \quad 3.21$$

Kde:  $\sigma$  – střední kvadratická odchylka

Lze předpokládat, že pokud by nepůsobil šum  $n_m$ , byla by napětí  $u_m$  rovna 3.22

$$u_{m0} = U \exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right] \quad 3.22$$

Přítomnost šumu způsobí, že se budou odhady veličin  $U$  a  $\theta$  lišit od skutečných hodnot o malé chyby úhlu  $\delta\theta = \hat{\theta} - \theta$  a amplitudy  $\delta U = \hat{U} - U$ . Výraz (3.21) lze linearizovat vůči  $\delta\theta$  a  $\delta U$  poté dostaneme:

$$u_{m0} = -U \exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right] - \delta U \exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right] + j2\pi U \exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right] \frac{L_m \cos \theta}{\lambda} \delta\theta \quad 3.23$$

Následně:

$$\delta U \exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right] + j2\pi U \exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right] \frac{L_m \cos \theta}{\lambda} \delta\theta = n_m \quad 3.24$$

$$\mathbf{A}(\theta, U) \cdot \Delta_{\theta, U} = \mathbf{N} \quad 3.25$$

kde:  $\mathbf{A}(\theta, U)$  - matice levé strany soustavy (3.25) o rozměru  $2 \times (N+1)$

$\Delta_{\theta, U}$  - sloupcový vektor chyby  $\delta\theta$  určení úhlu příchodu  $\theta$  a chyby  $\delta U$  amplitudy

$U$  dopadající vlny

$\mathbf{N}$  - sloupcový vektor šumových napětí  $n_i$  ( $N+1$  prvků)

$$\mathbf{A} = \|A_{i,k}\|; \quad \Delta_{\theta,U} = \begin{bmatrix} \delta\theta \\ \delta U \end{bmatrix}; \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix}$$

$$A_{i1} = -\exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right]; \quad A_{i2} = 2\pi U_0 \frac{L_i \cos \theta}{\lambda} \exp\left[-j2\pi \frac{L_m \sin \theta}{\lambda}\right];$$

Rovnice 3.25 se řeší metodou nejmenších čtverců:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{A} \cdot \Delta_{\theta,U} &= \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{N} \\ (\mathbf{A}^H \cdot \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{A} \cdot \Delta_{\theta,U} &= (\mathbf{A}^H \cdot \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{N} \\ \Delta_{\theta,U} &= \mathbf{D} \cdot \mathbf{N}, \quad \text{kde } \mathbf{D} = (\mathbf{A}^H \cdot \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \end{aligned} \quad 3.26$$

Závěrečná úprava rovnice (3.26) představuje lineární závislost chyb odhadu úhlu příchodu a amplitudy dopadajícího signálu na amplitudách šumových signálů. Kovarianční matice chyb odhadů se pak dá vyjádřit takto:

$$\mathbf{cov}[\Delta_{\theta,U}] = \mathbf{D} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{D}^H \quad 3.27$$

kde:  $\mathbf{W}$  – kovarianční matice vektoru šumu  $\mathbf{N}$

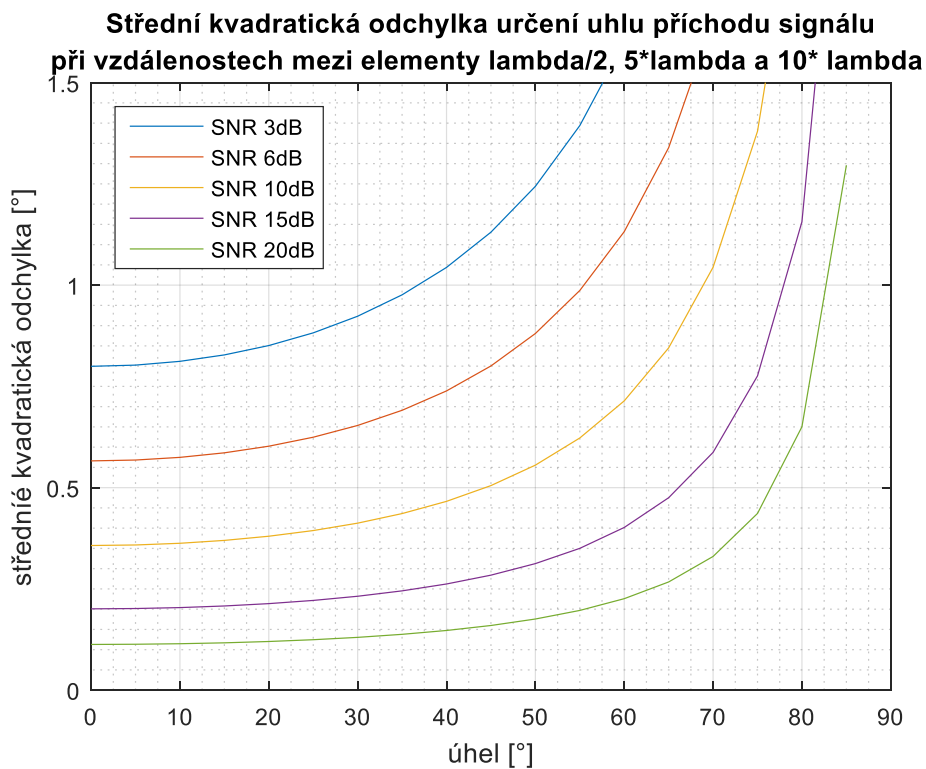
Využijeme toho, že v našem případě je šum nekorelovaný a rozptyl všech šumových napětí  $n_i$  je stejný – rovný  $\sigma_n^2$ . Kovarianční matice chyb odhadů se pak dá vyjádřit takto (3.28):

$$\mathbf{cov}[\Delta_{\theta,U}] = \sigma_n^2 \cdot (\mathbf{A}^H \cdot \mathbf{A})^{-1} \quad 3.28$$

Kovarianční matice chyb  $\mathbf{cov}[\Delta_{\theta,U}]$  je čtvercová matice 2x2 s prvky  $S_{ik}$ , přičemž členy  $S_{11} = \sigma_U^2$  a  $S_{22} = \sigma_\theta^2$  jsou rovny rozptylům odhadů amplitudy a úhlu příchodu signálu.

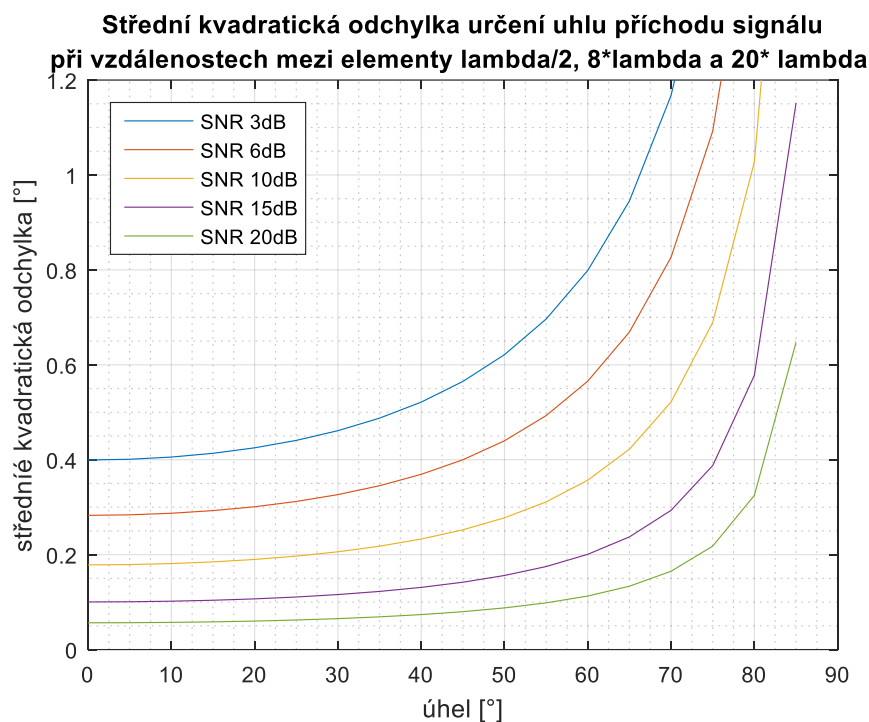
Využitím výše uvedených vztahů dostáváme sadu výsledků pro různé hodnoty odstupu signálu od šumu a různé vzdálenosti přijímačů. Přičemž vzdálenost prvních dvou přijímačů volíme obvykle  $\lambda/2$ , jelikož tato hodnota zaručuje jednoznačnost učení směru příchodu signálu v rozsahu  $\pm 90^\circ$ . Ovšem takovýto systém předpokládá využití velice jednoduchých anténních elementů (obvykle složených dipólů), které však mají malý zisk a dostatečně nepotlačují rušivé signály odpovídačů ze směrů mimo vymezený sektor. V naší aplikaci potřebujeme vykrýt pouze omezený prostor sledování s tím, že využijeme směrových anténních systémů, které mají ovšem nevýhodu ve větších geometrických rozměrech, což vyústí v potřebu větší vzdálenosti mezi přijímači základní báze než  $\lambda/2$ . Návrhem fázového interferometrického systému s prodlouženou první bází a zároveň s jednoznačným určením směru příchodu signálu v rozmezí  $\pm 40^\circ$  se budu zabývat v kapitole 4.1.

Na základě vztahů, popsaných výše v této kapitole byl sestaven počítačový model interferometrického systému, který využívá čtyř přijímačů. Systém tedy obsahuje tři báze (vzdálenosti mezi prvním přijímačem vůči ostatním). Délka první báze je zvolena pevně  $\lambda/2$ . Zbylé délky bází je možno v modelu měnit. Velikost druhé a především třetí (nejdelší) báze má přímý a zásadní vliv na přesnost určení úhlu příchodu signálu. Dále je v modelu možné nastavovat velikost odstupů signálu vůči šumu. Tento parametr má také zásadní vliv na přesnost vyhodnocení úhlu směru příchodu signálu. Následující graf (Obr.24) zobrazuje závislost střední kvadratické odchylky určení úhlu příchodu signálu v závislosti na úhlu přijímaného signálu vůči ose interferometrické soustavy a odstupů signál šum, při bázích  $L_m$  délky  $\lambda/2$ ,  $5*\lambda$  a  $10*\lambda$ .



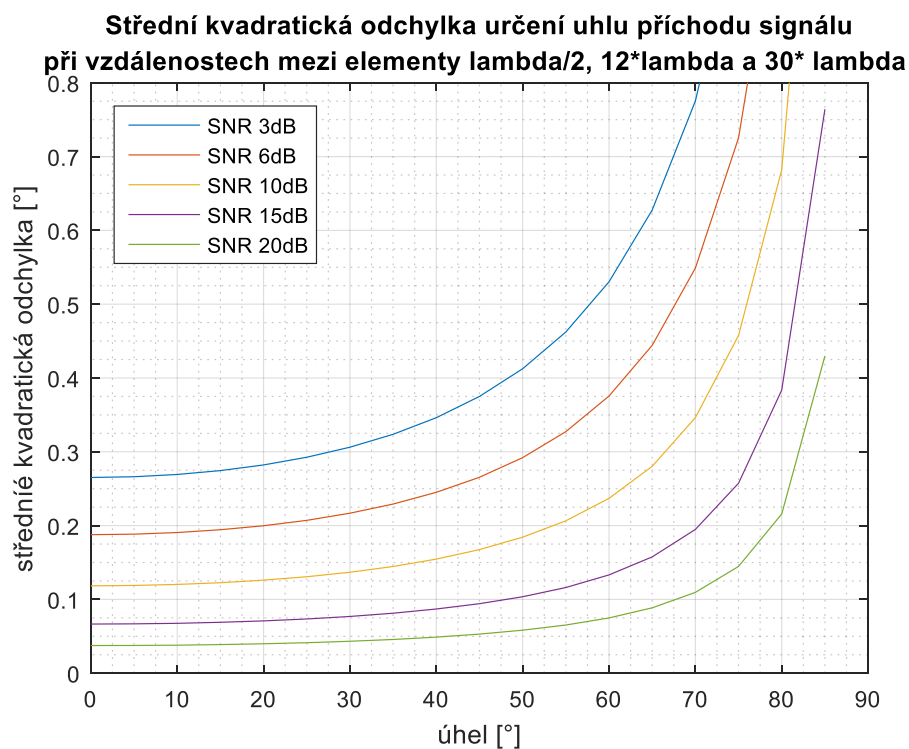
**Obrázek 24 - Střední kvadratická odchylka určení úhlu příchodu signálu při kratších bázích**

Následující graf (Obr.25) zobrazuje závislost střední kvadratické odchylky určení úhlu příchodu signálu v závislosti na úhlu přijímaného signálu vůči ose interferometrické soustavy a odstupů signál šum, při bázích  $L_m$  délky  $\lambda/2$ ,  $8*\lambda$  a  $20*\lambda$ .



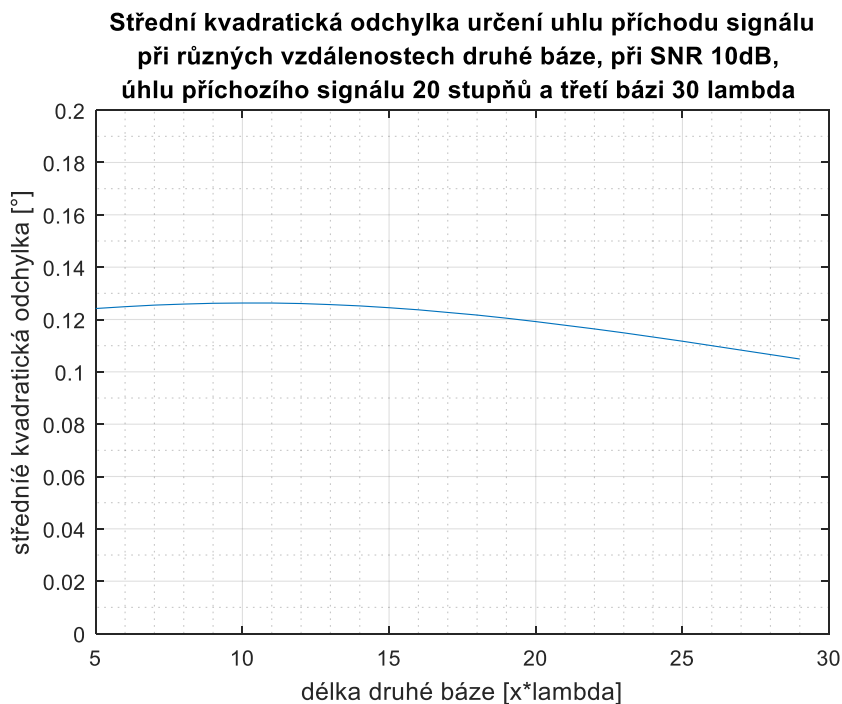
**Obrázek 25 - Střední kvadratická odchylna určení úhlu příchodu signálu při středních bázích**

Následující graf (Obr.26) zobrazuje závislost střední kvadratické odchylny určení úhlu příchodu signálu v závislosti na úhlu přijímaného signálu vůči ose interferometrické soustavy a odstup signál šum, při bázích  $L_m$  délky  $\lambda/2$ ,  $8\lambda$  a  $30\lambda$ .



**Obrázek 26 - Střední kvadratická odchylna určení úhlu příchodu signálu při delších bázích**

Následující obrázek obr. 27 ukazuje závislost střední kvadratické odchylky určení úhlu příchodu signálu v závislosti na délce druhé (prostřední báze). Simulace je provedena pro SNR 10 dB a úhel příchodu signálu  $20^\circ$  při první bázi dlouhé  $\lambda/2$  a třetí bázi dlouhé  $30\lambda$ . Z výsledků je patrné, že délka druhé báze nemá příliš velký vliv na přesnost určení směru příchodu signálu.

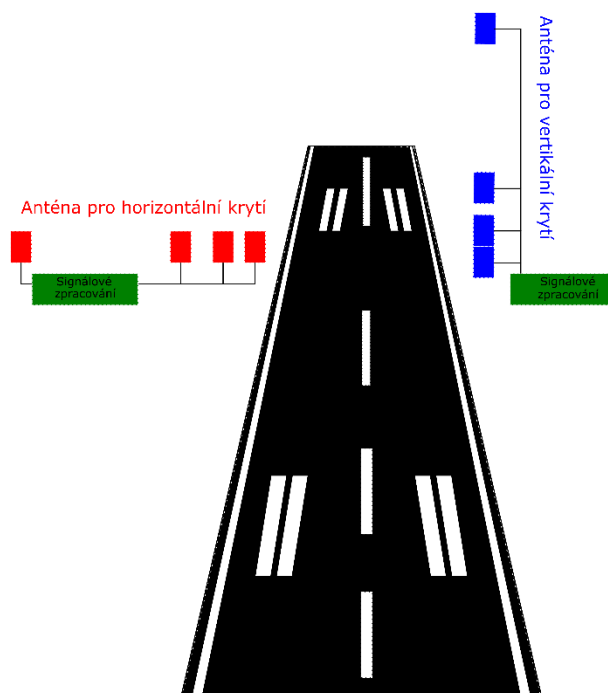


**Obrázek 27 - Závislost střední kvadratické odchylky určení úhlu směru příchodu signálu na délce druhé**

Výše popsaný interferometrický systém lze využít v různých aplikacích pro řízení letového provozu. Základním využitím je systém umožňující verifikaci informace o azimutu letadla získané z palubních odpovídačů, která může být buď nechtěně, nebo záměrně zkreslená (viz odst. 2.3.3). Takovýto systém má za cíl monitorovat celé okolí a porovnávat informace z vlastního měření s informacemi obsaženými ve zprávách palubních odpovídačů. Přičemž je nutné zohlednit omezený dosah, který je dán především nutností získání nepřekrývající se odpovědi. V Příloze A uvádím, že v intervalu 1s obdržíme alespoň jednu nezarušenou odpověď od každého cíle v azimutálním sektoru  $30^\circ$  vzdáleného do 30 km s pravděpodobností 90%. To ale předpokládá, že jsou všechny signály ze směrů mimo vybraný sektor dostatečně potlačeny.

Jako velmi vhodné využití takové antény se také jeví systém podporující přesné přiblížení letadel na přistávací dráhu, který by měl zabezpečit dosažení podobných parametrů, jako PAR (kap. 2.1.1.).

Z obrázku 26 je dobře patrné, že takovýto interferometrický systém by splnil požadavky na přesnost určení směru příchodu signálu i za předpokladu relativně nízkého odstupu signálu od šumu 10 dB. Aby byl systém schopen určit pozici cíle v prostoru, musí být sestaven ze dvou samostatných interferometrických systémů, přičemž jeden bude určovat azimutální souřadnici cíle a druhý elevační souřadnici cíle – viz obrázek 28. Pro údaj o vzdálenosti cíle lze využít aktivní princip, kdy bude u interferometrického systému umístěn i dotazovač a na základě časového zpoždění odpovědi bude vyhodnocena radiální vzdálenost cíle. Podrobnější analýza rozložení jednotlivých anténních elementů a algoritmus vyhodnocení směru příchodu signálu je popsán v kapitole 4.1.



Obrázek 28 - Soustava dvou interferometrických systémů pro určení azimutu i elevace cílů

### 3.3 Metoda kompresního snímání

Nyquist-Sahnnonův vzorkovacím teorémem, který říká, že pokud chceme plně rekonstruovat náš signál nebo data, musíme tento signál vzorkovat alespoň s dvojnásobnou frekvencí než je maximální frekvence signálu. Pokud použijeme méně vzorků, následkem jsou chyby v obnoveném signálu. Obdobný jev byl i velice dobře patrný v případě metody vychylování hlavního anténního svazku, kdy při vynechání několika anténních elementů dochází k výraznému rozšíření hlavního anténního svazku a k výraznému zvýšení postranních laloků což může mít za následek špatné vyhodnocení pozice cíle, či celkovou ztrátu detekce. Toto ovšem nemusí být problém, pokud využijeme vhodnou kompresní metodu.



Ve své disertační práci jsem se zaměřil na metodu kompresního snímání [23]. V mém případě je hlavním cílem snížení počtu anténních prvků, tedy počtu jednotlivých přijímačů radarového signálu, s cílem dosáhnout podobnou rozlišovací schopnost v určení směru příchodu signálu jako v případě využití plného anténního pole. Což v terminologii kompresních metod znamená redukci počtu vzorků v prostorové oblasti. Většina literatury popisující metodu kompresního snímání se ovšem zabývá jejím využitím v časové oblasti [24], [25], [26]. Příklady využití této metody v prostorové oblasti lze nalézt v literatuře [27], [28], [29]. Tyto publikace ovšem nepopisují aplikaci pro radarové anténní systémy a neuvažují problematiku přesnosti určení pozice cíle a rozlišovací schopnosti anténního systému což je zásadním přínosem této práce. Níže popsané teoretické postupy pro vytvoření celého algoritmu kompresního snímání jsou dále implementovány do prostředí Matlab a výsledky jsou prezentovány formou přehledných grafů.

### 3.3.1 Úvod do kompresního snímání

Základní rámec metody kompresního snímání je dobře popsán v [28], [30], [31] a [32]. V této kapitole bude postupně vysvětlen celý princip metody kompresního snímání, přičemž bude kladen důraz na aplikaci pro určení směru příchodu signálu.

Předpokládejme, že signál (komplexní) na  $N$  rovnoměrně rozložených prvcích anténního systému je reprezentován sloupcovým vektorem  $\mathbf{x}$  [ $N \times 1$ ]. Představuje-li  $\mathbf{z}$  [ $K \times 1$ ] řádkový vektor reprezentující jednotlivé zdroje signálu, bude:  $\mathbf{x} = \mathbf{\Psi}\mathbf{z}$ , kde  $\mathbf{\Psi}$  je [ $N \times K$ ] základní matice vychylovacích vektorů  $\mathbf{a}$ . Kde řádkový je použit ve významu, že počet zdrojů signálu (v našem případě cílů) musí být menší než počet přijímačů (anténních elementů), tedy  $K < N$ . Nyní je naším cílem kvalitně rekonstruovat signál  $\mathbf{x}$  s využitím pouze  $M < N$  prvků anténního pole. Signál přijímaný takovýmto řádkovým anténním polem označíme jako vektor  $\mathbf{y}$ . Dle teorie kompresního snímání [23], může být vektor  $\mathbf{x}$  rekonstruován s využitím  $M \cong K \log N$  anténních prvků. Vektor přijímaných signálů řádkovým anténním polem může být poté zapsán ve formě:

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Phi}\mathbf{x} = \mathbf{\Phi}\mathbf{\Psi}\mathbf{z} = \mathbf{\Theta}\mathbf{z} \quad 3.29$$

Kde  $\mathbf{\Phi}$  – je tzv. matice snímání mající rozměr [ $M \times N$ ]

$\mathbf{\Theta}$  – je tzv. matice pozorování s rozměrem [ $M \times K$ ]

Vyhodnocovací proces není adaptivní, což znamená, že matice snímání  $\mathbf{\Phi}$  je neměnná a nezávisí na původním originálním signále  $\mathbf{x}$ , což je důležité pro její návrh, tak aby nedošlo ke ztrátě informace transformací z původního  $N$  prvkového anténního pole na  $M$  prvkové.

## Návrh stabilní matice snímání

Jak již bylo řečeno matice  $\Phi$  umožňuje redukci  $N$  prvkového vektoru signálů  $\mathbf{x}$  na  $M$  prvkový vektor  $\mathbf{y}$ . Pokud je signál  $\mathbf{x}$  vytvořen  $K$  zdroji signálu ( $K$  cíli), při známém počtu cílů, pak známe přesně vektor  $\mathbf{z}$  a problém lze vyřešit pod podmínkou, že měření bude probíhat na  $M \geq K$  anténních elementech. Obecně ovšem počet jednotlivých cílů není známá informace a tudíž je potřeba provádět měření na více anténních prvcích aby informace o pozici některého z cílů nebyla potlačena. V [32] je odvozen vztah mezi počtem cílů a počtem potřebných prvků, na kterých probíhá měření  $M$  zaručující vysokou pravděpodobnost úspěšné detekce:

$$M \geq C\mu^2(\Phi, \Psi)K \log(N) \quad 3.30$$

Kde  $C$  – je kladná konstanta blížíící se jedničce

$\mu(\Phi, \Psi)$  – vyjadřuje koherenci mezi  $\Phi$  a  $\Psi$  [32] a tato koherence je dána vztahem

3.31.

$$\mu(\Phi, \Psi) = \sqrt{N} \max_{1 \leq i, j \leq N} |\varphi_i \psi_j| \quad 3.31$$

Což znamená, že koherence je největší korelace mezi dvěma prvky z  $\Phi$  a  $\Psi$ . Tedy pokud  $\Phi$  a  $\Psi$  obsahují korelované prvky poté je mezi těmito maticemi velká koherence. Čím menší je koherence mezi  $\Phi$  a  $\Psi$ , tím méně prvků pro měření  $M$  potřebujeme k dosažení vysoké pravděpodobnosti detekce cíle.

Nízká koherence mezi dvěma maticemi v podstatě znamená, že všechny podmnožiny  $K$  sloupcového vektoru odebrané z matice pozorování  $\Theta$  jsou téměř ortogonální. Proto bychom rádi našli pozorovací matice, které by mohly mít co možná největší podmnožiny, zatímco ty by byly stále téměř ortogonální. Čím větší jsou podmnožiny, tím blíže se blížíme k situaci  $M = K$ , tedy situaci, kdy je zapotřebí minimální počet prvků, na kterých probíhá měření. Tato podmínka byla zavedena autory Candes and Tao [33] a byla pojmenována jako „Restricted Isometry Property“ (RIP). RIP charakterizuje matice, které jsou téměř ortonormální, přinejmenším když pracují s řídkými vektory. Dle této podmínky je počet prvků nezbytných pro dosažení vysoce přesné detekce dán následovně:

$$M \geq CK \log\left(\frac{N}{K}\right) \quad 3.32$$

V našem případě aplikace na anténní pole matice snímání  $\Phi$  vyplývá ze skutečnosti, že se plné pole stane řídkým. Signál zachycený plným anténním polem lze vyjádřit rovnicí:

$$\mathbf{x} = \Psi \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad 3.33$$

Kde  $\mathbf{s}$  – je vektor  $[K \times 1]$  signálů reprezentující jednotlivé cíle,

$$\text{kde } \mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t) \dots s_K(t)]^T$$

$\mathbf{w}$  – je vektor  $[N \times 1]$  reprezentující bílý aditivní Gaussovský šum

$\Psi$  – je matice vychylovacích vektorů, kterou je dána diskretizace do mřížky snímání

Pokud provedeme redukci z  $N$  prvkového anténního pole na  $M$  prvkové, vektor zachycených signálů na takovémto poli může být zapsán ve formě:

$$\mathbf{y} = \Phi \mathbf{x} \tag{3.34}$$

Kde  $\Phi$  – je matice totožnosti o rozměru  $[M \times N]$

V této matici jednotlivé řádky korespondují s jednotlivými prvky řídkého anténního pole. Cílem je tedy využít metodu kompresního snímání k rekonstrukci signálu zachyceného řídkým anténním polem tak, abychom obdrželi shodné výsledky, přičemž pro zjednodušení předpokládejme, že plné anténní pole mělo vzdálenost mezi elementy  $\lambda/2$  a bylo použito rovnoměrné rozložení amplitud a fází na jednotlivých anténních prvcích. Rozvineme-li rovnici 3.34, dostaneme následující vztah:

$$\mathbf{y} = \Phi \mathbf{x} = \Phi \Psi \mathbf{s} + \Phi \mathbf{w} = \Theta \mathbf{s} + \Phi \mathbf{w} \tag{3.35}$$

Výše uvedená rovnice vyhovuje našemu problému odhadu směru příchodu signálu s řídkými maticemi. Matice snímání  $\Phi$  se řídí RIP, pokud je splněn minimální počet měření daných rovnicí 3.32 a též to znamená, že i matice pozorování  $\Theta$  se řídí RIP podmínkou.

Obvykle je počet cílů, které se vyskytují v prostoru snímání radarového senzoru proměnný a počet anténních prvků (počet přijímačů) je konstantní. Proto je vhodné vyjádřit podmínku, která definuje nezbytný počet anténních prvků v závislosti na počtu cílů opačně. Tedy definovat kolik cílů jsme schopni s daným řídkým anténním polem úspěšně detekovat – vztah 3.36.

$$K \leq \frac{M}{\log N} \tag{3.36}$$

### Základní princip rekonstrukce přijímaných signálů

Pro rekonstrukci vektoru  $\mathbf{z}$  a tedy  $\mathbf{x}$  je důležité, že kromě podmínek týkajících se nekoherence mezi základní maticí  $\Psi$  a maticí snímání  $\Phi$  jsou splněna i následující kritéria řídkosti:

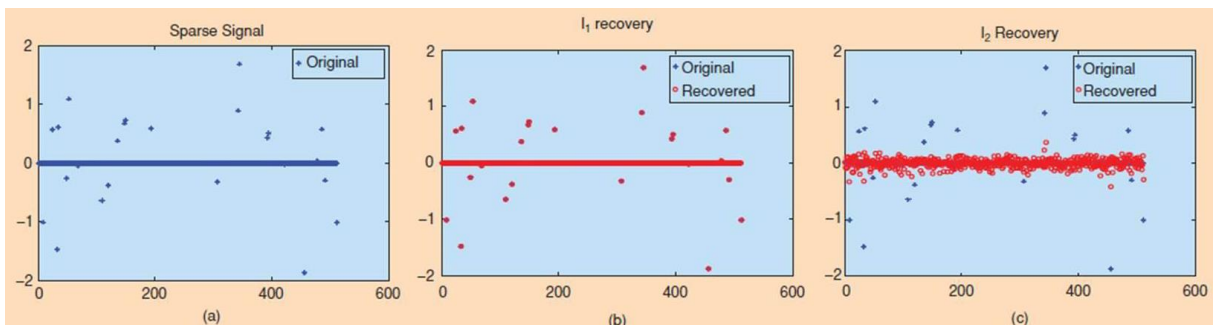
- Vektor  $\mathbf{s}$  obsahuje informace o signálech vysílaných pouze omezeným počtem cílů  $K$
- Předpokládáme, že hledáme pouze signály přicházející přímo od cílů, s tím, že odrazy signálu od okolních objektů jsou dostatečně slabé a nebudou detekovány

Pokud jsou výše uvedená kritéria splněna, rekonstruovaný vektor signálů od jednotlivých cílů  $\hat{\mathbf{s}}$  může být nalezen řešením následujícího optimalizačního problému:

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \left\{ \min_{\mathbf{s}} [\|\mathbf{y} - \mathbf{O}\mathbf{s}\|_n] \right\}, \quad 3.37$$

kde  $\|\cdot\|_n$  – značí normu  $\ell_n$

Velice dobře známou a často používanou minimalizační metodou je metoda nejmenších čtverců kde se používá norma  $\ell_2$ . Algoritmus pro získání řešení na základě této metody je sice velice efektivní ale má tendenci rozprostřít výsledek do mnoha nenulových prvků. Ve většině případů jsou tyto hodnoty velice blízko správné nulové hodnotě. Jenže v našem případě, kdy matice signálů přijatých od cílů je v úhlových souřadnicích řídká, dává tato metoda špatné výsledky právě v těch místech, kde se nacházejí cíle. Proto je pro metodu kompresního snímání výhodné použít pro minimalizační funkci normu  $\ell_1$ . Tato metoda najde řešení s minimem pro součet absolutních hodnot všech naměřených parametrů. Porovnání těchto minimalizačních metod na obr. 29 je převzato z literatury [32] a velice dobře objasňuje právě použití kritéria minimalizace normy  $\ell_1$ .



**Obrázek 29 – Provnání minimalizačních metod a) řídký signál, b) jeho rekonstrukce s využitím minimalizace normy  $\ell_1$  a c) rekonstrukce signálu s využitím metody nejmenších čtverců - norma  $\ell_2$  [32]**

Nyní může být řešení nalezeno řešením rovnice 3.37, zbývá nalézt vhodný způsob, jak řešit tento optimalizační problém. V literatuře je popsáno několik principů, jak tento optimalizační problém řešit. Pro metodu kompresního snímání se jeví jako vhodné využití metod popsaných v [39] a [34]. V dalších částech mé práce bude tento algoritmus popsán.

### Využití více vzorků signálu v čase

Určení pozice jednotlivých cílů v azimutální rovině je možné i na základě jednoho zaznamenaného vzorku vektoru příchozích signálů. Ovšem ve většině radarových aplikací máme možnost zpracovávat více vzorků signálů, odebraných v různých časech. Což nám umožní dosažení větší přesnosti a jednoznačnosti určení směru příchodu signálu. Dokonce je

možné s využitím většího počtu vzorků signálu rozlišit větší počet cílů, než udává vztah 3.36. a v neposlední řadě zvýšení počtu vzorků v čase výrazně snižuje citlivost této metody na šum a další nekoherentní rušení, které je v našem případě tvořeno především odpověďmi cílů mimo zájmovou oblast senzoru (clutter) a které může být relativně dosti významné (viz Příloha A).

Počet vzorků, které vstupují do popisované metody kompresního snímání je též nutné volit s ohledem na vlastnosti zpracovávaných signálů – především na šířku pásma a délku zprávy. Dalším kritériem je zařazení vyhodnocení směru příchodu signálu do celého řetězce signálového zpracování – například pokud nás též zajímá rychlost cílů, je vhodné použít dopplerovskou filtraci před samotným vyhodnocováním azimutálních souřadnic cíle. Dále je velice důležitá i volba vhodných hardwarových prostředků, ve kterých bude aplikována metoda kompresního snímání, jelikož tato metoda je velice náročná na výpočetní kapacitu. Ve své práci se ale dovolím oprostít od výše uvedených problémů, s tím, že se zaměřím pouze na detekci cílů, které jsou stacionární a vysílají zprávy ve formě odpovědi v módu S nebo A/C (je tedy zanedbán Dopplerův jev a fluktuace úrovně přijímaného signálu). Například Dopplerův posun by v případě radiálního pohybu cíle s rychlostí 200 m/s činil  $\pm 1333$  Hz, takže při délce báze  $30\lambda$  by to způsobilo rozdíl fází mezi krajními elementy antény maximálně  $\pm 0,01^\circ$ , což je z našeho pohledu zanedbatelné. Fluktuace úrovně signálu uvnitř jedné zprávy je omezena předpisem ICAO ([4]) na  $\pm 0,5$  dB, což také významně neovlivní uvažované zpracování signálu. Dále si v této práci dovolím opomenout možnosti optimalizace výpočetního algoritmu například využitím paralelizace výpočtů, jelikož to není hlavním cílem této práce, ale mohlo by to být námětem mé další práce.

Abychom mohli využít více vzorků signálu v čase, musíme vhodně upravit vztahy tak, aby algoritmus byl schopen s těmito časovými vzorky efektivně pracovat. Nejprve upravme vztah pro signál dopadající na plné anténní pole při daném počtu  $T$  vzorků v čase:

$$\mathbf{X} = \mathbf{AS} + \mathbf{W} \quad 3.38$$

Kde:  $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1) \mathbf{x}(2) \dots \mathbf{x}(T)]$  – je matice o rozměru  $[N \times T]$ ,

$\mathbf{A}$  – je matice  $[N \times K]$  obdobně jako v případě rovnice 3.13

$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(1) \mathbf{s}(2) \dots \mathbf{s}(T)]$  je matice o rozměrech  $[K \times T]$  reprezentující zdroje signálu

$\mathbf{W} = [\mathbf{w}(1) \mathbf{w}(2) \dots \mathbf{w}(T)]$  je matice o rozměru  $[N \times T]$  reprezentující šum

Nyní můžeme nastavit skenování prostoru v azimutu, což je dáno maticí  $\Psi$ , která definuje  $N_s$  úhlových souřadnic  $(\theta_1 \theta_2 \dots, \theta_{N_s})$ , v nichž budeme prostor prohledávat. Pro případ plného anténního pole se jedná o matici o rozměrech  $[N \times N_s]$ . Nyní zvolíme řádkový vektor signálů  $\mathbf{z}(t)$ ,

generovaných jen ve vybraných azimutech  $\theta = \theta_k, k = k_1, k_2, \dots, k_K$ . Řídký je v tomto případě myšleno tak, že vektor  $\mathbf{z}(t)$  o rozměru  $[N_s \times 1]$  má nulové všechny složky, kromě  $K \ll N_s$  složek v těchto vybraných směrech. Tento vektor má pak následující formu:

$$\mathbf{z}(t) = [z_{\theta_1}(t) \ z_{\theta_2}(t) \ \dots \ z_{\theta_{N_s}}(t)]^T \quad 3.39$$

Nyní s využitím matice prohledávání prostoru  $\Psi$  může být rovnice 3.33 pro signál, dopadající na úplné anténní pole přepsána do podoby 3.40:

$$\mathbf{X} = \Psi \mathbf{Z} + \mathbf{W} \quad 3.40$$

Kde:  $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}(1) \ \mathbf{z}(2) \ \dots \ \mathbf{z}(T)]$  – je matice o rozměru  $[N_s \times T]$ , která obsahuje hodnoty signálů  $\mathbf{z}$  z jednotlivých směrů v různých časových okamžicích  $t = 1$  až  $T$

U stacionárních cílů lze předpokládat, že řídký profil vektoru  $\mathbf{z}$  (tedy hodnoty vybraných úhlů  $\theta_{kn}$ ) se v čase příliš měnit nebude. Změny v rovnici 3.40 budou především dány šumem a okolním clutterem.

