

**Univerzita Pardubice**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

**Disertační práce**

**Aktivní fázované anténní systémy pro  
přibližovací radary**

**Autor: Ing. Tomáš Shejbal**  
**Školitel: prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.**

**Pardubice, 2016**

## **Prohlášení autora**

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

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., 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 16. 6. 2016

.....  
Ing. Tomáš Shejbal

## **Poděkování**

Na tomto místě bych rád poděkoval prof. Ing. Pavlu Bezouškovi, CSc. za vedení během studia, cenné rady, náměty, připomínky a nejen odborné znalosti, které vedly ke zkvalitnění této práce.

Dále bych rád poděkoval Bc. Iloně Kučerové za pomoc s formálními záležitostmi během studia a její pozitivní přístup nejen k řešení problémů.

Katedře elektrotechniky děkuji za poskytnutí technického a finančního zázemí, které mi umožnilo částí této práce prezentovat na zahraničních konferencích. Dále pak za možnosti výjezdů na pracovní stáže, kde jsem si mohl porovnat nabyté znalosti a zlepšit jazykovou vybavenost.

Nakonec děkuji své přítelkyni, za morální podporu a trpělivost, během celé doby studia.

### **Anotace**

Práce se zabývá problematikou přesného přibližovacího radaru se zaměřením na anténní řady a s aplikací adaptivních metod určování směru příchodu signálu. Na začátku práce je představeno několik variant řešení aktivních fázovaných anténních řad, které jsou dále analyzovány se zaměřením na počet anténních elementů a rozlišovací schopnosti anténních řad v úhlu. Dále jsou představeny možnosti zlepšení rozlišovacích schopností anténních řad v úhlu a následně jsou i analyzovány. V práci jsou také poukázány problémy adaptivních metod určování směru příchodu signálu. Dostatek prostoru je věnován zejména vypořádání se s příjmem koherentních signálů a odhadem počtu příchozích signálů.

### **Klíčová slova**

anténa, anténní řada, přesný přibližovací radar, rozlišovací schopnost, směr příchodu signálu

### **Annotation**

The thesis deals with the precision approach radar (PAR) problematics focusing on active antenna arrays with application of adaptive methods of angle of arrival estimation. First of all, the thesis introduces some possible PAR antenna arrays solutions. These solutions are then optimized to reduce the number of antenna elements and to enhance its angular resolution. The methods of angular resolution improvement are described and analysed in details. The difficulties of the adaptive methods of the angle of arrival estimation, especially of the coherent signals reception and the number of incoming signals estimation are analysed and their possible solutions are shown and experimentally verified.

### **Keywords**

angle of arrival, angular resolution, antenna, antenna array, precision approach radar

## Obsah

<b>Seznam zkratk</b> .....	<b>8</b>
<b>Úvod</b> .....	<b>9</b>
<b>1 Přesný přibližovací radar</b> .....	<b>10</b>
1.1 Prohledávání prostoru anténními svazky .....	12
<b>2 Anténní řada pro PAR</b> .....	<b>15</b>
2.1 Anténní řady.....	15
2.1.1 Návrh základních parametrů anténních řad .....	16
2.1.2 Metody syntézy anténních řad.....	18
2.2 Vysílání a příjem stejnou anténou .....	26
2.2.1 Praktický návrh anténních řad .....	26
2.2.2 Porovnání konceptů.....	30
2.3 Vysílání a příjem různými anténami .....	32
2.3.1 Odhad příjmu clutteru u jednotlivých konceptů.....	34
2.4 Analýza rozlišovací schopnosti .....	36
2.4.1 Spojité prohledávání prostoru.....	36
2.4.2 Prohledávání prostoru po skocích .....	37
2.4.3 Vliv jednocestné charakteristiky na rozlišovací schopnost.....	41
2.5 Chyby určování směru příchodu.....	42
2.5.1 Potlačení postranních laloků rozdílového svazku .....	43
2.5.2 Chyby určování směru příchodu signálu v případě dvou úhlově blízkých cílů .....	44
2.6 Zlepšení rozlišovací schopnosti využitím apertury další antény .....	47
<b>3 Adaptivní metody určování směru příchodu signálu</b> .....	<b>50</b>
3.1 Předpokládaný anténní systém .....	50
3.2 Model signálu, přijímaného anténní řadou .....	51
3.2.1 „Matice příjmu“ (komplexních koeficientů) A .....	52
3.2.2 Vliv šumu na signál.....	53
3.3 DoA metody.....	54
3.3.1 Bartlett.....	55
3.3.2 Capon .....	56
3.3.3 Metoda Lineární predikce a Maximální Entropie .....	56
3.3.4 Maximum Likelihood.....	57

3.3.5 MUSIC .....	58
3.3.6 Root-MUSIC.....	59
3.3.7 Metoda minimální vzdálenosti (Minimum Norm).....	61
3.3.8 Pisarenko.....	61
3.3.9 ESPRIT .....	61
3.4 Porovnání adaptivních metod DoA .....	64
3.4.1 Analýzy za přítomnosti jednoho signálu.....	67
3.4.2 Analýzy za přítomnosti dvou signálů.....	70
3.4.3 Problémy DoA metod .....	72
<b>4 Adaptivní metody DoA s korelovanými signály pod vlivem šumu.....</b>	<b>74</b>
4.1 Popis dekorelačních metod .....	74
4.1.1 Forward/backward averaging .....	74
4.1.2 Forward/backward spatial smoothing .....	74
4.2 Porovnání účinnosti adaptivních metod DoA s předzpracováním kovarianční matice pro korelované signály.....	76
4.2.1 Porovnání metod předzpracovávajících kovarianční matici.....	76
4.2.2 Porovnání DoA metod po dekorelaci $R_{xx}$ metodou FBSS.....	78
4.3 Ověření analýz na měřených datech.....	79
4.3.1 Popis demonstrační antény .....	79
4.3.2 Analýzy pro anténní řadu ANT <sub>4</sub> .....	81
4.3.3 Popis měření a jeho zpracování.....	84
4.3.4 Výsledky měření.....	88
<b>5 Odhad počtu příchozích koherentních signálů.....</b>	<b>91</b>
5.1 Metody odhadující počet příchozích signálů .....	92
5.1.1 Metody založené na průměrování hodnot vlastních čísel (MDL a AIC) .....	92
5.1.2 Použití metody Root-MUSIC k odhadu počtu příchozích signálů.....	93
5.1.3 Odhad počtu příchozích signálů z pseudo-spektra.....	95
5.2 Porovnání metod.....	96
5.3 Ověření analýz na měřených datech.....	97
5.3.1 Analýzy pro anténní řadu ANT <sub>4</sub> .....	97
5.3.2 Výsledky měření.....	98
5.4 Shrnutí.....	99

5.4.1 Kalibrace .....	99
<b>Závěr .....</b>	<b>101</b>
<b>Literatura .....</b>	<b>103</b>
<b>Seznam obrázků .....</b>	<b>106</b>
<b>Seznam tabulek.....</b>	<b>110</b>

## Seznam zkratek

1Ant2Fan	označení pro jednu anténu generující dva vějířovité svazky
2Ant2Fan	označení pro dvě antény generující dva vějířovité svazky
3D	Three-dimensional (troj rozměrný)
AIC	Akaike Information Criteria (metoda pro určování počtu příchozích signálů)
ANT <sub>100</sub>	zkratka pro sto prvkovu anténu pracující na kmitočtu 9325 MHz
ANT <sub>4</sub>	zkratka pro čtyř prvkovou anténu pracující na kmitočtu 500 MHz
AoA	Angle of Arrival (úhel příchodu)
AS	Anténa Strany (v souvislosti s PAR)
AV	Anténa Výšky (v souvislosti s PAR)
DoA	Direction of Arrival (směr příchodu)
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (adaptivní DoA metoda)
FBA	Forward/Backward Averaging (metoda na odkorelování kovarianční matice)
FBSS	Forward/Backward Spatial Smoothing (metoda na odkorelování kovarianční matice)
ICAO	International Civil Aviation Organization (mezinárodní organizace pro civilní letectví)
ILS	Instrument Landing System (rádiový systém pro navádění letadel na přistávací dráhu)
LAN	Local Area Network (místní počítačová síť)
MATLAB	MATLABoratory (program pro provádění vědeckých výpočtů)
MDL	Minimum Descriptive Length (metoda pro určování počtu příchozích signálů)
MUSIC	MULTiple Signal Classification (adaptivní metoda DoA)
PAR	Precision Approach Radar (přesný přibližovací radar)
PC	Personal Computer (počítač)
PoCE	Probability of Corect Estimation (pravděpodobnost správného rozlišení)
RMSD	Root Mean Square Deviation (střední kvadratická odchylka)
RX	Receiver (přijímač)
SCPI	Standard Commands for Programmable Instruments (normou definované příkazy pro dálkové řízení měřicích přístrojů)
SLL	Side Lobe Level (odstup postranních laloků)
SNR	Signal to Noise Ratio (poměr signálu k šumu)
TX	Transmitter (vysílač)
UPS	Uninterruptible Power Supply/Source (záložní zdroj elektrické energie)
VASIS	Visual Approach Slope Indicator (optický systém pro navádění letadel na přistávací dráhu)
VNA	Vector Signal Analyser (vektorový signálový analyzátor)
WIFI	Wireless Ethernet Compatibility Aliance (bezdrátová síť LAN)



## Úvod

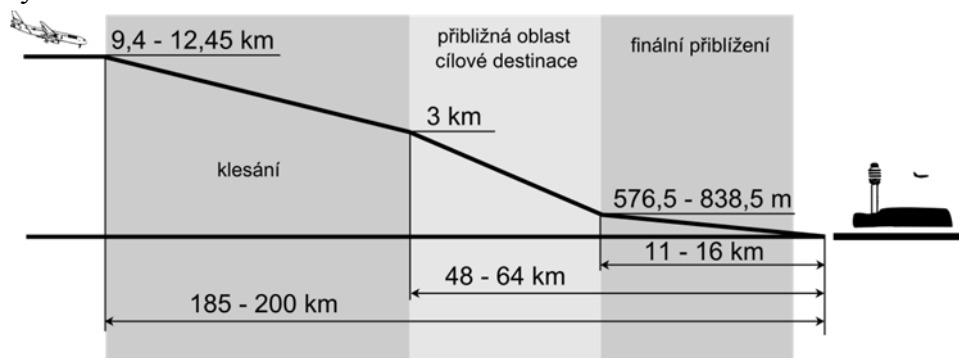
Historie přesného přibližovacího radaru (PAR) sahá do druhé světové války. Za jeho vznikem stál fyzik Dr. Luis Walter Alvarez [1], Američan, španělského původu. Myšlenku na přesný přibližovací radar dostal v roce 1941 při testech prototypu dělostřeleckého radaru XT-1 (dále pak vyráběn pod označením SCR-854). Při testech si Dr. Alvarez uvědomil, že pokud je radar schopen dodávat přesné informace, o pozicích letadel pro jejich sestřelení, měl by radar jít použit i pro navádění letadel na přistávací dráhu. Tím byla „zasetá“ myšlenka na přesný přibližovací radar, později vyráběný jako AN/MPN1.

Od dob AN/MPN-1 bylo vyvinuto několik desítek přesných přibližovacích radarů. Většinou jde o řešení s dvojicí reflektorových antén, které se střídají v prohledávání monitorovaného prostoru. Moderní radarové systémy využívají aktivní fázované anténní řady, kde je každý element vybaven vlastním blokem vysílač/přijímač. Tím lze zejména lépe rozložit pole v apertuře antény a používat moderní metody digitálního zpracování signálu. Pro civilní použití jsou na PAR kladeny striktní požadavky na rozlišovací schopnosti v úhlech, dané normou ICAO [2]. I pro kmitočtové pásmo X vycházejí antény značných rozměrů, s obrovským počtem anténních elementů (řádově tisíce až desetitisíce), což zapříčiňuje vysokou cenu celého radaru. Situace pro výrobce PAR je ještě složitější v tom, že neexistuje předpis, který by civilním letištím nařizoval jeho používání. Z těchto důvodů se na vývoj nových PAR zaměřuje jen několik málo firem.