Tedy za předpokladu, že  $\mathbf{Z}$  má v čase relativně konstantní řídký profil, může být signál, dopadající na redukované (řídké) anténní pole zapsán v následující podobě:

$$\mathbf{Y} = \Phi \mathbf{X} = \Phi \Psi \mathbf{Z} + \Phi \mathbf{W} \quad 3.41$$

Kde:  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(1) \ \mathbf{y}(2) \ \dots \ \mathbf{y}(T)]$  – je matice o rozměru  $[M \times T]$ , obsahující známé signály, přijímané na jednotlivých anténních elementech řídké antény v daných časových okamžicích.

Nechť  $\hat{\mathbf{Z}} = [\hat{\mathbf{z}}(1) \ \hat{\mathbf{z}}(2) \ \dots \ \hat{\mathbf{z}}(T)]$  je obnovené řešení, pak úhlové spektrum lze vypočítat podle vztahu 3.42.

$$P_y(\theta) = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^{t=T} \|\hat{\mathbf{z}}_{\theta}(t)\|^2, \quad \theta = \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_s} \quad 3.42$$

Protože  $\hat{\mathbf{Z}}$  je nalezené řešení pro zdrojovou matici  $\mathbf{S}$ , z rovnice (3.45) je zřejmé, že rekonstruovaný signál na všech elementech (úplné řady) by byl:  $\hat{\mathbf{X}} = \Psi \hat{\mathbf{Z}}$ . Tento rekonstruovaný signál je následně využit k určení střední kvadratické chyby.

Výběrem a optimalizací algoritmu pro nalezení řešení  $\hat{\mathbf{Z}}$  se zabývá následující kap. 3.3.2 této práce

## Chyby způsobené diskretizací prostoru

Matrice prohledávání prostoru rozdělí celý prohledávaný sektor v azimutální rovině na  $N_s$  ekvidistančních hodnot. Pozice jednotlivých cílů jsou pak přiřazovány k tomuto omezenému počtu hodnot. Přesný výsledek dostaneme pouze v případech, že azimutální pozice cíle přesně odpovídá mřížce prohledávaného prostoru. V opačném případě dostaneme zkreslenou hodnotu, přičemž směr příchodu signálu je přiřazen k nejbližšímu úhlu na mřížce prohledávání prostoru. Výrazné zahušťování mřížky vede ke zvyšování výpočetní náročnosti ale především též k výraznému zvyšování koherence mezi sloupci matice prohledávání prostoru  $\Psi$ , což může mít za následek zhoršení přesnosti určení směru příchodu signálu. Výše popsané efekty jsou velice závislé na rozměrech antény, rozložení jejích elementů a na zpracovávaných signálech, proto je nutné vždy ověřit vliv chyb způsobených diskretizací prostoru pomocí počítačové simulace a poté zpětně nastavit vhodným způsobem mřížku pro prohledávaný prostor.

### 3.3.2 Algoritmus rekonstrukce signálu

Úkolem této kapitoly je zvolit vhodný algoritmus pro řešení problému minimalizace popsané rovnicí 3.37. Cílem je najít takový algoritmus, který bude dostatečně přesný a rychlý, aby ho bylo možné použít i v aplikacích v reálném čase. Zvolený typ algoritmu musí být zároveň schopen najít řešení v přítomnosti šumu a clutteru, případně by mělo být možné některé části algoritmu korigovat podle známých parametrů vstupních signálů (především na základě znalosti odstupu signálu od šumu). Zvolený algoritmus musí pracovat s více časovými vzorky signálu. V literatuře je popsáno několik variant takového algoritmu [34], [35], [36].

Na základě výše uvedených kritérií kladených na optimalizační algoritmus jsem se ve své práci rozhodl využít algoritmus MFOCUSS (Multiple Measurement Vector Focal Undetermined System Solver) [35], [23]. Tento algoritmus je založen na iterativní váhovací technice s využitím metody nejmenších čtverců. Jedná se o rozšíření metody FOCUSS o využití více vzorků signálu v časové oblasti – odtud název „Multiple Measurement Vector“. Výhodou zvoleného algoritmu je relativně nízká výpočetní náročnost, přičemž jsou získávány stabilní a přesné výsledky již při malém počtu iterací [36]. Pro případ signálů zatížených šumem (v našem případě i clutterem) byla použita regularizovaná verze tohoto algoritmu popsaná v [35], přičemž tato regularizovaná verze dává dobré výsledky pro celou škálu různých hodnot odstupu signálu od šumu.

Jelikož algoritmus MFOCUS vychází z neregularizovaného algoritmu FOCUS, tak pro lepší pochopení bude nejprve popsán tento algoritmus a následně jeho rozšíření.

Nejprve se zaměříme na řešení nedeterminované soustavy rovnic:

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad 3.43$$

Kde:  $\mathbf{y}$  – je vektor o rozměru  $[M \times 1]$  obsahující signály, dopadající na  $M$  anténních prvků řádké anténní řady

$\mathbf{A}$  – je transformační matice o rozměru  $[M \times N]$

$\mathbf{x}$  – je vektor signálů o rozměru  $[N \times 1]$  dopadajících na plné anténní pole

$\mathbf{n}$  – je vektor aditivního šumu  $[M \times 1]$  na  $M$  anténních prvcích řádké anténní řady

Jednou z nejpoužívanějších metod pro nalezení nejvěrohodnějšího řešení je metoda označovaná jako „minimum norm  $\ell_2$ “ nebo též metoda nejmenších čtverců, která minimalizuje veličinu:

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{x}\|_2, \quad 3.44$$

kde:  $\|\cdot\|_2$  označuje normu  $\ell_2$  (tj. součet kvadrátů)

Řešení tohoto problému je rovno:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{y} \quad 3.45$$

Kde:  $\mathbf{A}^\dagger = \mathbf{A}^H(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1}$  označuje pseudoinverzi matice  $\mathbf{A}$

Metoda nejmenších čtverců ovšem obvykle rozprostře energii namísto získání řídkého výsledku. Toto je důvod proč v naší úloze využíváme algoritmus FOCUSS. Algoritmus FOCUSS najde lokalizovaná řešení tak, že začne s distribuovaným odhadem, který lze snadno vypočítat, například metodou nejmenších čtverců. Poté v sérii opakujících se kroků rekurzivně zvyšuje hodnoty větších prvotních prvků řešení, při současném snižování hodnot u zbytku prvků, dokud nepoklesnou k nule. Na konci zůstane jen malý počet prvků, které jsou různé od nuly, což odpovídá hledanému řídkému řešení.

Namísto nalezení řešení původního problému (3.44) algoritmus hledá váhované řešení metody nejmenších čtverců tak, že vloží váhovací matici  $\mathbf{W}$  [37]:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{q} \quad 3.46$$

kde:  $\mathbf{W}$  – je váhovací matice o rozměru  $[N \times N]$

A pak hledáme takové  $\mathbf{q}$ , které minimalizuje funkci:  $\|\mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{q}\|_2$

Výsledek je roven:



$$\mathbf{q} = (\mathbf{AW})^\dagger \mathbf{y} \tag{3.48}$$

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{q} = \mathbf{W}(\mathbf{AW})^\dagger \mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{W}^H \mathbf{A}^H (\mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{W}^H \mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{y}$$

Ještě je nutné podrobněji popsat metodu, která umožňuje omezení nalezených řešení na čistě řídká řešení. Tato metoda, jak již bylo uvedeno, využívá váhovanou metodu nejmenších čtverců, kde velikost vah je určena z předchozích iterací [38]. Nyní je možné ( $k-1$ .) iteraci odhadu vektoru  $\mathbf{x}$  zapsat v podobě [37]:

$$\mathbf{x}_{k-1} = [x_{k-1;1}, x_{k-1;2}, \dots, x_{k-1;N}] \tag{3.49}$$

Další iterace  $k$  vytvoří novou váhovací matici  $\mathbf{W}_k$  pomocí předchozího řešení a pokračuje se hledáním nového řešení  $\mathbf{x}_k$ . Celý proces se tedy skládá ze tří kroků:

1. krok – výpočet nové váhovací matice

$$\mathbf{W}_k = \begin{pmatrix} |x_{k-1;1}|^p & 0 & \dots & 0 \\ 0 & |x_{k-1;2}|^p & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & |x_{k-1;N}|^p \end{pmatrix} \tag{3.50}$$

2. krok – výpočet nového vektoru  $\mathbf{q}$ :

$$\mathbf{q}_k = (\mathbf{AW}_k)^\dagger \mathbf{y} \tag{3.51}$$

3. krok – výpočet nového vektoru  $\mathbf{x}$ :

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{q}_k \tag{3.52}$$

Přičemž parametr  $p$  udává řád normy  $\ell_p$ . Na základě kapitoly, popisující různé minimalizační algoritmy je zřejmé, že je vhodné volit tento parametr  $p$  v okolí hodnoty 1, kdy je výsledkem řídké řešení, které ještě poměrně rychle konverguje. Ve své práci volím jako výchozí hodnotu tohoto parametru  $p = 0.8$ . Tato hodnota se po experimentálním ověření jeví jako vhodná s ohledem na přesnost obdržených výsledků i na rychlost konvergence. Při volbě tohoto parametru je však nutné zohlednit dané aktuální podmínky, ve kterých anténa pracuje, především počet cílů a velikost odstupů signálu od šumu.

Dále je nezbytně nutné nastavit podmínku, vyhodnocující, jestli se obdržené řešení dá považovat za konečné a iterační cyklus může být zastaven. Tato podmínka je vyjádřena následujícím vztahem:

$$\frac{\|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{k-1}\|_2}{\|\mathbf{x}_{k-1}\|_2} < \delta \tag{3.53}$$

Výchozí hodnota parametru  $\delta$  byla v mém případě zvolena  $10^{-8}$ . Tedy iterační proces je zastaven, pokud relativní rozptyl dvou následujících iterací je menší než  $10^{-8}$ .

### 3.3.3 Aplikace více časových vzorků

Zvyšování počtu vzorků signálu v časové oblasti zvyšuje přesnost určení pozice jednotlivých cílů a výrazně snižuje nároky na požadovaný odstup signálu od šumu. Výše uvedená formulace je ale platná pouze v případě, že se jedná o stacionární cíle, které vysílají signál po celou dobu integrace. V případě, že se cíle pohybují takovou rychlostí, že se jejich poloha v průběhu integrace výrazně mění (přecházejí mezi jednotlivými úhly mřížky  $\theta_k$ ) a tudíž se mění i profil řídkého řešení v čase je nutno délku integrace časových vzorků vstupujících do algoritmu určení směru příchodu signálu zmenšit. Já se však ve své práci věnuji pouze cílům, které lze považovat za stacionární. Kromě toho, tento algoritmus je proti šumu účinný pouze tehdy, když jsou jednotlivé vzorky šumu nekorelované.

Pokud tedy aplikujeme více časových vzorků pro určení směru příchodu signálů, přejde vektorová rovnice 3.43 do maticové podoby, kdy dalším rozměrem matic je právě čas. Tuto rovnici tedy můžeme zapsat v podobě:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{AX} + \mathbf{N} \quad 3.54$$

Kde:  $\mathbf{Y}$  – je matice o rozměru  $[M \times T]$  obsahující signály dopadající na  $M$  anténních prvků

$\mathbf{A}$  – je transformační matice o rozměru  $[M \times N]$

$\mathbf{X}$  – je matice signálů dopadajících na plné anténní pole o rozměru  $[N \times T]$

$\mathbf{N}$  – je matice aditivního šumu o rozměru  $[N \times T]$

### 3.3.4 Optimalizace algoritmu pro signály zatížené šumem

Pokud jsou zpracovávány signály výrazně zatíženy šumem, je vhodné aplikovat regularizovaný algoritmus MFOCUSS [35]. Regularizace je provedena pomocí parametru  $\lambda$ , který vyjadřuje poměr mezi nalezeným řídkým řešením a chybou daného řešení. Regularizace je aplikována ve druhém kroku algoritmu rekonstrukce signálu (3.51), kde se počítá vektor  $\mathbf{q}$ , potažmo pro případ více časových vzorků přejde vektor  $\mathbf{q}$  do podoby matice  $\mathbf{Q}$ . Tento postup je znám jako Tichonovova regularizace [40]:

$$\mathbf{Q}_k = \arg \min(\|\mathbf{AW}_k\mathbf{Q} - \mathbf{Y}\|_F^2 + \lambda\|\mathbf{Q}\|_F^2) \quad 3.55$$

Kde:  $\|\cdot\|_F$  označuje Frobeniovu minimalizační metriku [45]

Frobeniova minimalizační metrika je použita z důvodu, že se nyní již neminimalizuje vektorová funkce ale funkce maticová. Ta používá druhou odmocninu ze součtu kvadrátů prvků matice. Například pro matici  $\mathbf{B}$ :

$$\|\mathbf{B}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |b_{ij}|^2} \quad 3.56$$

První část vztahu 3.56 -  $\|\mathbf{A}\mathbf{W}_k\mathbf{Q} - \mathbf{Y}\|_F^2$  kontroluje chybu nalezeného řešení a druhá část  $\lambda\|\mathbf{Q}\|_F^2$  kontroluje řídkost nalezeného řešení. Tedy pokud nastavíme parametr  $\lambda = 0$ , obdržíme původní neregularizované řešení.

V maticové podobě lze tedy druhý krok regularizovaného MFOCUSS algoritmu zapsat následovně:

$$\mathbf{Q}_k = \mathbf{A}_k^H(\mathbf{A}_k\mathbf{A}_k^H + \lambda\mathbf{I})^{-1}\mathbf{Y}; \quad \text{kde } \mathbf{A}_k = \mathbf{A}\mathbf{W}_k \quad 3.57$$

Následně třetí krok tohoto algoritmu přejde do podoby:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{W}_k\mathbf{Q}_k \quad 3.58$$

Výsledkem je tedy nyní matice řešení  $\mathbf{X}$ . Opět musí být splněna podmínka pro ukončení iterací algoritmu, která je velice obdobná výše uvedené podmínce, s tím rozdílem, že se tentokrát jedná o maticovou podobu zápisu:

$$\frac{\|\mathbf{X}_k - \mathbf{X}_{k-1}\|_F}{\|\mathbf{X}_{k-1}\|_F} < \delta \quad 3.59$$

Velikost konstanty lambda má zásadní vliv na schopnost potlačit rušení způsobené šumem. Pokud není šum přítomen a tuto konstantu nastavíme na hodnotu blízkou nule – např.  $\lambda = 10^{-10}$ , obdržíme velice přesné výsledky. Ovšem v případě že je šum přítomen, je nezbytné zvolit vyšší hodnotu této konstanty. Pro nastavení velikosti této konstanty existuje několik metod popsanych v literatuře [35], [41]. Já jsem pro aplikaci ve své disertační práci vybral metodu GCV (Generalized Cross-Validation) [41]. Jelikož je tato metoda snáze integrovatelná do vytvářeného algoritmu a dle dostupné literatury obvykle dává velice vhodné hodnoty konstanty  $\lambda$ .

Metoda GCV odhaduje velikost  $\lambda$  tak, že minimalizuje tzv. funkci GCV, která je pro standartní regularizovaný algoritmus MFOCUSS definována následovně:

$$V(\lambda) = \frac{\sum_{i=1}^M \xi_{ii} \left( \frac{\lambda}{\sigma_i^i + \lambda} \right)^2}{\frac{1}{M} \left( \sum_{i=1}^M \frac{\lambda}{\sigma_i^i + \lambda} \right)^2} \quad 3.60$$

Kde:  $\xi_{ii} = \mathbf{U}^H \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H \mathbf{U}$  a  $\mathbf{U}$  je výsledek singulárního rozkladu matice  $\mathbf{W}\mathbf{A}$  ( $\mathbf{W}\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$ )

Výše uvedený postup lze zapsat takto:

$$\hat{\lambda} = \arg \left\{ \min_{\lambda_{\min} < \lambda < \lambda_{\max}} [V(\lambda)] \right\} \quad 3.61$$

Tato úloha může být v prostředí Matlab řešena s využitím předdefinované funkce *fminbnd*, která hledá minimum funkce jedné proměnné v pevném intervalu. (Pro získání správného minima však musíme zvolit dostatečně široký interval  $\langle \lambda_{\min}, \lambda_{\max} \rangle$ .) Tento odhad parametru lambda musí být prováděn při každé iteraci regularizovaného algoritmu MFOCUSS.

## 4 OPTIMALIZACE ROZLOŽENÍ PRVKŮ ŘÍDKÉ ANTÉNNÍ ŘADY.

### 4.1 Interferometrické antény

Cílem této části mé disertační práce bylo navrhnout azimutální fázový interferometrický systém pro příjem signálů odpovídačů SSR, který bude vykrývat azimutální sektor  $\pm 30^\circ$ . Tato velikost sektoru se jeví jako dostatečná z hlediska potřeb zamýšlených aplikací a kromě toho takový sektor již významně omezí počet přijímaných rušivých odpovědí palubních odpovídačů (viz rozbor v Příloze A). Aby bylo možno u interferometru toto omezení realizovat, je nutné, aby už samotné anténní elementy měly odpovídající šířku anténního svazku. Takovéto anténní elementy mají ovšem rozměry větší než jedna vlnová délka (musíme uvažovat i rozměr radomu takového anténního elementu) a z tohoto důvodu je nutné zvětšit minimální vzdálenost mezi anténními elementy alespoň na hodnotu  $2\lambda$ . Toto prodloužení má pak zásadní vliv na jednoznačnost určení směru příchodu signálu.

U klasického více-bázového fázového interferometrického systému je jednoznačnost určení směru příchodu signálu ze sektoru  $\pm 90^\circ$  zaručena první bází o délce  $0,5\lambda$  a přesnosti je dosaženo zejména nejdelší bází. Pro odhad potřebné velikosti nejdelší báze postačí následující přibližný odhad chyby určení směru, odvozený metodou linearizace ([22]):

$$\sigma_{\Phi} \cong \frac{\sigma_{\Psi}}{2\pi} \frac{L}{\lambda} \frac{1}{\cos\Phi} \quad 4.1$$

- kde:  $\sigma_{\Phi}$  je střední kvadratická chyba azimutu (v rad)  
 $\sigma_{\Psi}$  je střední kvadratická chyba měření rozdílu fází signálu (v rad)  
 $L$  je délka nejdelší báze interferometru  
 $\Phi$  je azimut příchodu signálu

Pokud uvažujeme, že chyby měření fáze signálů jsou dány především rušením (např. šumem), pak  $\sigma_{\Psi} \sim \sqrt{\frac{2}{S/N}}$ . Pokud bychom chtěli takovou anténu použít pro systém pro podporu přiblížení letadel, bylo by zapotřebí dosáhnout přesnosti v horizontální souřadnici (odst.2.1.1) lepší, než 0,6% vzdálenosti (což odpovídá přibližně  $\sigma_{\Phi} \sim 6 \cdot 10^{-3}$  rad). Pro délku nejdelší báze pak při  $\Phi = 0$ ,  $S/N \sim 18$  dB dostáváme odhad:  $L \geq 30\lambda$ .

Pokud jde o jednoznačnost určení směru, lze toho dosáhnout i jinak, než volbou jedné báze o délce  $\lambda/2$ . Například v [42] je popsán návrh optimálních délek bází z hlediska přesnosti i jednoznačnosti. U tříbázového interferometru se volí dvě nesoudělná celá čísla  $M > N$ , jednotlivé délky bází jsou celými násobky  $\lambda/2$  a poměr délek bází je roven:  $N^2 : M \cdot N : M^2$ . Jednotlivé báze jsou pak dlouhé:  $N^2 \lambda/2$ ,  $M \cdot N \cdot \lambda/2$ ,  $M^2 \lambda/2$ . Tento postup sice vede na optimální přesnost při zachování jednoznačnosti v rozsahu úhlů příchodu  $\pm 90^\circ$ , ale velmi omezuje možnosti volby rozměrů antény. V našem případě, kdy musí být minimální vzdálenost elementů alespoň  $2 \cdot \lambda = 4 \cdot \lambda/2$  a maximální délka báze  $L_{\max} \geq 30\lambda$  by bylo nutno volit  $N = 4$  a  $M = 7$  nebo 9. Při volbě  $M = 7$  by  $L_{\max} = 24,5\lambda$  a při  $M = 9$  by vycházelo  $L_{\max} = 40,5\lambda$ . V prvním případě by anténa nezaručovala dostatečnou přesnost měření směru příchodu, ve druhém případě by vycházela anténa příliš rozměrná. Proto jsem navrhl algoritmus, jehož základní myšlenkou je porovnávání určení směru příchodu signálu na prvních dvou bázích a hledání největší shody těchto výsledků a následné přiřazení výsledku určení směru příchodu signálu na základě třetí nejdelší báze pro zaručení dostatečné přesnosti celého systému. Tento algoritmus bude v následující části podrobněji popsán. Pro ověření funkčnosti byl sestaven model celého systému v programu Matlab.

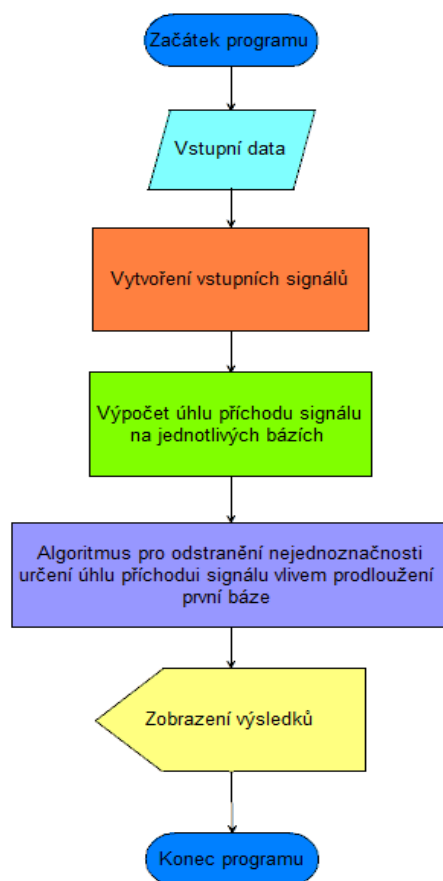
#### 4.1.1 Popis anténního systému fázového interferometru

Navrhovaný interferometr obsahuje čtyři přijímače s danou roztečí mezi jednotlivými osami anténních systémů jednotlivých přijímačů. Schematicky je tento interferometr shodný se systémem na obr. 23, pouze vzdálenost mezi prvním a druhým přijímačem je větší. Velikosti

nejkratší a nejdelší báze vycházejí z předchozích úvah:  $L1 = 2\lambda$  a  $L3 = 30\lambda$  a pro zaručení jednoznačnosti určení úhlu příchodu signálu byla délka prostřední báze optimalizována numericky s výsledkem:  $L2 = 4,8\lambda$ . Cílem bylo určit takovou délku druhé báze, kdy určení směru příchodu signálu na základě první a druhé báze bude totožné pouze v jednom případě a to v takovém kdy toto určení odpovídá reálnému směru příchodu signálu na fázový interferometr, v ostatních případech se tyto určené hodnoty od sebe musí lišit a to pokud možno co nejvíce z důvodu eliminace náhodných chyb určení azimutu cíle vlivem šumu. Velikost vlnové délky pro námi uvažované signály s nosným kmitočtem 1,09 GHz je 0,2752 m. Tedy vzdálenosti jednotlivých bází interferometru jsou  $L1 = 0,5504$  m,  $L2 = 1,32096$  m a  $L3 = 8,256$  m. Rozteč první báze umožní instalaci antén prvních dvou přijímačů. Navrhovaný fázový interferometrický systém byl zhotoven ve spolupráci s firmou T-CZ, a.s.. Jako anténní elementy využívá již vyvinutých antén včetně přijímačů, které se používají k příjmu signálu ADS-B. Před vlastním použitím je nutno systém kalibrovat, aby se zkorigovaly diferenciální fázové posuvy na jednotlivých přijímačích a propojovacích kabelech. K tomu se využívá referenční zdroj signálu, umístěný v dostatečné vzdálenosti od antény interferometru.

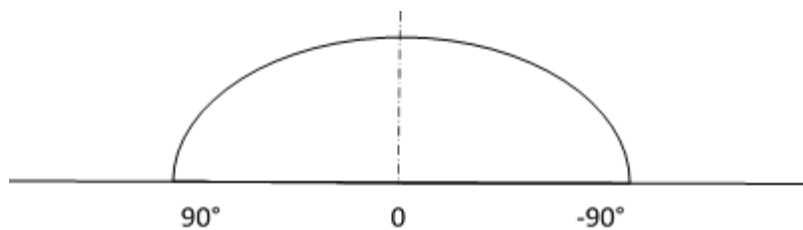
#### **4.1.2 Algoritmus simulačního programu pro fázový interferometr**

Tato kapitola pojednává o návrhu algoritmu simulačního programu pro fázový interferometr s rozšířenou základní bází. Tento program slouží pro ověření vlastností tohoto fázového interferometru a je navržen tak, aby při jednom spuštění testoval všechny polohy cíle ve vymezeném rozsahu úhlů. Zároveň program simuluje ideální vstupní signál na nosné frekvenci 1090 MHz zatížený šumem s volitelnou velikostí. Základní algoritmus tohoto programu je na obrázku 30. Jednotlivé části programu budou dále podrobněji popsány.



**Obrázek 30 - Obecné blokové schéma programu pro simulaci fázového interferometru s prodlouženou první bází**

Blok s označením vstupní data obsahuje základní parametry zpracovávaných signálů, jakými jsou např. vlnová délka či požadovaný odstup signálu od šumu na jednotlivých přijímačích. Dále jsou zde zvoleny délky jednotlivých bází  $L_m$  (v popisovaném případě  $L_1 = 2\lambda$ ,  $L_2 = 4,8\lambda$  a  $L_3 = 30\lambda$ ). Program vyhodnocuje směr příchodu signálu kontinuálně pro celý požadovaný rozsah úhlů. V našem případě se jedná o rozsah  $\pm 90^\circ$ . Kdy kladná hodnota odpovídá signálům dopadajícím zleva od osy interferometru. Nula představuje signál dopadající přesně v ose interferometru a záporné hodnoty představují signály dopadající zprava od osy systému – viz obr.31



**Obrázek 31 - Definice rozmezí úhlů pro vyhodnocování**

Úkolem dalšího bloku je vytvořit signály na jednotlivých anténních elementech fázového interferometru (signály na vstupech jednotlivých přijímačů). Pro daný azimut cíle se z délky dráhy signálu mezi vysílačem a patričným přijímačem vypočítá celková fáze přicházejícího signálu, na níž se provede operace modulo  $2\pi$ . Následuje sestavení signálů dopadajících na jednotlivé přijímače interferometru. Jedná se o komplexní obálku signálu obsahující informaci o amplitudě a fázi. Dále je k jednotlivým signálům přidán nekorelovaný Gaussovský šum s definovanou hodnotou odstupe výkonu signálu od šumu SNR (pro správnou funkci byla zjištěna limitní hodnota 12 dB, přičemž při standardní deklarované citlivosti -85 dBm lze očekávat SNR kolem 15 dB). Šumy přičítané k jednotlivým signálům na vstupech přijímačů jednotlivých elementů jsou vzájemně nekorelované, ale všechny šumové signály procházejí ideální pásmovou propustí se šířkou pásma  $B = 3$  MHz (šířka pásma signálu odpovídáčů SSR je definována v předpisu [4] a tomu pak odpovídá i optimální šířka pásma přijímače).

Následující blok algoritmu provádí určení úhlu příchodu signálu, jelikož máme ale velikost první báze větší než  $0.5\lambda$ , toto určení není ještě jednoznačné. Program vypočítává úhel příchodu signálu na všech třech bázích nezávisle. Pro každý výpočet je nejprve určena fáze signálu na vstupech přijímače průměrováním fází  $N_\phi$  vzorků signálů. Maximální počet nenulových nekorelovaných vzorků je roven  $B$ .  $\tau_{\text{odp}} = 19$  pro módy A/C a 84 nebo 168 pro módy S. Přitom  $\tau_{\text{odp}}$  je délka aktivní části odpovědi (tj. části odpovědi se signálem s nenulovou amplitudou) v příslušném módu. Odtud se vypočítají rozdíly fází na jednotlivých bázích.

Pomocí funkce *unwrap* je fáze převedena na formát bez odečítání násobků  $2\pi$  (je to výhodné pro další zpracování). Takto určená střední hodnota se pak dále používá jako konstanta fázového posuvu pro výpočet směru příchodu signálu na dané bázi. Pro výpočet směru příchodu signálu použijeme následující vztah 4.2:

$$AoA = \sin^{-1} \left( \frac{\lambda \left( \frac{\Delta\Phi}{2\pi} + I \right)}{L_m} \right) \quad 4.2$$

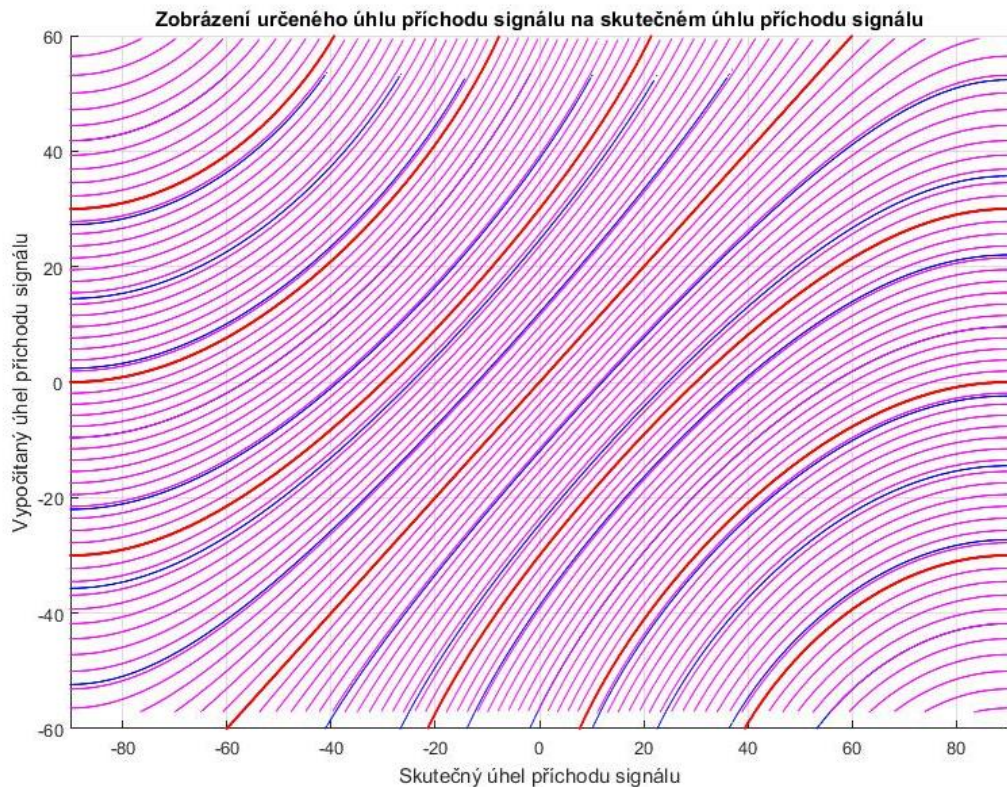
Kde:  $\Delta\Phi$  – je fázový rozdíl mezi dvěma signály na dané bázi

$L_m$  – je délka m-té báze

$I$  – je celočíselná konstanta umožňující posun o násobky vlnových délek a umožňující odstranění nejednoznačnosti měření

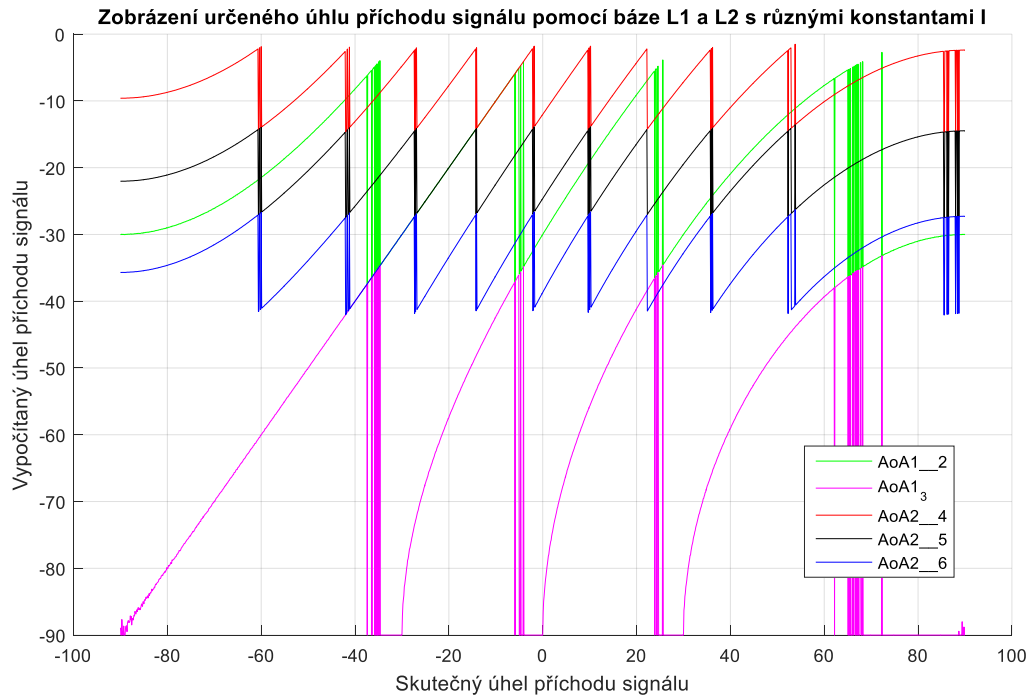


Tento výpočet je proveden pro všechny tři báze a různé hodnoty konstanty  $I$ . Pro kratší báze ( $L_1$  a  $L_2$ ) stačí menší počet replik se změnou konstanty  $I$ , naopak u nejdelší báze je jich potřeba větší počet. Na následujícím obrázku 32 jsou ukázány všechny výsledky určení úhlu příchodu signálu (pro všechny tři báze a všechny zvolené hodnoty konstanty  $I$ ). Je zde patrné velké množství nejednoznačností v určených hodnotách. Červené křivky patří určení směru příchodu signálu pomocí první – nejkratší báze, modré křivky pomocí druhé báze a nejhustěji zastoupené jsou křivky určení směru příchodu signálu pomocí třetí nejdelší báze. Zde je patrné velké množství nejednoznačností. Správnou hodnotu určení směru příchodu signálu je možné vidět na diagonále grafu (rovná červená přímka). Úkolem dalšího signálového zpracování je z těchto přímek vybrat pouze ty správné.