Tato práce se zabývá návrhem dvojice anténních řad pro PAR tak, aby byl redukován počet anténních elementů, ovšem za dodržení všech na PAR kladených technických požadavků (včetně rozlišovacích schopností v úhlu). Po popisu PAR v kapitole 1 uvádím varianty řešení aktivních fázovaných anténních řad, včetně analýzy jejich rozlišovacích schopností v úhlu. V této kapitole jsou zmíněny i možnosti, jak rozlišovací schopnost zlepšit. Jádro práce ovšem tvoří kapitoly 3, 4 a 5. V kapitole 3 představuji a na modelu přijatého signálu analyzuji adaptivní metody určování směru příchodu signálu. V téže kapitole zmiňuji nedostatky těchto metod, kterými jsou především selhávání metod při zpracování koherentních signálů a závislost na znalosti počtu přijímaných signálů anténní řadou. V kapitole 4 a 5 řeším oba zmíněné nedostatky dalšími metodami, které musí proběhnout před vlastním nasazením adaptivních metod určování směru příchodu signálu. V obou kapitolách tyto metody popisují, analyzuji na modelu přijatého signálu anténní řadou a nakonec výsledky analýzy ověřuji měřeními na demonstrační anténní řadě. Závěrem jsou shrnuty poznatky získané v průběhu této práce.

## 1 Přesný přibližovací radar

Přesný přibližovací radar (PAR – Precision Approach Radar) je aktivní primární radar, jehož výstupem jsou informace o 3D souřadnicích objektů (šikmá vzdálenost, azimut a elevace) ve vymezeném úhlovém sektoru a v dosahu radaru. Radar je umístěn na letišti v blízkosti přistávací dráhy a jeho činnost přispívá k vyššímu zabezpečení finální části přiblížení letadla na přistávací dráhu. Oblast finálního přiblížení je 11-16 km od letiště a letadlo při něm typicky klesá pod sestupovým úhlem (sestupovou osou)  $3^\circ$  [3]. Fáze jednotlivých částí letu od začátku sestupování z letové hladiny po přistání jsou zobrazeny na Obr. 1.1.



Obr. 1.1 - fáze letu při sestupování z letové hladiny; zdroj: [3]

Primární radar vysílá krátké vysokofrekvenční pulzy, které se odrážejí od objektů v jeho dosahu. V závislosti na efektivní odražené ploše objektu se část elektromagnetické vlny vrátí zpět, kde je přijata anténou radaru. Ze zpoždění mezi vyslaným a přijatým impulzem je určena šikmá vzdálenost objektu od radaru. Azimut a elevace jsou určovány ze směrových vlastností antén(y).

Pro civilní letectví je přesný přibližovací radar doplňkem pro vyšší zabezpečení při finálním přiblížení vedle dalších systémů, jejichž princip funkce je různý. Například světelný systém VASIS [4] je tvořený soustavou světel, podle kterých se za dobrých světelných a klimatických podmínek pilot dozví, zda je nad/pod sestupovou osou, případně vlevo/vpravo od osy letiště. Rádiový systém ILS [2], [4], vysílá dva různě modulované svazky, jak pro horizontální, tak vertikální rovinu. Všechny signály jsou přijímány anténou umístěnou na letadle a dále zpracovány. Pilot pak vidí na konkrétním indikátoru, zda je nad/pod sestupovou osou, vlevo/vpravo od osy dráhy.

V případě PAR není potřeba, aby byla letadla vybavena nějakým speciálním vybavením. Oproti uvedeným systémům pilot v kokpitu nevidí z PAR žádnou informaci. Všechny informace o poloze letadla jsou zobrazovány řídícímu na věži, který je monitoruje a v případě odchýlení se letadla od předepsané sestupové osy/osy letiště, ho informuje rádiovým spojem jednoduchými hlasovými povely typu: nahoru/dolů, doleva/doprava. V případě selhání některých z naváděcích systémů na letišti, případně poruchy naváděcích přístrojů v letadle, je tak možné pilota navést na přistávací dráhu bez újmy na bezpečnosti. Pro vojenské aplikace se PAR používá na navádění letadel na letiště, letadlové lodě, atp.

V civilním sektoru jsou na přesný přibližovací radar kladeny požadavky, které shrnuje norma ICAO ANNEX 10 [2]. Zásadní požadavky z normy jsou uvedeny v Tab. 1.1, kde jsou také uvedeny uvažované parametry zkoumaného systému.

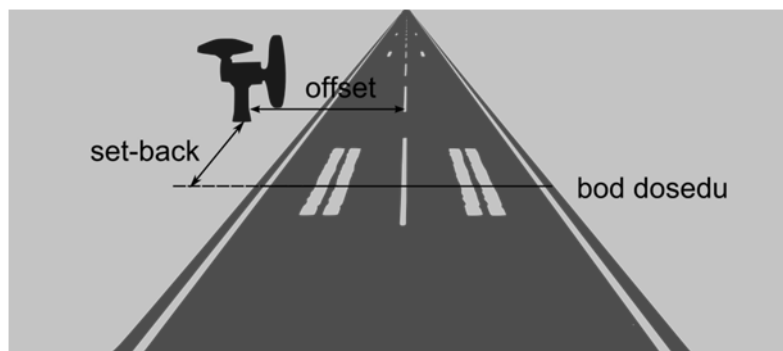
Tab. 1.1 - základní požadavky ICAO na PAR; zdroj: [2]

parametr	hodnota v normě	hodnota - návrh
obnovovací doba [s]	1	0,5
pokrytí v azimutu [°]	20	± 15
pokrytí v elevaci [°]	-1 až 6	-1 až 14
přístrojový dosah pro letadla s RCS 15 m <sup>2</sup> [km]	16,7	1 – 30
rozlišení v azimutu [°]	1,2	1,2
rozlišení v elevaci [°]	0,6	0,6
rozlišení v dálce [m]	120	60

Přehledové primární radiolokátory s velkým dosahem se obvykle konstruují v kmitočtových pásmech S (2 – 4 GHz) nebo L (1 – 2 GHz), pro PAR by to ovšem vedlo k příliš rozměrným anténám. Požadavky na rozlišovací schopnost(i) antén(y) jsou velmi přísné a proto dokonce i pro frekvenční pásmo X (8,2 – 12,4 GHz) vycházejí rozměry antén značné (kolem 2 m pro horizontální a 4 m pro vertikální rovinu). Vyšší frekvenční pásma nejsou vhodná zejména z hlediska nárůstu útlumu v čisté atmosféře (viz například Obr. 2.21 v [5]). V této práci je uvažován kmitočet 9325 MHz.

Přesný přibližovací radar je umístěn vedle přistávací dráhy. Vzdálenost mezi radarem a osou dráhy se označuje *offset* (umístění PAR ilustruje Obr. 3.2). Od bodu dosedu je PAR vzdálen o vzdálenost označovanou *set-back*, dle níž se poté určuje *offset* a pokrytí v azimutu. Tyto hodnoty jsou dané normou a jsou shrnuty v Tab. 1.2.

Offset je volen mezi 120 – 185 m. Bližší umístění PAR norma neumožňuje z hlediska bezpečnosti, v případě vzdálenějšího umístění není zas pokryt bod dosedu.



Obr. 1.2 - umístění přesného přibližovacího radaru u dráhy letiště; zdroj: [2]

Tab. 1.2 - pozice PAR dle normy ICAO; zdroj: [2]

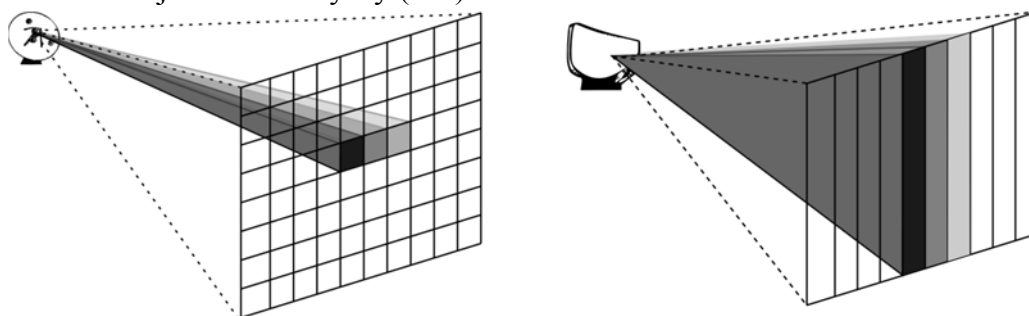
set-back [m]	offset [m]	pokrytí v azimutu [°]
1200	185	± 10
685	120	-5 až 15
915	185	-5 až 15

## 1.1 Prohledávání prostoru anténními svazky

Je známo několik různých metod prohledávání prostoru anténními svazky. Jednotlivé způsoby se od sebe liší především časem potřebným pro prohledávání vymezeného prostoru a ziskem antén. Nejběžnějšími typy prohledávání pro PAR je procházení sektoru tužkovým svazkem nebo dvojicí vějířovitých svazků.

Tužkový svazek je úzký v obou rovinách a skenovaný prostor je prohledáván rastrově. Ilustrační obrázek skenování tužkovým svazkem je na Obr. 1.3 vlevo. Jde především o názorné zobrazení rozdílu mezi tužkovým svazkem, vějířovitým svazkem a jejich pohybem (skutečná vyvažovací charakteristika antény nemá obdélníkový tvar a mimo hlavního laloku obsahuje i postranní laloky). V každé pozici svazku je vysílána sekvence několika impulzů, na jejichž příchod se čeká, a až poté se pokračuje na další pozici. V případě elektronického vychylování svazku je úhlový krok roven maximálně jeho 3dB šířce. V případě, že je na dané pozici přítomen cíl, jsou po zpracování přijatých impulzů určeny jeho 3D koordináty.

Vějířovitý (někdy také listový svazek) je v jedné rovině úzký a ve druhé široký. V případě vějířovitého svazku na Obr. 1.3 vpravo je svazek úzký v azimutu a široký v elevaci. Pro konkrétní azimut je vždy pokryt celý elevační rozsah. Pro kompletní prohledání oblasti se opět svazkem pohybuje, v tomto případě v azimutu. Vějířovitým svazkem je tedy možné určit, že na konkrétním azimutu, někde v celém rozsahu elevace, je přítomen cíl. V normě pro PAR je ovšem i požadavek na určení cíle v elevaci. Proto se skenuje ještě druhým listovým svazkem v elevaci. Sloučení informací z přijatých impulzů z obou svazků již umožňuje určovat 3D souřadnice objektu. Skenování dvojicí vějířovitých svazků může být realizováno jednou nebo dvěma anténami. Pro oba případy platí, že se listové svazky střídají v prohledávání prostoru. V případě skenování dvěma anténami se anténa skenující v azimutu označuje jako anténa strany (AS) a anténa prohledávající prostor v elevaci jako anténa výšky (AV).



**Obr. 1.3 – prohledávání prostoru anténními svazky: rastrové prohledávání tužkovým svazkem (vlevo) a prohledávání vějířovitým svazkem (vpravo); zdroj: vlastní**

Mezi vysílanými impulzy je několik různě dlouhých časových zón, v nichž probíhají určité procesy, charakteristické pro primární radary (viz Obr. 1.4).

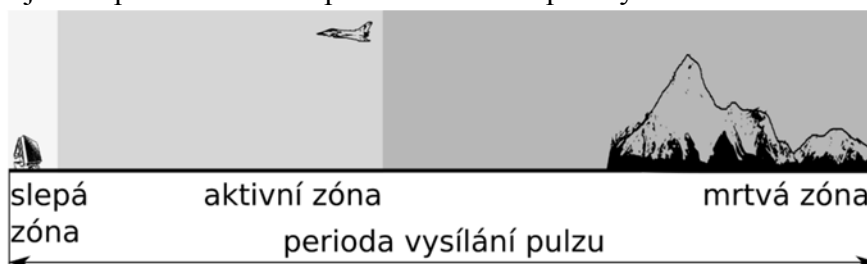
Vysílání impulzů do prostoru probíhá opakovaně se střední periodou  $T_{op}$ , která, kvůli jednoznačnosti určení vzdálenosti objektu musí splňovat podmínku (1.1).

$$T_{op} \geq \frac{2R_{max}}{c} \quad (1.1)$$

kde:  $R_{max}$  - maximální vzdálenost odrážejících objektů od radaru,  
 $c$  - rychlost světla.

V době vyslání impulsu je přijímač zablokovaný z důvodu jeho chrany před zničením vysílaným výkonem. Následuje tzv. *slepá zóna*  $T_b$ , kdy přijímač přechází postupně do funkčního stavu. Doba trvání slepé zóny určuje minimální vzdálenost  $R_{min} = cT_b/2$ , v níž je radar ještě schopen pracovat. Během *aktivní zóny*  $T_a$  jsou přijímány odražené signály, které jsou dále zpracovávány. Trvání aktivní zóny je shora ohraničeno dobou  $T_a = 2R_i/c$ , kde  $R_i$  je přístrojový dosah radaru.

*Mrtvá zóna*  $T_d$  začíná od konce aktivní zóny a trvá do okamžiku vyslání dalšího impulsu. Po tuto dobu se čeká na návrat odrazů od vzdálených objektů. Tato doba může být (podle vlastností radaru) velmi dlouhá a omezuje tím rychlost procházení prostoru radarem. Lze ji však využít k provádění různých kalibrací a kontrol. Například pro anténní řadu radaru, kde každá řada je vybavena vlastním přijímačem, se kalibrací odhalují amplitudové a fázové rozdíly mezi jednotlivými kanály. Při znalosti vzájemných odchylek je pak možné je kompenzovat a tím zpřesňovat určení polohy cíle.



Obr. 1.4 - časové zóny primárního radaru; zdroj: vlastní

Příklad doby trvání jednotlivých zón shrnuje Tab. 1.3.

Tab. 1.3 - zóny impulzního režimu PAR ( $R_{min} = 1$  km,  $R_{dos} = 30$  km); zdroj: vlastní

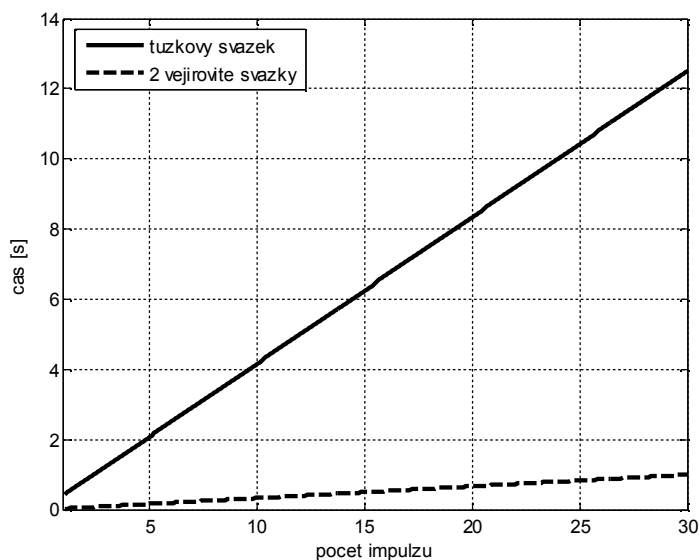
$R_{max}$ [km]	$T_{op}$ [ $\mu$ s]	$T_b$ [ $\mu$ s]	$T_a$ [ $\mu$ s]	$T_d$ [ $\mu$ s]
50	333	6,7	200	126,3
80	533	6,7	200	326,3
100	667,7	6,7	200	461

Na každé pozici svazku je vysláno několik vysokofrekvenčních impulzů, takže čas potřebný k prohledávání prostoru je přímo úměrný počtu vysílaných impulzů  $N_p$ , na opakovací periodě  $T_{op}$  a na počtu buněk  $N_b$ , které svazek musí projít, matematicky:

$$T_{celk} = N_p T_{op} N_b \quad (1.2)$$

Obr. 1.5 srovnává čas potřebný pro prohledání úhlového sektoru (úhlový sektor definován posledním sloupcem Tab. 1.1 mezi skenováním tužkovým svazkem a dvojicí vějířovitých svazků. Rastrový pohyb tužkového svazku spotřebuje daleko více času. Proto většina PAR používá snímání dvojicí vějířovitých svazků. Snížení času potřebného pro

skenování sektoru rastrovým pohybem tužkového svazku, při stejném přístrojovém dosahu, lze dosáhnout zmenšením skenovaného sektoru, nebo zvětšením šířky svazku. Zvětšením šířky hlavního laloku se ovšem zhorší rozlišovací schopnost. Pro vojenské aplikace norma ICAO ANNEX 10 neplatí a proto je možné se setkat i s PAR s rastrovým prohledáváním<sup>1</sup>. Takový radar je ovšem pro civilní aplikace nevyhovující.



**Obr. 1.5 - čas prohledávání sektoru tužkovým svazkem a dvěma vějířovitými svazky; zdroj: vlastní**

<sup>1</sup> například: PAR 80. [online]. [cit. 2014-04-23].  
Dostupné z: <http://www.radartutorial.eu/19.kartei/karte212.en.html/>

## 2 Anténní řada pro PAR

V minulosti byly pro PAR používány reflektorové antény, často dvojice antén, kde každá prohledávala prostor vlastním listovým svazkem. Popisem reflektorových antén jsem se více zabýval v [6], více informací lze nalézt například v [7] a [8].

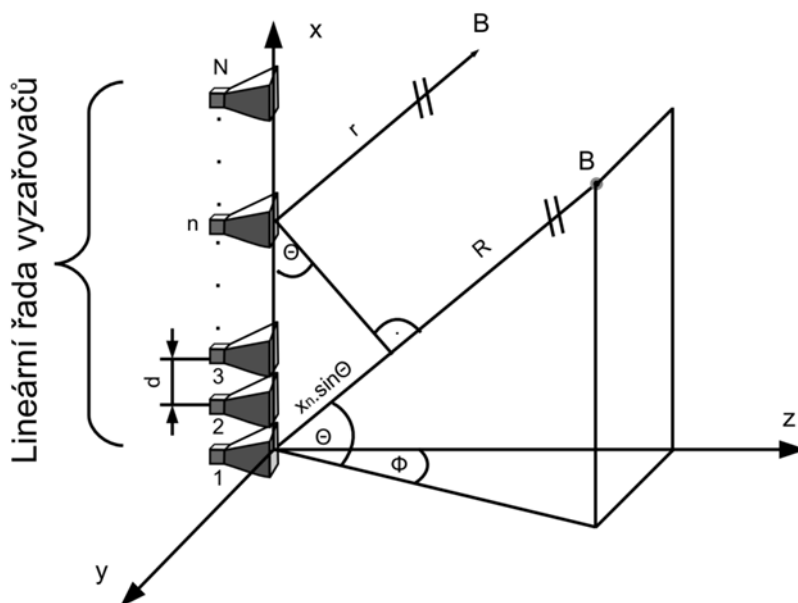
V posledních letech se prosazují anténní řady, které odstraňují nutnost mechanického pohybu antén a dovolují oproti reflektorovým anténám lépe rozložit elektromagnetické pole v apertuře. Tak se dosáhne nižších postranních laloků a lepšího tvarování svazku. Navíc mohou být jednotlivé prvky anténního pole vybaveny vlastními bloky přijímačů, což umožňuje vytvářet další přijímací svazky při digitálním zpracování, bez jakýchkoliv zásahů do konstrukce antény. Tím se otevírá prostor pro moderní vícesvazkové antény a adaptivní metody zpracování signálu.

### 2.1 Anténní řady

Anténní řada je tvořena soustavou několika stejných primárních zářičů (v dalším jen zářič, element nebo prvek), u nichž předpokládáme stejnou směrovou charakteristiku. Pokud jsou prvky rozmístěny na přímce, pak se jedná o lineární řadu. V případě rozmístění ve dvou souřadnicích se jedná o plošné řady. Speciálním případem jsou pak konformní řady, jejichž prvky jsou rozmístěny na zakřivené apertuře.

Anténní řady mohou být tvořeny soustavou dipólů, patchů, trychtýřů, atd. Nicméně prvkem anténní řady může být i například yagi-udova anténa, která je už sama o sobě anténní řadou, tvořenou sérií direktorů, které navazují na dipól a reflektor. Dalším příkladem mohou být soustavy velkých reflektorových antén (radioteleskopů), které jsou rozmístěny v ploše.

Obr. 2.1 zobrazuje lineární řadu o  $N$  elementech, s roztečí mezi elementy  $d$ . Každý prvek je buzen napětím o amplitudě  $A_n$  a fáze  $n$ -tého zářiče (vztažená k elementu 1) je  $\Psi_n$ .



Obr. 2.1 - princip vyzařování (přijímání) z lineární anténní řady; zdroj: převzato z: [6]

Základní směrové vlastnosti řady popisuje tzv. činitel řady  $f_a$ , což by byla napěťová charakteristika řady sestavené ze všesměrových elementů. Pro činitel řady lze snadno odvodit (například v [7]) vztah (2.1).

$$f_a = \frac{\sum_{n=1}^N A_n e^{-j\Psi_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin\Phi}}{\sum_{n=1}^N A_n} \quad [7] \quad (2.1)$$

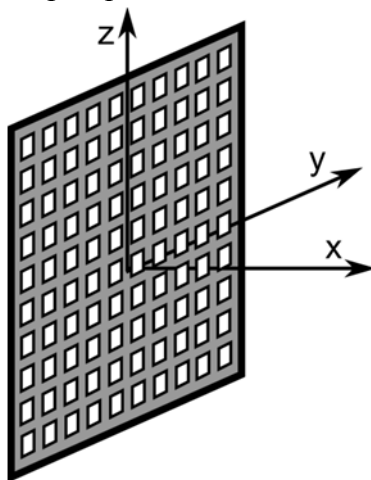
kde:  $A_n$  – amplituda budícího napětí  $n$ -tého zářiče,  
 $\Psi_n$  – fáze  $n$ -tého zářiče,  
 $\lambda$  - vlnová délka,  
 $x_n$  - pozice  $n$ -tého elementu od kraje antény, nebo od středu, pokud je osový systém posunut do středu antény,  
 $\Phi$  - azimut,  
 $\theta$  - elevace.

Pro získání celkového diagramu antény je nutné vynásobit činitel řady napěťovou anténní charakteristikou jednoho prvku (elementu) řady. Anténní řada má větší rozměr, než jeden element a proto je její charakteristika užší, než charakteristika jednoho elementu. Proto se charakteristika jednoho elementu obvykle projeví až na větších odklonech od osy výsledné charakteristiky.

### 2.1.1 Návrh základních parametrů anténních řad

Při návrhu anténních řad se vychází z požadavků na pokrytí prostoru v úhlu. Dalším důležitým parametrem je, zda se bude svazek vychylovat elektronicky a o jaký maximální úhel.

Rozměry antény jsou závislé na zvolené frekvenci, požadovaných šířkách svazků (zatím bude uvažováno, že rozlišovací schopnost odpovídá šířce svazku) pro horizontální i vertikální směr a na maximálních vychylovacích úhlech při elektronickém vychylování svazku. Pro další popis uvažujeme souřadnou soustavu na Obr. 2.2: zářiče v ose  $y$  formují horizontální vyzařovací diagram, zářiče osy  $z$  formují vertikální vyzařovací diagram. Elektromagnetická vlna se pak šíří do poloprostoru  $+x$ .



Obr. 2.2 - označení os kartézského souřadného systému vůči anténě; zdroj: vlastní



Návrh anténní řady probíhá dle vývojového diagramu na Obr. 2.3. Dle zadané frekvence a rozlišovací schopnosti v úhlu se vypočítají předběžné rozměry antény podle vztahu (2.2):

$$D_{\Phi} = \frac{k\lambda}{\Delta\Phi} [m] \quad [7] \quad (2.2)$$

kde:  $k$  – konstanta nabývající hodnot 60 - 70, volí se dle zvoleného amplitudového rozložení,

$\lambda$  – vlnová délka,

$\Delta\Phi$  – rozlišovací schopnost v azimutu (ve stupních).