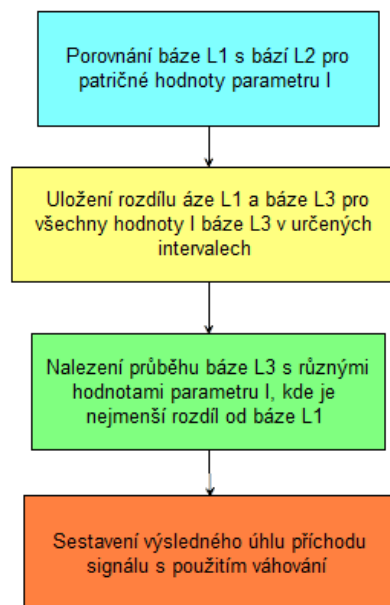
**Obrázek 32 - určení směru příchodu signálu na jednotlivých bázích pro různé hodnoty konstanty  $I$**

Úkolem další části algoritmu je odstranit nejednoznačnosti určení směru příchodu signálu pomocí porovnávání dvou sousedních bází  $L_1$  a  $L_2$  s vhodně zvolenými konstantami  $I$ . Ukázka několika průběhů určení směru příchodu signálu na základě bází  $L_1$  a  $L_2$  s různými konstantami  $I$  je na obrázku 33.



**Obrázek 33 - Určení směru příchodu signálu pomocí báze L1 a L2 pro různé hodnoty parametru I**

Algoritmus této části programu je zobrazen na obr. 34. Následně budou jeho jednotlivé části detailněji popsány.



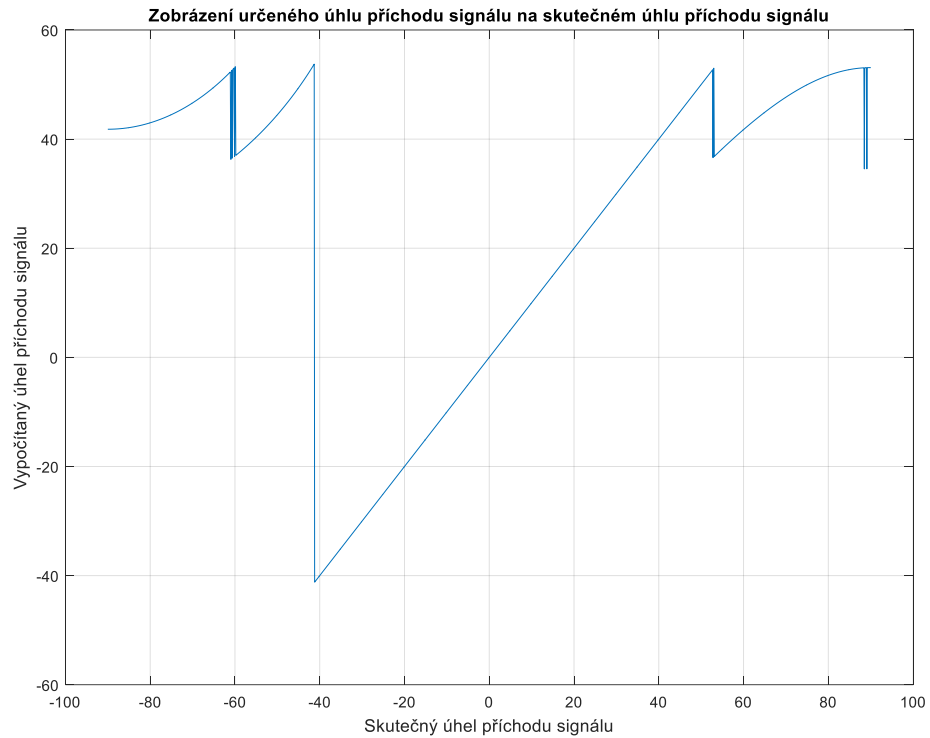
**Obrázek 34 - Algoritmus pro odstranění nejednoznačnosti určení směru příchodu signálu**

Úkolem prvního bloku je procházet průběhy vyhodnocení úhlu příchodu signálu na základě nejkratší báze L1 a porovnávat je s patřičnými úseky vyhodnocení na základě báze L2. Tedy porovnávat hodnoty určení směru příchodu signálu na diagonále, kde určené hodnoty

odpovídají skutečným. V těch úsecích, kde jsou rozdíly určení směru příchodu signálu na bázích L1 a L2 menší než námi zvolená konstanta  $K$ , provedeme výpočet rozdílu určení směru příchodu signálu na bázi L1 a L3, přičemž určené směry příchodu signálu s využitím báze L3 bereme jako matici, která obsahuje výsledky pro všechny hodnoty konstanty  $I$ . V mém případě byla zvolena velikost konstanty  $K$ , která vyjadřuje přípustnou mez rozdílu mezi určením směru příchodu signálu na základě báze L1 a L2, zvolena  $0.05^\circ$ . Tuto konstantu lze upravovat podle aktuálních potřeb.

Úkolem třetího bloku této části algoritmu je nalezení takového průběhu určení směru příchodu signálu na bázi L3 (se všemi variantami konstanty  $I$ ), kde je nejmenší rozdíl od báze L1 a takto nalezené hodnoty uložit. Uložené hodnoty jsou využity k závěrečnému váhování výsledného určeného směru příchodu signálu.

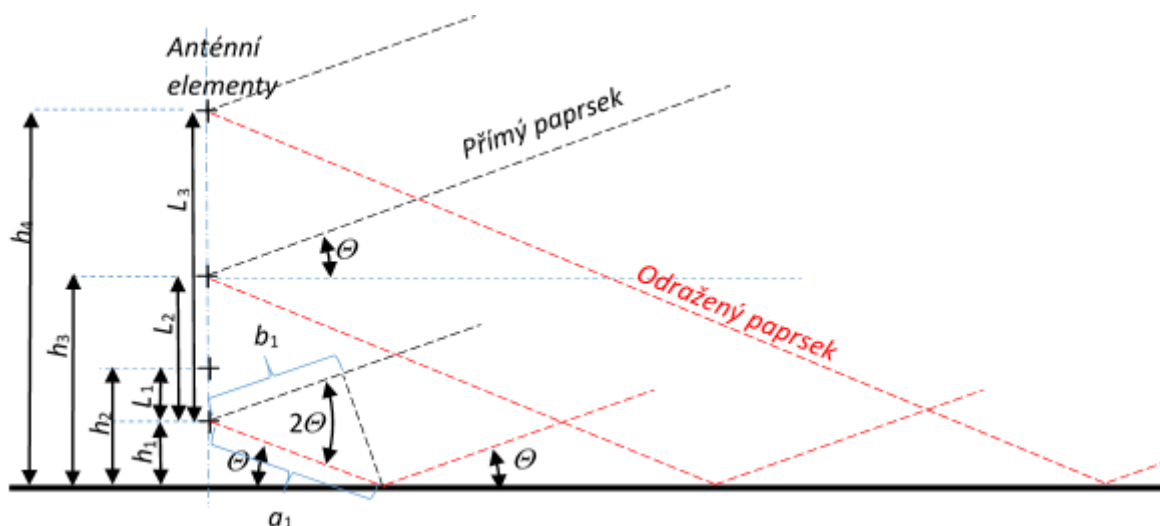
Poslední blok této části algoritmu má za úkol z patřičných vybraných částí určení směru příchodu signálu sestavit výslednou hodnotu určeného směru příchodu signálu. Zde jsem použil váhování. Jelikož přesnost určení směru příchodu signálu je největší u nejdelší báze L3 a délka báze je 30 vlnových délek, zvolil jsem násobení výsledku právě hodnotou 30 a poté přičtení výsledku získaného z nejkratší báze L1 či z báze L2 a následné vydělení výsledku celkovým počtem násobků vlnových délek. Tímto postupem získáme váhovaný finální směr příchodu signálu, který velice přesně odpovídá skutečnému směru příchodu signálu. Výsledné určení úhlu příchodu signálu je na obrázku 35.



**Obrázek 35 - Výsledné zobrazení určeného směru příchodu signálu**

### 4.1.3 Vliv odrazu signálu od terénu na interferometr zajišťující určení elevace

V této části mé disertační práce se věnuji vlivu odrazů signálu od rovinného terénu (Země) [14], [43]. Je zde zohledňován pouze vliv těchto odrazů u antény zajišťující vertikální krytí, kde toto ovlivňování nelze zanedbat. Schématické uspořádání vertikální antény fázového interferometru je na obrázku 36. Jak je z obrázku patrné, na každý anténní element dopadá jak signál přímý, tak signál odražený od terénu. Na jednotlivých anténních elementech se tyto signály sčítají a odražené signály výrazně zhoršují přesnost určení elevace cíle (především u cílů s větší elevací  $\Theta$ ).



Obrázek 36 – Schématické znázornění odrazů signálu od terénu

Pro rozdíl drah přímých a odražených paprsků platí následující vztah

$$c_i = a_i - b_i = \frac{h_i}{\sin \Theta} (1 - \cos 2\Theta) = 2h_i \sin \Theta \quad 4.3$$

Potom pro rozdíl fází přímých a odražených paprsků platí:

$$\Delta\varphi_i = 2\pi \frac{c_i}{\lambda} = 4\pi \frac{h_i}{\lambda} \sin \Theta \quad 4.4$$

Signál dopadající na jednotlivé anténní prvky vertikálního fázového interferometru lze určit dle vztahu 4.5.

$$u_m = U \exp(-j\psi_m) \cdot (1 + F(\Theta, h_i)) + n_m \quad 4.5$$

Kde  $F(\Theta, h_i)$  je tzv. „Formfactor“, který v sobě zahrnuje celkový vliv vícecestného šíření a lze jej vypočítat dle vztahu 4.6.

$$F(\Theta, h_i) = f(\Theta) + \rho \cdot f(-\theta) \exp(j\Delta\varphi_i) \quad 4.6$$

Kde:  $\rho = \rho_0 \rho_s \rho_v D$  – je celkový komplexní koeficient zrcadlového odrazu od terénu

$f(\Theta)$  – je napěťová charakteristika anténního elementu (ve vertikální rovině)

$\rho_0$  – je Fresnelův (komplexní) koeficient zrcadlového odrazu od rovinného rozhraní

$\rho_s$  – je korekce koeficientu zrcadlového odrazu v důsledku nerovností terénu (Specular roughness factor)

$\rho_v$  – je korekce koeficientu odrazu v důsledku pokrytí terénu vegetací (Vegetation factor for land surface)

$D$  – je divergenční faktor v důsledku zakřivení Zeměkoule (v našem případě  $D \approx 1$ ). (Spherical earth divergency factor)

Jednotlivé členy výše uvedené rovnice pro celkový komplexní koeficient zrcadlového odrazu od terénu budou dále detailně popsány.

### Fresnelův koeficient zrcadlového odrazu od rovinného rozhraní

Velikost Fresnelova koeficientu zrcadlového odrazu závisí na zvolené polarizaci. Pro vertikální polarizaci platí následující vztahy 4.7:

$$\rho_{0V} = \frac{Y^2 \sin \Theta - \sqrt{Y^2 - \cos^2 \Theta}}{Y^2 \sin \Theta + \sqrt{Y^2 - \cos^2 \Theta}}; \quad Y = \sqrt{\frac{\epsilon_{rc}}{\mu_{rc}}} \cong \sqrt{\epsilon_r + \frac{\sigma}{j\omega}} \quad 4.7$$

Pro horizontální polarizaci platí následující vztahy 4.8:

$$\rho_{0H} = \frac{\sin \Theta - \sqrt{Y^2 - \cos^2 \Theta}}{\sin \Theta + \sqrt{Y^2 - \cos^2 \Theta}}; \quad Y = \sqrt{\frac{\epsilon_{rc}}{\mu_{rc}}} \cong \sqrt{\epsilon_r + \frac{\sigma}{j\omega}} \quad 4.8$$

Kde:  $\Theta$  – úhel dopadu signálu v elevaci (dle obr. 36)

$\epsilon_r$  - relativní permitivita terénu

$\sigma$  – vodivost terénu

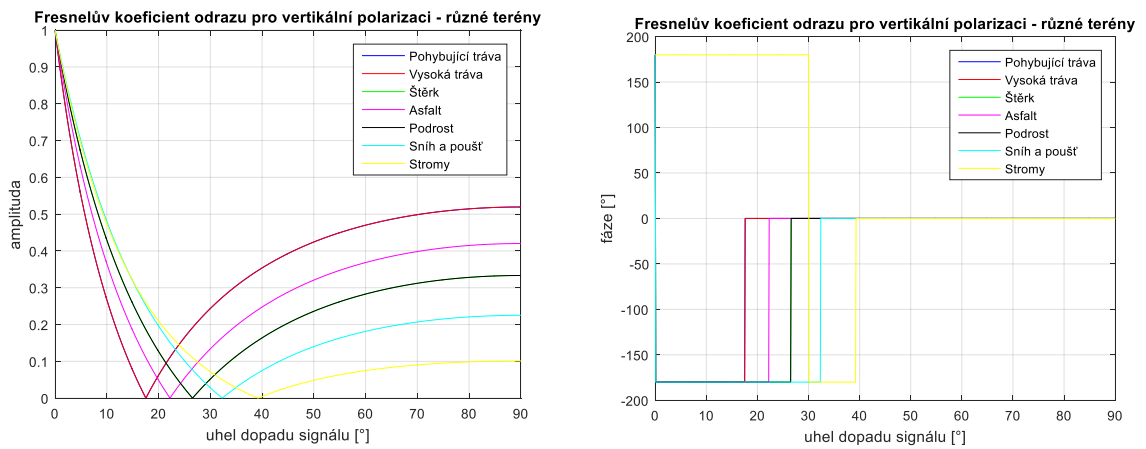
$\omega$  – úhlový kmitočet přijímaného signálu

Následující tabulka 2 [43] ukazuje typické velikosti relativní permitivity a vodivosti pro různé terény.

**Tabulka 2 – relativní permitivita a vodivost různých povrchů**

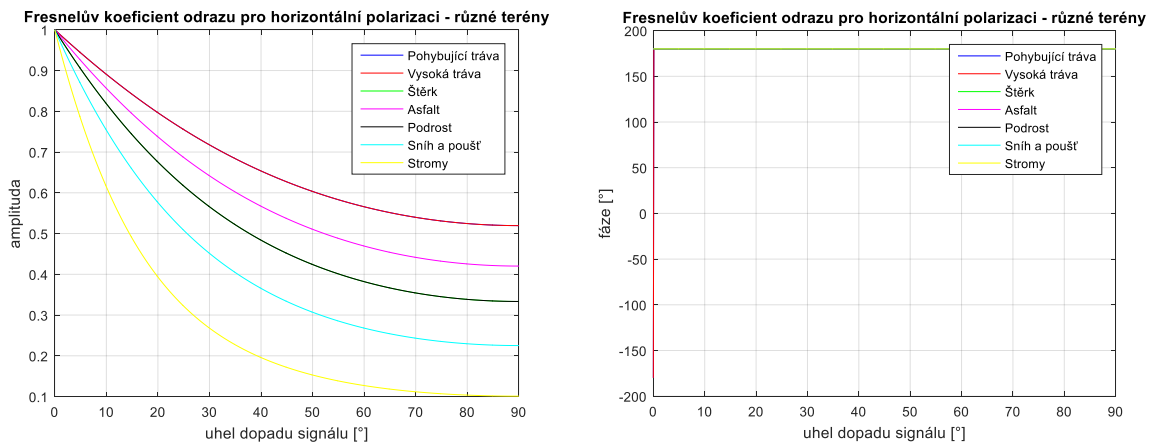
Typ povrchu	$\epsilon_r$	$\sigma$
Pohybující se tráva	10	0.001
Vysoká tráva	10	0.001
Štěrk	4	0.001
Asfalt	6	0.001
Podrost	4	0.001
Sníh	2.5	0.001
Poušť	2.5	0.001
Stromy	1.5	0.001
Mořská voda	80	4
Destilovaná voda	67	0.1

Následující grafy – obrázek 37 ukazují amplitudové a fázové průběhy Fresnelova koeficientu odrazu při vertikální polarizaci signálu pro různé druhy terénu.



**Obrázek 37 - Fresnelův koeficient odrazu při vertikální polarizaci pro různé terény, vlevo amplituda Fresnelova koeficientu, vpravo fáze Fresnelova koeficientu odrazu**

Následující grafy – obrázek 38 ukazují amplitudové a fázové průběhy Fresnelova koeficientu odrazu při horizontální polarizaci signálu pro různé druhy terénu.



**Obrázek 38 - Fresnelův koeficient odrazu při horizontální polarizaci pro různé terény, vlevo amplituda Fresnelova koeficientu, vpravo fáze Fresnelova koeficientu odrazu**

**Korekce koeficientu zrcadlového odrazu v důsledku nerovností terénu (Specular roughness factor).**

Velikost koeficientu  $\rho_S$  – který koriguje koeficient zrcadlových odrazů od terénu v důsledku nerovnosti terénu lze matematicky popsat pomocí následující rovnice:

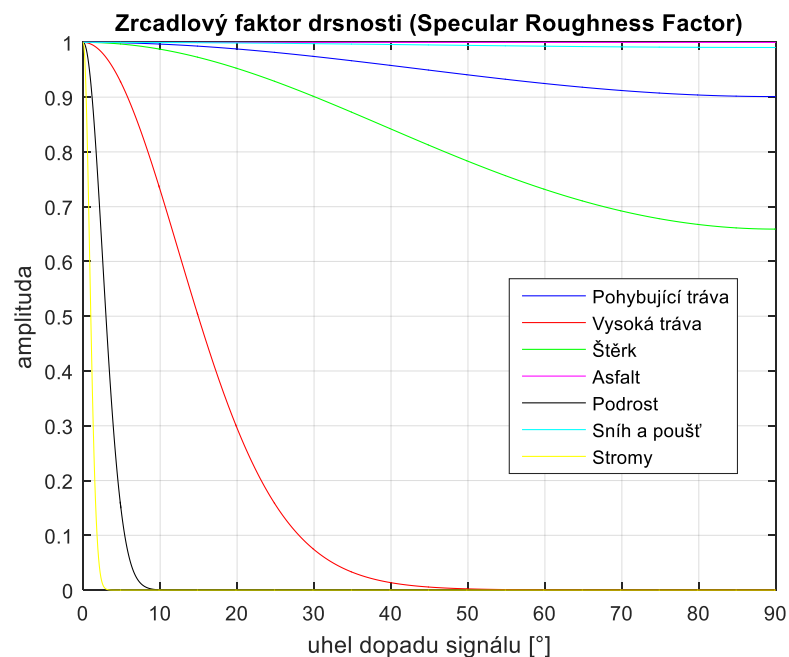
$$\rho_S = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(4\pi \frac{\sigma_H}{\lambda} \sin \Theta\right)^2\right] \quad 4.9$$

Kde  $\sigma_H$  je střední kvadratická hodnota nerovností povrchu a její typické velikosti pro různé povrchy jsou v tabulce 3 [43].

**Tabulka 3 - velikost střední kvadratické odchylky nerovností různých druhů terénu**

Typ povrchu	$\sigma_H$
Pohybující se tráva	0.01
Vysoká tráva	0.1
Štěrk	0.02
Asfalt	0.0004
Podrost	0.5
Sníh	0.003
Poušť	0.003
Stromy	1.5

Závislost velikosti zrcadlového faktoru nerovností terénu na úhlu dopadu příchozího signálu a na různých typech terénu ukazuje následující obrázek 39.



**Obrázek 39 - Zrcadlový faktor drsnosti v závislosti na typu terénu**

### **Faktor zohledňující vliv pokrytí terénu vegetací (Land Surface with Vegetation)**

Velikost koeficientu  $\rho_v$  – který zohledňuje vliv pokrytí terénu vegetací lze matematicky popsat pomocí následující rovnice:



$$\rho_V = (1 - \sqrt{a\lambda}) \exp\left(-\frac{b \cdot \sin\Theta}{\lambda}\right) + \sqrt{a\lambda} \quad 4.10$$

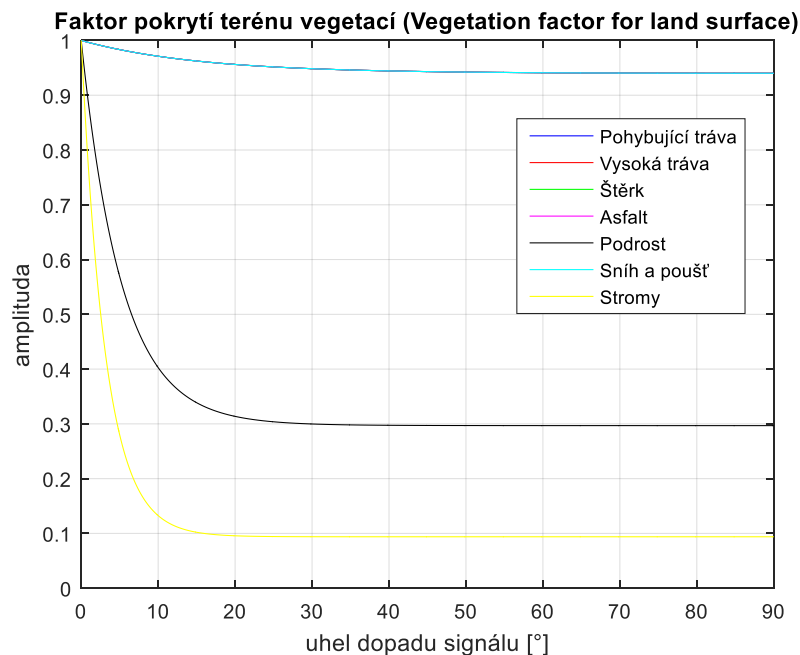
Kde koeficienty  $a$  a  $b$  jsou:

$$A = 3,2 \quad b = 1 \quad \text{pro rovné travnaté povrchy}$$

$$A = 0,32 \quad b = 3 \quad \text{pro husté křoviny}$$

$$A = 0,032 \quad b = 5 \quad \text{pro husté stromy}$$

Závislost velikosti faktoru pokrytí terénu vegetací na úhlu dopadu příchozího signálu a na různých typech terénu ukazuje následující obrázek 40.



**Obrázek 40 - Faktor pokrytí terénu vegetací (všechny relativně hladké povrchy spadají pod vrchní křivku, výrazně nižších hodnot dosahuje pouze podrost a především stromy)**

### Faktor zohledňující zakřivení zemského povrchu (Divergence factor)

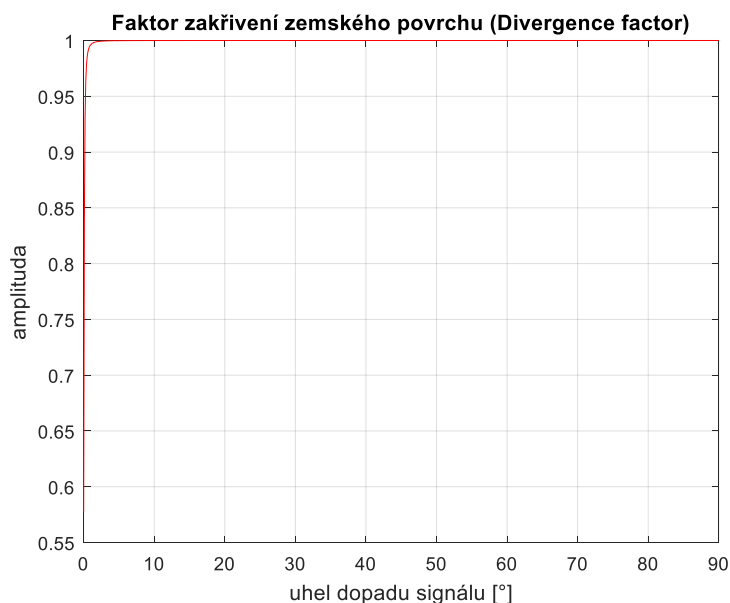
Velikost koeficientu  $D$  – který zohledňuje vliv zakřivení zemského povrchu lze matematicky popsat pomocí následující rovnice:

$$D = \sqrt{\frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2\xi}{\sqrt{\xi^2 + 3}} \right)}; \quad \xi = \sqrt{\frac{a_{eff}}{2 \cdot h_{ant}}} \tan \Theta \quad 4.11$$

Kde:  $a_{eff}$  – je efektivní poloměr země

$h_{ant}$  – je výška anténního systému nad terénem

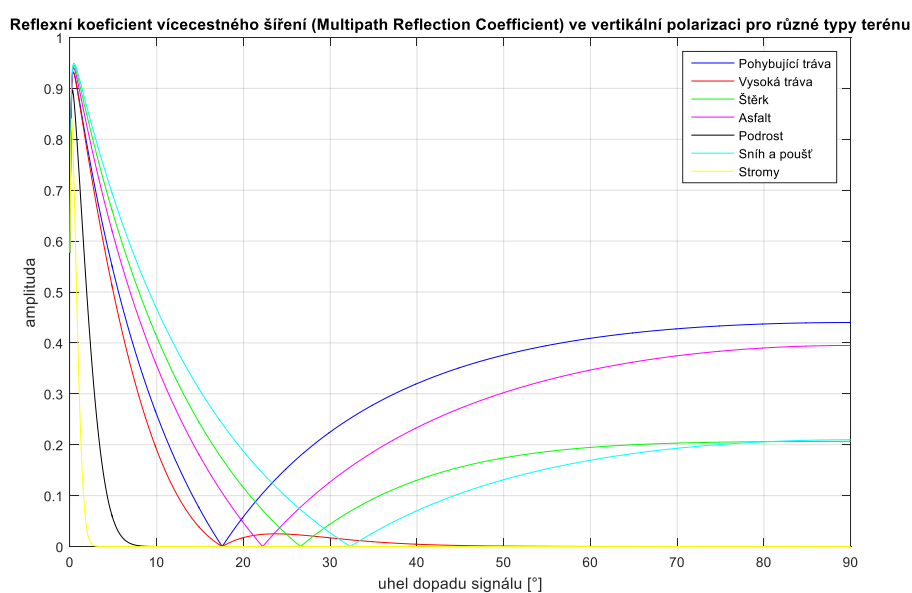
Vycházíme-li ze standartního efektivního poloměru zemského povrchu 8504 km a z toho že výška anténního systému nad terénem nebude více jak 10m dostaneme následující graf (obrázek 41) pro závislost faktoru zakřivení zemského povrchu na úhlu dopadu přicházejícího signálu.



**Obrázek 41 - Faktor zohledňující zakřivení zemského povrchu**

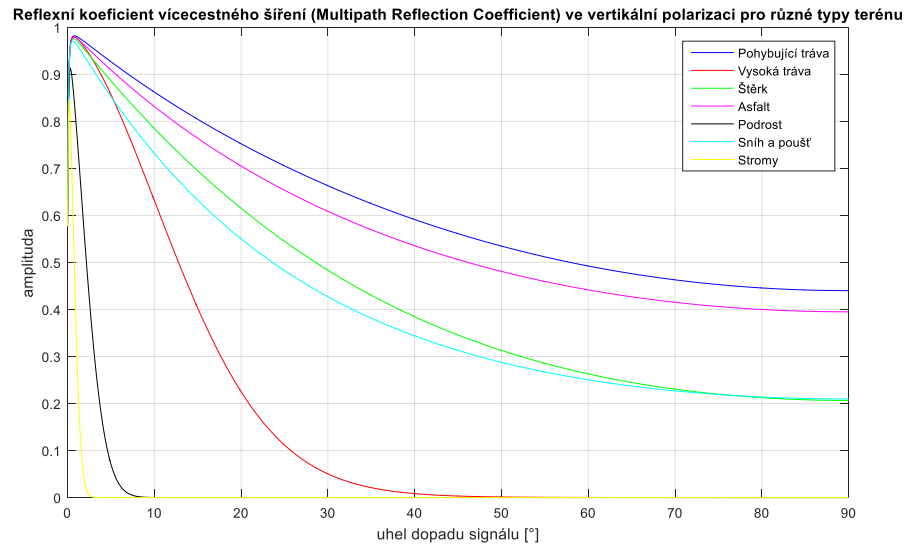
### Reflexní koeficient vícecestného šíření

Vezmeme-li v potaz všechny výše uvedené koeficienty a dosadíme-li je do rovnice:  $\rho = \rho_o \rho_s \rho_v D$  pro reflexní koeficient vícecestného šíření při vertikální polarizaci, získáme tím následující průběhy pro různé terény – obrázek 42.



**Obrázek 42 - Reflexní koeficient vícecestného šíření pro různé terény a vertikální polarizaci signálu**

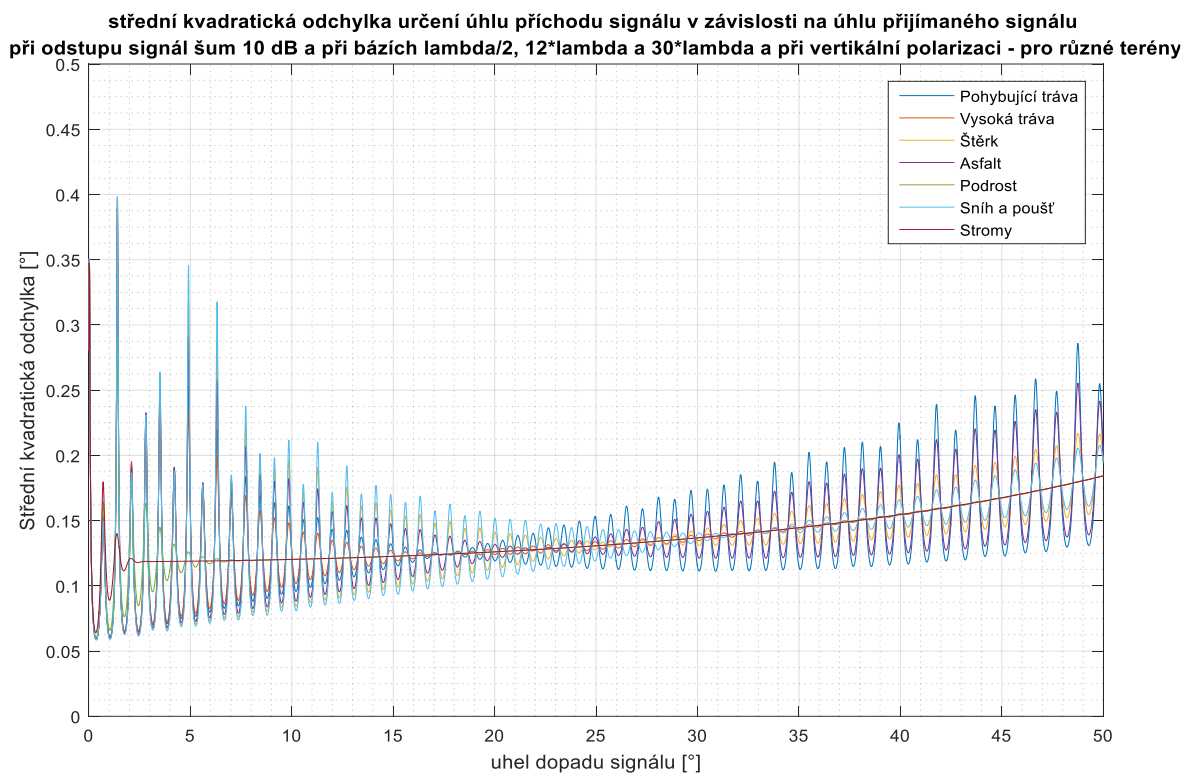
Při horizontální polarizaci získáme následující průběhy – obrázek 43:



**Obrázek 43 - Reflexní koeficient vícecestného šíření pro různé terény a horizontální polarizaci signálu**  
**Výpočet střední kvadratické odchylky určení úhlu příchodu signálu s uvažováním ztrát zrcadlovými odrazy od terénu**

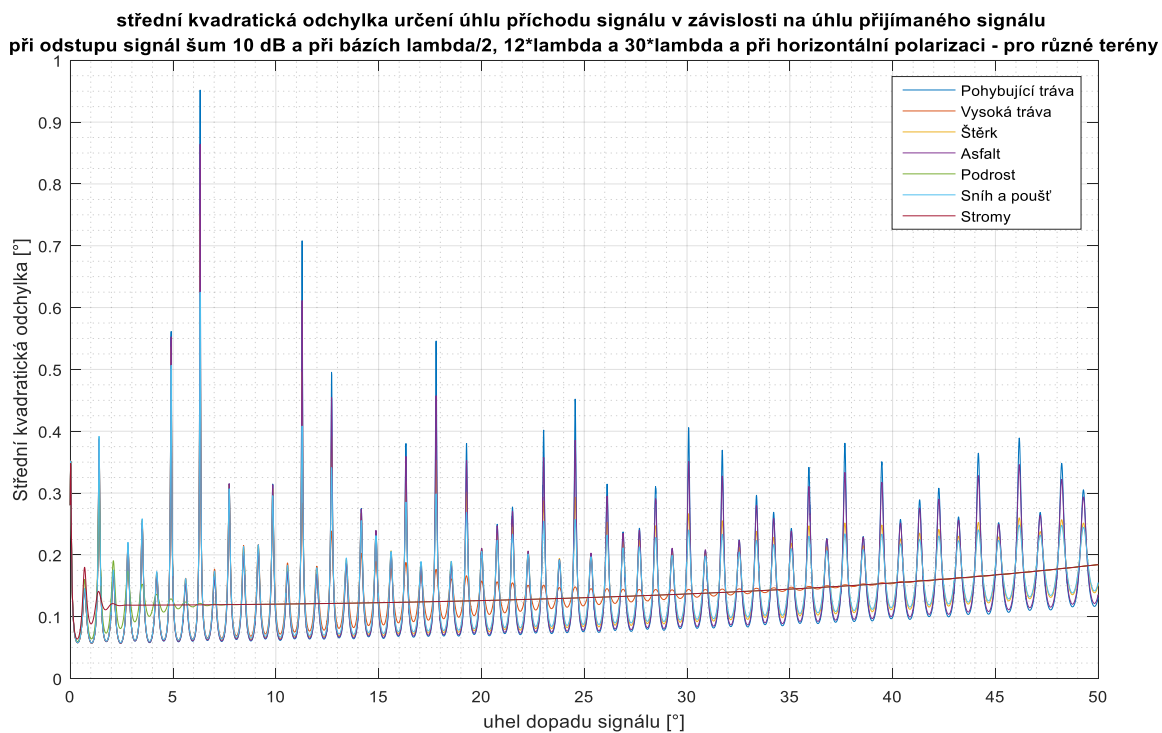
Budeme-li následně chtít vyjádřit signály přijaté na jednotlivých anténních elementech interferometru, použijeme následující vztah 4.6, kde  $F(\theta, h_i)$  je tzv. formfactor a je určen především reflexním koeficientem vícecestného šíření  $\rho$ , ale také vyzařovacím diagramem jednotlivých anténních elementů v elevační rovině  $f(\theta)$ . V našem případě, kdy uvažujeme použití jednoduchých anténních elementů, tento koeficient ovšem můžeme zanedbat, protože lze předpokládat, že v uvažovaném elevačním rozsahu je vyzařovací diagram takovýchto anténních elementů téměř konstantní. Aplikací výše uvedené rovnice do výpočtů popsanych v kapitole 3.2, obdržíme následující výsledky pro hodnoty střední kvadratické odchylky určení úhlu příchodu signálu v závislosti na různých terénech v blízkém okolí antény interferometru.

Pro simulace uvažujeme požadovaný odstup signálu od šumu 10 dB a jednotlivé vzdálenosti bází interferometru  $\lambda/2$ ,  $12 \cdot \lambda$  a  $30 \cdot \lambda$ . Výšku základního bázového anténního elementu nad terénem 3 m. Při těchto podmínkách a vertikální polarizaci obdržíme následující závislosti pro různé typy terénu – obrázek 44.