Ze znalosti maximálního úhlu vychýlení osy svazku a frekvence se určí předběžná rozteč mezi jednotlivými elementy  $d$  podle (2.3):

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{1 + \sin(\phi_{max}) + \sin(2\phi_{3dB})} \quad [7] \quad (2.3)$$

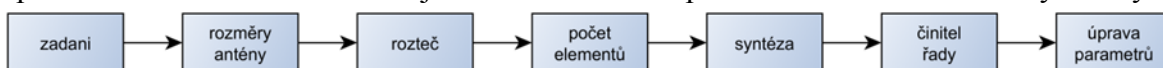
kde:  $\phi_{max}$  – maximální úhel elektronického vychýlení svazku,

$\phi_{3dB}$  – tři decibelová šířka svazku, násobena 2x kvůli rezervě,

$d$  – rozteč mezi zářiči.

Takto vypočítaná rozteč zaručí, že ani při elektronickém vychýlení svazku do krajních poloh nebudou vyzařovány difrakční laloky.

Prostým vydělením velikosti antény  $D_{\Phi}$  roztečí  $d$  se určí předběžný počet prvků řady. Jakmile jsou popsány parametry známy, lze provést návrh amplitudových a fázových koeficientů pro jednotlivé zářiče podle požadovaného anténního diagramu. Při konstantní vzdálenosti mezi elementy závisí šířka svazku, vyzařovaného kolmo k apertuře na počtu elementů (Obr. 2.4), ale šířka svazku závisí i na jeho vychýlení od této kolmice (Obr. 2.5). Kromě toho metody návrhu realizují anténní diagram jen přibližně a proto je většinou potřeba počet elementů řady, rozteče elementů i amplitudové a fázové rozložení signálu na apertuře doladit. Tím se samozřejmě mohou změnit i původně odhadnuté rozměry antény.

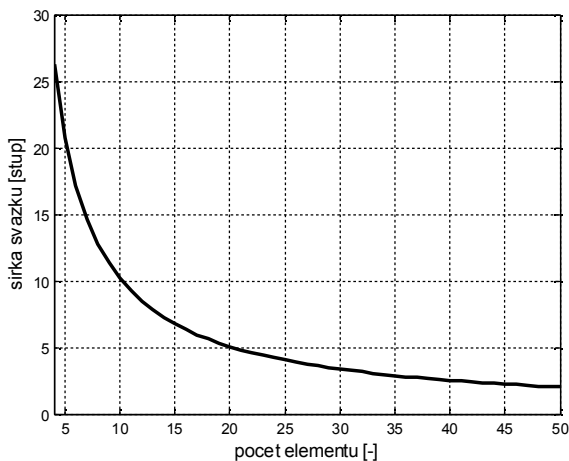


Obr. 2.3 - vývojový diagram návrhu anténní řady; zdroj: vlastní

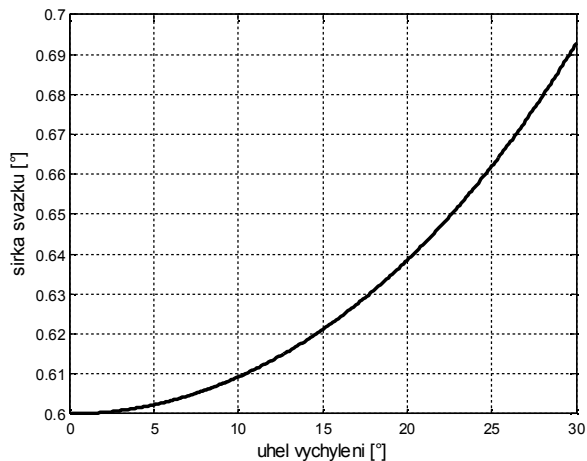
Obr. 2.6 zobrazuje činitele řady v polárních souřadnicích pro 4 různé anténní řady, lišící se pouze poměry  $d/\lambda$ . Svazek je elektronicky vychýlen na azimut  $+15^\circ$ . První případ (vlevo nahoře) je bez difrakčních laloků, je zde pouze menší zpětný lalok. V případě činitele řady vpravo nahoře se zde již vytvářejí nějaké difrakční laloky a pro případ zachycený vpravo dole mají již difrakční laloky stejnou velikost, jako hlavní maximum.

Vyzařovací charakteristika celé antény je však ovlivněna ještě charakteristikou jednotlivých anténních elementů. Pokud by například byl elementem dipól bez reflektoru, budou difrakční laloky i zpětný lalok vysílány ve všech zobrazených případech. Pro omezení vyzařování zpětného laloku se za dipól umístí ve vzdálenosti  $\lambda/4$  reflektor, takže ve směru hlavního laloku se signály sečtou ve fázi a zpětný lalok vymizí. To platí i pro zpětné difrakční laloky. Nicméně difrakční laloky v regionu  $-90$  až  $90^\circ$  budou vyzařovány i nadále.

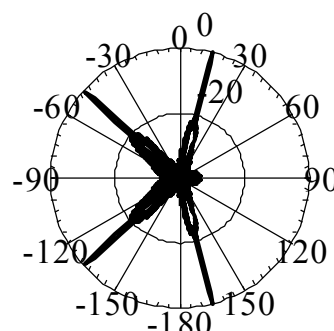
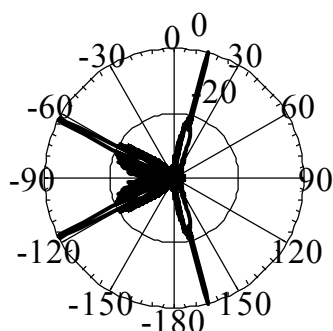
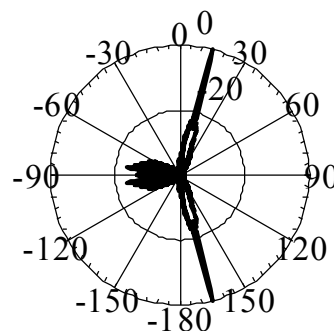
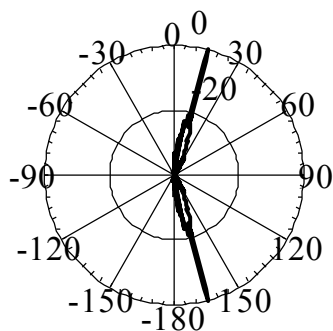
V případě použití anténního elementu s užším diagramem například patchové antény, trychtýřové antény, konce otevřeného vlnovodu, atd., bude vyzařování do nežádoucích směrů omezeno ještě více.



Obr. 2.4 – zužování šířky svazku s rostoucím počtem elementů řady (rozteč  $\lambda/2$ ); zdroj: vlastní



Obr. 2.5 - závislost šířky svazku na jeho elektronickém vychýlení; zdroj: vlastní



Obr. 2.6 - činitelé řady s různým poměrem  $d/\lambda$ ,  $N = 100$  při vychýlení svazku o  $15^\circ$ ;  
zdroj: převzato z [6];  
vlevo nahoře:  $d/\lambda = 0,5$ ; vpravo nahoře:  $d/\lambda = 0,75$ ; vlevo dole:  $d/\lambda = 0,87$  a vpravo dole:  $d/\lambda = 1$

### 2.1.2 Metody syntézy anténních řad

Úpravou amplitud a fází jednotlivých zářičů řady lze významně ovlivnit výsledný anténní diagram řady. Změnou fází je také možné vychylovat svazek, bez nutnosti

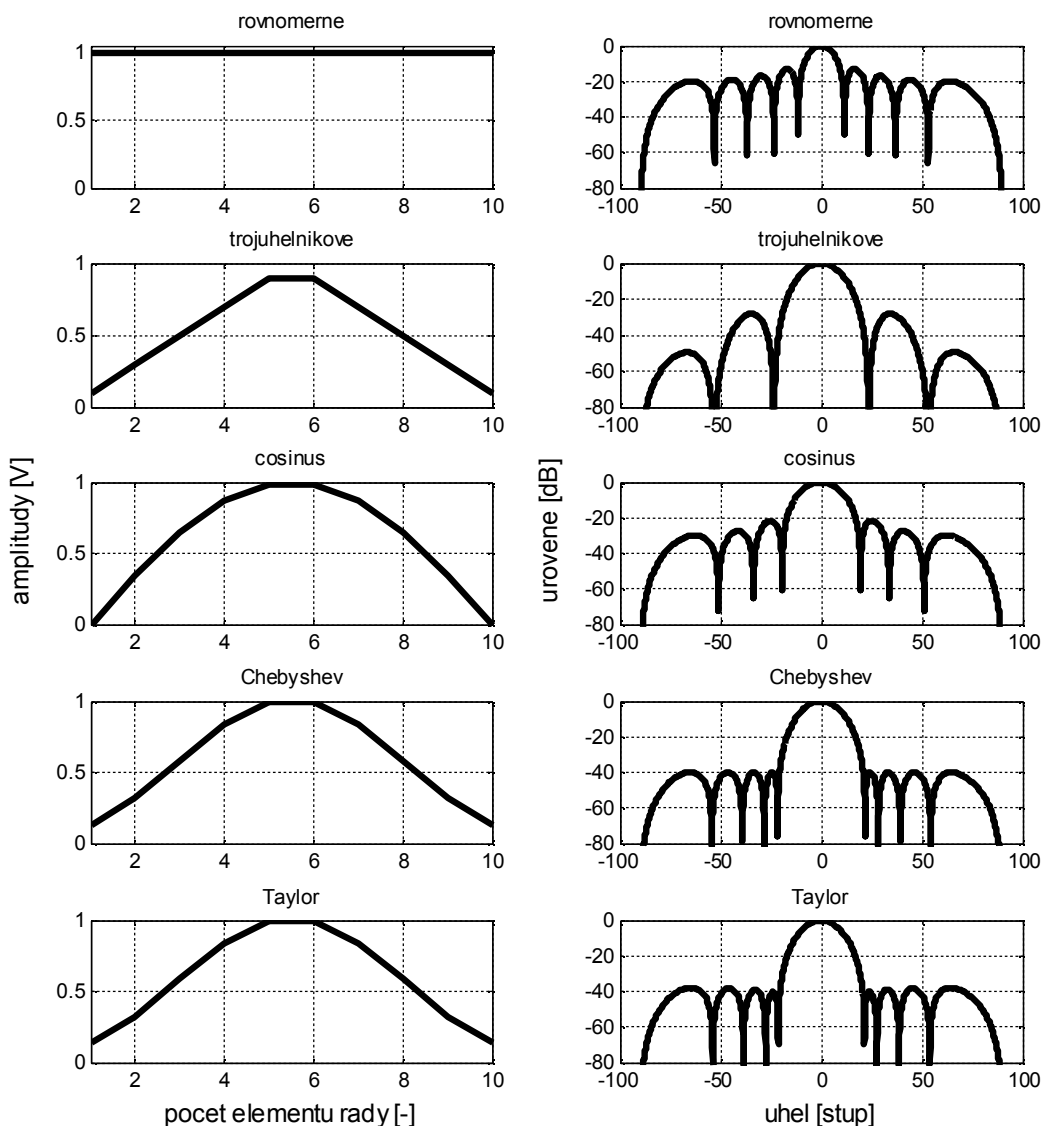
mechanického pohybu antény. Metod syntézy anténních diagramů je celá řada. Rozdělit se dají následovně:

- Metody pro syntézu úzkého svazku, při co nejmenších postranních lalocích,
- Metody, umožňující dosáhnout co největší shody mezi zadaným a výsledným anténním diagramem,
- Metody, zajišťující vytvoření nul diagramu do určitých směrů.

Pro potřeby návrhu anténní(ch) řad(y) přesného přibližovacího radiolokátoru jsou využity první dva typy syntéz.

### Možnosti metod syntézy úzkého svazku

V případě ponechání rovnoměrného rozložení amplitud a stejných fází na všech elementech antény má činitel řady nejužší hlavní svazek, ale vysoké postranní laloky. Pro potlačení postranních laloků se používá několik amplitudových rozložení například: mocnina cosinu, Dolph-Chebyshevovo nebo Taylorovo rozložení, jak ukazuje Obr. 2.7.



Obr. 2.7 – amplitudové rozložení na jednotlivých prvích řady (sloupec vlevo) a vypočítaný činitel řady (sloupec vpravo); zdroj: vlastní  
řada má 40 elementů s roztečí  $\lambda/2$ ; řád Taylora: 6, mocnina cosinu: 3

### Amplitudové rozložení ve tvaru $\cos^m$

U tohoto amplitudového rozložení se amplitudové koeficienty vypočítají dle vztahu (2.4).

$$A_n = \cos^m\left(\pi \frac{r_n}{2dN}\right) \quad (2.4)$$

kde:  $m$  – mocnina cosinu,  
 $r_n$  – vzdálenost  $n$ -tého elementu od začátku řady,  
 $d$  – rozteč mezi elementy.

Pro  $n$  větší než 1 platí, že prvky kolem středu anténní řady jsou buzeny největším napětím a směrem ke krajním elementům se amplituda plynule zmenšuje (Obr. 2.7). Zvyšující se  $m$  má za následek snižování postranních laloků, ale také rozšíření hlavního laloku. První postranní laloky mají největší amplitudu. Jejich amplituda klesá s úhlovou vzdáleností od hlavního laloku.

### Dolph-Chebyshevovo rozložení

Jiným typem syntézy je Dolph-Chebyshev [9], [10], [11], [12]. Vyznačuje se rovnoměrnou úrovní postranních laloků pro celý úhlový sektor, přičemž hodnota postranních laloků se do syntézy zadává. Dále se ještě zadává řád Chebysheva polynomu a počet prvků anténní řady. Amplitudy jsou i v tomto případě vyšší u středových elementů řady a s rostoucí vzdáleností od středu klesají. Na krajích řady dochází opět k prudkému nárůstu amplitudy, zejména při vyšším počtu prvků. To vyvolává obtíže při návrhu rozvodů signálu k jednotlivým prvkům anténní řady, kde je problém s vytvářením výkonových děličů s velkým dělicím poměrem mezi jejich výstupy. Tato syntéza klade při návrhu anténních řad požadavek na mezi-elementární rozteč, která musí být nejvýše  $\lambda/2$ .

Výpočet amplitudových koeficientů probíhá dle vztahů (2.5) a (2.6) v závislosti na počtu prvků řady (sudém nebo lichém  $N$ ).

$$A_n = (2K - 1)x_0^{2n-1} \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} x_0^{2m} \frac{(K + n + m - 2)!}{m! (2n + m - 1)! (K - n - m)!} \quad [7] \quad (2.5)$$

$$A_n = 2K x_0^{2n} \sum_{m=0}^{K-n} (-1)^{K-n-m} x_0^{2m} \frac{(K + n + m - 1)!}{m! (2n + m)! (K - n - m)!} \quad [7] \quad (2.6)$$

kde:  $n$  – značí  $n$ -tý element řady,  
 $K = N/2$  pro případ sudé řady a  $K = (N-1)/2$  pro lichý počet řady,  
 $m$  – značí řád Chebysheva polynomu,

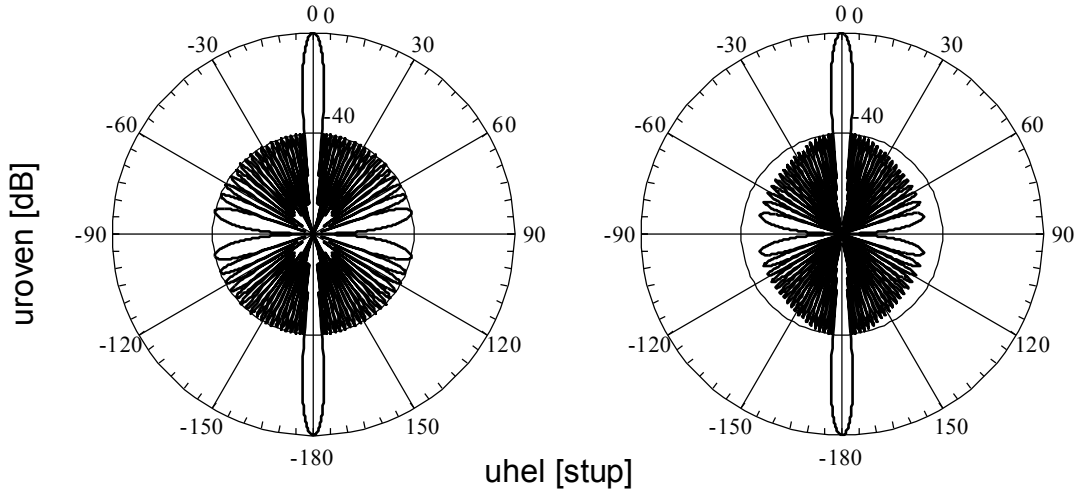
$$x_0 = \frac{1}{2} \left[ (C + \sqrt{C^2 - 1})^{\frac{1}{N-1}} + (C - \sqrt{C^2 - 1})^{\frac{1}{N-1}} \right]$$

$C$  – žádaná hodnota potlačení postranních laloků.

### Taylorovo rozložení

Taylorovo rozložení amplitudy [9], [10], [11], [12], [13] (na Obr. 2.7 dole) je podobné Dolph-Chebyshevovu, ale s tím rozdílem, že na krajních prvcích řady nedochází k nárůstu amplitudy. To pak zapříčiňuje, že úroveň postranních laloků není konstantní, ale postupně klesá.

Na Obr. 2.7 jsou ukázky průběhů rozložení signálu a průběhů odpovídajících činitelů řad pro 40 ti prvkovou lineární anténní řadu. Lepší srovnání činitelů řady vypočítaných z amplitudových koeficientů metodou Dolph-Chebyshev a Taylor, než je na Obr. 2.7, zachycuje Obr. 2.8 v polárních souřadnicích. Šířka hlavních laloků je srovnatelná, oba návrhy se však liší úrovní maxim postranních laloků, které jsou v případě Dolph-Chebysheva rozmístěny po obvodu kružnice pro úroveň -40 dB. V případě Taylora se nachází několik prvních maxim postranních laloků na kružnici pro úroveň -40 dB. Zbylé postranní laloky klesají s rostoucí vzdáleností od hlavního laloku.



**Obr. 2.8 – porovnání 40 prvkové řady s roztečí  $\lambda/2$  s amplitudovým rozložením získaným: Dolph-Chebyshevovou syntézou (vlevo) a Taylorovou syntézou (vpravo); zdroj: vlastní**

Stejně jako v případě Dolph-Chebyshevovy syntézy i pro výpočet Taylorových amplitudových koeficientů je zapotřebí požadavek na postranní laloky, řád Taylorova polynomu a počet prvků řady. Postup pro získání Taylorových amplitudových koeficientů je uveden dále:

$$A_n = 2 \sum_{m=1}^M F_m \cos \left( 2\pi m \frac{k_n - \frac{1}{2}N + \frac{1}{2}}{N} \right) \quad [13] \quad (2.7)$$

kde:  $M$  – řád Taylorova polynomu,

$N$  – počet prvků řady,

$k \in \langle 0, N - 1 \rangle$ .

Člen  $F_m$  se vypočítá následovně:

$$F_m = \frac{(-1)^{m+1} a_m}{2b_m}; \quad [13] \quad (2.8)$$

kde:

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

$$b_m = \text{prod} \left( \frac{1 - m^2}{y^2} \right)$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ m-1 \\ m+1 \\ m+2 \\ \vdots \\ M \end{pmatrix}; \mathbf{y} = \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ M-1 \end{pmatrix}$$

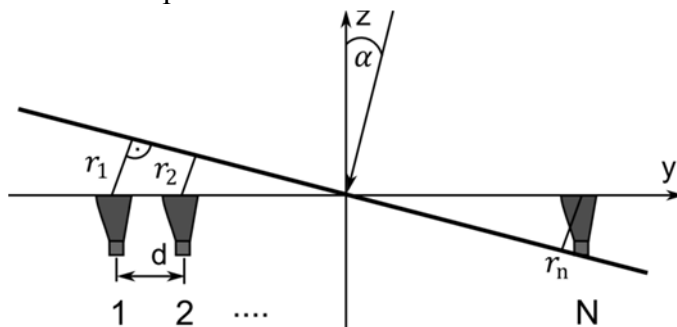
prod – značí matematickou operaci součinu prvků sloupcového vektoru.

### Vychylování svazku změnou fáze budicích signálů

Cílem elektronického vychylování svazku je vychýlit svazek bez nutnosti mechanické manipulace s anténou. Některé problémy nastávající při elektronickém vychylování byly již zmíněny v kapitole, zabývající se návrhem anténních řad. Fázové vychylování svazku pouze změnou fáze signálů na jednotlivých elementech antény lze provádět pro libovolné rozložení amplitudy. Touto cestou lze svazek vychylovat jak při vysílání, tak při příjmu signálu.

Princip vychylování se lépe vysvětluje pro příjem. Za předpokladu anténní řady z Obr. 2.9 a přicházejícího signálu ze směru  $\alpha$  mají jednotlivé elementy řady rozdílnou vzdálenost k vlnoploše (na Obr. 2.9 zvýrazněna tučně). Vzdálenost je tím větší, čím větší je vzdálenost prvku od středu řady. Vlivem různé vzdálenosti anténních elementů k vlnoploše bude přijímaný signál přijat každým prvkem v trochu jiném čase, což se projeví posunem ve fázi.

Pro vysílání se vypočítá fáze každého zářiče. Posun fáze je možné realizovat buď „nastálo“ rozvodem signálu k jednotlivým anténním prvkům, nebo „proměnlivě“ s pomocí elektronicky ovládaných fázových posouvačů. Fázové posouvače jsou pak elektronicky ovládané a tím je možné měnit pozici svazku.



**Obr. 2.9 - fázové vychylování svazku; zdroj: vlastní**

V případě umístění souřadného systému do středu anténní řady a vychýlení svazku o úhel  $\alpha$  (viz Obr. 2.9) se pak fáze jednotlivých zářičů určí dle vztahu (2.9).

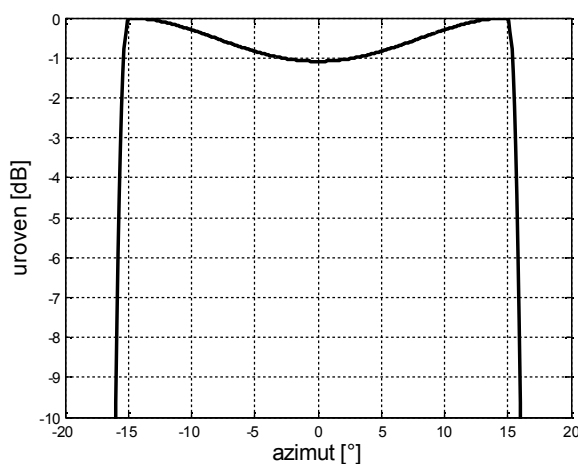
$$\Psi_n = -\frac{2\pi}{\lambda} nd \sin \alpha \quad (2.9)$$

kde:  $d$  - rozteč mezi zářiči,  
 $\alpha$  - úhel vychylování svazku,  
 $\lambda$  - vlnová délka,  
 $\Psi_n$  - fáze  $n$ -tého zářiče.

## Metody syntézy diagramu přibližujícího se požadovanému průběhu

Tento druh syntézy se liší od předchozího typu tím, že se nesnaží dosáhnout co nejúžšího svazku. Usiluje se zde o co největší shodu zadaného teoretického diagramu a diagramu obdrženého syntézou. Syntéza stejně jako v předcházejícím případě určuje amplitudové a fázové koeficienty, kterými se budí jednotlivé zářiče pro dosažení požadovaného diagramu. Metod je opět víc, zde budou popsány dvě. Popis dalších metod je možné nalézt například v [9], [10], [11], [12].

Pro další popis metod syntézy bude mít požadovaný vyzařovací diagram tvar takový, jako je zobrazen na Obr. 2.10. Kraje charakteristik mají větší úroveň oproti azimutu  $0^\circ$ . To je z důvodu kompenzace delší dráhy signálů a tedy přijatého výkonu anténní řadou.