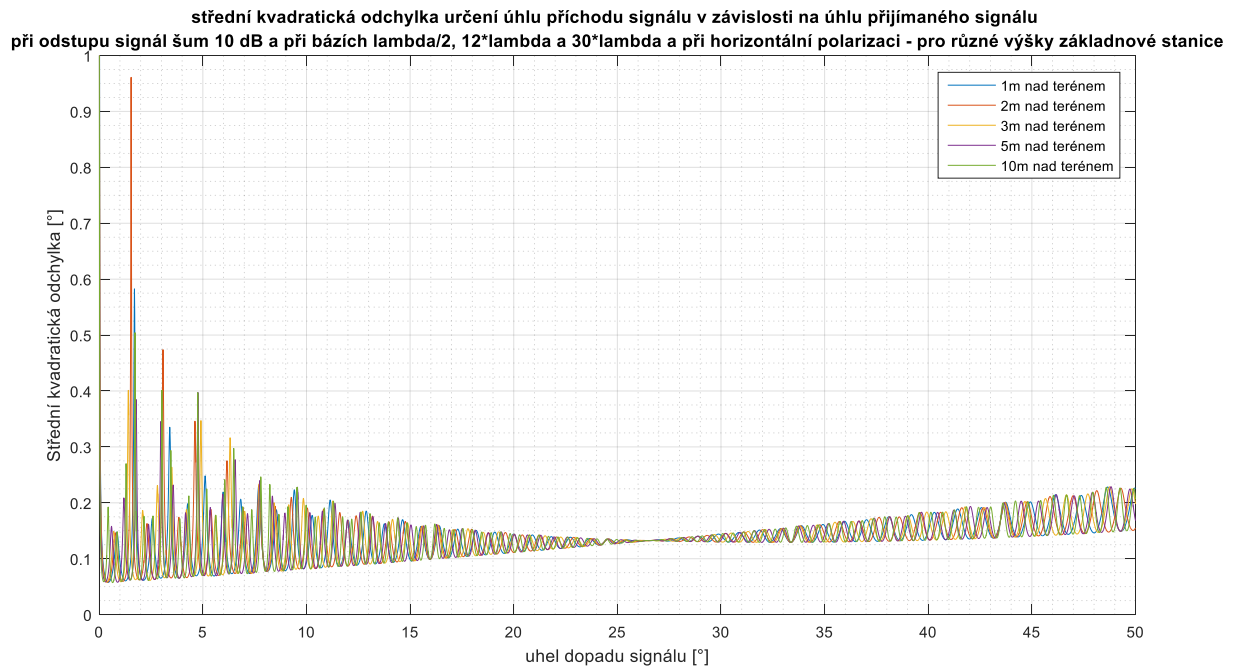
**Obrázek 44 - Střední kvadratická odchyłka určení úhlu příchodu signálu pro různé terény a při uvažování vertikální polarizace**

Při naprosto stejných parametrech systému, pouze při změně polarizace na horizontální obdržíme následující hodnoty – obrázek 45.



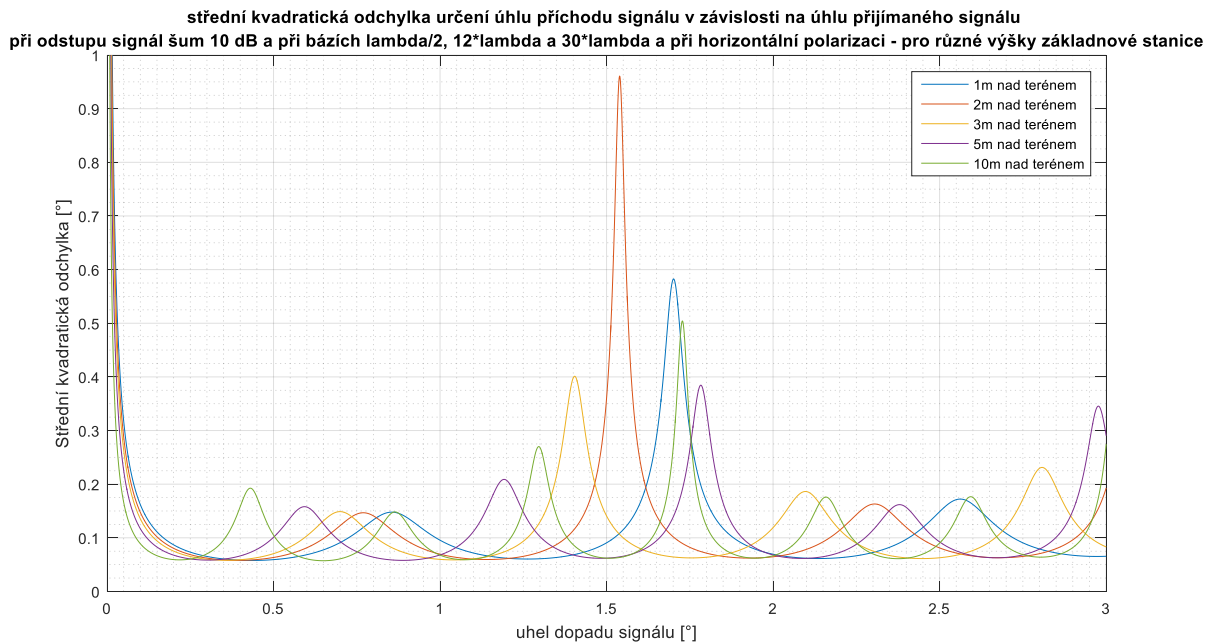
**Obrázek 45 - Střední kvadratická odchyłka určení úhlu příchodu signálu pro různé terény a při uvažování horizontální polarizace**

Velikost střední kvadratické odchylky určení úhlu směru příchodu signálu ovšem také závisí na vzdálenosti prvního (bázového) anténního prvku interferometru nad terénem. Tento jev demonstruje, následující graf, kde je vzat případ šterku v okolí antény interferometru a při zachování výše uvedených hodnot vzdáleností jednotlivých bází dochází ke změně výšky interferometru (prvního anténního elementu) od zemní roviny. Vliv této změny je zachycen na obr. 46.



**Obrázek 46 - vliv vzdálenosti prvního (bázového) anténního elementu od zemní roviny**

Tento vliv je lépe zachycen při detailním vykreslení velikosti střední kvadratické odchylky určení úhlu příchodu signálu v elevačním rozsahu  $0 - 3^\circ$ , který je vynesena na obrázku 47.



**Obrázek 47 - vliv vzdálenosti prvního (bázového) anténního elementu od zemní roviny - detail**

Ze simulovaných výsledků je dobře patrné, že v případě vertikální polarizace používaných signálů nedochází k výraznému či velmi výraznému ovlivnění střední kvadratické odchylky určení směru příchodu signálu, a to při uvažování všech simulovaných terénů.

Dále je dobře patrné, že při uvažování horizontální polarizace signálu velikost této střední kvadratické odchylky výrazně vzroste. Proto je vhodné používat vertikální polarizaci a anténní elementy s velkou polarizační čistotou – např. dipóly.

Dále je z výsledků simulace patrné, že velikost střední kvadratické odchylky určení směru příchodu signálu závisí na výšce prvního (bázového) anténního elementu interferometrického systému. Je proto nutné zvolit vhodnou výšku systému nad terénem pro daný typ terénu.

## 4.2 Optimalizace rozložení prvků anténní řady pro využití metody kompresního snímání

### 4.2.1 Implementace MFOCUSS algoritmu do prostředí Matlab

Tato kapitola disertační práce se věnuje implementaci výše popsaného regularizovaného MFOCUSS algoritmu do prostředí Matlab.

Cílem tohoto algoritmu, jak již bylo uvedeno, je najít metodou nejmenších čtverců řešení problému popsaného v rovnici 3.48

$$\begin{aligned}\mathbf{Q} &= (\mathbf{AW})^\dagger \mathbf{Y} \\ \mathbf{X} &= \mathbf{WQ} = \mathbf{W}(\mathbf{AW})^\dagger \mathbf{Y} = \mathbf{W}\mathbf{W}^H \mathbf{A}^H (\mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{W}^H \mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{Y} = \mathbf{W}(\mathbf{WA})^\dagger \mathbf{Y}\end{aligned}\tag{4.12}$$

Kde:  $(\dots)^\dagger$  označuje pseudoinverzi matice

Výpočetně nejméně náročným způsobem výpočtu pseudoinverze je využití singulárního rozkladu  $\mathbf{WA}$ :

$$\mathbf{WA} = \mathbf{USV}^H\tag{4.13}$$

Kde:  $\mathbf{U}$  - je unitární matice o rozměru  $[M \times M]$  pro kterou platí  $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}$

$\mathbf{S}$  - je diagonální matice o rozměru  $[M \times N]$ , kde na hlavní diagonále jsou vlastní hodnoty  $\sigma_i$  maticového součinu  $\mathbf{WA}$ .

$\mathbf{V}$  - je unitární matice o rozměru  $[N \times N]$  pro kterou platí  $\mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{I}$

Takže je pseudoinverze dána vztahem [26]:

$$\mathbf{WA}^\dagger = \mathbf{US}^\dagger \mathbf{V}^H\tag{4.14}$$

Pro čtvercovou diagonální matici  $\mathbf{S}$  může být pseudoinverze provedena tak, že nahradíme singulární hodnoty na hlavní diagonále  $\sigma_i$  hodnotou  $1/\sigma_i$ , což je v podstatě pouze inverze matice  $\mathbf{S}$ . Tento postup je jednoduchý a výpočetně nenáročný a proto vhodný pro aplikaci v MFOCUSS algoritmu.

Nyní je potřeba řešit problém regularizace uvedený ve vztahu 3.55.

$$\mathbf{Q}_k = \mathbf{A}_k^H (\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{Y}; \quad \text{kde } \mathbf{A}_k = \mathbf{AW}_k\tag{4.15}$$

V této části můžeme pseudoinverzi  $\mathbf{A}_k$  vyjádřit následovně:

$$\mathbf{A}_k^\dagger = \mathbf{A}_k^H (\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H + \lambda \mathbf{I})^{-1}; \quad \text{kde } \mathbf{A}_k = \mathbf{AW}_k\tag{4.16}$$

Použijeme-li ještě vztah 4.14 dostaneme následující úpravu:

$$\mathbf{A}_k^\dagger = (\mathbf{V}_k \mathbf{S}_k^H \mathbf{U}_k^H \mathbf{U}_k \mathbf{S}_k \mathbf{V}_k^H + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{V}_k \mathbf{S}_k^H \mathbf{U}_k^H = \mathbf{V}_k (\mathbf{S}_k^H \mathbf{S}_k + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{S}_k^H \mathbf{U}_k^H\tag{4.17}$$

Nyní může být nalezeno řešení  $k$ -té iterace regularizovaného MFOCUSS algoritmu využitím následujícího vztahu:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{A}_k^\dagger \mathbf{Y} = \mathbf{W}_k \mathbf{V}_k \text{diag} \left( \frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + \lambda} \right) \mathbf{U}_k^H \mathbf{Y}\tag{4.18}$$

Ovšem musíme mít ještě na paměti, že při každé iteraci musíme přepočítat velikost parametru  $\lambda$ , přičemž se aplikuje přesně postup popsáný v předchozí části 3.3.4.

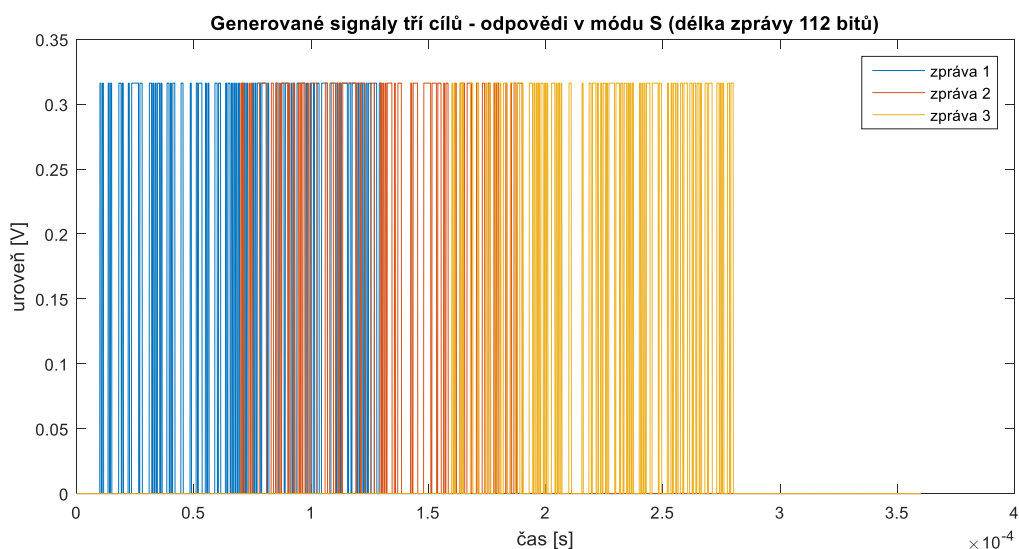
#### **4.2.2 Výchozí předpoklady a možnosti nastavení simulačního programu v prostředí Matlab**

Jelikož zamýšlený radarový systém má sloužit především k verifikaci polohy letadel, kterou udávají zakódovanou v odpovědích palubních odpovídačů, či jako podpůrný systém pro přesné přiblížení k přistání, jsou pro určení směru využity právě odpovědi palubních dotazovačů. Detailní popis těchto odpovědí v různých módech byl proveden v kapitole 2.2.1. Zde si dovoluji pouze připomenout, že se jedná o vf impulzy na nosném kmitočtu 1090 MHz.

Pro účely ověření funkčnosti regularizovaného MFOCUSS algoritmu byly sestaveny modely signálů palubních odpovídačů v módech A, C a S. Dále bylo v kapitole 2.2.3 uvedeno, že největším zdrojem rušení je clutter, tvořený odpověďmi a zprávami všech ostatních odpovídačů. Z tohoto důvodu byl v programu vytvořen model vystihující tento clutter tvořený signály dalších odpovídačů s kmitočty, rozprostřenými v pásmu  $\pm 0,1$  MHz (což odpovídá povolenému rozsahu nosných kmitočtů odpovědí v módu S. To způsobí, že při integraci v rozsahu délky odpovědi 56  $\mu$ s až 112  $\mu$ s se odpovědi ostatních odpovídačů jeví jako nekoherentní rušení. Dále se tento jev (inkoherece signálů) zesílí odlišností přenášených datových sekvencí.

Program umožňuje vložení libovolného počtu cílů. Každému z cílů lze v programu nastavit výkon, azimut a mód odpovědi (který je společný pro všechny cíle). Program pracuje s časovým oknem (časovým intervalem), do něhož se vejdou tři celé nejdelší odpovědi v módu S. Uživatel si zvolí časové zpoždění odpovědi jednotlivých cílů od počátku a počáteční fáze nosného kmitočtu jednotlivých odpovědí. Ukázka generovaných zpráv ze tří cílů v módu S s délkou datové sekvence 112 bitů a s různým časovým posuvem počátku (10  $\mu$ s, 70  $\mu$ s a 160  $\mu$ s) je na obrázku 48. Všechny signály mají stejnou výkonovou úroveň a částečně se překrývají



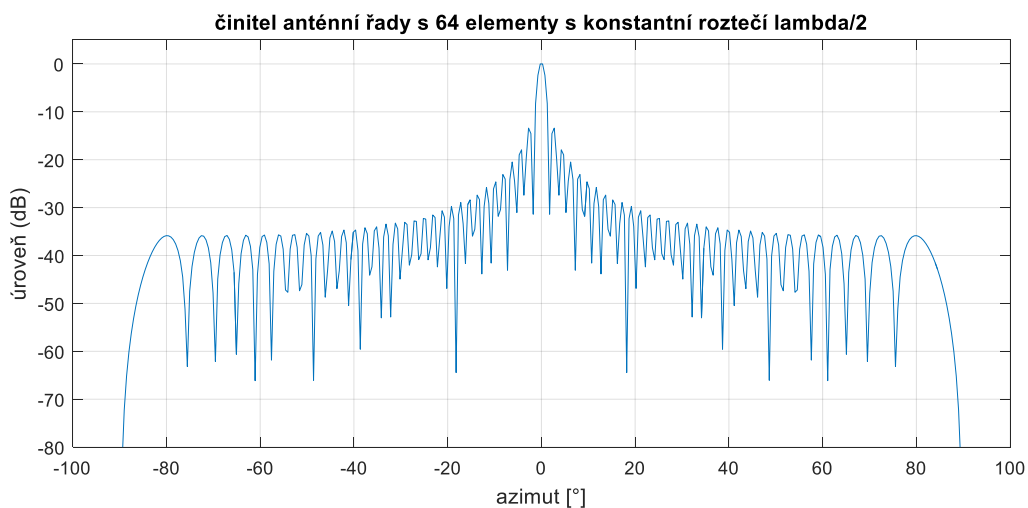


**Obrázek 48 – Ukázka generování tří různě zpožděných zpráv v módu S s délkou 112bitů + preamble**

Prohledávaný prostor v azimutální rovině je  $\pm 30^\circ$ , ale i tuto hodnotu lze upravit dle aktuálních požadavků na systém. Algoritmus umožňuje nastavit počet vzorků signálu, které budou zpracovávány pro vyhodnocení pozic jednotlivých cílů. Celý časový interval 400  $\mu$ s je rozdělen na 2 000 vzorků. Takovéto vzorkování bylo zvoleno s ohledem na délku 0,45  $\mu$ s jednoho subpulzu odpovědi v módech A a C (obr. 6) a 0,5  $\mu$ s v módu S (obr. 11), takže je zaručeno, že v každém bitu budou odebrány alespoň dva vzorky signálu. Zpracování poté probíhá tak, že se v čase vždy posouváme o jeden vzorek, tedy do zpracování přibereme nový vzorek a nejstarší vypustíme, touto metodou jsme schopni sledovat pozici jednotlivých cílů v čase. V neposlední řadě je v programu možno nastavit krok mřížky pro prohledávání prostoru v azimutální rovině, který má výrazný vliv na rozlišovací schopnost metody kompresního snímání.

### 4.2.3 Nastavení vhodného rozložení prvků řídké anténní řady

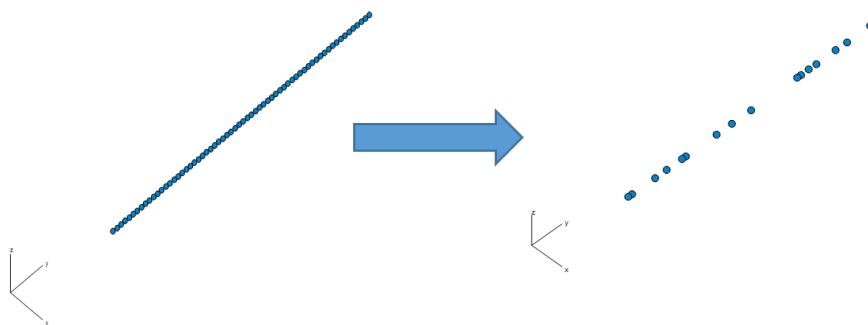
V této části se věnuji optimalizaci rozložení jednotlivých prvků řídkého anténního systému využívajícího pro detekci směru příchodu signálu metodu kompresního snímání. Ve své práci vycházím z původního plného anténního pole, tvořeného 64 anténními prvky, které jsou od sebe vzdáleny  $0,5\lambda$ , přičemž anténní systém využívá rovnoměrného rozložení amplitud a fází signálu na jednotlivých prvcích anténního pole. V předchozích kapitolách bylo uvedeno, že pro vyhodnocení pozice cílů v horizontální rovině využíváme odpovědi palubních odpovídáčů, které vysílají na nosném kmitočtu 1 090 MHz, tedy vlnová délka přijímaného signálu je 0,275 m. Tedy celková délka anténní řady je 8,662 m. Dle vztahu 3.2, který slouží pro výpočet činitele anténní řady lze určit následující anténní vyzářovací diagram (bez zohlednění vyzářování jednotlivých anténních prvků) – obrázek 49.



**Obrázek 49 - činitel plné anténní řady s  $N = 64$  elementy**

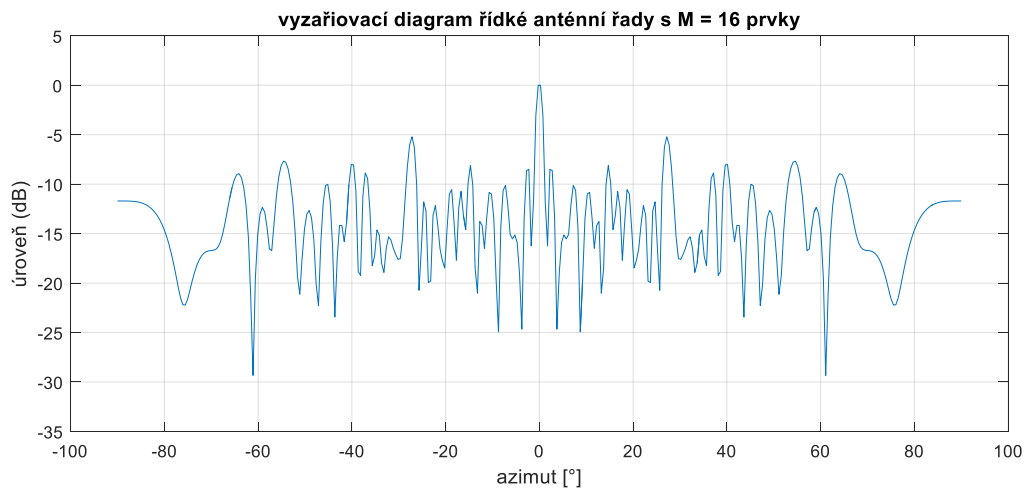
Šířka hlavního svazku je v případě této plné anténní řady přibližně  $1,6^\circ$  a odstup postranních laloků je 13,1 dB.

Tím, že vynecháme většinový počet anténních elementů, dojde k výraznému zkreslení vyzářovacího diagramu. V případě, že ale zachováme nezměněnou celkovou délku anténní řady, nedojde k výraznému zvětšení šířky hlavního laloku. Přechod mezi plnou anténní řadou s  $N = 64$  anténními prvky a řídkou anténní řadou s  $M = 16$  anténními prvky je zachycen na obrázku 50.



**Obrázek 50 - Přechod mezi plnou anténní řadou s  $N = 64$  prvky a řídkou anténní řadou s  $M = 16$  prvky, celková délka antény je neměnná**

Pro prvotní ukázání vlivu vynechání většinového počtu anténních prvků na tvar vyzářovacího diagramu anténní řady bylo využito náhodného vynechání 48 prvků plné anténní řady, přičemž z tohoto náhodného výběru byly vynechány krajní prvky, aby nedošlo ke zmenšení celkových rozměrů anténního systému a tudíž k výraznému rozšíření hlavního laloku. Vyzářovací diagram určený z činitele anténní řady pro řídkou anténní řadu s  $M = 16$  prvky rozloženými dle obrázku 50 je zobrazen na obrázku 51.



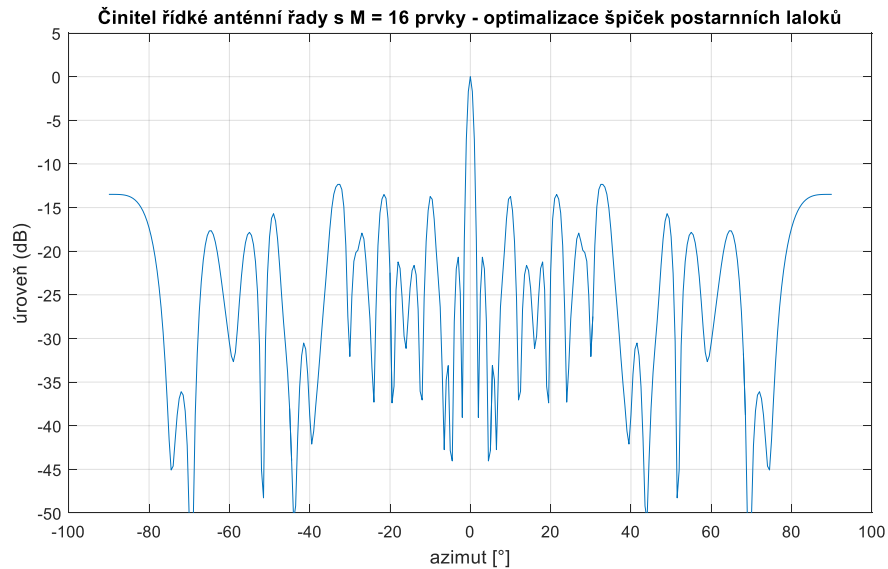
**Obrázek 51 - činitel řídké anténní řady pro  $M = 16$  náhodně vybraných pozic anténních prvků**

Z výsledků je patrné, že nedochází k rozšíření hlavního svazku, ale dochází především k výskytu difrakčních laloků a ke zhoršení odstupu postranních laloků. Z tohoto důvodu bylo nezbytné optimalizovat rozložení anténních prvků s cílem dosažení co nejnižší úrovně postranních laloků a zamezení výskytu difrakčních laloků v celém prostoru požadovaného krytí anténního systému v horizontální rovině.

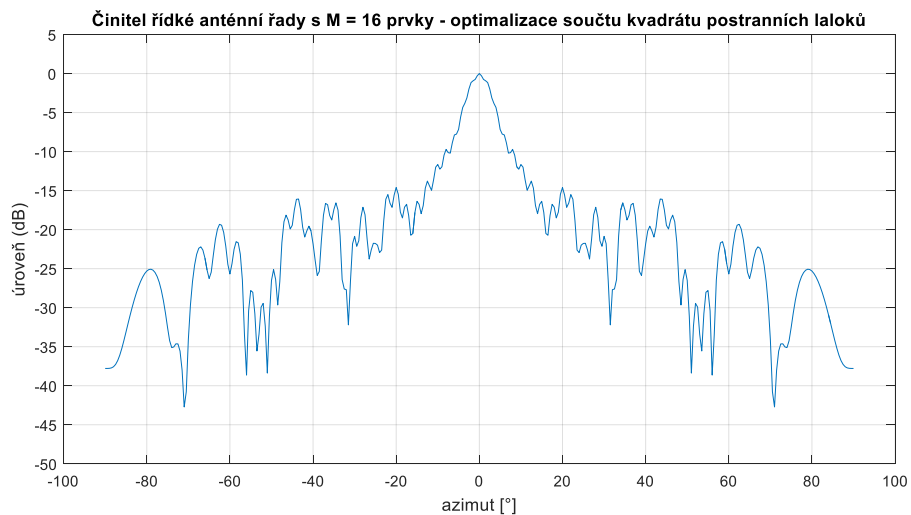
Z pohledu optimalizace není podstatné, jestli laloky na stranách hlavního svazku jsou difrakční laloky nebo vlastní postranní laloky anténní řady. Pro metodu kompresního snímání, lze jakékoli laloky, jejich úroveň je řádově srovnatelná s úrovní hlavního svazku považovat za významné rušení. Cílem optimalizace tedy musí být nalezení poloh jednotlivých anténních prvků řídké řady tak, abychom dosáhli co největšího odstupu postranních laloků a zároveň nedocházelo k výraznému rozšíření hlavního svazku.

Ve své práci jsem aplikoval dva možné přístupy k hledání optimálního rozložení prvků. První z přístupů bylo hledání řešení s nejnižšími postranními laloky, druhým přístupem bylo hledání řešení s nejmenším součtem kvadrátů postranních laloků (tedy minimalizace celkového výkonu vyzářeného postranními laloky). Optimalizace byla opět provedena v prostředí Matlab, kdy s využitím *combnk* byly určeny všechny možné variace poloh anténních elementů řídké anténní řady s výjimkou krajních elementů, jejichž pozice je fixní a určuje celkový rozměr anténní řady. Pro každou variantu rozmístění anténních prvků řídké anténní řady byl určen činitel této anténní řady a určen odstup postranních laloků a součet kvadrátů postranních laloků s tím, že pro výpočet byla vynechána oblast hlavního svazku za pomoci maskovací matice. Ze všech určených výsledků bylo vybráno rozložení jednak s největším odstupem postranních laloků a jednak s nejmenším součtem kvadrátů postranních laloků. Takto určená rozložení anténních

elementů byla následně amplitudově váhována s využitím Taylorovy syntézy anténní řady za účelem dosažení většího odstupu postranních laloků. Výsledky optimalizace rozložení anténních prvků řídké anténní řady dle výše uvedeného postupu jsou na následujících obrázcích 52 a 53.



**Obrázek 52 – Činitel anténní řady s  $M = 16$  prvky při optimalizaci odstupu postranních laloků a následné aplikaci váhování Taylorovými koeficienty**



**Obrázek 53 - Činitel anténní řady s  $M = 16$  prvky při optimalizaci součtu kvadrátu postranních laloků a následné aplikaci váhování Taylorovými koeficienty**

Aplikaci váhování amplitud signálu na jednotlivých anténních prvcích s využitím Taylorova polynomu bylo nutné provést až po nalezení optimálního rozložení anténních prvků dle výše uvedených postupů, jelikož v opačném případě výsledky optimalizačního procesu sklouzávaly do nevhodného řešení, kdy byly jednotlivé prvky velice blízko sebe, což sice umožňovalo

dosažení velkého odstupu postranních laloků, ovšem za cenu velice výrazného rozšíření hlavního svazku, což je naprosto nežádoucí jev pro aplikaci v metodě kompresního snímání. Obě výsledná optimalizovaná rozložení anténních prvků, která vytvářejí vyzářovací diagramy dle obrázku 52 a 53, byla testována v algoritmu metody kompresního snímání a na základě porovnání výsledků, především s ohledem na rozlišovací schopnost a přesnost určení směru příchodu signálu bylo pro aplikaci vybráno rozložení anténních prvků optimalizované na základě největšího odstupu postranních laloků.

Určené pozice jednotlivých anténních prvků jsou uvedeny v následující tabulce 4.

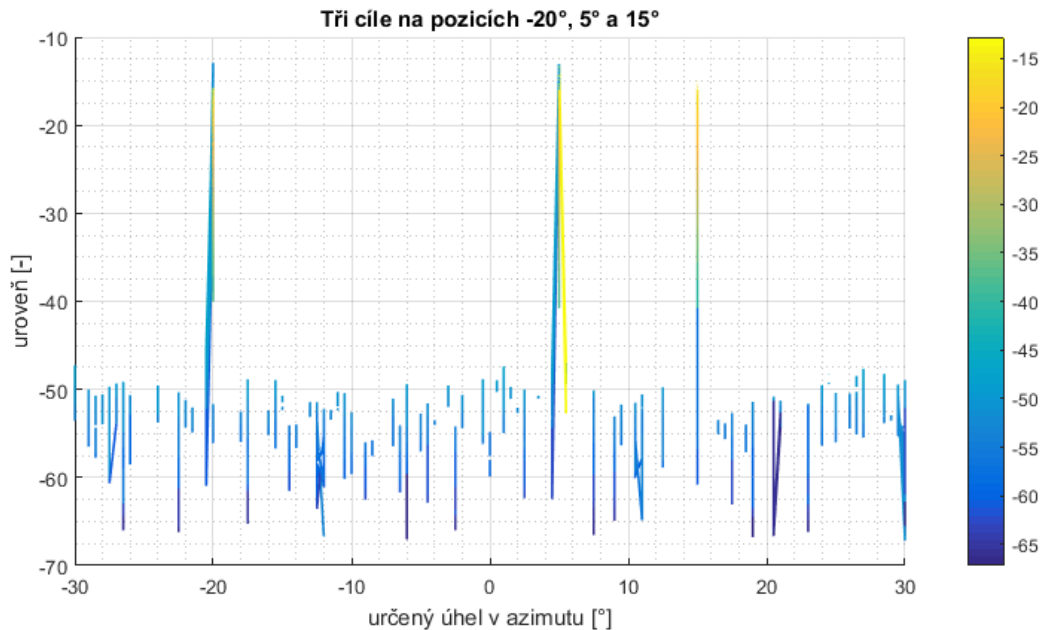
**Tabulka 4 - Vybrané rozmístění anténních prvků**

Pořadí anténního prvku $n$	Vzdálenost v [m]	Vzdálenost v násobcích vlnové délky $\lambda$
1	0	0
2	0,1375	0,5
3	0,2750	1
4	0,6880	2,5
5	0,8251	3
6	1,3752	5
7	2,3378	8,5
8	2,4753	9
9	3,8505	14
10	4,4001	16
11	5,3633	19,5
12	5,7758	21
13	6,0509	22
14	6,8760	25
15	7,1510	26
16	8,8012	32

#### **4.2.4 Výsledky simulací určení směru příchodu signálu v různých situacích**

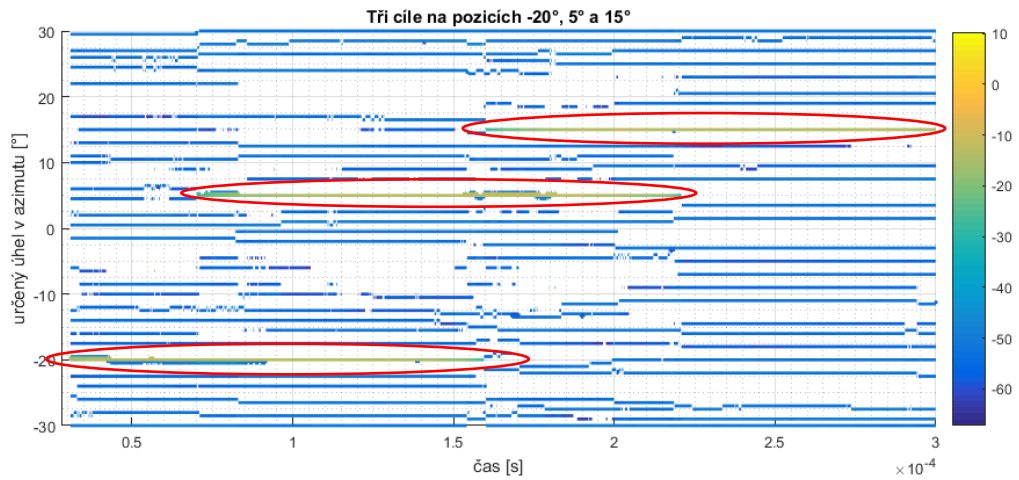
Nejprve byl algoritmus kompresního snímání aplikován na tři cíle, které byly v azimutální rovině dostatečně vzdáleny (pozice v azimutu  $-20^\circ$ ,  $5^\circ$  a  $15^\circ$ , hustota mřížky v azimutu  $0,5^\circ$ ),

přičemž signál na jednotlivých přijímačích nebyl téměř zatížen šumem – odstup signálu od šumu na přijímačích byl nastaven na hodnotu 50 dB. Zároveň nebyl přítomen clutter. Výsledky určení směru příchodu signálu jsou na obrázku 54. Je nutno upozornit, že absolutní úrovně, kterých dosahují jednotlivé čáry v tomto grafu, nejsou u použitého algoritmu MFOKUS normovány. Je zde však patrná shoda vypočtených úhlů příchodu signálu se skutečnými.



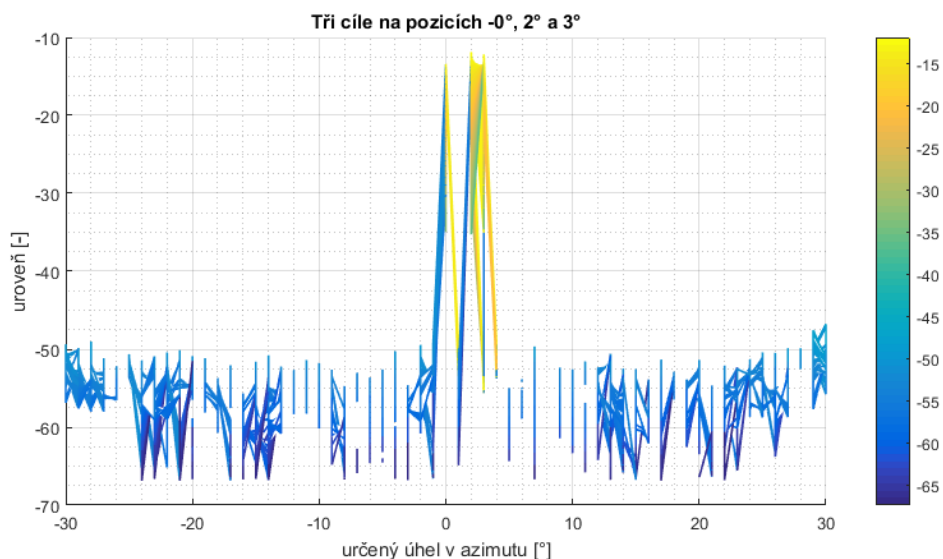
**Obrázek 54 – Detekce tří cílů, které jsou od sebe dostatečně vzdáleny a přijímané signály nejsou zatíženy šumem ani cluttem**

Využití modifikované metody MFOCUS umožňuje též sledování polohy cíle v čase. Ve výše uvedeném případě se sice nemění azimut cíle v čase, ale začátky vysílání jednotlivých cílů jsou posunuty o 10  $\mu$ s, 70  $\mu$ s a 160  $\mu$ s. Je tedy možné sledovat časový průběh vysílání zpráv jednotlivými cíli – viz obrázek 55, kde jsou pozice jednotlivých cílů v čase zvýrazněny červenými elipsami. Při zpracování bylo použito 300 vzorků signálu, je tedy nutné brát v úvahu časové zpoždění úměrné nashromáždění tohoto počtu vzorků signálu a toto je důvod proč jeden zobrazený průběh nezačíná v čase  $t = 0$ .