Obr. 2.10 – požadovaný vyzařovací diagram pro vějířovitý svazek s úzkým svazkem v elevaci; zdroj: převzato z [6]

### Fourierova syntéza

Při výpočtu činitele řady podle vztahu (2.1), kde se činitel řady počítá z komplexního napětí na jednotlivých prvcích řady, se vlastně jedná o zpětnou diskretní Fourierovu transformaci. Pro spojitě liniové apertury se směrová charakteristika  $E(\Phi)$  určí dle vztahu (2.10). Fourierova syntéza [10], [11], [14] využívá přímé Fourierovy transformace (viz vztah (2.11)), kde se požadovaný tvar vyzařovací charakteristiky  $E(\Phi)$  transformuje na amplitudové a fázové koeficienty  $A(y)$  a  $\Psi(y)$ , pro jednotlivá místa na spojitě apertuře.

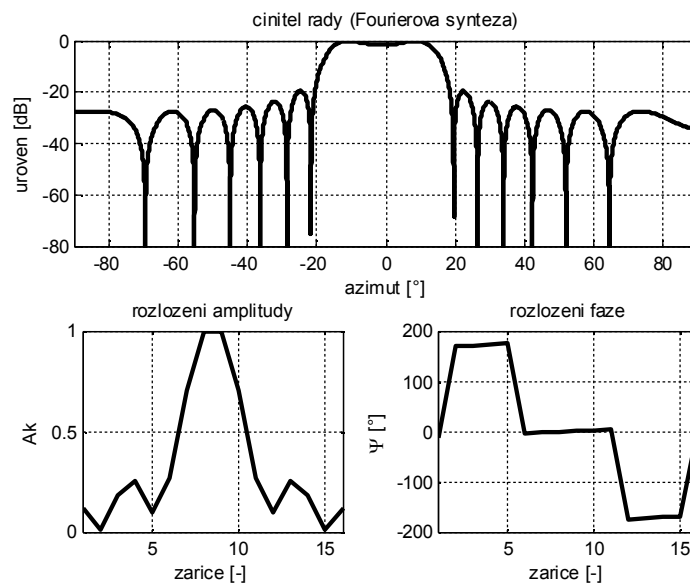
Obecně je Fourierova transformace definována na nekonečném intervalu, ale vlivem omezených rozměrů antény bude vždy syntetizovaný diagram aproximací toho zadaného. Pro případ anténní řady platí uvedené vztahy také, jen integrály přejdou v sumaci a spojitou aperturu nahradí jednotlivé elementy řady.

$$E(\Phi) = \int_{-\frac{D}{2}}^{\frac{D}{2}} A(y) e^{j\Psi(y)} e^{j2\pi\frac{y}{\lambda}\sin\Phi} dy \quad [10] \quad (2.10)$$

$$A(y)e^{j\Psi(y)} = \int_{-\pi}^{\pi} [E(\Phi)e^{-j2\pi\frac{y}{\lambda}\sin\Phi} \cos\Phi] d\Phi \quad [10] \quad (2.11)$$

kde:  $E(\Phi)$  - požadovaný tvar vyzařovací charakteristiky,  
 $D$  - velikost apertury,  
 $A(y)$  - amplituda budícího signálu,  
 $\Psi(y)$  - fáze budícího signálu,  
 $\Phi$  - azimut,  
 $y$  - místo na apertuře,  
 $\lambda$  - vlnová délka.

Obr. 2.11 (nahore) zobrazuje činitele řady vypočítaného z amplitudových a fázových vah. Shoda mezi syntetizovaným diagramem a tím zadaným na Obr. 2.10 je velmi dobrá. Samozřejmě syntetizovaná charakteristika obsahuje postranní laloky. Jelikož je teoretický průběh ideální směrové charakteristiky blízký obdélníku, jsou amplitudové koeficienty z Obr. 2.11 (vlevo dole) blízké diskretizovanému průběhu  $\sin(x)/x$ . Fázové koeficienty jsou antisymetrické kolem středu anténní řady.



**Obr. 2.11 – Fourierova syntéza; zdroj: převzato z [6];  
činitel řady (nahore), amplitudové koeficienty jednotlivých zářičů (vlevo dole), rozložení fáze na  
jednotlivých zářičích (vpravo dole); počet prvků řady: 16, rozteč: 17,5 mm**

### Fázová syntéza

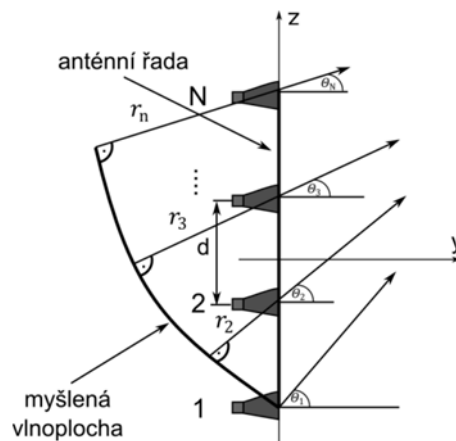
Ačkoliv Fourierova syntéza umožňuje velmi efektivní rozložení komplexních vah jednotlivých elementů řady a tak i dobré shody se zadanou charakteristikou, pro radiolokační antény může být mnohdy výhodnější použití fázové syntézy, ačkoliv její výsledky bývají horší. Důvodem je, že fázová syntéza se snaží přiblížit zadanému průběhu pouze modifikací fázového posuvu mezi jednotlivými zářiči, při zachování rovnoměrného rozložení amplitudy. To má značný význam pro aktivní anténní řady, kde je každý zářič vybaven vlastním modulem vysílače – není pak nutné použití více druhů vysílačů. Tato výhoda je ovšem vykoupena větším zvlněním charakteristiky v zájmové oblasti



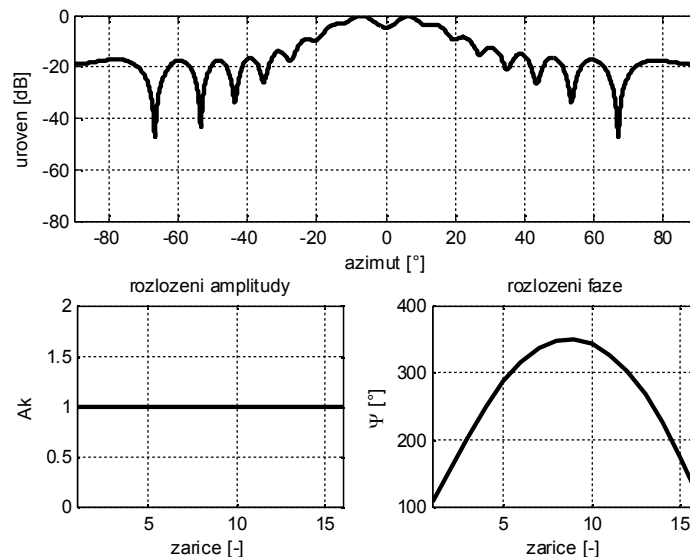
a pozvolnějším přechodem mezi zájmovou oblastí a oblastí postranních laloků, jak je vidět na Obr. 2.13.

Princip fázové syntézy vychází z geometrické optiky. Pro další popis bude použit Obr. 2.12, kde je zobrazena anténní řada o  $N$  prvních s roztečí  $d$ . Je zde také zobrazena zakřivená spojitá apertura, kterou by vytvářela reflektorová anténa. Při ozáření této pomocné „imaginární“ plochy dojde k odrazu vlny pod úhlem, který je kolmý na zakřivenou plochu. Stejného efektu se dá dosáhnout i u anténních řad, kdy se pro jednotlivé zářiče posouvá fáze budícího signálu, dle vztahu (2.12), do konkrétního směru  $\theta_n$ .

$$\Psi_n = -\frac{2\pi}{\lambda} \sum_{r=1}^n d(n) \sin \theta_n \quad [6], [7], [15] \quad (2.12)$$



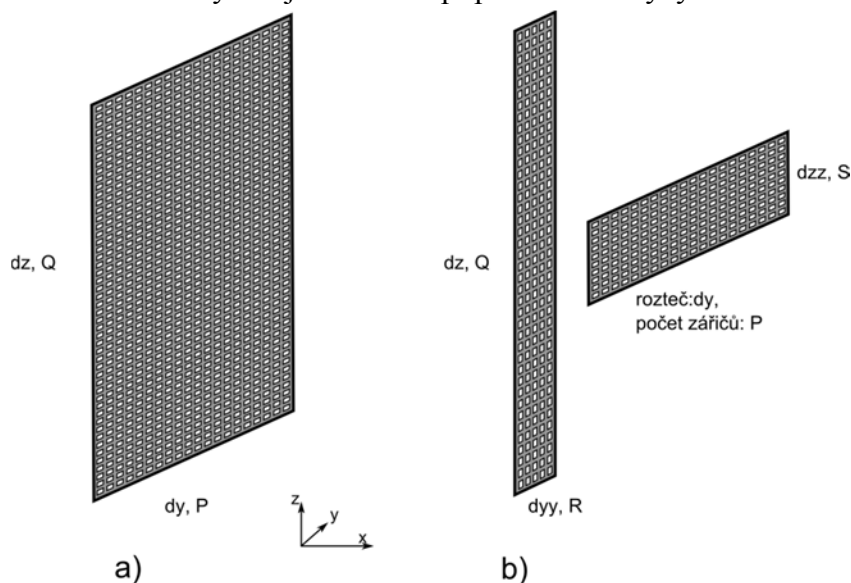
Obr. 2.12 – princip fázové syntézy; zdroj: [6] a [7]  
činitel řady (Fazova synteza)



Obr. 2.13 - fázová syntéza; zdroj: vlastní  
činitel řady (nahore) obdrženy fázovou syntézou, amplitudové koeficienty jednotlivých zářičů (vlevo dole), rozložení fáze na jednotlivých zářičích (vpravo dole); počet prvků řady: 16, rozteč: 17,5 mm

## 2.2 Vysílání a příjem stejnou anténou

V této kapitole jsou představeny uvažované koncepty anténních řad, navržené anténní řady a syntetizovány jednotlivé anténní diagramy. Uvažované koncepty jsou celkem tři a to: jedna anténní řada, která vytváří tužkový svazek (Obr. 2.14 a, dále označována jako *Pencil*), jedna anténní řada, vytvářející dvojici vějířovitých svazků střídajících se ve funkci (opět Obr. 2.14 a, dále označována jako *1Ant2Fan*) a dvojice anténních řad, kde každá anténní řada formuje jeden listový svazek (Obr. 2.14 b, dále označována jako *2Ant2Fan*). Po návrhu anténních řad a syntéze jednotlivých svazků jsem porovnal jejich vlastnosti a vybral jeden koncept pro další analýzy.



Obr. 2.14 – koncepty anténních řad pro případ vysílání a příjmu stejnou anténou; zdroj: vlastní  
a) anténní řada vytvářející tužkový svazek nebo dvojici listových svazků; b) dvojice anténních řad, kde každá vytváří jeden listový svazek

### 2.2.1 Praktický návrh anténních řad

V této podkapitole jsou navržené anténní řady pro tři koncepty skenování prostoru a vypočteny jejich vyzářovací charakteristiky. Parametry antén splňují normy ICAO (viz Tab. 1.1) a současné zvyklosti (Tab. 1.1, pravý sloupec).

#### Anténní řada s tužkovým svazkem (*Pencil*)

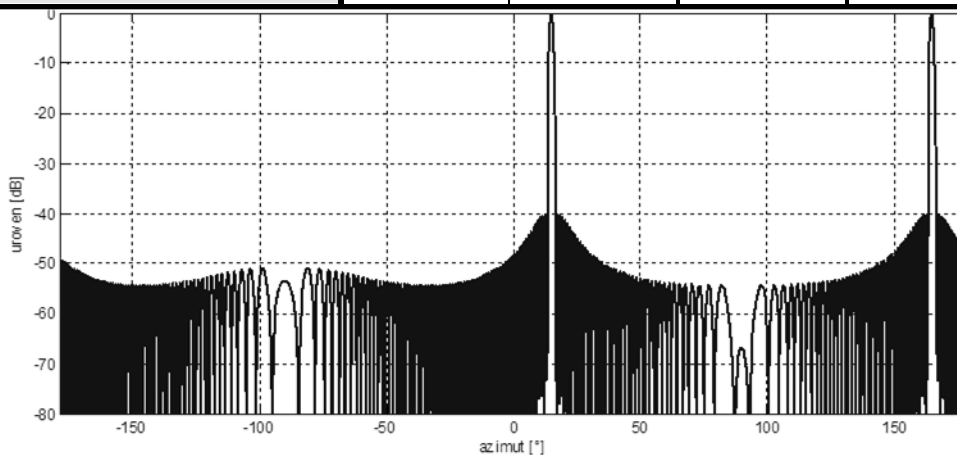
Jde o plošnou anténní řadu se šířkou svazku v azimutu  $\Delta\Phi = 1,2^\circ$  a v elevaci  $\Delta\Theta = 0,6^\circ$ . Rozsah prohledávaného prostoru v azimutu je  $\pm 15^\circ$  a v elevaci  $-1^\circ$  až  $+14^\circ$ . Z důvodu minimalizace potřebného odklonu svazku od kolmice k apertuře a tím omezení požadavku na rozteč mezi elementy, bude uvažovaná apertura antény ve vertikálním směru zakloněna o  $6,5^\circ$ , takže svazek bude nutno ve vertikálním směru vychylovat od kolmice o  $\pm 7,5^\circ$ .