**Obrázek 55 - Detekce tří cílů, které jsou od sebe dostatečně vzdáleny a přijímané signály nejsou zatíženy šumem ani clutterem – pohled v časové oblasti**

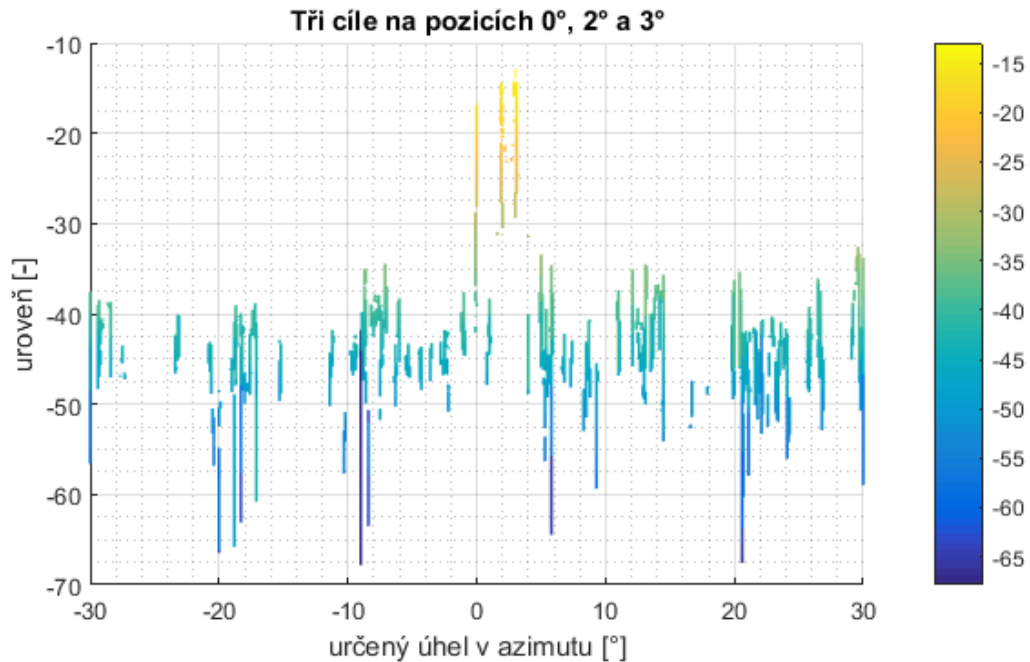
Dalším podstatným parametrem je rozlišovací schopnost antény v azimutu. Rozlišovací schopnost antény v azimutu závisí jednak na charakteristice přijímaných signálů, jednak na algoritmu vyhodnocení a u radarů bývá rovna 1,5x až 2x šířka svazku. V našem případě by anténa o rozměru  $30\lambda$  mohla mít šířku svazku  $\Phi_{3dB} \sim 2^\circ$ . Pro demonstraci rozlišovací schopnosti byl použit obdobný simulační model jako v předchozích případech, pouze pozice jednotlivých cílů v azimutu byly změněny na hodnoty  $0^\circ$ ,  $2^\circ$  a  $3^\circ$ . Výsledek simulace v případě, že krok mřížky je  $1^\circ$  je na obrázku 56. Odtud je patrné, že za těchto podmínek již téměř nelze azimutální polohy dvou cílů ve vzdálenosti  $1^\circ$  rozlišit.



**Obrázek 56 – Detekce dvou cílů, které jsou blízko sebe s krokem mřížky prohledávání prostoru  $1^\circ$**

K tomu, aby bylo možno tento parametr testovat, musí samotný algoritmus pracovat s krokem mnohem menším, než je šířka svazku. Další obrázek 57. ukazuje obdobnou situaci jako na

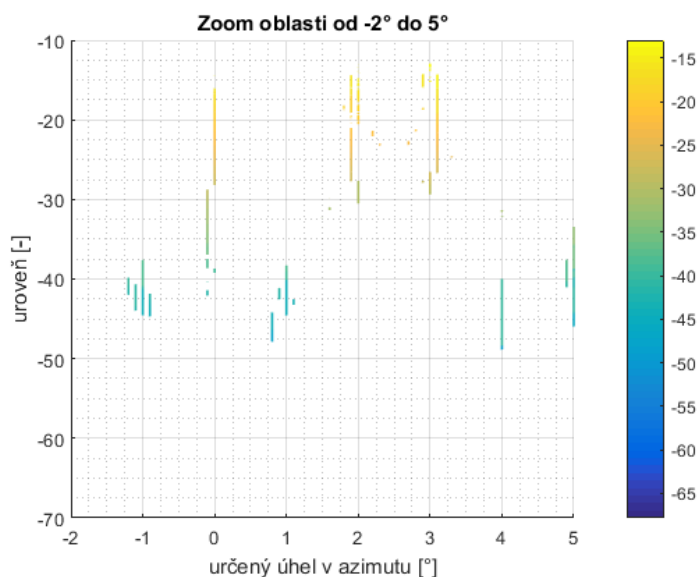
obrázku 56. Jsou tedy simulovány tři stejné cíle, ovšem tentokrát s krokem rozlišovací mřížky v azimutu  $0,1^\circ$ . Z výsledků je patrné výrazné zlepšení detekčních schopností uvedeného algoritmu. Přičemž je zřejmá velice přesná detekce všech tří cílů na pozicích  $0^\circ$ ,  $2^\circ$  a  $3^\circ$ .



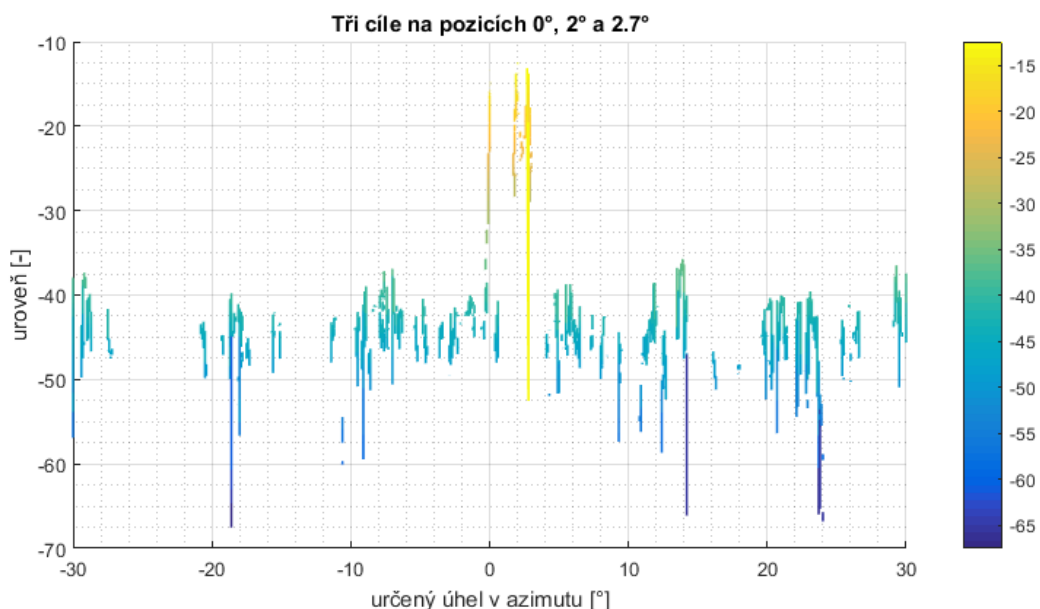
**Obrázek 57 - Detekce dvou cílů, které jsou blízko sebe s krokem mřížky prohledávání prostoru  $0,1^\circ$**

Detail této situace je na obr. 58. I zde je velice dobře patrné, že všechny tři cíle jsou dobře rozeznatelné. Vlivem šířky anténního svazku řídké anténní řady ovšem dochází k drobnému rozmítnutí pozice jednotlivých cílů do více bodů na mřížce prohledávání prostoru v azimutu, přičemž je ale z výsledků patrné že jednotlivé detekované směry leží v rozmezí  $\pm 0,1^\circ$  v okolí přesné pozice cíle.

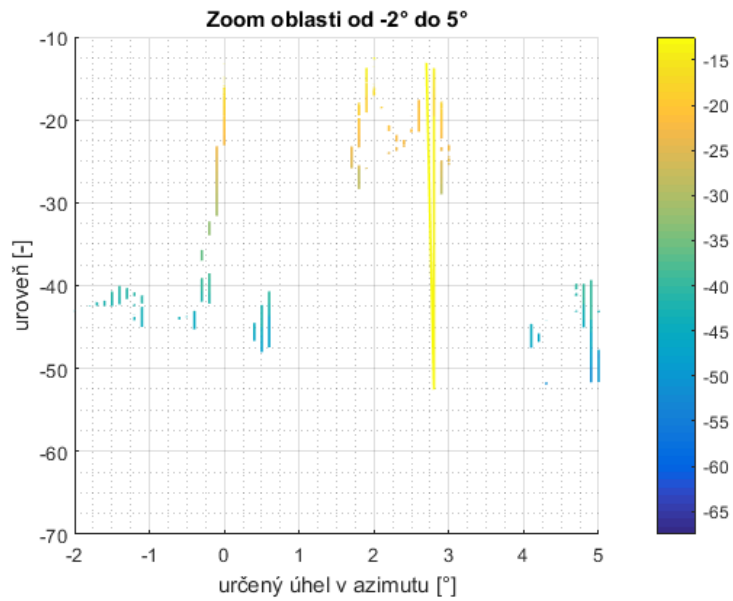




**Obrázek 58 – Detail detekce dvou cílů, které jsou blízko sebe s krokem mřížky prohledávání prostoru  $0,1^\circ$**   
 Předpokládejme stále stejnou situaci, tedy že v simulačním modelu není přítomen šum (odstup šumu od signálu alespoň 50 dB) a též žádný clutter. Při tomto nastavení chci dále ukázat mezní možnosti algoritmu pro rozlišení dvou cílů. Na následujících obrázcích 59 a 60. Uvádím případ, že dva blízké cíle jsou od sebe vzdáleny pouze  $0,7^\circ$  v azimutální rovině. Především na detailu této simulace na obrázku 60 je velice dobře patrné dobré rozlišení obou cílů, kdy maxima určení pozice cíle leží opět v rozmezí  $\pm 0,1^\circ$  od skutečné polohy cíle.

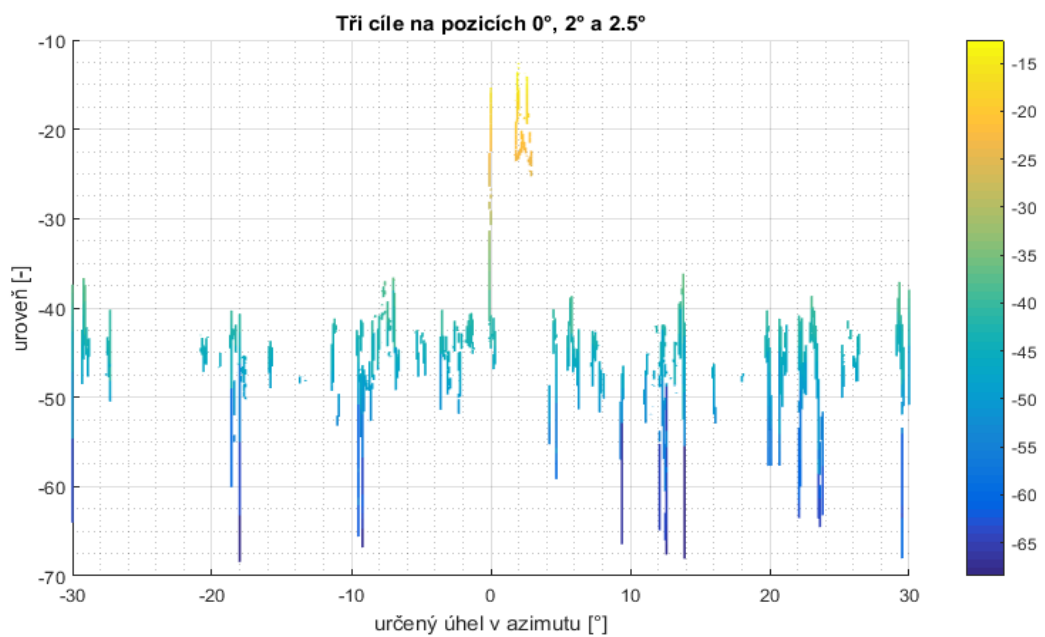


**Obrázek 59 - Detekce dvou cílů vzdálených  $0,7^\circ$  s krokem mřížky prohledávání prostoru  $0,1^\circ$**

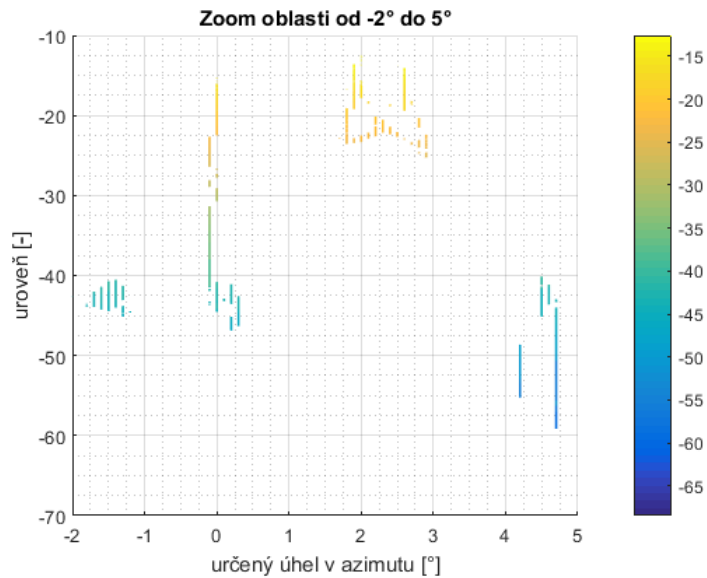


**Obrázek 60 – Detail detekce dvou cílů vzdálených 0,7° s krokem mřížky prohledávání prostoru 0,1°**

Nyní bude simulován případ, že vzdálenost mezi cíli v azimutu je 0,5°. Výsledky této simulace jsou na obrázku 61 a v detailu na obrázku 62.

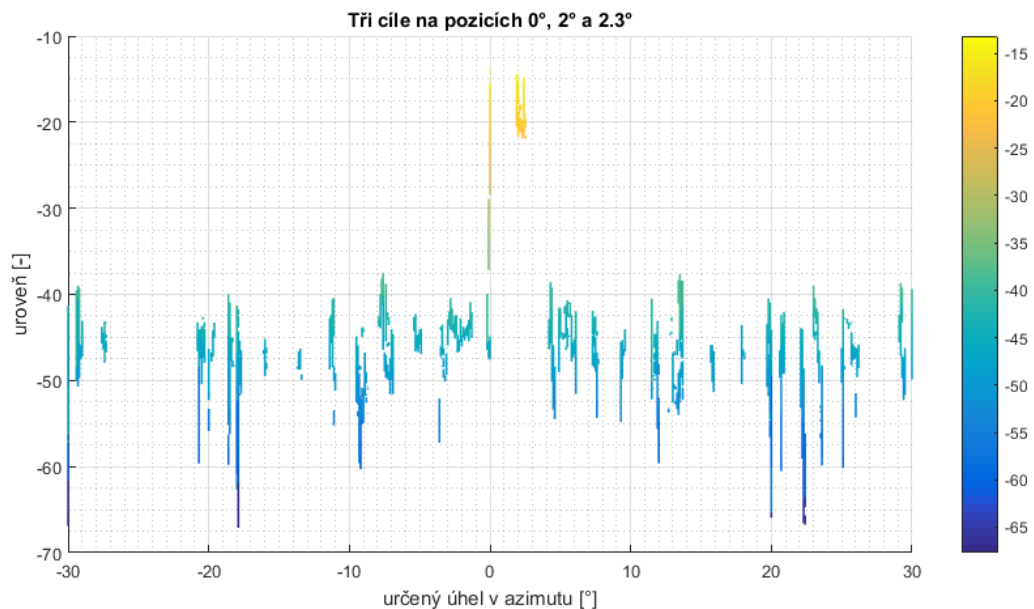


**Obrázek 61 - Detekce dvou cílů vzdálených 0,5° s krokem mřížky prohledávání prostoru 0,1°**

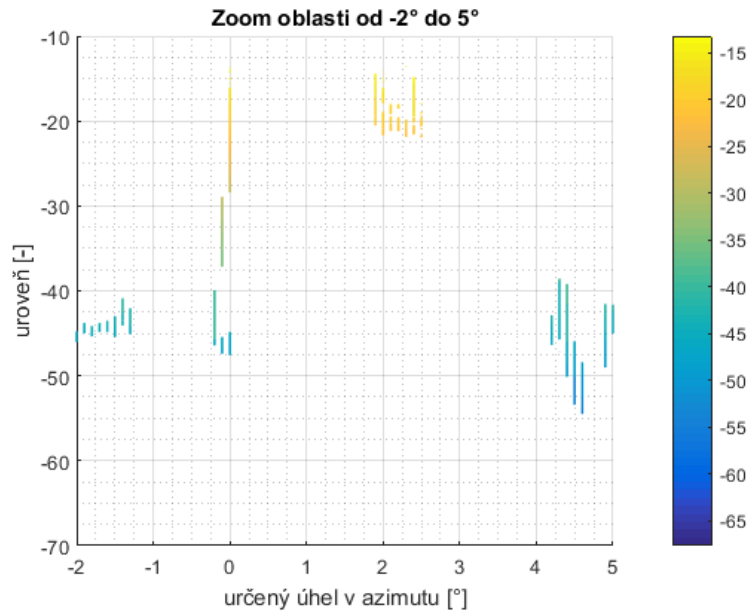


**Obrázek 62 - Detail detekce dvou cílů vzdálených  $0,5^\circ$  s krokem mřížky prohledávání prostoru  $0,1^\circ$**

Z obrázku 62 je patrné stále dobré rozlišení dvou cílů, jelikož pokles signálu mezi jednotlivými maximy je stále větší než 3 dB. Pokročíme tedy ještě dále a otestujeme rozlišení dvou cílů při jejich vzájemné vzdálenosti  $0,3^\circ$  v azimutální rovině. Výsledky jsou na obrázku 63 a v detailu na obr. 64



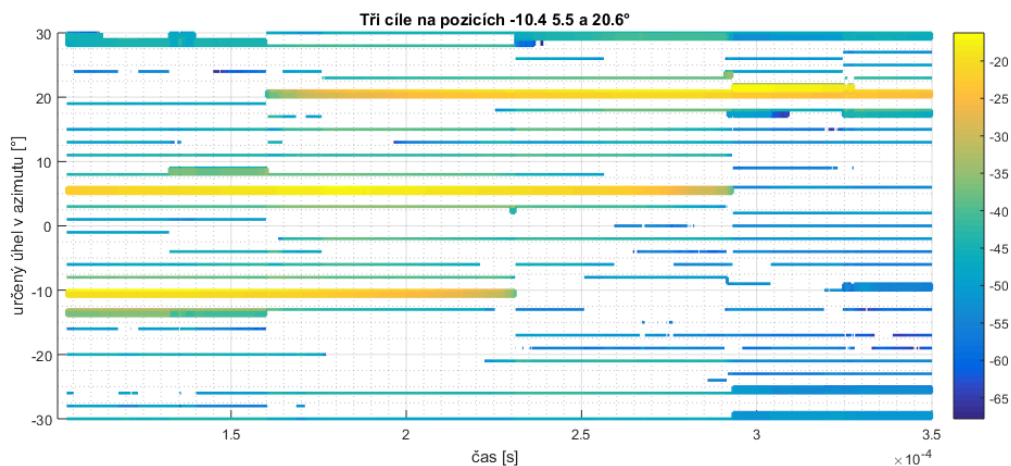
**Obrázek 63 - Detekce dvou cílů vzdálených  $0,3^\circ$  s krokem mřížky prohledávání prostoru  $0,1^\circ$**



**Obrázek 64 - Detail detekce dvou cílů vzdálených  $0,3^\circ$  s krokem mřížky prohledávání prostoru  $0,1^\circ$**

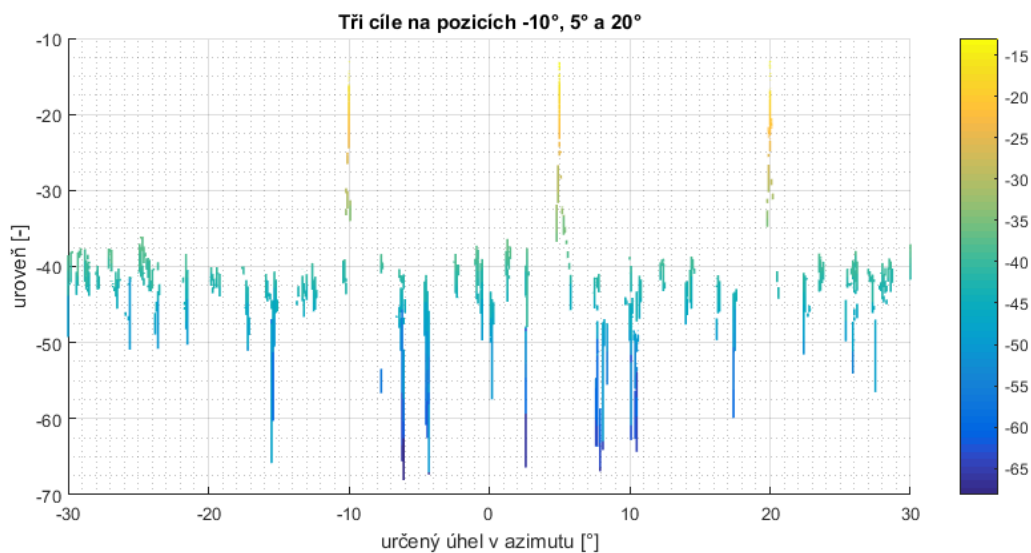
Z obrázku 64 je patrné že odstup mezi maximy v místech pozic cílů a postranními čarami mezi nimi je už menší než 3dB takže v tomto případě už spolehlivou detekci dvou cílů nelze zaručit. Dá se tedy shrnout, že v případě ideálních signálů bez přítomnosti šumu a clutteru lze spolehlivě rozlišit dva cíle, které budou od sebe vzdáleny alespoň  $0,5^\circ$  v azimutální rovině přičemž dosahovaná přesnost určení pozic cílů je do  $\pm 0,1^\circ$

Pozornost je též nutné věnovat cílům, které neleží přímo na mřížce prohledávaného prostoru. Takovouto situaci zachycuje následující obrázek 65. Krok mřížky byl opětovně zvolen  $1^\circ$  a tři cíle jsou od sebe v azimutu výrazně vzdáleny, ale jejich skutečné pozice neleží na mřížce prohledávání prostoru. Z výsledků prezentovaných v obrázku 65 je zřejmé, že dochází k překmitávání určení směru příchodu signálu mezi sousedními body rozlišovací mřížky. Což je pochopitelně nežádoucí jev, který úzce souvisí s nastavenou hustotou mřížky.



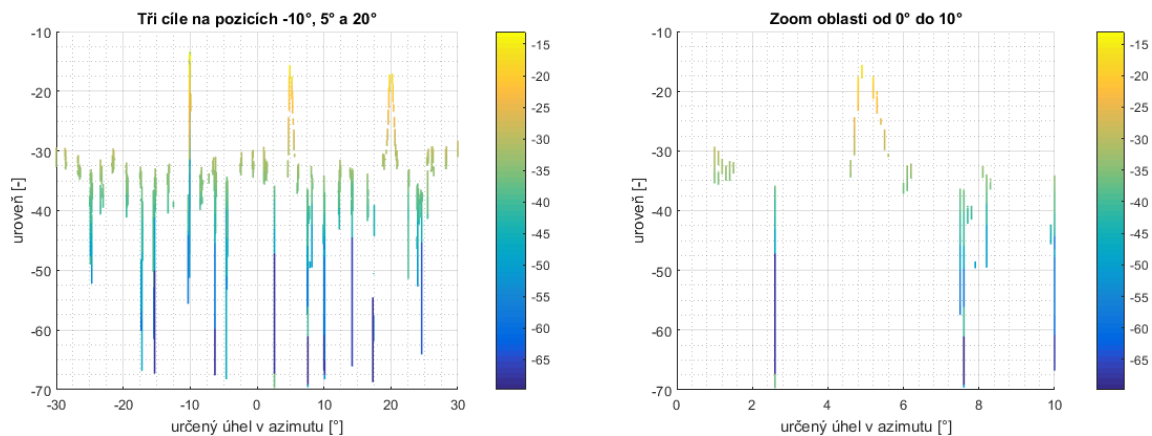
**Obrázek 65 - Vliv pozice cílů vůči mřížce prohledávaného prostoru**

Abychom však otestovali metodu regularizovaného MFOCUSS algoritmu v reálných podmínkách ve kterých bude nasazen, zatížíme nejprve přijímané signály na jednotlivých anténních elementech náhodným Gaussovským šumem se šířkou pásma 3 MHz. V prvním případě bude odstup signálu od tohoto šumu 20 dB. Jednotlivé zájmové cíle jsou od sebe dostatečně vzdáleny a jejich pozice leží na naší mřížce prohledávaného prostoru, přičemž krok mřížky je  $0,1^\circ$ . Pro výpočet se vždy využívá 300 vzorků signálu. Na obr. 66 je patrné, že se zvýšilo šumové pozadí, ale jednotlivé cíle jsou stále velice dobře definované.



**Obrázek 66 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených šumem s odstupem 20 dB**

I pokud snížíme odstup signálu od šumu na pouhých 10 dB, získáme dosti přesné výsledky – obrázek 67.

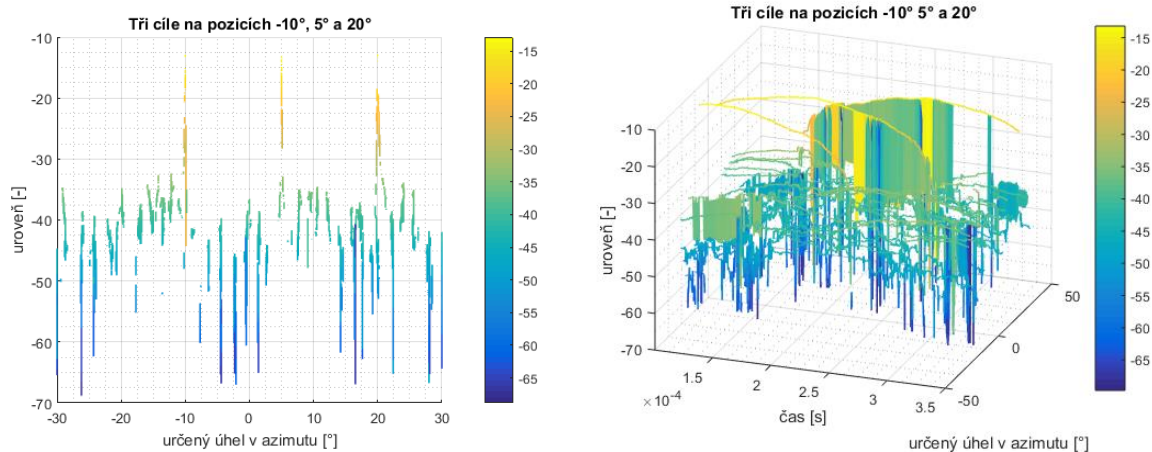


**Obrázek 67 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených šumem s odstupem 10 dB Vlevo celkový pohled, vpravo detail na určení pozice cíle v azimutu 5°**

Z detailu na obrázku 67 vpravo je zřejmé že vlivem šumu dojde k částečnému rozostření určení pozice cíle, ovšem pozice maxima tohoto určení odchylna pozice cíle opět nepřekročí hodnotu  $\pm 0,1^\circ$ . Dá se tedy shrnout, že pozice jednotlivých cílů se dají spolehlivě určit i při zarušení šumem s odstupem signálu od šumu na úrovni 10 dB.

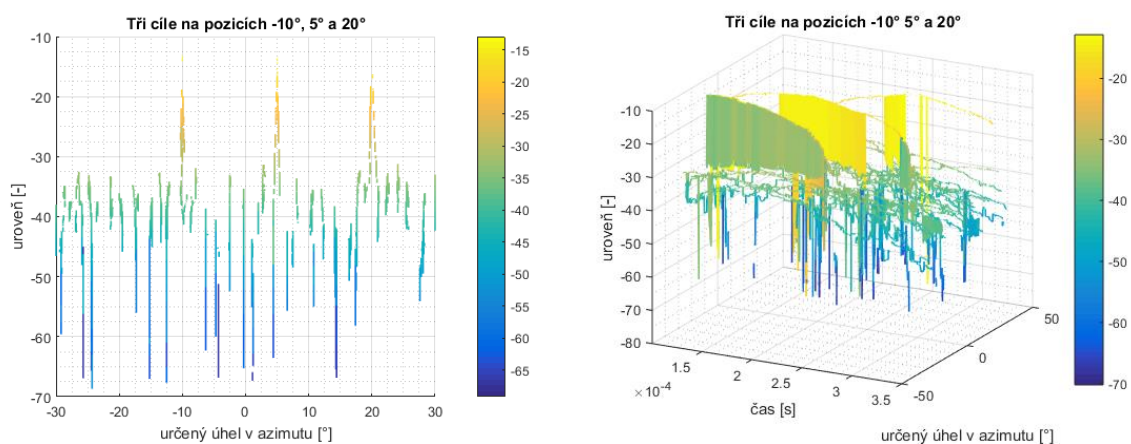
V reálné aplikaci bude mít ovšem na detekci cíle zásadní vliv také clutter, který je tvořen odpověďmi odpovídačů ve větších vzdálenostech, nebo mimo sektor skenování. Z tohoto důvodu jsem do svého modelu takovýto clutter implementoval. V rámci programu je možné zvolit počet odpovědí, které budou clutter tvořit.

Jednotlivé odpovědi jsou náhodně rozmístěny v prohledávaném prostoru a jejich pozice nejsou svázány s fixními body prohledávání prostoru (s naší mřížkou). Amplitudy těchto cílů jsou nastaveny tak, že je definována minimální a maximální úroveň těchto amplitud a jednotlivým odpovědím je náhodně přiřazována amplituda v tomto rozsahu. Frekvence těchto signálů jsou náhodně rozmístěny v pásmu  $\pm 0,1$  MHz (s rovnoměrným rozdělením) – viz odst. 4.2.2. a náhodně je generována i modulace (obsah) odpovědí ve formátu, popsáném v odst. 2.2.1. Pro první simulaci bylo zvoleno 30 takových signálů s odstupem jednotlivých odpovědí od užitečného signálu v rozmezí -20 až -25 dB. Z výsledků simulací na obrázku 68 je zřejmé, že v přítomnosti takového clutteru jsou cíle velice dobře identifikovatelné.



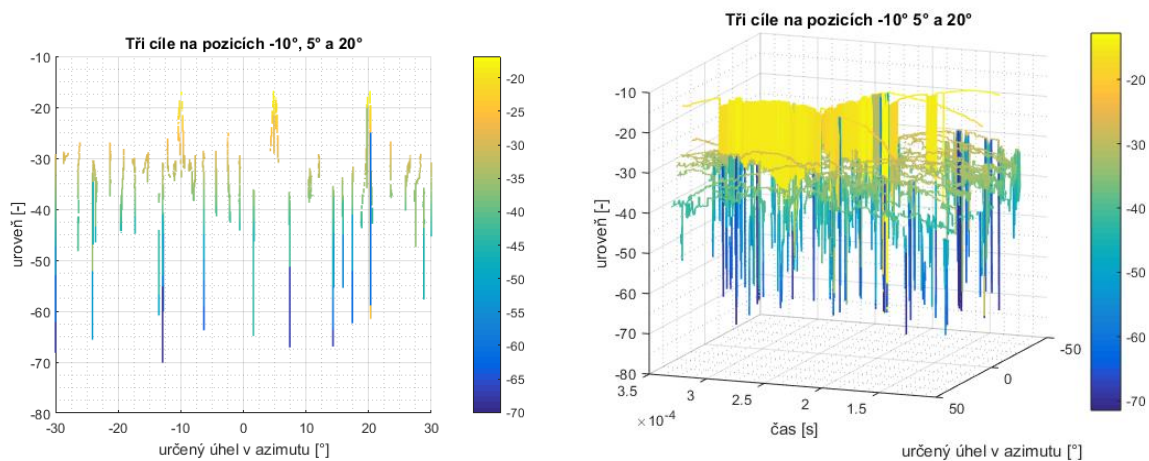
**Obrázek 68 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 30 cíli s odstupem -20 až -25 dB od signálu. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo časový průběh detekce cílů**

Pokud zvýšíme počet cílů clutteru na dvojnásobek nezpůsobí to viditelné zhoršení kvality určení směru jak je patrné z obrázku 69.



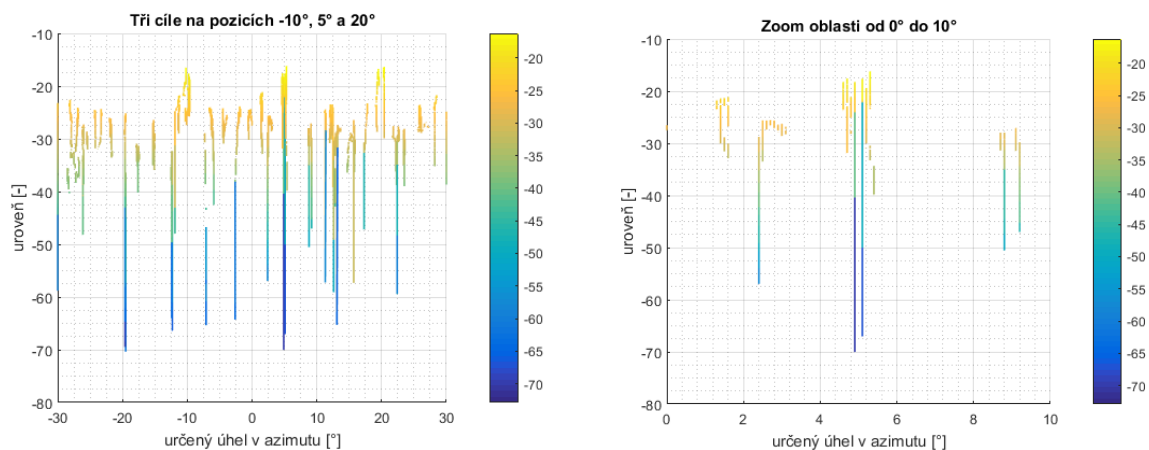
**Obrázek 69 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -20 až -25 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo časový průběh detekce cílů.**

V reálných podmínkách lze očekávat jednotlivé složky clutteru s odstupem od zájmových signálů kolem -15 dB. Tuto situaci vystihuje následující obrázek 70, kdy jsme tento odstup nastavili v rozsahu od -15 do -20 dB při 60 rušících odpovědích.



**Obrázek 70 - Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 60 odpověďmi s odstupem od signálu -15 až -20 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo časový průběh detekce cílů**

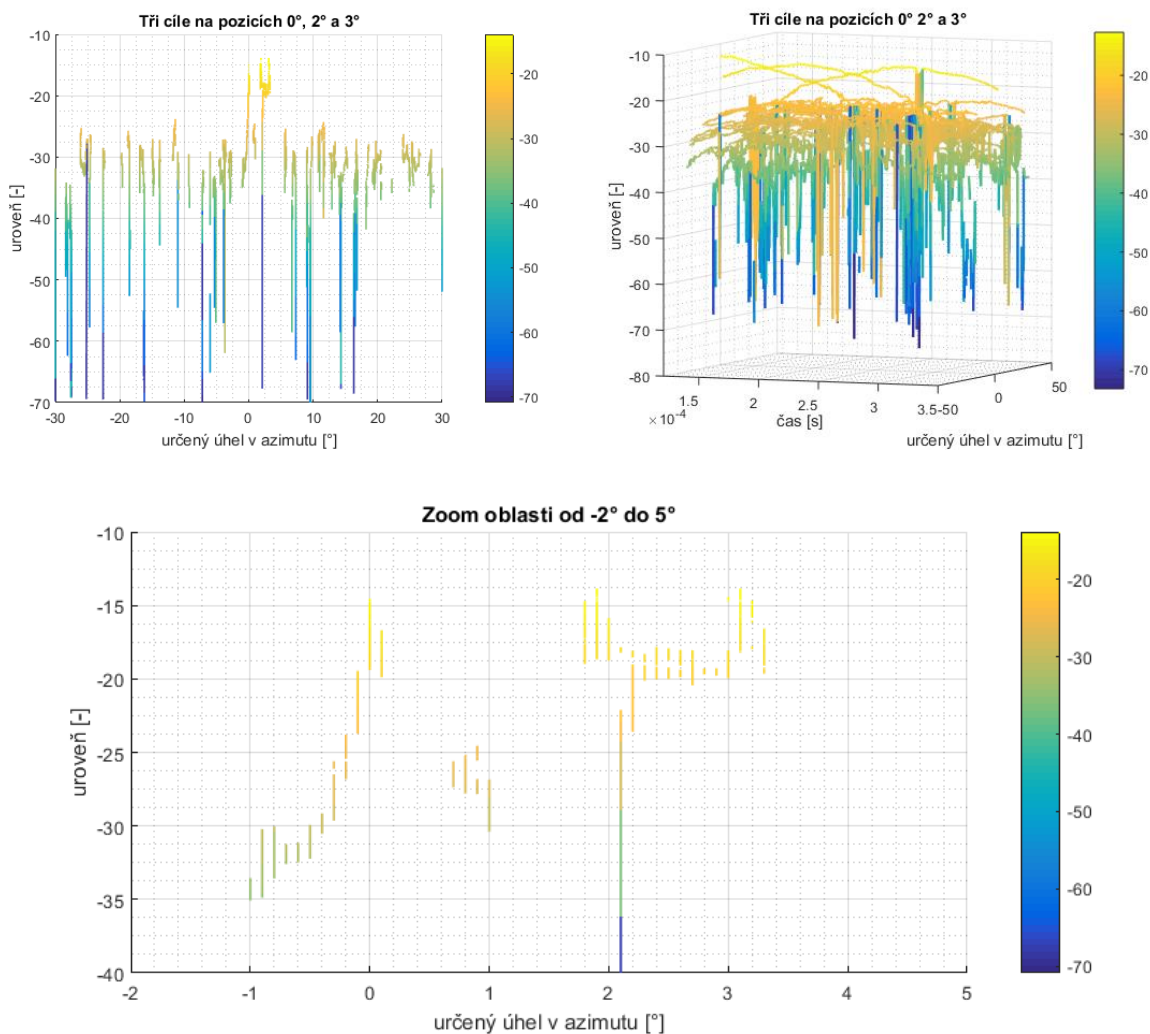
Odtud je patrné, že cíle jsou stále velice dobře definované. Ověříme tedy ještě situaci, kdy odstup celého clutteru od vlastního zájmového signálu bude -10 až -15 dB, přičemž budeme opět uvažovat clutter tvořený 60 odpověďmi – obrázek 71.



**Obrázek 71 -Určení směru příchodu tří cílů zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -10 až -15 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo podrobnější zobrazení**

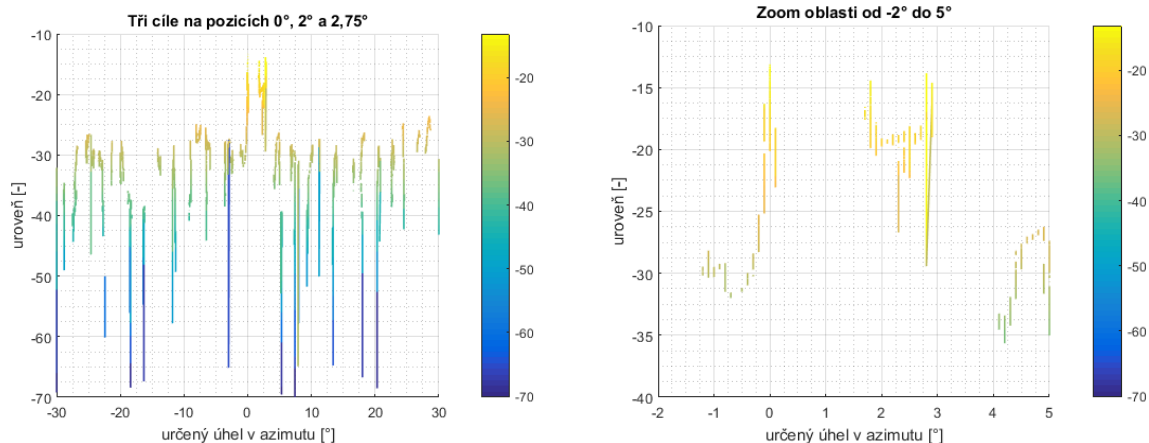
Z výše uvedeného obrázku je zřejmé, že jde o mezní situaci, kdy už lze zájmovým cílům obtížně přiřadit přesné hodnoty azimutů příchodu a to za předpokladu, že jsou od sebe v dostatečné vzdálenosti v azimutální rovině. Nyní ještě ověříme minimální horizontální rozestup cílů potřebný pro jejich rozlišení za přítomnosti clutteru s odstupem -15 dB. Azimutální souřadnice zájmových cílů byly nastaveny na hodnoty 0° 2° a 3°, přičemž krok mřížky byl nastaven na hodnotu 0,1°, jednotlivé cíle leží přesně na mřížce. Výsledky této simulace jsou na obrázku 72.



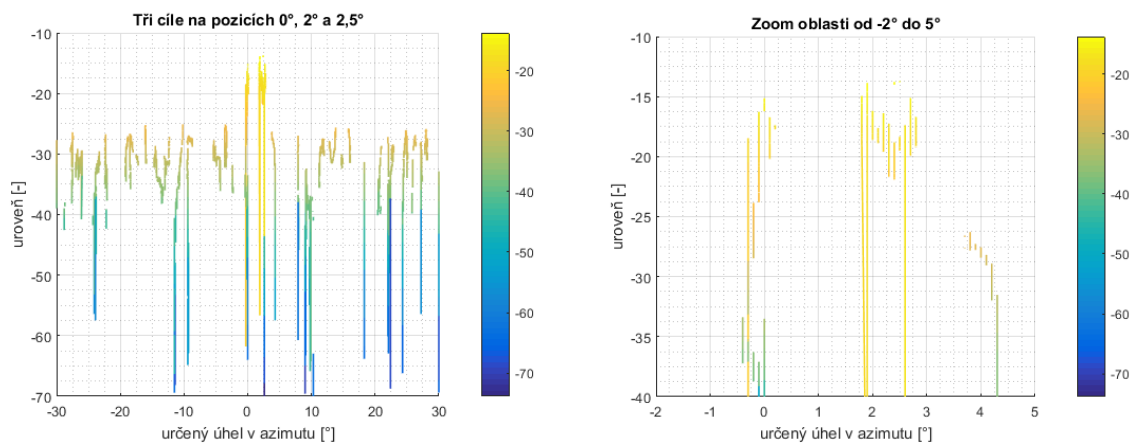


**Obrázek 72 - Určení směru příchodu tří blízkých cílů zatížených clutterem tvořeným 60 odpověďmi s odstupem od zájmových signálů -10 až -15 dB s krokem mřížky 01°. Vlevo nahoře určené úhly cílů v azimutu, vpravo nahoře časový průběh detekce cílů a dole detail průběhu detekce zájmových cílů.**

Z výsledků je patrné, že jednotlivé cíle jsou ještě poměrně dobře rozlišitelné. Na dalších obrázcích vidíme, jak se mění situace při přibližování cílů na 0,75° a 0,5°. V posledním případě jsou již cíle nerozlišitelné. Jako mezní hodnotu bychom tedy v tomto případě mohli vzít 0,75°. Nicméně oproti standardní hodnotě rozlišovací schopnosti antény těchto rozměrů v azimutu:  $\Delta\Phi \sim 1,5x$  až  $2x \Phi_{3dB}$  pozorujeme významné zlepšení a to i při rušení clutterem.



**Obrázek 73 – Rozlišení tří blízkých cílů (s rozstupem 0,75°) zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -15 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo podrobnější zobrazení**



**Obrázek 74 - Rozlišení tří blízkých cílů (s rozstupem 0,5°) zatížených clutterem tvořeným 60 cíli s odstupem od signálu -15 dB. Vlevo určené úhly cílů v azimutu, vpravo podrobnější zobrazení**

Z prezentovaných výsledků je zřejmé, že výsledky simulací ukazují, že použitá metoda kompresního snímání je schopná dosáhnout velice přesného určení směru příchodu signálů i kvalitního rozlišení signálů s blízkými úhly příchodu a to i v prostředí, které je výrazně zatíženo šumem a clutterem. Schopnost potlačit šum a clutter je velmi úzce svázána s počtem vzorků, které vstupují do algoritmu kompresního snímání. Čím je větší použitý počet nekorelovaných vzorků, tím je tato metoda méně citlivá na rušení. Ovšem je nutné brát v úvahu, že maximální počet nekorelovaných vzorků je v našem případě také omezen, kvůli konečné délce zprávy ( $T_{zpr} \leq 112 \mu s$ ) a konečné šířce pásma signálu ( $B_{sig} = 3 \text{ MHz}$ ) na hodnotu  $T_{zpr} \cdot B_{sig} \leq 336$ . Dá se tedy shrnout, že výsledky prokazují vhodnost této metody i při využití signálů zatížených šumem nebo clutterem s minimálním odstupem asi -15 dB. Faktický odstup signál/šum je přitom u cílů ve vzdálenostech do 250 km větší, než 18 dB, takže pro bližší cíle se jako rušení bude uplatňovat zejména clutter.

## 5 APLIKACE VÝSLEDKŮ A JEJICH OVĚŘENÍ

### 5.1 Interferometrický systém s prodlouženou první bází

Fázový interferometrický systém s prodlouženou první bází na délku  $2\lambda$ , popsany v odst. 4.1.1 byl zkonstruován ve spolupráci s firmou T-CZ, a.s.. Umístění jednotlivých antén tohoto interferometrického systému na střeše budovy firmy T-CZ je zachyceno na obr. 67.

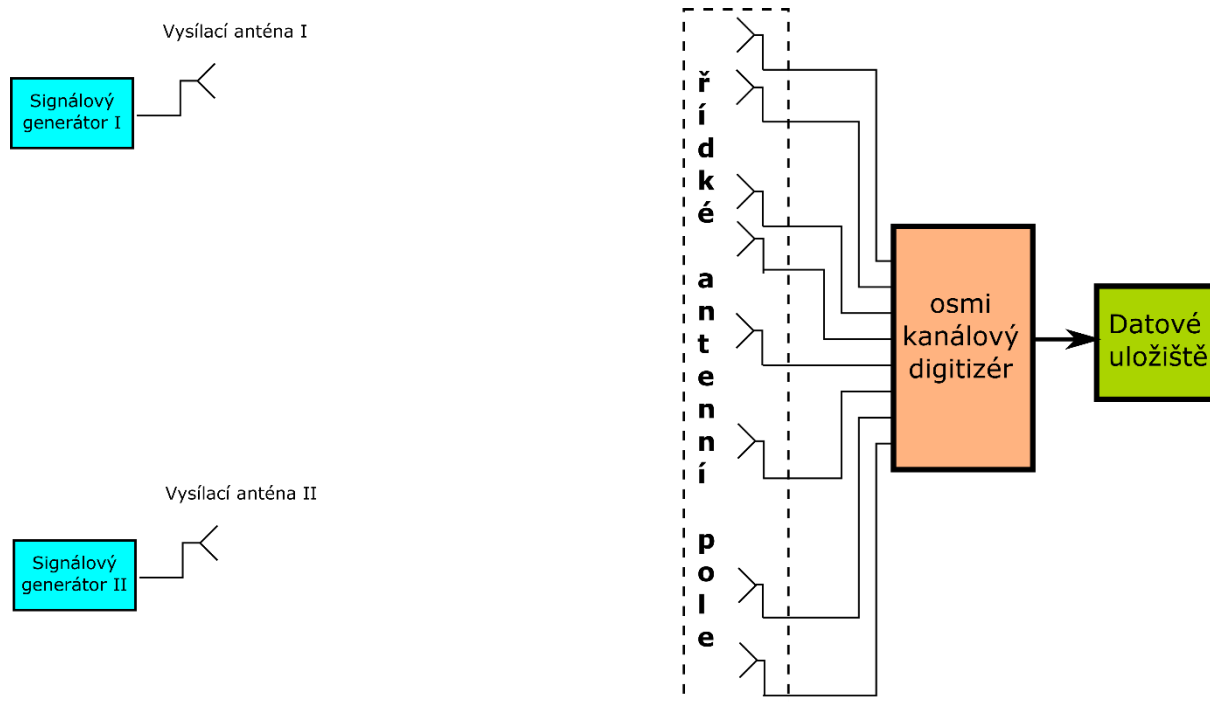


Obrázek 75 - Zkonstruovaná řídká anténní řada fázového interferometru na budově firmy T-CZ

V současné se ve firmě T-CZ dokončuje vývoj soufázového čtyřkanálového přijímače pro účely zpracovávání signálů z navrženého interferometrického systému. Cílem je na tomto modelu ověřit vypočtené a simulované přesnosti systému.

### 5.2 Ověření výsledků metody kompresního snímání měřením

Pro účely ověření výsledků simulací řídké antény s kompresním zpracováním signálu bylo na Fakultě elektrotechniky a informatiky sestaveno měřící pracoviště s demonstrátorem antény. Vzhledem k omezeným možnostem fakulty bylo nutné u demonstrátoru zmenšit počet anténních prvků oproti uvažované řídké anténní řadě a modifikovat i nosný kmitočet použitých signálů. Demonstrátor byl realizován jako řídká lineární anténní řada s osmi prvky. Cíle byly reprezentovány generátory kontinuálních harmonických signálů. Byly realizovány experimenty s jedním a se dvěma cíli. Blokové schéma měřícího pracoviště je na obrázku 76.



**Obrázek 76 – Blokové schéma měřicího pracoviště**

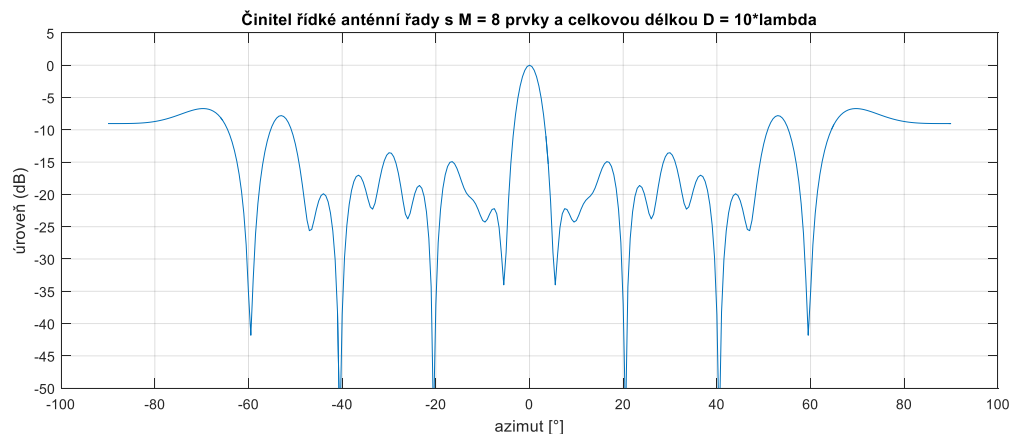
Klíčovou součástí měřicího pracoviště je osmi kanálový digitizér, který je vytvořen dvěma synchronizovanými čtyřkanálovými osciloskopy NI PXIe-5160, které jsou řízeny NI PXIe-8880 kontrolérem a vše je umístěno v šasi NI PXIe-1085. Toto zařízení však vzhledem k frekvenčnímu filtru na jeho vstupu umožňuje zpracovat maximální kmitočet na hranici 700 MHz, na vyšších kmitočtech se již projevuje výrazný útlum, což významně zmenšuje dosah zařízení. Kromě toho, pokud bychom pracovali na skutečném kmitočtu odpovídá 1 090 MHz, bylo by naše experimentální zařízení značně rušeno skutečným provozem, vzhledem k tomu, že z hlediska rozměrů antény jsme museli pracovat v otevřeném prostoru a jednotlivé elementy antény měly velmi široké anténní diagramy. Popisované experimentální zařízení umožňuje vzorkovat přicházející signál vzorkovacím kmitočtem až 2.5 GSa/s, což bylo pro naše účely dostatečné. V neposlední řadě přístroj umožňuje uložení velkého počtu vzorků signálu, já jsem ve své práci zvolil hodnotu  $2,5 \cdot 10^5$ , která je vhodná pro další zpracování měřených signálů. Na základě výše uvedených parametrů digitizéru bylo pro účely ověřovacího měření zvoleno osmiprvkové anténní pole na kmitočtu 700 MHz místo cílového kmitočtu SSR odpovídá 1 090 MHz. Pro generování signálu jednotlivých cílů byly použity signálové generátory SMB100A od firmy Rohde&Schwarz, které generovaly kontinuální harmonický signál na uvedeném kmitočtu. Jako anténní elementy jsem použil patch antény, které jsem přímo pro tento účel navrhl a zhotovil. Pro účely ověřovacích měření bylo nutno změněnému kmitočtu signálu přizpůsobit i rozložení prvků řídkého anténního pole. Vzhledem k tomu, že signály

z jednotlivých anténních prvků musí být do digitizéru přiváděny soufázově, tedy délky jednotlivých propojovacích vedení musí být naprosto stejné, zvolil jsem pouze omezený celkový rozměr anténního pole  $D = 10 \cdot \lambda = 4,283 \text{ m}$  a v tomto rozsahu jsem provedl optimalizaci rozložení anténních prvků. Ze zřejmých důvodů, byl hlavní anténní svazek takovéto řídké antény širší než v případě 16-ti prvkové antény popisované v kapitole 4.2 a též má vyšší postranní laloky, což ovšem pro případ podmínek v rámci ověřovacích měření není podstatný problém. Pozice jednotlivých anténních prvků řídké anténní řady pro ověřovací měření jsou uvedeny v následující tabulce 5. Jednotlivé pozice jsou celistvými násobky poloviny vlnové délky signálu na frekvenci  $f = 700 \text{ MHz}$ . Určení jednotlivých pozic bylo provedeno s využitím optimalizačního postupu popsaného v kapitole 4.2.3.

**Tabulka 5 - Pozice prvků řídké anténní řady pro ověřovací měření**

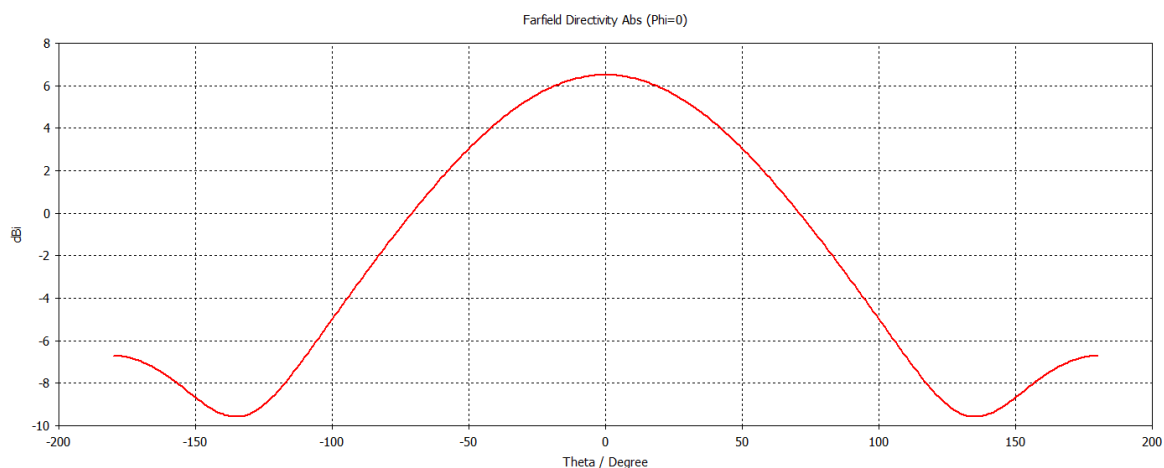
Pořadí prvku	1	2	3	4	5	6	7	8
Pozice prvku [m]	0	0,643	1,071	1,5	2,571	3,214	4,071	4,286

Výsledný optimalizovaný činitel anténní řady včetně váhování jednotlivých anténních prvků s využitím Taylorovy syntézy je na obrázku 77. Šířka svazku je v tomto případě  $4,6^\circ$ .



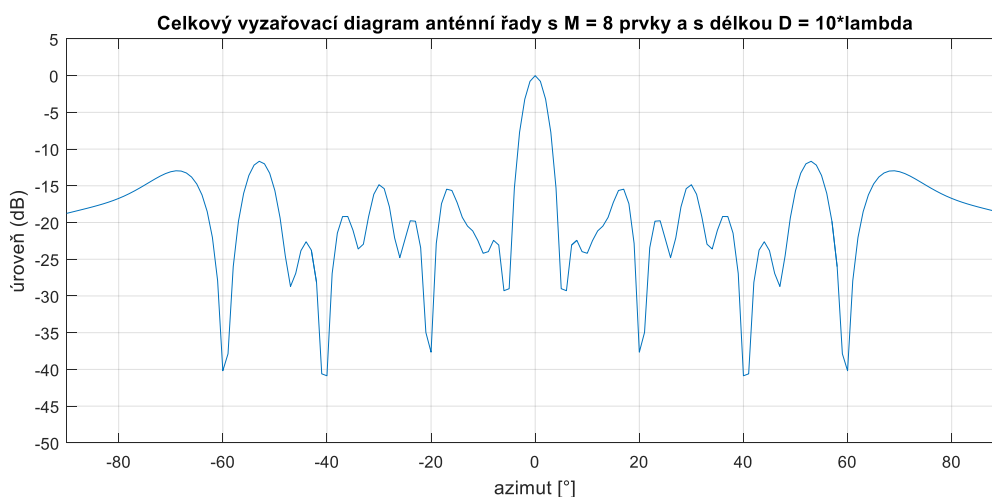
**Obrázek 77 - Činitel řídké anténní řady pro ověřovací měření**

Pro výpočet celkového anténního diagramu je nutné ještě doplnit vyzářovací diagram jednotlivých anténních elementů, který uvádím na následujícím obrázku. Průběh vyzářovacího diagramu je převzat ze softwaru CS Microwave Studio, který jsem použil pro návrh tohoto anténního prvku.



**Obrázek 78 - Vyzařovací diagram jednoho patch anténního elementu**

Celkový vyzařovací diagram řídké anténní řady pro ověřovací měření je uveden na obrázku 79.

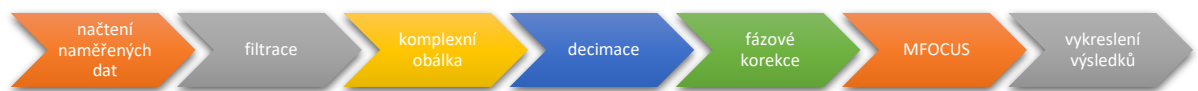


**Obrázek 79 - Vyzařovací diagram řídké anténní řady pro ověřovací měření**

Z výše uvedeného obrázku je zřejmé, že ve větších úhlech v azimutu než  $\pm 50^\circ$  má řídká anténní řada výrazné postranní laloky, které ovšem vzhledem k nepřítomnosti clutteru při měření nezpůsobí žádné nežádoucí jevy a takovouto anténní řadu tedy lze využít pro účely ověřovacích měření. Šířka hlavního anténního svazku je  $4,5^\circ$ .

Při každém měření bylo zaznamenáno  $2,5 \cdot 10^5$  vzorků signálu pro každý kanál (na každém anténním elementu řídké anténní řady). Tento počet vzorků při použité vzorkovací frekvenci 2,5 GSa/s odpovídá celkové délce záznamu 100  $\mu$ s, která přibližně koresponduje s délkami signálů zpráv palubních odpovídačů. Tyto vzorky signálu byly následně načteny do softwaru Matlab, kde byla nejprve provedena filtrace naměřených dat filtrem o středním kmitočtu 700 MHz s šířkou pásma 3 MHz s cílem maximálně potlačit rušení na nezájmových kmitočtech a dostatečně zvýšit odstup signálu od šumu. Následně byl tento reálný signál transformován na

komplexní obálku, která obsahuje nezbytné údaje o fázi signálu pro vyhodnocení směru příchodu signálu metodou MFOCUS. Pak byla provedena decimace vzorků na hodnotu 4 vzorky za 1  $\mu$ s, což opět přibližně odpovídá potřebnému počtu vzorků pro navzorkování zpráv palubních odpovídačů. Pro vyhodnocování pozice metodou MFOCUS používám krok mřížky prohledávání prostoru  $0,5^\circ$ , který je vzhledem k větší šířce anténního svazku řídké antény pro ověřovací měření dostatečný. Do algoritmu určení pozice cíle vstupuje vždy 50 vzorků současně což umožňuje pozorovat určení směru příchodu signálu v čase. Blokový diagram zpracování naměřených dat je na obrázku 80.



**Obrázek 80 - Blokový diagram zpracování naměřených dat**

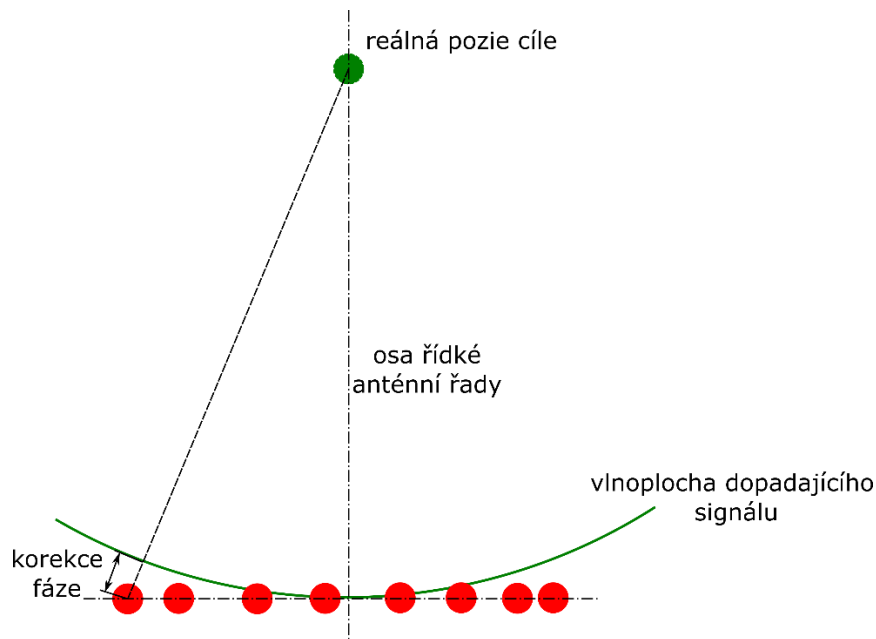
První měření sloužilo k ověření funkčnosti celého měřicího pracoviště a v neposlední řadě též k ověření vyhodnocovacího algoritmu založeného na regularizovaném algoritmu MFOCUS. Měření jsem prováděl na střeše budovy fakulty Elektrotechniky a informatiky univerzity Pardubice, kde byl dostatečný prostor a nemohlo docházet k rušení přijímaných signálu vlivem odrazů od okolních předmětů a zástavby. Reálné zapojení měřicího pracoviště je na následujících obrázcích.



**Obrázek 81 - Ukázka pracoviště pro ověřovací měření**

Při tomto prvním měření se cvičný cíl nacházel přesně v ose řídké anténní řady, tedy na nulové hodnotě azimutu, ve vzdálenosti 15 m od antény. Při tomto měření jsem provedl numerickou korekci fázových posuvů na jednotlivých přijímaných kanálech s cílem dosáhnout co nejpřesnější a nejvýraznější detekce cíle. Hodnoty získané touto kalibrací jsem, po odečtení fázových korekcí na jednotlivých elementech v důsledku měření v blízké zóně, použil i při dalších ověřovacích měřeních. Při korekci v důsledku měření v blízké zóně jsem předpokládal, že vlna, dopadající na anténní pole má kulovou vlnoplochu. Schématické znázornění výpočtu této korekce je na následujícím obrázku 82.

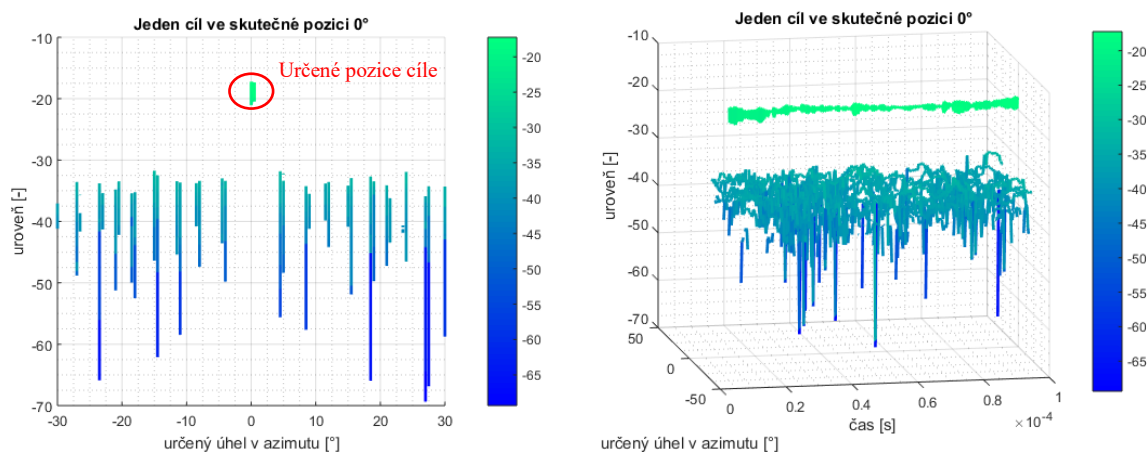




**Obrázek 82 - Fázové zkreslení vlivem měření v blízké zóně**

Výše znázorněná korekce byla vždy aplikována na všechny prvky řádké anténní řady a pro všechny pozice cílů.

Aplikací celého postupu zpracování měřených dat blokově znázorněného na obrázku 78, jsem obdržel následující výsledky pro určení pozice jednoho cíle nacházejícího se v ose anténního systému ve vzdálenosti 15 m – obrázek 83

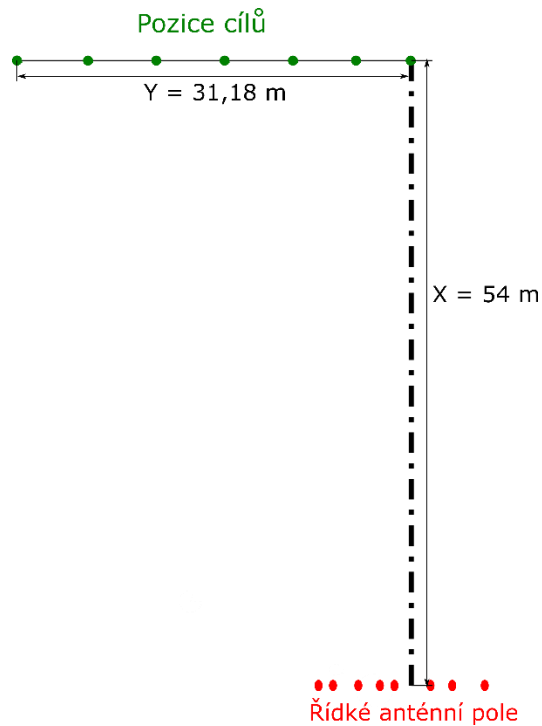


**Obrázek 83 - Určení pozice jednoho cíle, který se nachází přesně v ose řídkého anténního systému (vlevo – určení pozice cíle v azimutálních souřadnicích, vpravo určení pozice cíle v čase)**

Z výše uvedeného obrázku je zřejmé, že byla detekována pozice cíle v čase relativně konstantně. Z obrázku 83 vlevo je dobře patrné, že cíl byl detekován ve dvou pozicích, tento efekt je dán tím, že anténní svazek řídké anténní řady je výrazně širší, než je rozlišovací krok mřížky prohledávání azimutu a proto je cíl přiřazen k více pozicím na mřížce prohledávaného

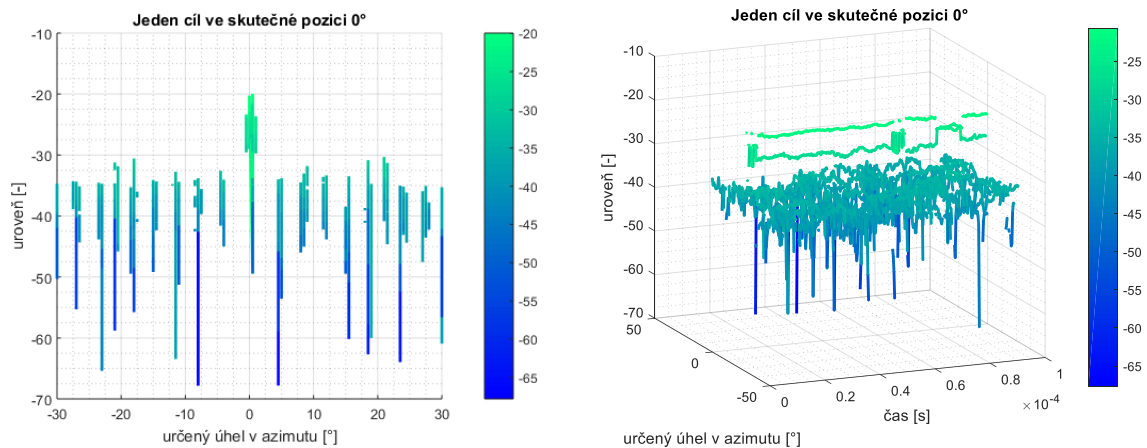
prostoru současně. S čímž souvisí i určitá míra nepřesnosti určení směru příchodu signálu, která je způsobena jednak relativně širokým anténním svazkem – v našem případě  $4,5^\circ$  a poměrně složitým nastavením přesných poloh jednotlivých prvků anténního systému a potřebou přesné soufázovosti jednotlivých kabelů propojujících anténní elementy s digitizérem. Ač byly použity naprosto stejné kabely a mikrovlnné spojovací prvky, může, vlivem výrobních tolerancí docházet k drobným nepřesnostem ve fázových délkách jednotlivých vodivých cest, zejména z důvodu nedokonalého přizpůsobení. Tyto nepřesnosti mají též vliv na relativně zvýšené šumové pozadí výsledných grafů určení směru příchodu signálu. Pro odstranění těchto nepřesností bude nutné při reálném nasazení úplného řídkého anténního systému s  $M = 16$  anténními prvky provádět kalibraci anténního systému včetně signálových vedení a provádět digitální korekci jednotlivých fázových zpoždění. Částečný vliv na výsledné grafy určení směru příchodu signálu měl též šum, který byl dán především vlastním šumem digitizéru. Při prvním ověřovacím měření v malé vzdálenosti se odstup měřeného signálu od šumu pohyboval kolem hodnoty 23 dB. Při měřeních, kdy byly cíle ve vzdálenosti více než 54 metrů, se odstup signálu od šumu pohyboval kolem hodnoty 18 dB.

Nejzásadnějšími analýzami, které jsem provedl během ověřovacích měření, byla analýza určení směru příchodu signálu v závislosti na azimutu cíle v rozsahu od  $0^\circ$  do  $30^\circ$ , analýza vlivu šumu na přesnost určení pozice cíle a analýza možností rozlišení dvou cílů. Nejprve jsem prováděl určení azimutální pozice cíle v závislosti na skutečné pozici cíle. Abych toto měření mohl provést, využil jsem půdorys střechy fakulty, který má tvar písmene L a nastavování skutečné pozice cíle jsem prováděl pomocí měření souřadnic v rovině XY dle níže uvedeného schématu – obrázek 84.