Při návrhu bylo použito Taylorovo rozložení s teoretickou úrovní postranních laloků  $-40$  dB. První návrh vedoucí na menší rozměry antény a menší počty elementů (viz Tab. 2.1) musel být modifikován jednak kvůli tomu, že se při vychylování svazek rozšiřuje, jednak kvůli snížení difrakčních laloků. Výsledné parametry navržené řady jsou uvedeny také v Tab. 2.1, činitelé řady jsou na Obr. 2.15 a Obr. 2.16.

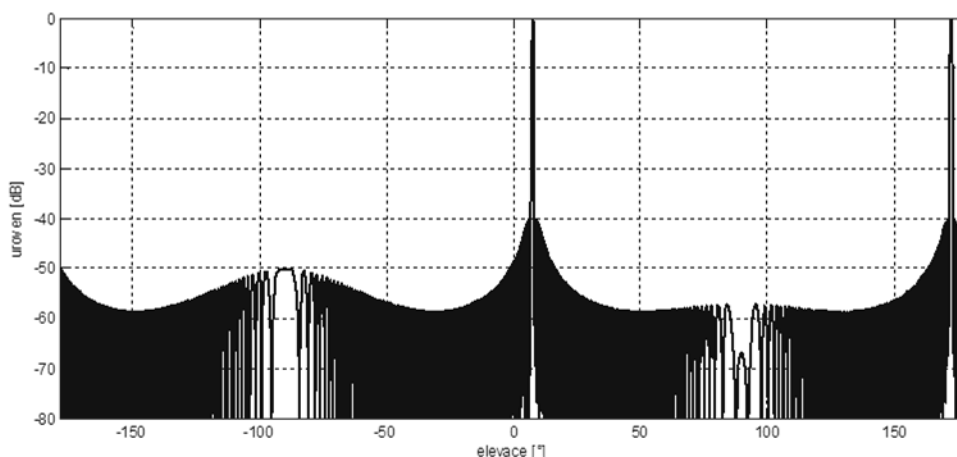
Stejným postupem se dá postupovat i pro rovinu vertikální. Opět je zde pro získání amplitudového rozložení použita Taylorova syntéza s teoretickým potlačením postranních laloků -40 dB. Fáze mezi jednotlivými zářiči je konstantní, takže je maximum diagramu soustředěno v elevaci  $0^\circ$  ( $6,5^\circ$  se započítaným mechanickým náklonem).

Tab. 2.1 – parametry anténních řad; zdroj: vlastní

rovina	původní parametry		upravené parametry	
	hor	ver	hor	ver
rozměry antény $D_\phi, D_\theta$ [m]	1,82	3,65	2	4
rozteč $d_y, d_z$ [mm]	24,7	27,9	20	25
počet zářičů $P, Q$	74	131	100	160



Obr. 2.15 - činitel řady pro horizontální rovinu po úpravě rozměrů antény,  $d_y = 20$  mm,  $P = 100$  zářičů; zdroj: vlastní



Obr. 2.16 - činitel řady pro vertikální rovinu po úpravě rozměrů antény,  $d_z = 25$  mm,  $Q = 160$  zářičů; zdroj: vlastní

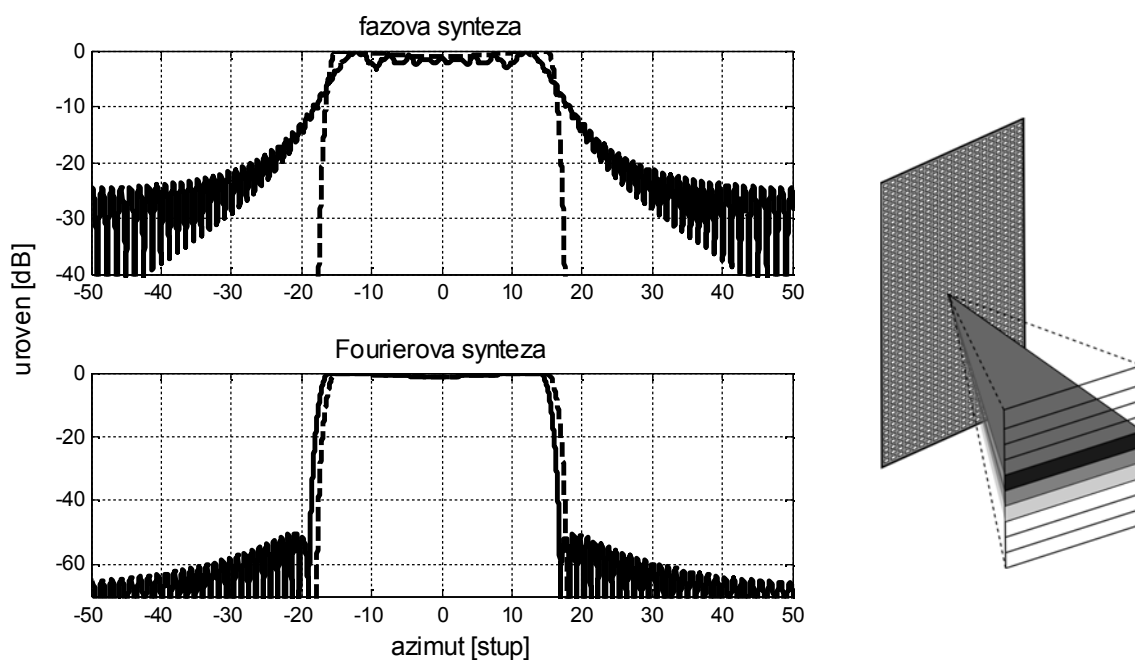
Pro případ vysílání a příjmu stejnou anténou platí, že se zužuje šířka hlavního laloku a zvyšuje odstup postranních laloků na 2SLL, kde SLL je odstup postranních laloků pro případ vysílání v decibelech. Šířka hlavního laloku se zužuje přibližně na 0,7 násobek původní hodnoty.

## Anténní řada se dvěma listovými svazky (1Ant2Fan)

Anténa prohledává prostor dvěma svazky sekvenčně, z nichž jeden skenuje v horizontální rovině a druhý v rovině vertikální. Svazek skenující v horizontální rovině je úzký v azimutu a široký v elevaci. Pro druhý listový svazek je to naopak. Pro úzké profily je opět použita Taylorova syntéza. Při návrhu rozložení, vytvářejících širší profily byly použity jak Fourierova tak fázová syntéza a jejich výsledky byly porovnány pro každý svazek zvlášť.

Rozměry antény, rozteče a počet prvků jsou diktovány úzkými šířkami svazků a požadavky na krytí prostoru, takže je pro potřeby syntézy převezmeme z anténní řady *Pencil*.

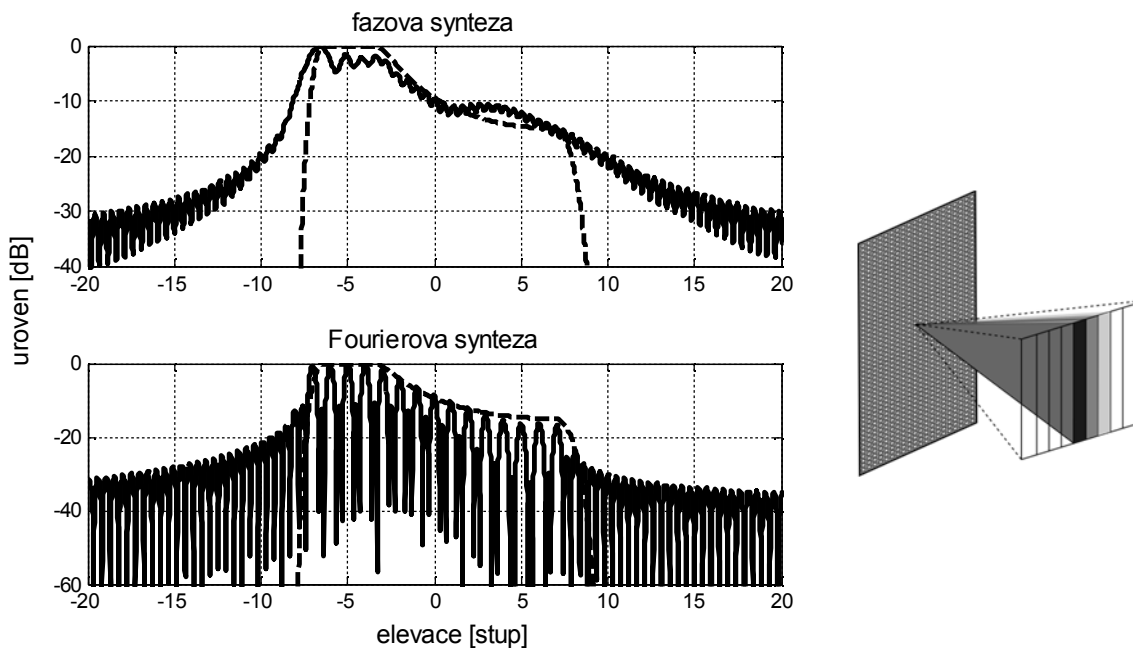
Na Obr. 2.17 je porovnání fázové a Fourierovy syntézy s požadovanou směrovou charakteristikou (přerušovanou čarou) pro svazek, skenující v elevaci. Tvar zadané charakteristiky byl popsán v předchozí kapitole. Pro tento případ vychází lépe Fourierova syntéza, která má strmější přechod mezi zájmovým prostorem a prostorem postranních laloků. Také zvlnění v zájmové oblasti je daleko menší. Proto je právě tato vhodným kandidátem pro další analýzy.



**Obr. 2.17 – činitel řady pro svazek skenující ve vertikální rovině obdržený fázovou syntézou (nahore) a Fourierovou syntézou (dole); přerušovanou čarou ideální diagram; parametry antény viz Tab. 2.3; zdroj: vlastní**

Na Obr. 2.18 je porovnání obou metod, aplikovaných na svazek, skenující v azimutu. V tomto případě má ideální charakteristika tvaru kvadrátu kosekanty. Fourierova syntéza zde zcela selhává. Je to dáno příliš velkou vertikální roztečí. Ta by se sice mohla zvolit menší, ale za cenu rozšíření svazku. Zmenšení rozteče se současným navýšením počtu anténních elementů také není vhodnou cestou. Fázová syntéza zde naopak dává poměrně dobré výsledky. Zadaný průběh je sledován jen s mírným zvlněním. Strmost nárůstu při záporných elevacích je také poměrně dobrá. Horší je to se strmostí

přechodu ze sledovaného prostoru do postranních laloků na straně kladných elevací. Nicméně po  $10^\circ$  ( $16,5^\circ$ s mechanickým náklonem antény) klesají postranní laloky pod hranici  $-20$  dB.