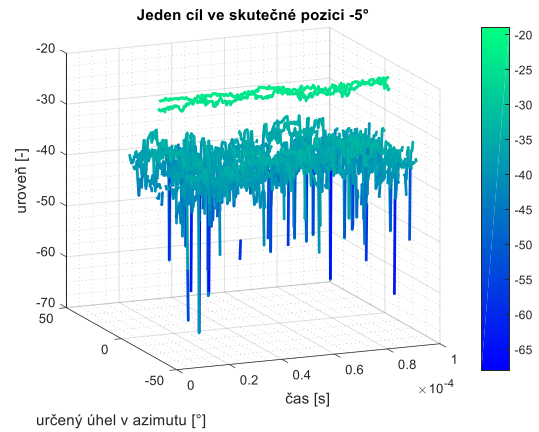
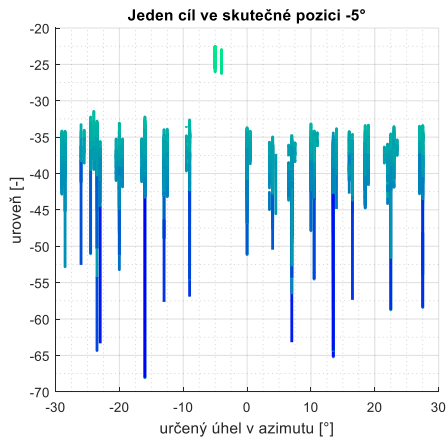


**Obrázek 84 - Nastavování souřadnic cíle pro ověření určení azimutu cíle**

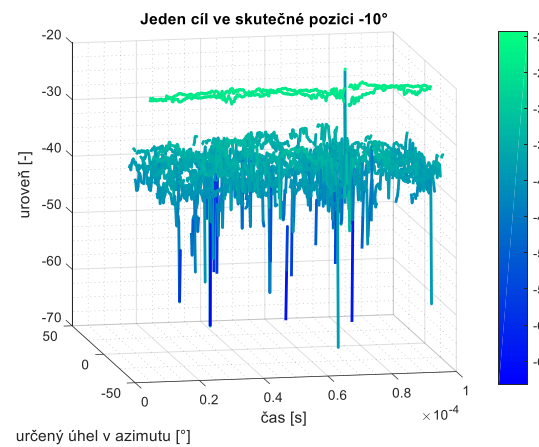
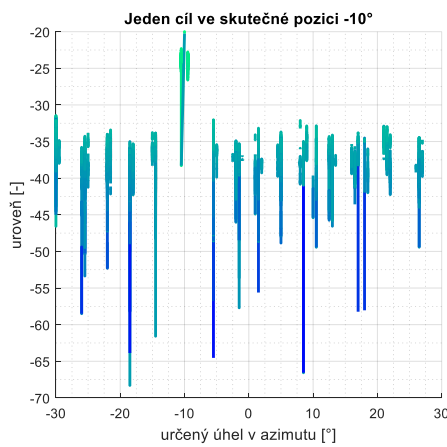
Vzdálenost  $X = 54$  m byla zvolena fixně s ohledem na prostorové možnosti umístění měřicího pracoviště. Jednotlivé pozice cíle v ose Y byly voleny tak, aby odpovídaly azimutálním pozicím  $0^\circ$ ,  $5^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $25^\circ$  a  $30^\circ$ . Například pro úhel  $30^\circ$  je vzdálenost cíle na ose Y rovna 31,18 m. V následující části uvádím výsledky těchto měření.



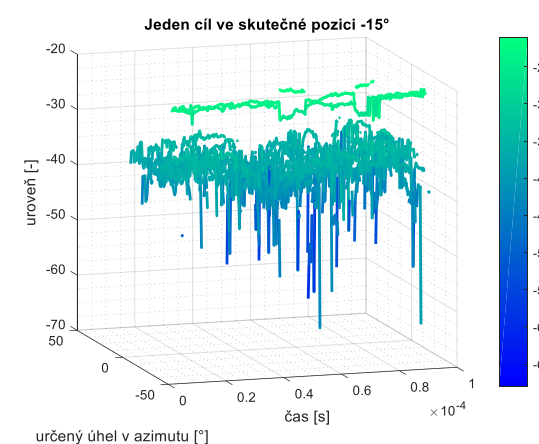
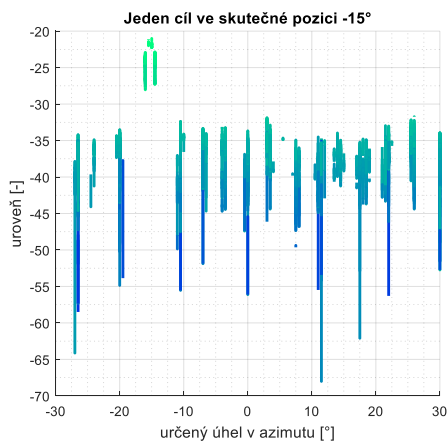
**Obrázek 85 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény**



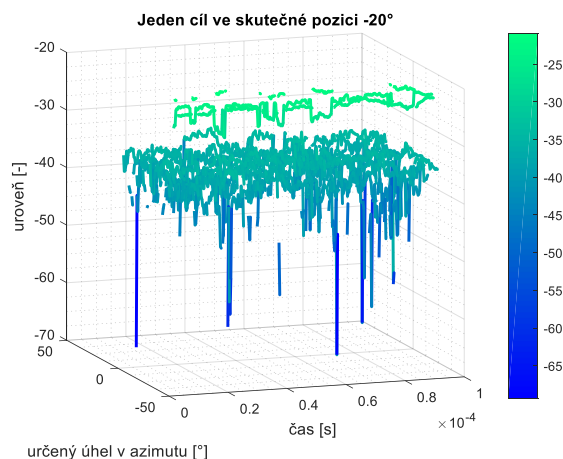
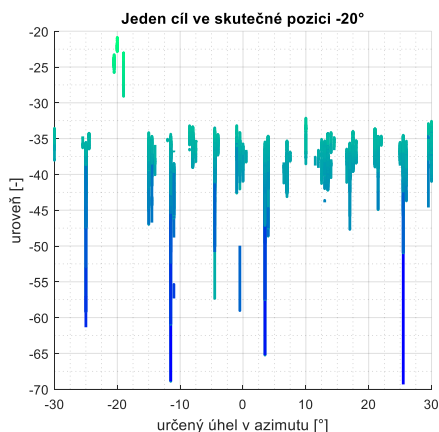
**Obrázek 86 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici -5°**



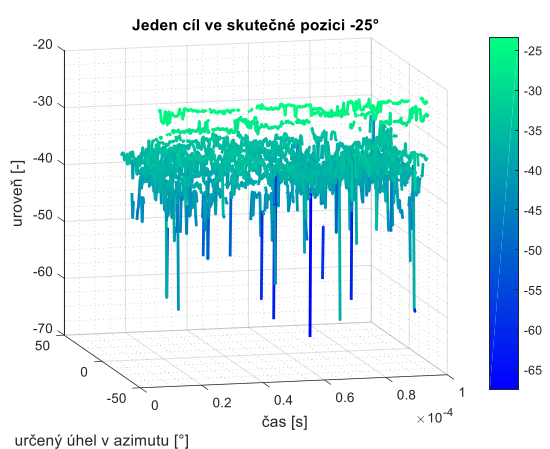
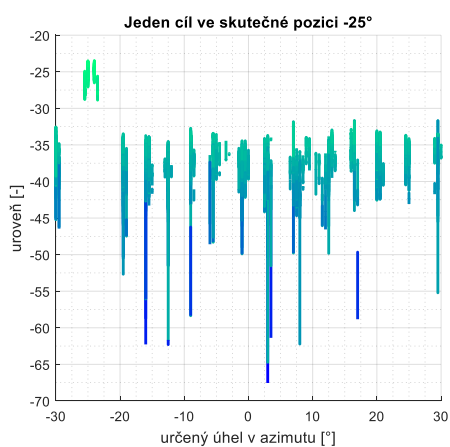
**Obrázek 87 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici -10°**



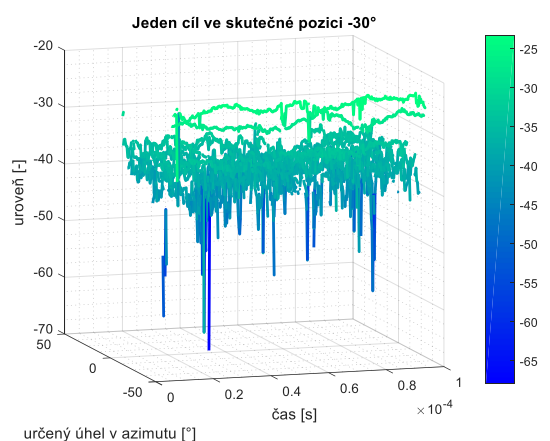
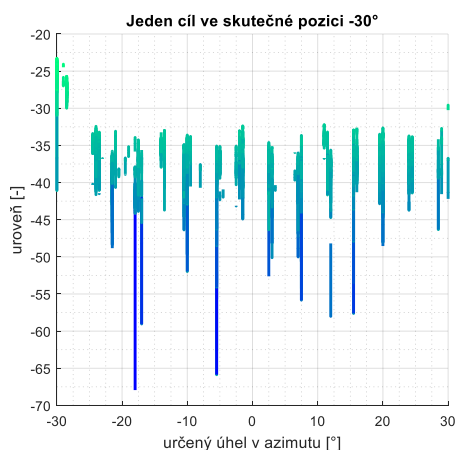
**Obrázek 88 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici -15°**



**Obrázek 89 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici -20°**



**Obrázek 90 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici -25°**



**Obrázek 91 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m ve skutečné pozici -30°**

Už ze všech výše uvedených obrázků je zřejmé, že výsledné určení směru příchodu signálu poměrně přesně odpovídá reálným pozicím. Souhrnně jsou výsledky měření uvedeny v tab. 6. Z obrázků je patrné, že cíl je často určen ve dvou úhlech těsně vedle sebe, tento jev je dán šířkou anténního svazku použitou u řídké antény pro ověřovací měření. Tím, že jsem musel použít

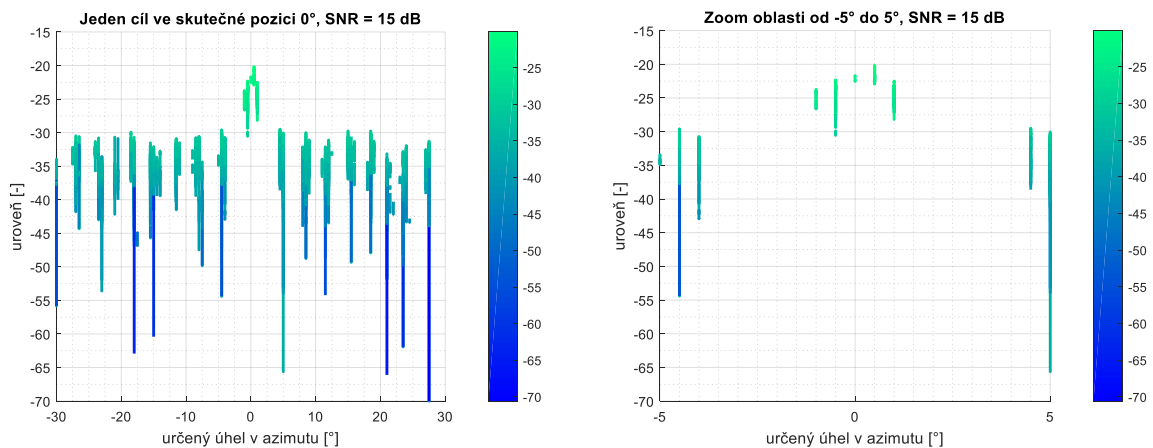
nižší kmitočet a lehce redukovanou celkovou šířku anténního systému, došlo k rozšíření hlavního svazku a tedy z tohoto důvodu dochází k detekci jednoho cíle ve více bodech mřížky prohledávání prostoru. Tento jev bude při finální realizaci potlačen aplikací navržené vhodné řídké anténní řady s patřičnými celkovými rozměry. Dále je z výsledků v tab. 6 patrné, že vyhodnocené pozice cíle se od skutečných pozic nepatrně liší, což je způsobeno komplikovaností přesného nastavení poloh jednotlivých anténních prvků a nedokonalým sfázováním jednotlivých signálových rozvodů. Do značné míry je tento jev kompenzován prvotní kalibrací na cíl ve známé poloze.

**Tabulka 6 - Souhrn změřených dat pro určení pozice cíle v azimutu**

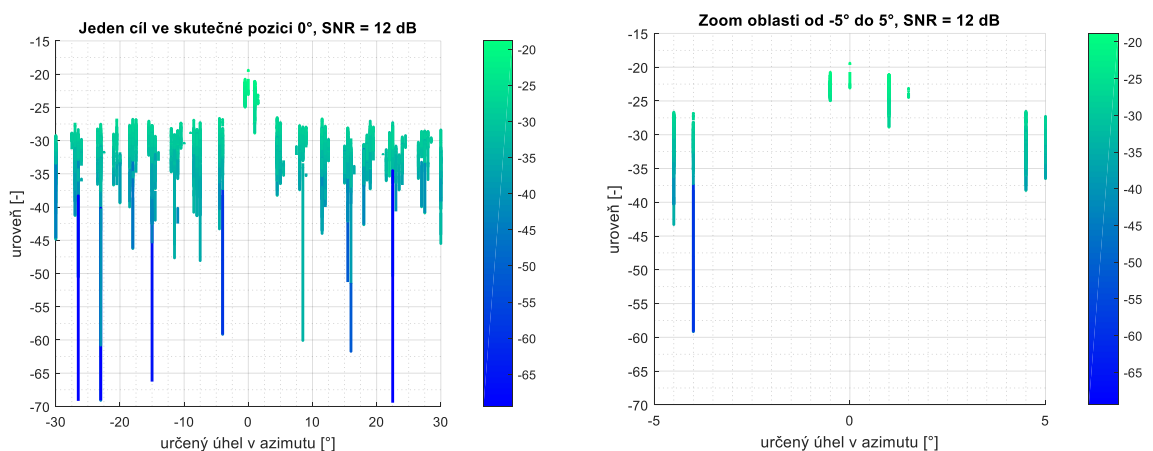
Skutečná pozice cíle	Rozsah určených pozic cíle	Střední hodnota rozdílu určení pozice cíle
0°	0° až -0,5°	+0,25°
-5°	-5° až -4°	+0,5°
-10°	-10° až -9°	+0,5°
-15°	-15,5° až -14,5°	0°
-20°	-20,5° až -19,5°	0°
-25°	-25,5° až -24°	+0,25°
-30°	-30° až -29°	+0,5°

Z tabulky 6 je zřejmé, že maximální chyba určení polohy cíle v azimutální rovině nepřesahuje hodnotu 0,5°. Což je velice pozitivní výsledek s ohledem na možnosti realizace anténní řady na našem pracovišti.

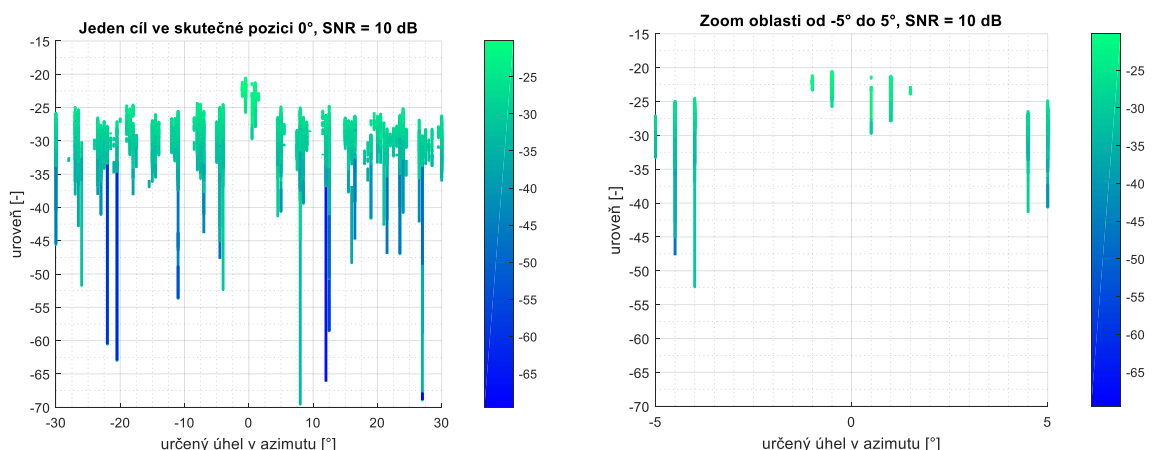
Dále jsem provedl ověření vlivu šumu na přesnost a kvalitu vyhodnocení pozice cíle. Pro toto měření jsem využil pozici cíle v ose antény ve vzdálenosti 54 m. Prvotní měření odpovídá výsledkům prezentovaným na obrázku 85. V tomto případě byl odstup signálu od šumu na jednotlivých přijímačích 18 dB. Následně jsem snižoval hodnotu úrovně vysílaného signálu, čímž docházelo ke snižování odstupu signálu od šumu. Na následujících obrázcích jsou prezentovány výsledky pro odstupy signálu od šumu 15 dB, 12 dB a 10 dB – viz ob. 92 až 94.



**Obrázek 92 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény při SNR = 15 dB**



**Obrázek 93 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény při SNR = 12 dB**

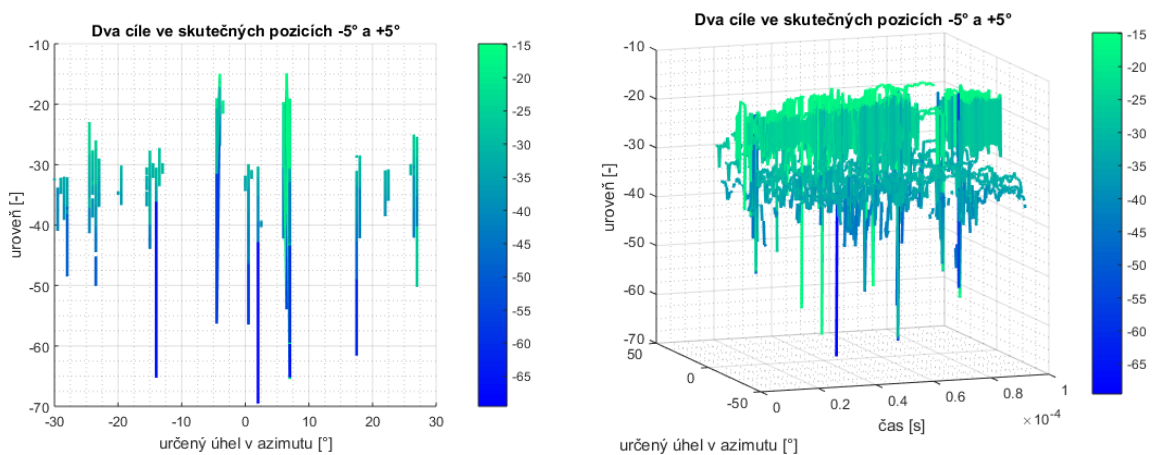


**Obrázek 94 - Detekce jednoho cíle ve vzdálenosti 54m v ose antény při SNR = 10 dB**

Z výše uvedených výsledků je patrné, že vlivem šumu dochází k rozproštění detekce jednoho cíle do více souřadnic v azimutální rovině. Při odstupu signálu od šumu 12 dB je pozice cíle detekována v rozsahu úhlů od  $-0,5^\circ$  do  $+1,5^\circ$ , přičemž odstup ostatních (falešných) detekcí cílů

je méně než 4 dB. To je tedy asi mezní případ správné detekce pozice cíle a při nižších hodnotách SNR již nelze pozici cíle jednoznačně určit.

Dále jsem provedl ověření rozlišovací schopnosti antény včetně použitého algoritmu. Pro generování signálů jednotlivých cílů byly použity dva signálové generátory SMB100A od firmy Rohde&Schwarz, které byly připojeny ke dvěma vysílacím anténám. Tyto antény byly umístěny ve vzdálenosti 30 m od řídké přijímací anténní řady a byly symetricky vychylovány od její osy. Účelem tohoto měření bylo zjistit, v jakém minimálním azimutálním rozestupu jsou cíle od sebe ještě rozeznatelné. Nejprve jsem umístil dva cíle na pozice v azimutální rovině  $+5^\circ$  a  $-5^\circ$ . Výsledky určení azimutu těchto cílů jsou na obrázku 95.

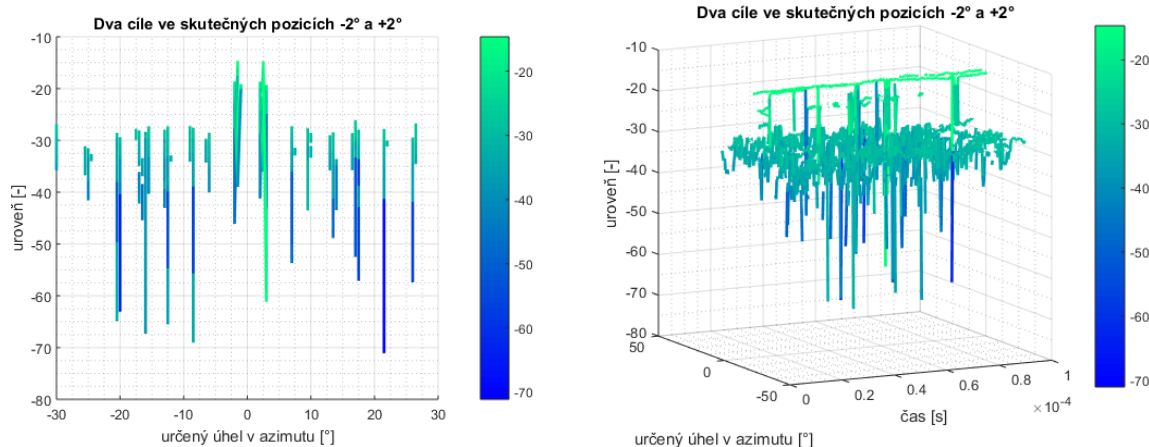


**Obrázek 95 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích  $-5^\circ$  a  $5^\circ$**

Z výsledků je patrné, že cíle jsou dobře rozlišitelné, ale také lze pozorovat chyby v určení směru příchodu signálů, neboť polohy jsou detekovány na hodnotách  $-4,5^\circ$  a  $+6^\circ$ . Předpokládám, že tyto drobné posuvy byly způsobeny nedokonalou korekcí fázových délek jednotlivých propojovacích vodičů.

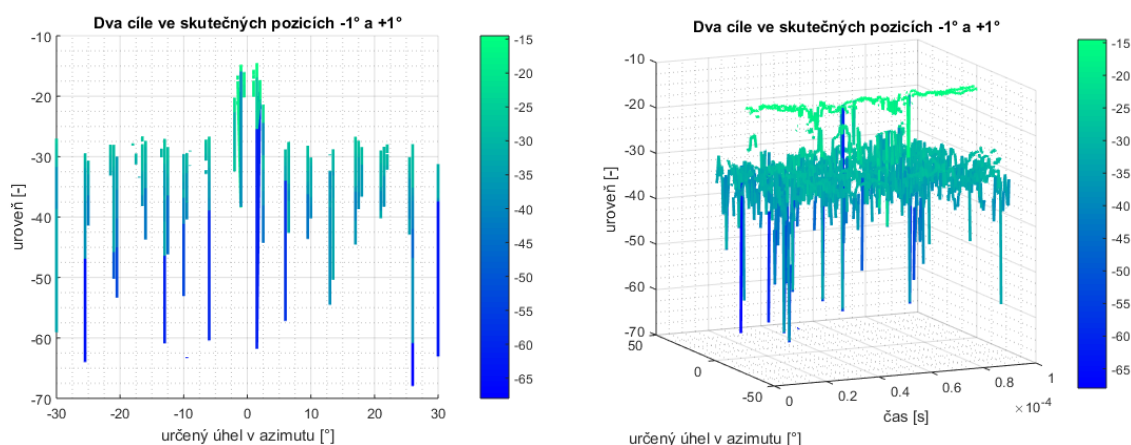
V následující fázi jsem cíle přibližoval blíže k sobě. Obrázek 96 zachycuje dva cíle v azimutálních souřadnicích  $-2^\circ$  a  $+2^\circ$ .





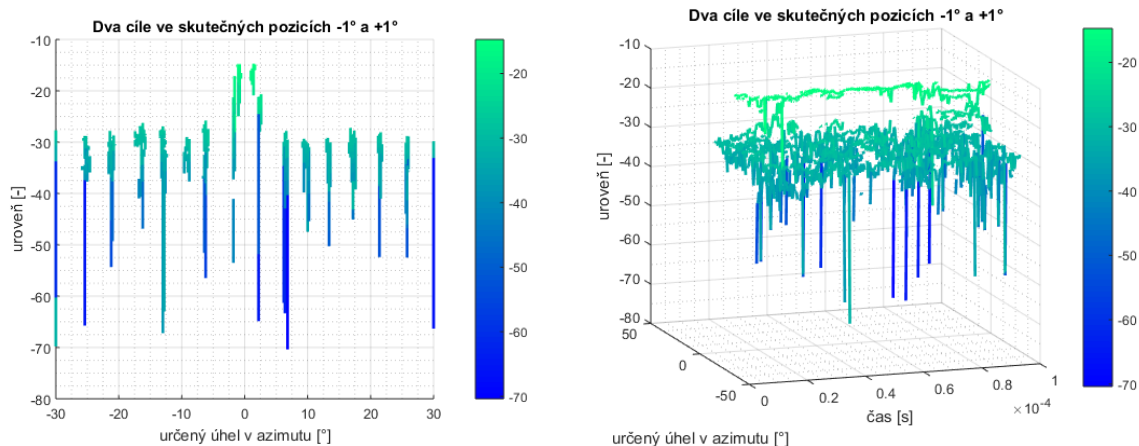
**Obrázek 96 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích  $-2^\circ$  a  $+2^\circ$**

Z výsledků je zřejmé, že stále jsou tyto dva cíle velice dobře rozpoznatelné, proto jsem přistoupil k ještě většímu přiblížení cílů až na pozice  $-1^\circ$  a  $+1^\circ$ . Výsledky jsou prezentovány v grafech na obrázku 97.



**Obrázek 97 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích  $-1^\circ$  a  $+1^\circ$  při kroku mřížky prohledávání prostoru  $0,5^\circ$ .**

V tomto případě již nejsou cíle dobře rozlišitelné a považuji to za mezní případ detekce dvou stejných blízkých cílů. Určitého zlepšení je možné dosáhnout při použití hustší mřížky prohledávaného prostoru. Na obrázku 98 jsou prezentovány výsledky určení směru příchodu dvou signálů z předchozího měření, ale byl použit menší krok mřížky, konkrétně  $0,2^\circ$ .



**Obrázek 98 - Detekce dvou cílů na skutečných pozicích  $-1^\circ$  a  $+1^\circ$  při kroku mřížky prohledávání prostoru  $0,2^\circ$ .**

Je patrné, že při použití drobnějšího kroku mřížky prohledávaného prostoru došlo k částečnému zlepšení rozlišení, ale stejně se dá říct, že se jedná o limitní rozlišovací schopnost řídkého anténního systému využitého pro tato ověřovací měření.

Závěrem této kapitoly se dá shrnout, že prezentované výsledky potvrdily očekávané dobré rozlišovací schopnosti řídké antény s využitím citovaného algoritmu MFOCUS. Vzhledem k použití nižšího kmitočtu a redukováného počtu prvků anténní řady, lze výsledky považovat za velice povzbudivé pro plánovanou realizaci navrhované řídké anténní řady využívající pro detekci cílů odpovědi odpovídačů na nosném kmitočtu 1090 MHz. Při standardní řadě o celkové šířce anténního systému  $10\lambda$  s 21 anténními prvky s váhování amplitud na jednotlivých prvcích anténního pole Taylorovými koeficienty pro potlačení postranních laloků alespoň na hodnotu 20dB, bychom dosáhli výslednou šířku anténního svazku (se zahrnutím diagramu klasické patch antény) kolem hodnoty  $4^\circ$ . Při standardních metodách vychylování anténního svazku je rozlišovací schopnost takového anténního systému přibližně 1,5 x šířka anténního svazku, tedy v našem případě by byla rozlišovací schopnost přibližně  $6^\circ$ . Na základě výše uvedených výsledků ověřovacích měření lze ovšem říct, že pokud aplikujeme zmíněný algoritmus, jsme s tímto anténním polem, které obsahuje pouze 8 aktivních prvků schopni dosáhnout rozlišovací schopnosti asi  $2^\circ$  - tedy až 3x lepší než v případě klasických metod. Detekce i rozlišení cílů jsou však v důsledku šumu a zejména clutteru náhodné procesy, což jsem ani v simulacích ani v experimentech nezohlednil, takže v praxi lze očekávat, že skutečně dosahované parametry budou asi o něco horší. Nicméně se domnívám, že uskutečněný experiment prokázal realizovatelnost navrhovaného algoritmu a jeho použitelnost v aplikacích pro řídké anténní systémy.

## 6 ZÁVĚR

Ve své disertační práci jsem se zaměřil na řešení některých problémů souvisejících s vývojem moderních radionavigačních systémů pro řízení letového provozu. V práci jsem se soustředil především na možnosti snížení počtu prvků anténních řad a na metody signálového zpracování umožňující dosažení obdobných parametrů přesnosti určení směru příchodu signálu a rozlišovací schopnosti jako u systémů s plným počtem anténních prvků.

V klasickém konceptu plně aktivní anténní řady, tak jak je popisována v úvodu kapitoly 3, je nutné mít stejný počet bloků přijímače jako je počet anténních prvků. Přičemž každý blok přijímače v závislosti na typu přijímače obsahuje významný počet mikrovlnných komponent, jakými jsou například: nízkošumový zesilovač, filtry, analogově digitální převodníky, případně směšování na nižší frekvenci pro další zpracování. Všechny tyto komponenty jsou v závislosti na použitých frekvencích nákladné, z tohoto důvodu významná redukce počtu anténních prvků výrazně sníží celkové náklady na výrobu radarového systému. Z tohoto důvodu je problematika řešená v mé disertační práci velice aktuální.

Kapitola 2 shrnuje současné radionavigační systémy a detailně popisuje signály, které ve své práci využívám pro detekci azimutální pozice cílů. Těmito signály jsou odpovědi palubních odpovídačů v různých módech. V simulacích se zaměřuji především na v současnosti nejpoužívanější mód odpovědí S. Důvodem k využití tohoto typu signálu bylo, že odpovídačem v módu A, C nebo S musí být v současnosti vybaveno každé civilní letadlo, které může létat ve výšce větší, než 4 600 m nad terénem, ale dnes jsou těmito odpovídači vybavována i další letadla, nebo i jiné vzdušné objekty, dokonce i některá pozemní vozidla.

Kapitola 3 nejprve stručně shrnuje standardní metody syntézy anténních řad včetně postupu pro vychylování anténního svazku tvořeného plným anténním polem. Na příkladu lineární anténní řady s 64 prvky ukazují klasické metody spektrální analýzy pro určení směru příchodu signálu, jakou je Bartlettův algoritmus a ukazují zde, že rozlišovací schopnost je dána především 3 dB šířkou hlavního svazku a tato šířka je dána počtem anténních prvků a celkovým rozměrem anténní řady. Hlavním cílem mé disertační práce je ovšem návrh řídké anténní řady, která využívá výrazně redukováný počet anténních prvků a využívá moderní metody signálového zpracování za účelem dosažení obdobných rozlišovacích schopností jako při využití plného anténního pole a standardních metod signálového zpracování. Ve stejné kapitole popisují metodu fázové interferometrie a princip určení směru příchodu signálu na tento interferometrický systém. Velmi významná je poslední část této kapitoly, která se velmi

detailně věnuje popisu metody kompresního snímání, která využívá řídkou anténní řadu o stejné celkové délce jako v případě plného anténního pole k dosažení obdobných přesností a rozlišovacích schopností. Věnuji se zde podrobně implementaci tohoto algoritmu na více časových vzorků signálu s cílem co nejvíce potlačit rušení především clutterem, tvořeným odpověďmi odpovídačů mimo zájmovou oblast. Podrobnější statistický popis četnosti dekódování odpovědí v módu S je uveden v příloze A.

Nejpodstatnější část mé disertační práce je obsažena v kapitole 4. První část této kapitoly je tvořena návrhem a optimalizací řídké anténní řady pro fázový interferometr, přičemž z realizačních důvodů musí mít nejkratší báze délku  $2\lambda$ . Při této délce je obtížnější jednoznačné určení směru příchodu signálu. Z důvodů, uvedených podrobněji v kap. 4 jsem navrhl algoritmus, který tuto nejednoznačnost potlačuje. V návaznosti na požadavky tohoto algoritmu jsem provedl optimalizaci rozložení jednotlivých prvků uvažovaného anténního systému. Výsledky ověření s využitím softwaru Matlab jsou zde prezentovány a dokazují dosažení dostatečné přesnosti určení směru příchodu signálu pro účely zamýšleného využití anténní řady pro účely podpory přesného přiblížení letadel.

Druhá část této kapitoly se věnuje implementaci metody kompresního snímání do prostředí programu Matlab. Prezentuji zde aplikaci tohoto algoritmu na modely signálů ve tvaru odpovědí palubních odpovídačů v módu S. Software, který jsem navrhl, umožňuje simulaci odpovědí v módech A, C a S, ovšem zahrnutí všech výsledků by vedlo ke snížení přehlednosti celé práce, proto jsem se zaměřil při prezentaci výsledků v této práci pouze na nejpoužívanější mód S. Výsledky simulací ukazují, že s popsáním algoritmem lze dosáhnout velice přesného určení směru příchodu signálu i za přítomnosti vysoké úrovně šumu a clutteru, způsobeného odpověďmi jiných odpovídačů. Je patrné, že navrhovaná metoda umožňuje výrazné potlačení šumu a clutteru za předpokladu využití velkého počtu vzorků signálu v časové oblasti. V neposlední řadě jsem se zde věnoval problematice optimalizace rozložení prvků řídké anténní řady s cílem dosažení co nejlepší rozlišovací schopnosti a potlačení falešné detekce cíle. Je zde ukázáno, jak s rostoucím počtem vzorků signálu, vstupujících do algoritmu, se zvyšuje odolnost této metody proti šumu a clutteru.

Pátá kapitola ukazuje realizaci fázového interferometrického systému s prodlouženou první bází firmou T-CZ, se kterou na svém výzkumu spolupracuji. Dále tato kapitola obsahuje výsledky testování metody kompresního snímání při ověřovacích měřeních s demonstrátorem řídké antény. Výsledky měření ukazují, že uvažovaná metoda je schopna dosáhnout dobrých

parametrů při detekci cílů i při rozlišení blízkých cílů. Při experimentech jsem narazil na několik omezení daných přístrojovým a materiálovým vybavením fakultního pracoviště. Vlastní metoda vyžaduje velice přesnou soufázovost jednotlivých signálových rozvodů mezi anténními prvky a blokem přijímače, čehož bylo v testovacím procesu velice obtížné dosáhnout. Proto bylo nutné nejprve nakalibrovat celý proces signálového zpracování na cíl nacházející se v přesné pozici. Kalibrace spočívala v digitálním dorovnání fází signálu na jednotlivých 8 přijímačích. Obdobnou kalibraci bude nutné provádět i v reálném nasazení tohoto systému. Výsledky ověřovacích měření jsou graficky prezentovány. Je patrná relativně velice dobrá shoda určených směrů příchodu signálu se skutečnými pozicemi cílů, též byla ověřena rozlišovací schopnost systému na dva blízké cíle. S ohledem na úpravy v parametrech řídkého anténního systému pro ověřovací měření a řídké antény simulované v kapitole 4, se dá shrnout, že systém disponuje obdobnou rozlišovací schopností. Na základě prezentovaných výsledků se dá říct, že systém umožňuje dosažení obdobných parametrů určení směru příchodu signálu jako plné anténní pole.

Pochopitelně jsem v rámci řešení této disertační práce narazil na několik aspektů, které je možné dále rozvíjet. Jedná se především o oblast optimalizace časové a výpočetní náročnosti uváděných algoritmů určení směru příchodu signálu například s využitím paralelizace procesů. Též shledávám další potenciál ve zlepšování optimalizace rozložení prvků řídkých anténních řad s využitím pokročilých optimalizačních algoritmů jakým je například genetický algoritmus s tím, že by tento algoritmus umožňoval nejen nastavení pozic jednotlivých prvků, ale též vhodné váhování amplitud a fází signálu na jednotlivých prvcích anténní řady. Dále bych v rámci dalšího vývoje rozšířil algoritmus kompresního snímání z řídké anténní řady na řídké anténní pole tak, aby umožňoval detekci cíle jak v azimutu, tak v elevaci současně.

Závěrem se dá shrnout, že byly naplněny všechny stanovené cíle mé disertační práce.

## 7 POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Řízení letového provozu České republiky: *Historie* [online]. Praha [cit. 2018-08-16]. Dostupné z: <http://www.rlp.cz/spolecnost/profil/Stranky/historie.aspx>
- [2] Špás V. a Bezoušek P., *Historie radiolokační techniky v Československu*. I. Pardubice: Univerzita Pardubice, 2014. ISBN 9788073956936.
- [3] *Aeronautical telecommunications: Annex 10, Volume I*. International civil aviation organization, 2006.
- [4] *Aeronautical telecommunications: Annex 10, Volume IV*. International civil aviation organization, 2006.
- [5] Bezoušek P. a Šedivý P., *Radarová technika*. Praha: ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03036-3.
- [6] *Moderní letecká navigace: Přehledové systémy/ADS-B* [online]. Česká republika [cit. 2018-04-20]. Dostupné z: <http://www.airnav.eu/index.php?stranka=adsb>
- [7] *Single European Sky ATM Research Joint Undertaking: High Performing Aviation for Europe* [online]. c2018 [cit. 2018-04-18]. Dostupné z: <http://www.sesarju.eu/>
- [8] *Federal Aviation Administration: Modernization of U.S. Airspace/NextGen* [online]. United States, 2018 [cit. 2018-04-20]. Dostupné z: <https://www.faa.gov/nextgen/>
- [9] Bezoušek P., Zálabský T., *Systém pro podporu přiblížení k přistání: Studie možností využití signálu odpovídačů SSR*. FEI, Česká republika, 2017.
- [10] Eurocontrol, *European mode S station specifications*, SUR/MODES/EMS/SPE-01, 3.11.2005
- [11] Bezoušek P., Pola M., Analysis of Short – Base Multistatic Systems Receiving Aircraft Transponders Signals, In *27th Int. Conf. Radiotechnika, 2017 pp.*
- [12] Balanis C., A., *Antenna Theory: Analysis and Design*. IV. John Wiley & Sons, 2016. ISBN 9781118642061.
- [13] Balanis C., A., ed. *Modern antenna handbook*. Spojené státy americké: John Wiley, 2008. ISBN 978-0-470-03634-1.
- [14] Richards M., A., Scheer J., A., Holm W.A.: *Principles of Modern Radar, Basic Principles*, Scitech Publishing, Edison, NJ, 2010, ISBN: 978-1-891121-52-4
- [15] Stutzman W., L. a Thiele G.A., *Antenna Theory and Design*. III. John Wiley, 2012. ISBN 9780470576649.
- [16] Milligan T. A., *MODERN ANTENNA DESIGN*. II. John Wiley, 2005. ISBN 04-714-5776-0.

- [17] Mathworks: taylorwin [online]. [cit. 2018-5-7]. Dostupné na: <http://www.mathworks.com/help/signal/ref/taylorwin.html>>.
- [18] Mailloux R. J., *Phased array antenna handbook*. 2nd ed. Boston: Artech House, 2000. ISBN 15-805-3689-1.
- [19] Richards M., A., Scheer J., A., Holm W.A., *Principles of Modern Radar, Advanced Techniques*, Scitech Publishing, Edison, NJ, 2013, ISBN: 978-1-891121-53-1
- [20] Van Trees H. L., *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. I. John Wiley, 2002. ISBN 9780471093909.
- [21] Zhizhang Ch., Gopal G. a Yiqiang Y., *Introduction to Direction of Arrival Estimation*. I. Artech House, 2010. ISBN 978-1-59693-089-6.
- [22] Zálabský T., Bezoušek P., *Interfrometrický systém pro pasivní SSR lokátor*, Výzkumná zpráva FEI UP, Pardubice, 2016
- [23] Van Tent Beking M. *Sparse Array Antenna Signal Reconstruction using Compressive Sensing for Direction of Arrival Estimation*. Twente, 0016n. I. Magisterská práce. University of Twente.
- [24] Gurbuz A. C., McClellan J. H. a Cevher V., *A Compressive beamforming method*, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008., pp. 2617-2620, 2008.
- [25] De Jong E. a Pribic R., *Sparse signal processing on estimation grid with constant information distance applied in radar*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2014.
- [26] Pribic R. a Kyriakides I., *Design of sparse-signal processing in radar systems*, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), pp. 5008 - 5011, 2014.
- [27] Ender J. H., *On Compressive sensing applied to radar*, Elsevier Signal Processing, Volume 90, issue 5, pp. 1402-1414, 2010.
- [28] Wang Y., Leus G. a Pandharipande A., *Direction Estimation Using Compressive Sampling Array Processing*, Statistical Signal Processing, 2009., pp. 626-629, 2009.
- [29] Han Y. a Wang J., *Adaptive Beamforming Based on Compressed Sensing with Smoothed  $l_0$  Norm*, International Journal of Antennas and Propagation, 2015.
- [30] Donoho D., *Compressed Sensing*, IEEE Transactions on Information Theory, nr. vol 52, no. 4, pp. 1289-1306, 2006.
- [31] Baraniuk R. G., *Compressive Sensing*, IEEE Signal Processing Magazine, pp. 118-124, Jul. 2007.
- [32] Candes E. a Waking M., *An Introduction To Compressive Sampling*, IEE Signal Processing Magazine, pp. 21-30, 2008.
- [33] Candes E. a Tao T., *Decoding by linear programming*, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 51, pp. 4203-4215, 2005.

- [34] Rice University, *Compressive Sensing Resources*, Rice University, [Online]. Dostupné z: <http://dsp.rice.edu/cs>. [citováno 8 2018].
- [35] Cotter S. F., Rao B. D., Engan K. a Kreutz-Delgado K., *Sparse Solutions to Linear Inverse Problems With Multiple Measurement Vectors*, IEEE Transactions on signal processing, vol. 53, pp. 2477-2488, 2005.
- [36] Han X., Zhang H. a Li G., *Fast Algorithms for Sparse Recovery with Perturbed Dictionary*, arXiv, 2012.
- [37] Ye J. C., Tak S., Han Y. a Park H. W., *Projection reconstruction MR Imaging using FOCUSS*, Magnetic Resonance in Medicine, nr. 57, pp. 764-775, 2007.
- [38] Gorodnitsky I. F. a Rao B. D., *Sparse Signal Reconstruction from Limited Data Using FOCUSS: A Re-weighted Minimum Norm Algorithm*, IEEE Transactions On Signal Processing, vol. 45, pp. 600-616, 1997.
- [39] Zhang Z., „Codes,” University of California DSP LAB, [Online]. Dostupné z: <http://dsp.ucsd.edu/~zhilin/Software.html>. [Citováno 08 2018].
- [40] Rao B. D., Engan K., Cotter S. F., Palmer J. a Kreutz-Delgado K., *Subset Selection in Noise Based on Diversity Measure Minimization*, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 51, pp. 760-770, 2003.
- [41] Zdunek R. a Cichocki A., *Improved M-FOCUSS algorithm with overlapping blocks for locally smooth sparse signals*, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 56, pp. 4752-4761, 2008.
- [42] Van Doan S., Vesely J., Janu P., Hubacek P. a Tran X. L., *Optimized Algorithm for Solving Phase Interferometer Ambiguity*, 2016 17th International Radar Symposium (IRS), Kraków, 2016, ISBN: 978-1-5090-2518-3
- [43] Hamish, M., *Modern Radar Systems*. II. Artech House, 2008. ISBN 9781596932432.
- [44] Zálabský T., *Horizontální rozvod signálu pro fázovanou anténní soustavu sekundárního radiolokátoru*. Pardubice, 2012. Diplomová práce. Univerzita Pardubice.
- [45] Yang K., *The Extremum of the Frobenius Norm of Matrix*. 2011 Fourth International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization, 2011.

## 8 PŘÍLOHY

Příloha A – *Pravděpodobnost detekce odpovědi vybraného odpovídače v módu S* .....118



## Příloha A: Pravděpodobnost detekce odpovědi vybraného odpovídače v módu S

Tato příloha je citací části výzkumné zprávy [9]. Jelikož se ve své dizertační práci zabývám také návrhem antény pro systém, využívající signály odpovídačů SSR pro určení polohy letadel, uvádím zde odhad pravděpodobnosti, že za dobu, předepsanou pro obnovení informace  $T_{ob}$ , bude možno správně vyhodnotit alespoň jednu z odpovědí vybraného odpovídače. Vyhodnocením se zde rozumí dekodování zprávy a změření zpoždění a fáze přijatého signálu. Cílem je tedy určit závislost pravděpodobnost  $p(R_0)$ , že v průběhu definované doby bude alespoň jedna odpověď od vybraného odpovídače, nacházejícího se ve vzdálenosti  $R_0$  od dotazovače [9] zachycena se zanedbatelným rušením.

V této části budu uvažovat pouze odpovídače, pracující v módu S a dále, že vyhodnocované odpovědi budou pouze v krátkých formátech DF 04 a DF 05 dle normy ICAO [4]. V této kapitole v návaznosti na další části této práce provádím výpočty pravděpodobnosti detekce cíle pro azimutální sektor  $30^\circ$ . Souhrn všech základních výchozích parametrů odpovídačů a dotazovače, ze kterých vycházejí další úvahy a výpočty vychází z norem [4] a [10] a je uveden v následující tabulce 7.

**Tabulka 7 - Použité parametry odpovídačů a dotazovače**

Maximální počet odpovídačů v prostoru do vzdálenosti 480 km	$N_{00} = 900$ ks
Maximální počet odpovídačů v sektoru $45^\circ$	$N_{45} = 225$
Minimální počet odpovědí, generovaných jedním odpovídačem $f_{odpmin}$	$\geq 50$ odpovědí /s
Maximální počet odpovědí, generovaných jedním odpovídačem $f_{odpmax}$	250 odpovědí/s
Délka krátké odpovědi $T_K$ v módu S	$8+56 = 64$ $\mu$ s
Délka dlouhé odpovědi $T_D$ v módu S	$8+112 = 120$ $\mu$ s
Počet dotazů na vybraný odpovídač	100 dotazů/s
Počet odpovědí vybraného odpovídače na dotazy systému $N_{min}$	50 odpovědí/s
Azimutální sektor/3dB u vysílače i přijímače dotazovače	$30^\circ$

Obecně se dá říci, že přijímané zprávy jsou rušeny šumem a odpověďmi nebo zprávami ostatních odpovídačů SSR. Je zřejmé, že rušící odpovědi nejsou koherentní ani s vyhodnocovanou odpovědí, ani mezi sebou, a proto můžeme předpokládat, že střední výkon jejich součtu se rovná součtu jejich výkonů v daném okamžiku a místě příjmu. Do jisté míry lze tedy toto rušení srovnávat s rušením šumem. Pokud budeme předpokládat obvyklou

minimální detekční citlivosti přijímače  $MDL = -85$  dBm (Minimum Detection Level) můžeme dle vztahu PA.1 určit požadovaný minimální odstup signálu od šumu  $S/N$ .

$$S/N = \frac{MDL}{kT_s B \frac{\sum L}{\sum G}} \quad (PA.1)$$

Kde:  $T_s$  je šumová teplota systému [K]  
 $k$  je Boltzmannova konstanta [J/K]  
 $B$  je šířka pásma přijímače [Hz]  
 $\sum L$  je součet systémových ztrát [-]  
 $\sum G$  je součet systémových zisků [-]

Pokud budeme uvažovat pouze standardní způsob zpracování přijímaného signálu odpovídačů, tedy bez použití integrace nebo korelačních metod, pak můžeme poměr ztrát a zisků považovat za jednotkový:  $\sum L / \sum G = 1$ . Při odhadu šumového čísla přijímače  $F = 5$  dB lze odhadovat celkovou šumovou teplotu systému na  $T_s = 1000$  K a maximální šířku pásma zpracovávaných signálů  $B = 6$  MHz (vychází z maximálních tolerancí kmitočtů pro módy A/C). Aplikujeme-li tyto hodnoty do vztahu PA.1 dostaneme následující velikost odstupu signálu od šumu na přijímači:

$$\begin{aligned} S/N [dB] &= MDL [dBm] - 10 \log(kT_s B) [dBm] = \\ &= -85 \text{ dBm} + 100,82 \text{ dBm} = 15,82 \text{ dB} \end{aligned} \quad (PA.2)$$

Lze tedy očekávat, že i v případě rušení odpověďmi jiných odpovídačů by neměl ani součet výkonů rušících odpovědí a šumu přesáhnout úroveň  $-15,8$  dB oproti výkonu  $P_0(R_0)$  vyhodnocovaného signálu odpovídače, ve vzdálenosti  $R_0$ :

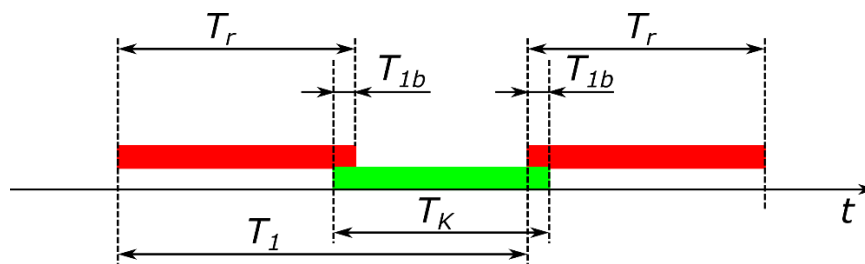
$$P_r \equiv \sum_{k=1}^K P_k \leq P_0(R_0) \cdot 10^{-0,1 S/N} = 0,0263 \cdot P_0(R_0) \equiv P_{rmax} \quad (PA.3)$$

Kde:  $K$  je celkový počet rušivých zpráv, které překrývají vyhodnocovanou zprávu  
 $P_k$  je výkon  $k$ -tého odpovídače, rušícího vyhodnocovanou zprávu

Naším cílem teď bude vypočítat pravděpodobnost  $p_1(R_0)$ , že odpověď vybraného odpovídače, nacházejícího se ve vzdálenosti  $R_0$  bude možno detekovat a vyhodnotit. Odtud pak vyjádříme pravděpodobnost  $p(R_0)$ , že za dobu, předepsanou pro obnovení informace bude alespoň jedna

z odpovědi vybraného odpovídače detekována a vyhodnocena. Požadovaná doba obnovení informace  $T_{ob}$  závisí na konkrétní funkci, kterou dané zařízení v systému zabezpečení a řízení letového provozu zastává. Pro konkrétnost zde budeme uvažovat hodnotu  $T_{ob} = 1$  s, která je stanovena například pro přesný přistávací radar PAR.

Vypočítáme nejprve délku  $T_1$  intervalu, v němž musí přijít počátek rušící odpovědi, aby zasáhl alespoň část vyhodnocované odpovědi délky  $T_{1b} = 1 \mu s$ . Ta je rovna délce rušící odpovědi  $T_r$  plus délce vyhodnocované odpovědi mínus dva bity (obr. 85)



Obrázek 99 - Odvození délky intervalu, v němž může přijít začátek rušící zprávy.

Délky těchto intervalů jsou rovny součtu délky rušící odpovědi a délky zasahovaného intervalu minus délka dvou bitů  $2 \cdot T_b$ . Rušící odpovědi však mohou mít délku jak  $T_K$ , tak  $T_D$ . Abychom věci trochu zjednodušili, řekněme, že střední délka rušící odpovědi je rovna průměru  $T_K$  a  $T_D$  – vztah PA.4.

$$T_1 \cong T_K + \frac{T_K + T_D}{2} = 156 \mu s; \quad T_r \cong T_{1b} + \frac{T_K + T_D}{2} = 93 \mu s \quad (\text{PA.4})$$

Dále odhadneme střední frekvenci  $f_{odp}$  odpovědí, které mohou být zachyceny přijímačem dotazovače. U jednoho odpovídače leží tato hodnota  $f_{op}$  mezi  $f_{odpmin}$  a  $f_{odpmax}$ . Výpočet opět zjednodušíme na průměr těchto hodnot. Celková hodnota  $f_{odp}$  bude záviset na počtu všech odpovídačů  $N_{celk}$ , jejichž zprávy může přijímač dotazovače zachytit (předpokládáme všechny dotazovače v azimutu  $\pm 90^\circ$  do vzdálenosti 480 km, tedy  $N_{00}/2$ ).

$$f_{op} \cong \frac{f_{odpmin} + f_{odpmax}}{2} = 150 \text{ odpovědí/s};$$

$$N_{celk} = 0,5 N_{00} = 450 \text{ odpovědí};$$

$$f_{odp} = N_{celk} \cdot f_{op} = 150 * 450 = 67500 \text{ odpovědí/s}$$

(PA.5)

Střední počet odpovědí  $N_{s1}$ , které mají počátek v intervalu délky  $T_1$  je pak dán vztahem 2.8

$$N_{s1} = T_1 f_{odp} = 156 \cdot 10^{-6} \cdot 67500 = 10,53 \quad (\text{PA.6})$$

Okamžiky příchodů začátků zpráv jednotlivých odpovídačů jsou nezávislé a mají střední frekvenci  $f_{odp}$  takže pravděpodobnost  $p_P(k)$  počtu  $K$  odpovědí, které současně alespoň částečně překrývají danou vyhodnocovanou odpověď má Poissonovo rozložení dle rovnice PA.7.

$$p_p(K) = \frac{\lambda^K}{K!} \exp(-\lambda) \quad (\text{PA.7})$$

Kde:  $\lambda$  je střední počet odpovědí, které alespoň zčásti překrývají vyhodnocovanou odpověď, což je v našem případě  $N_{s1}$

$K$  je okamžitý počet odpovědí, překrývajících vyhodnocovanou odpověď

Významné hodnoty pravděpodobnosti jsou v okolí střední hodnoty  $K \cong 10$  a to od hodnoty  $K = 2$  až asi do hodnoty  $K = 21$ .

Pravděpodobnost  $p_I(R_0)$ , že konkrétní odpověď přibližujícího se odpovídače není zarušena, lze pak vypočítat pomocí pravděpodobností  $p_K$ , že při překrytí  $K$  cizími odpověďmi, nebude vyhodnocovaná odpověď zarušena (tedy, že celkový rušivý výkon  $P_r$  nepřekročí maximální úroveň  $P_{rmax}$ )

$$p_{p1}(R_0) = \sum_{K=0}^{\infty} p_K(P_r \leq P_{rmax}) \cdot p_P(K) \quad (\text{PA.8})$$

Pro výpočet pravděpodobnosti, že při  $K$  překrývajících odpovědích lze ještě vyhodnocovanou odpověď vyhodnotit je zapotřebí nejprve určit, jaké budou přijaty výkony  $P_k(R_k, \Phi_k, \Theta_k)$  od odpovídačů na určitých pozicích (vzdálenostech  $R_k$ , azimutech  $\Phi_k$ , a elevacích  $\Theta_k$ ). Výpočet přijatého výkonu  $P_k$  provedeme podle vztahu (2.11), kde za  $P_{odp}$  dosadíme horní mez výkonu odpovídačů 21 dBW.

$$P_k = P_{odp} \frac{G_{Pdot}}{L_s} G_{odp} \left( \frac{\lambda_2}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_1} \geq MDL \quad (\text{PA.9})$$

Kde:  $P_k$  je přijatý výkon od k-té překrývající se odpovědi

$G_{Pdot}$  zisk antény dotazovače

$G_{odp}$  zisk antény odpovídače

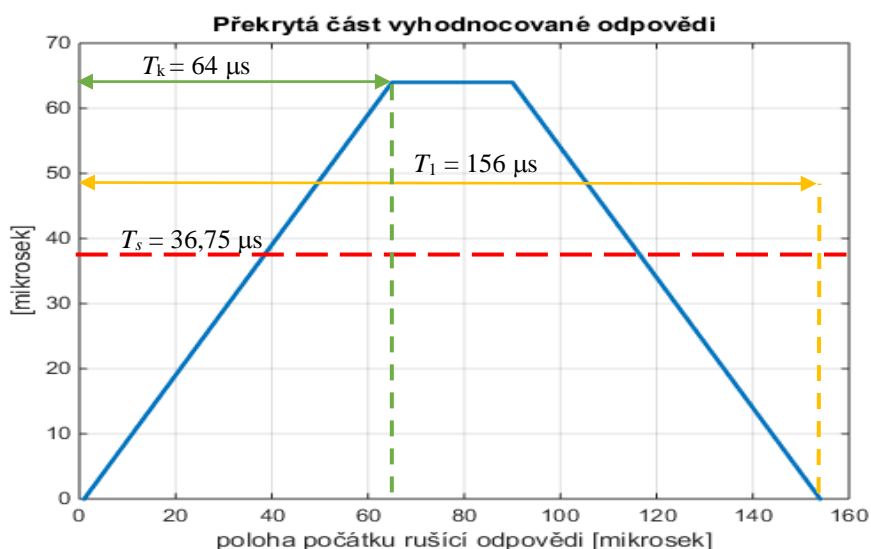
$\lambda_2$  vlnová délka signálu odpovídače (1 090 MHz)

$R$  radiální vzdálenost odpovídače

$L_l$  jednocestný útlum

$L_s$  skenovací ztráty (pokles zisku na okrajích svazku - 3 dB)

Pro výpočet přijímaných výkonů potřebujeme tedy znát především zisk antén odpovídačů, který je díky jejich téměř všesměrové vyzařovací charakteristice nízký a lze počítat s hodnotou  $G_{odp} \cong 1$  dBi. Dalším důležitým parametrem je zisk antény dotazovače, který přijímá vyslané odpovědi. U klasických sekundárních radiolokátorů je tento zisk poměrně velký a může se blížit hodnotám  $G_{Pdot} \cong 27$  dBi. Další velice podstatný vliv na velikost přijímaného signálu má radiální vzdálenost cíle od antény  $R$ . Dále si musíme uvědomit, že rušící odpověď nepokrývá vždy celou délku vyhodnocované odpovědi. Začátky rušících odpovědí budou rovnoměrně pokrývat interval  $T_1$ , takže rozložení pokrytí vyhodnocované odpovědi rušící odpovědí bude mít tvar lichoběžníku, podle obr. 86. Odtud střední hodnota délky překryté části vyhodnocované odpovědi bude:  $T_s \cong 36,75 \mu s$  a za střední výkon rušící odpovědi  $Pr_k$  budeme považovat hodnotu  $T_s/T_1$  krát menší, než hodnotu vypočtenou ze vztahu (PA.9) a to s jednou výjimkou: když přijatý výkon jedné odpovědi už překračuje hodnotu  $Pr_{max}$ , protože takový výkon stačí zarušit detekci vyhodnocované odpovědi i když by to bylo jen v rozsahu jednoho bitu.



Obrázek 100 - Překrytá část vyhodnocované odpovědi

### Výpočet $PK (Pr \leq Pr_{max})$ metodou Monte Carlo

Výpočet pravděpodobností  $p_K(P_r \leq P_{r_{max}})$  je jednoduchý pouze pro  $K = 0$  a 1. Proto jsem k jejímu výpočtu zvolil metodu Monte Carlo. Tato metoda bude uplatněna pro výběr poloh rušících odpovídačů v prostoru  $R \in \langle 0, 480 \text{ km} \rangle$ ,  $\Phi \in \langle -90^\circ, +90^\circ \rangle$  a  $\Theta \in \langle 0^\circ, 90^\circ \rangle$ . Budeme počítat, že rušící odpovídače nejsou na přiblížení, ale že se všechny vzdálené odpovídače ( $R > 100 \text{ km}$ )

pohybují v letových hladinách kolem 10 km. Vzhledem k tomu, že většina systémů sekundárních přehledových radarů je umístěna v prostoru letiště, lze očekávat, že větší část přelétávajících letadel bude na parkovacích drahách v letových hladinách kolem 1 km. Takže naše zjednodušení bude spočívat v tom, že pro rušící odpovídače ve vzdálenostech  $R > 100$  km budeme uvažovat výšku  $h_0 = 10$  km ( $\Theta < 4^\circ$ ), pro bližší odpovídače přeletovou výšku  $h_{\min} = 1$  km.

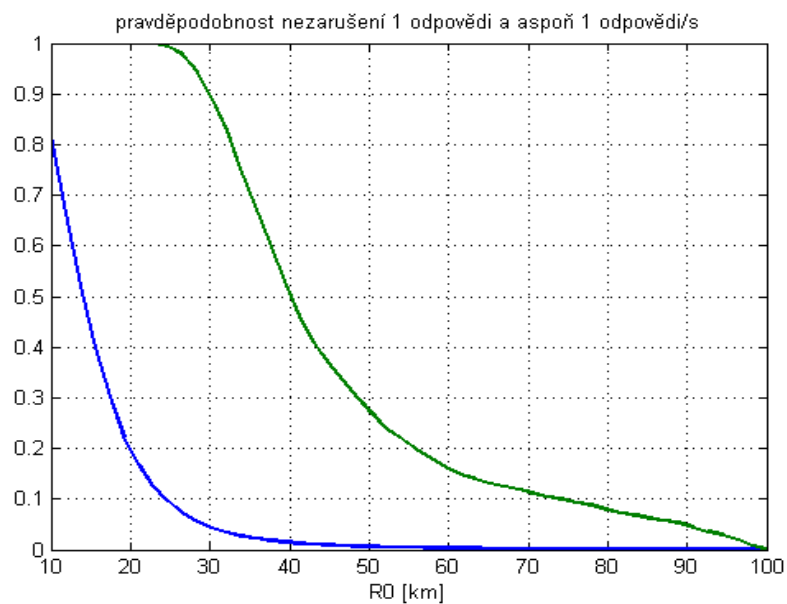
Rozložení rušících odpovídačů v závislosti na azimutu není rovnoměrné, ale podle [10] má mít SSR schopnost obsloužit v sektoru o šířce  $45^\circ$  minimálně 25% z celkového počtu dotazovačů (900 dotazovačů v sektoru  $360^\circ$ ), což činí 225 dotazovačů v sektoru  $45^\circ$ . Pouze jeden takový sektor může být v každém kvadrantu  $90^\circ$ . Budeme tedy předpokládat nejhorší situaci, že hustota dotazovačů ve směru osy systému činí  $225/45 = 5$  dotazovačů na  $1^\circ$  v rozsahu  $\pm 22,5^\circ$ . Mimo tuto oblast zbyde 225 dotazovačů na šířku sektoru  $135^\circ$  to je 1,67 dotazovačů na  $1^\circ$ . V závislosti na vzdálenosti bude hustota odpovídačů úměrná  $R$ , což odpovídá rovnoměrnému rozložení po ploše.

Takže budeme generovat polohy odpovídačů s náhodnou vzdáleností  $R$  s rovnoměrným rozložením v  $R^2$  a s náhodným azimutem  $\Phi$  s hustotou 5 odp./ $1^\circ$  v rozmezí  $\pm 22,5^\circ$  a s hustotou 1,67 odp./ $1^\circ$  ve zbytku sektoru  $\pm 90^\circ$ .

K hodnotě vzdálenosti  $R$  vypočteme výšku letu  $h$ . Z hodnot  $(R, \Phi, h)$  vypočteme příspěvek  $\Delta P_{rk}$   $k$ -tého odpovídače ke střednímu přijímanému rušícímu výkonu  $P_r$ . Střední přijatý rušící výkon  $P_r$  pak porovnáme s hodnotou  $P_{r\max} = P_p(R_0) \cdot (S/N)^{-1}$ . V případě, že  $P_r \leq P_{r\max}$  bude příspěvek  $\Delta P_k = 1$ , v opačném případě  $\Delta P_k = 0$ . Tento výpočet se při každém počtu rušících odpovídačů (které jsou v zákrytu s vyhodnocovanou odpovědí) provádí  $N$ -krát ( $N \approx 1000-5000$ ) a výsledná pravděpodobnost  $p_k(P_r \leq P_{r\max})$  se vypočte jako podíl počtu pozitivních výsledků k celkovému počtu pokusů  $N$ . Pokud se veličina  $p_k(P_r \leq P_{r\max})$  pohybuje pod hodnotou 0,01, je k dosažení dostatečné přesnosti potřeba aspoň  $N = 10\,000$  pokusů. To ovšem značně výpočty prodlužuje. V takových případech jde ovšem o nízkou celkovou pravděpodobnost detekce za 1 s  $p(R_0)$  (pod 0,5), takže nás obvykle nepřesnost těchto výpočtů příliš netrápí.

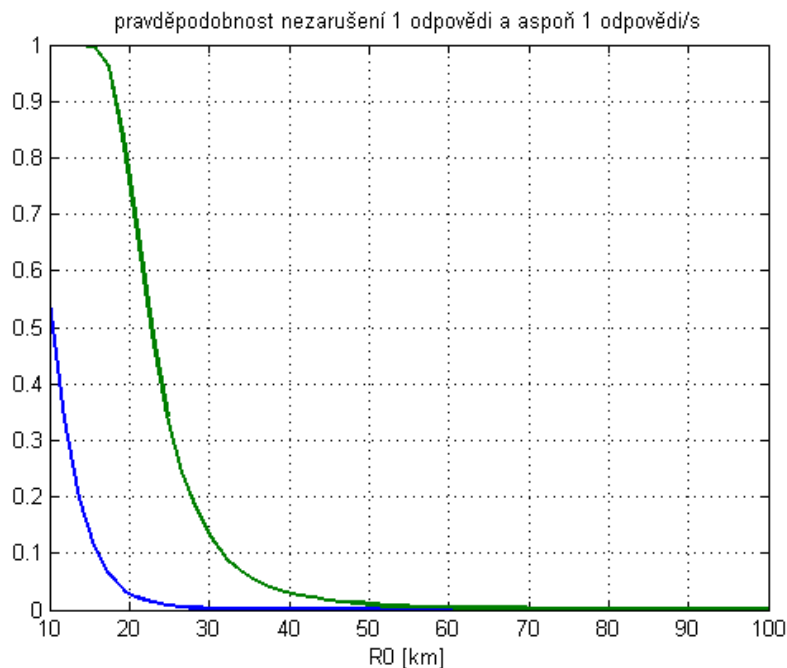
Výsledky výpočtů jsou dokumentovány na obr. 87. Ze zelené křivky je vidět, že provedený výpočet při  $N = 5\,000$  pokusů už ztrácí přesnost pro vzdálenosti  $R_0$  nad 45 km, kde pravděpodobnost detekce jedné konkrétní odpovědi klesá pod 1%. Nicméně v oblasti do 40 km jsou výpočty dostatečně přesné. Odtud lze dedukovat, že do  $R_0 = 30$  km bude

pravděpodobnost detekce za 1 s vyšší, než 0,9 a do  $R_0 = 33$  km bude pravděpodobnost detekce za 1 s vyšší, než 0,8.



**Obrázek 101 - Pravděpodobnost detekce 1 konkrétní odpovědi:  $p_1(R_0)$  -modrá křivka a pravděpodobnost detekce alespoň 1 odpovědi za 1 s:  $p(R_0)$  -zelená křivka v závislosti na vzdálenosti  $R_0$  odpovídače naváděného letadla. Předpokládán střední počet 150 odpovědí/s u jednoho odpovídače.**

Pokud bychom však předpokládali maximální provoz s frekvencí odpovědí od jednoho odpovídače 250/s, křivky se výrazně změní (viz obr. 88). Pak by se hranice pravděpodobnosti, že za 1s získáme aspoň jednu nezarušenou odpověď sledovaného odpovídače posunula až na 18,5 km.



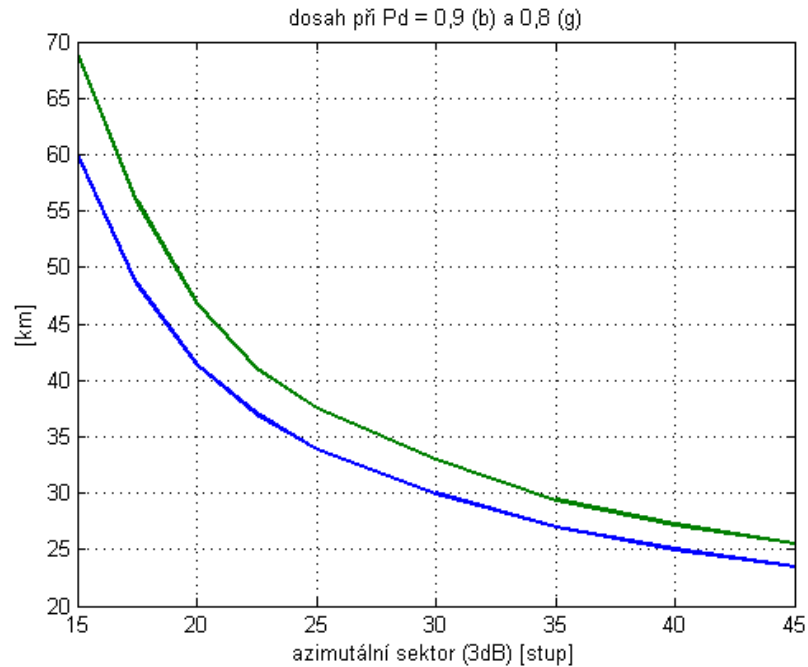
**Obrázek 102 - Průběhy pravděpodobností detekce jako na obr. 14, ale v maximálním provozu při počtu 250 odpovědí/s od jednoho odpovídače.**

Při odvozování vztahů pro výpočet pravděpodobností jsem použil řadu zjednodušení. Například jsem předpokládal, že výsledný výkon rušícího signálu je roven součtu středních výkonů jednotlivých rušících signálů. Pro nekorelované signály to platí v limitě  $T \rightarrow \infty$ . V našem případě je interval  $T_K$ , na němž nás překrývání signálu zajímá dlouhý pouze 64  $\mu\text{s}$ . Většina odpovídačů v módu S udržuje kmitočet s přesností  $\pm 0,1$  MHz, takže na intervalu  $T_K$  dosahuje rozdíl jejich fází  $|\Delta\Psi| \leq 6,4.2\pi$ . Což jsou limitní hodnoty pro to, abychom signály mohli považovat ještě za nekorelované. Další problém je, že rušení signály jiných odpovídačů, které pokrývají vyhodnocovanou zprávu jen částečně, se nemusí projevovat stejně, jako rušení šumem se stejným středním výkonem, který ji pokrývá v celé délce.

Pokud bychom měli tyto předpoklady opustit, museli bychom generovat signály rušících odpovídačů s různými náhodnými kmitočty, s náhodnými počátečními fázemi a s náhodnými okamžiky příchodu. V současném modelu jsem generoval náhodně pouze polohy odpovídačů, konkrétně jejich vzdálenost a azimut při daném počtu odpovědí, překrývajících aspoň částečně vyhodnocovanou zprávu. Experimentováním se současným programem jsem zjistil, že to vyžaduje generovat 5 000 pokusů pro každý počet odpovědí. Při novém přístupu by k těmto dvěma náhodným parametrům přibyly 3 další náhodné proměnné, což by znamenalo značné komplikace, zejména velké prodloužení výpočtu. Ještě bych ukázal závislost dosahu  $R_{0\text{max}}$  na šířce sektoru (svazku) v azimutu. Všechny dosud uvedené výsledky byly pro sektor  $30^\circ$ . Na



obr. 89 je uvedena závislost dosahu při pravděpodobnostech detekce (pravděpodobnost nezarušení aspoň jedné odpovědi za 1 s)  $P_d = 0,8$  a  $0,9$  na šířce azimutálního sektoru. Zúžování sektoru vede ke zvyšování  $P_d$  a tedy při konstantní  $P_d$  ke zvětšování dosahu a naopak. Při sektoru  $45^\circ$  jsou příslušné dosahy již dosti malé (23,5 km a 25,5 km).



Obrázek 103 - Závislost dosahu na šířce sektoru v azimutu při četnosti odpovědí  $f_{odp} = 150$  odp./s.