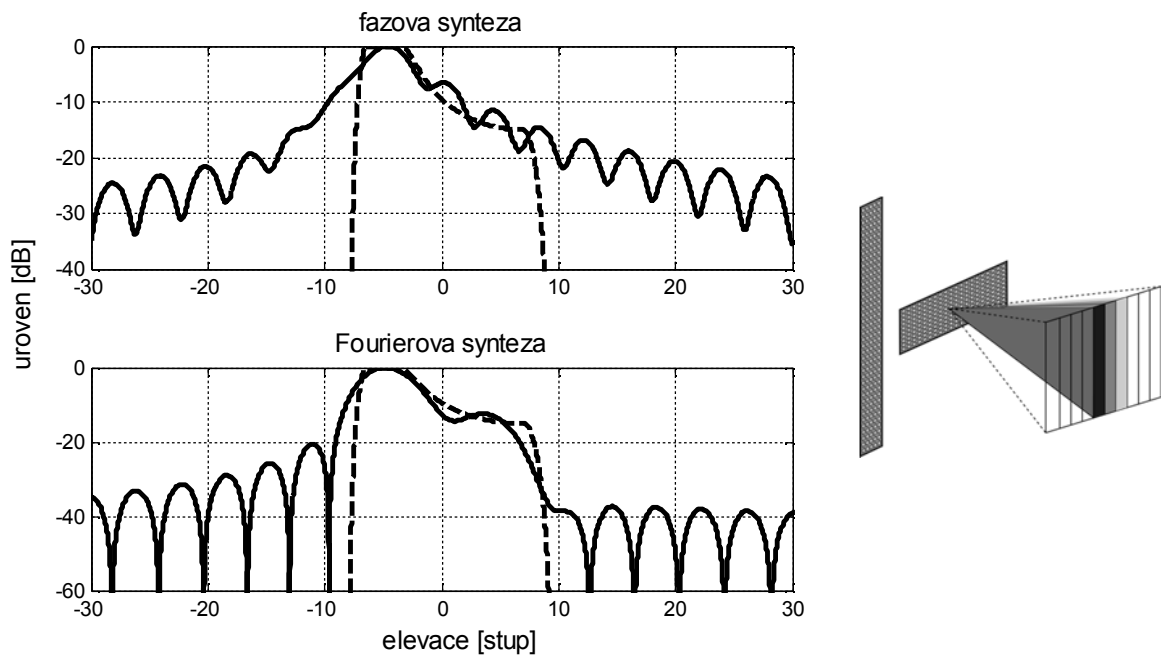
**Obr. 2.18 – činitel řady pro svazek skenující v horizontální rovině obdrženého fázovou syntézou (nahore) a Fourierovou syntézou (dole); přerušovanou čarou ideální diagram; uvažovaný mechanický náklon antény; parametry antény viz Tab. 2.3; zdroj: vlastní**

### **Dvě anténní řady se dvěma listovými svazky (2Ant2Fan)**

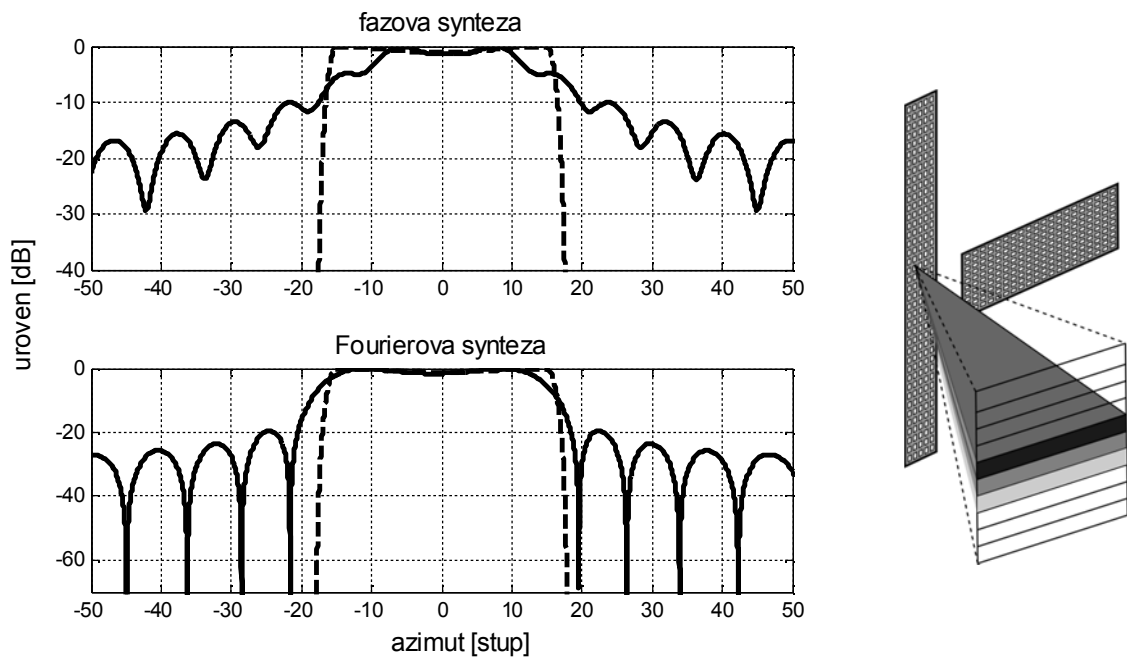
V tomto konceptu prohledává dvojice anténních řad zájmový prostor, každá vlastním listovým svazkem, které se střídají ve funkci. Rozměry řady a rozteče pro tu rovinu, kde je svazek úzký, lze převzít z anténní řady *Pencil*. Pro zbývající rovinu se určí empiricky s tím, že je snaha o co nejmenší počet prvků řady a tím i velikost antény.

V případě anténní řady skenující v azimutu (antény strany – AS), jsou činitelé řady zobrazeny na Obr. 2.19. Oproti anténní řadě *1Ant2Fan* je zde přítomno mnohem méně elementů řady, což zapříčiňuje vyšší zvlnění v zájmovém prostoru. Fourierova syntéza zde dává lepší výsledky, tedy: menší zvlnění v zájmové oblasti a větší strmost přechodu mezi zájmovou oblastí a oblastí postranních laloků.

Pro anténu skenující v elevaci (anténa výšky – AV) jsou činitelé řady na Obr. 2.20. Fourierova syntéza dává opět lepší výsledky. Shrnutí rozměrů všech tří konceptů je v Tab. 2.3.



Obr. 2.19 – činitel řady pro anténu strany ve vertikální rovině obdrženého fázovou syntézou (nahore) a Fourierovou syntézou (dole); přerušovanou čarou ideální diagram; uvažovaný mechanický náklon antény; parametry antény viz Tab. 2.3; zdroj: vlastní



Obr. 2.20 – činitel řady pro anténu výšky ve vertikální rovině obdrženého fázovou syntézou (nahore) a Fourierovou syntézou (dole); přerušovanou čarou ideální diagram; parametry antény viz Tab. 2.3 zdroj: vlastní

### 2.2.2 Porovnání konceptů

Následuje porovnání představených konceptů z hlediska náročnosti na další návrh, zisku antén a rychlosti prohledávání prostoru svazky.

## Izotropní zisk antén

Izotropní zisk (směrovost) antén lze teoreticky vypočítat z anténní charakteristiky podle následujícího vztahu:

$$G_i = \frac{S_{\max}(R)}{\frac{P_{\text{celk}}}{4\pi R^2}} = \frac{4\pi}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} f^2(\Phi, \Theta) \cos\Theta d\Theta d\Phi} \quad [5], [7] \quad (2.13)$$

kde:  $S_{\max}(R)$  - maximální hustota vyzařovaného výkonu ve vzdálenosti  $R$ ,  
 $P_{\text{celk}}$  - celkový vyzařovaný výkon.

Pro antény s tužkovým svazkem lze vztah (2.13) do následující formy:

$$G_i \cong \frac{4\pi}{\Phi_{3dB} \Theta_{3dB} L_n} \quad [5], [7] \quad (2.14)$$

kde:  $L_n$  je ztráta vyzařováním do postranních laloků.

V případě listových svazků závisí na tvaru jejich směrové charakteristiky. U kosekantových diagramů lze zisk vyjádřit obdobně, jako pro tužkový svazek:

$$G_i \cong \frac{4\pi}{\Phi_{3dB} \frac{\Theta_0}{2} L_n} \quad [5], [7] \quad (2.15)$$

kde:  $\Theta_0$  - maximální úhel, pro nějž platí kosekantová závislost.

Po dosažení šířek svazků z Tab. 2.2 a ztrát vlivem záření do postranních laloků, odhadnutých na 2 dB vyjde zisk pro tužkový svazek 46,6 dB a pro oba listové svazky 36,6 dB.

Tab. 2.2 – šířky svazku pro tužkový svazek a listové svazky antén PAR; zdroj: vlastní

šířka svazku v:	azimutu [°]	elevaci [°]
tužkový svazek	$\Phi_{3dB \text{ str}} = 1,2$	$\Theta_{3dB \text{ vys}} = 0,6$
anténa strany	$\Phi_{3dB \text{ str}} = 1,2$	$\Theta_0 = 15 \rightarrow \Theta_{3dB \text{ str}} \cong \frac{\Theta_0}{2} = 7,5$
anténa výšky	$\Phi_0 = 30 \rightarrow \Phi_{3dB \text{ vys}} \cong \frac{\Phi_0}{2} = 15$	$\Theta_{3dB \text{ vys}} = 0,6$

## Další parametry

Prohledávání prostoru tužkovým svazkem, je časově velmi náročné, viz Tab. 2.4. Pro splnění normy ICAO na opakování informace by se mohly vysílat pouze dva impulzy. Počet vysílaných, respektive přijímaných impulzů, je důležitý z hlediska jejich integrace a Dopplerovského zpracování. Z hlediska zisků antén však nemá tento koncept konkurenci. Pokud se bude vysílat a přijímat stejnou anténou, figuruje zisk v radarové rovnici dvakrát. Z toho vyplývá, že se může vůči anténním řadám  $1AntFan2$  a  $2Ant2Fan$  vysílat s mnohonásobně menším výkonem. Velká komplikace tohoto konceptu je obrovské množství anténních elementů, které musejí být vybaveny vlastními bloky vysílače/přijímače, fázovači a dalšími komponentami. Přičemž „obrovské množství“ znamená řádově desetitisíce ( $100 \cdot 160 = 16\,000$  elementů). Z toho plyne i obrovská finanční zátěž a nároky na vývoj i výrobu.

Anténa *1Ant2Fan*, tedy použití společného anténního pole pro oba listové svazky vyžaduje stejný počet anténních elementů, ale dvojice vějířovitých svazků má daleko menší zisk. Při době opakování 1 s je ovšem možné vyslat a přijmout cca 30 impulzů.

Stejně je na tom se ziskem a počtem vysílaných/přijímaných impulzů anténní řada *2Ant2Fan*. Ten však potřebuje daleko méně anténních elementů:  $100 \cdot 32 + 160 \cdot 16 = 5760$  elementů. To je úspora cca 10 000 vysílačů a přijímačů.

V dalších analýzách se tedy pracuje již jen s konceptem *2Ant2Fan* s parametry anténních řad z Tab. 2.4 s anténními charakteristikami z Obr. 2.19 a Obr. 2.20 pro Fourierovu syntézu. Ta vychází oproti výsledkům z fázové syntézy trochu lépe. Tvar charakteristiky by se mohl pro praktický návrh ještě měnit, ale pro další analýzy v této práci jsou charakteristiky dostačující.

**Tab. 2.3 – parametry anténních řad pro jednotlivé koncepty; zdroj: vlastní**

	<i>Pencil</i>		<i>1Ant2Fan</i>		<i>2Ant2Fan</i>			
	hor	ver	hor	ver	AS		AV	
rovina	hor	ver	hor	ver	hor	ver	hor	ver
rozměry antény $D_\varphi, D_\theta$ [m]	2	4	2	4	2	0,51	0,28	4
rozteč $dy, dz$ [mm]	20	25	20	25	20	16	17,5	25
počet zářičů $P, Q$	100	160	100	160	100	32	16	160

**Tab. 2.4 - čas potřebný k prohledání prostoru; zdroj: vlastní**

počet vysílaných impulzů	1	5	10	15	20	25	30
čas tužkového svazku [s]	0,41	2,0	4,17	6,26	8,35	10,43	12,52
čas dvojice vějířovitých svazků [s]	0,03	0,17	0,33	0,5	0,67	0,83	1,0

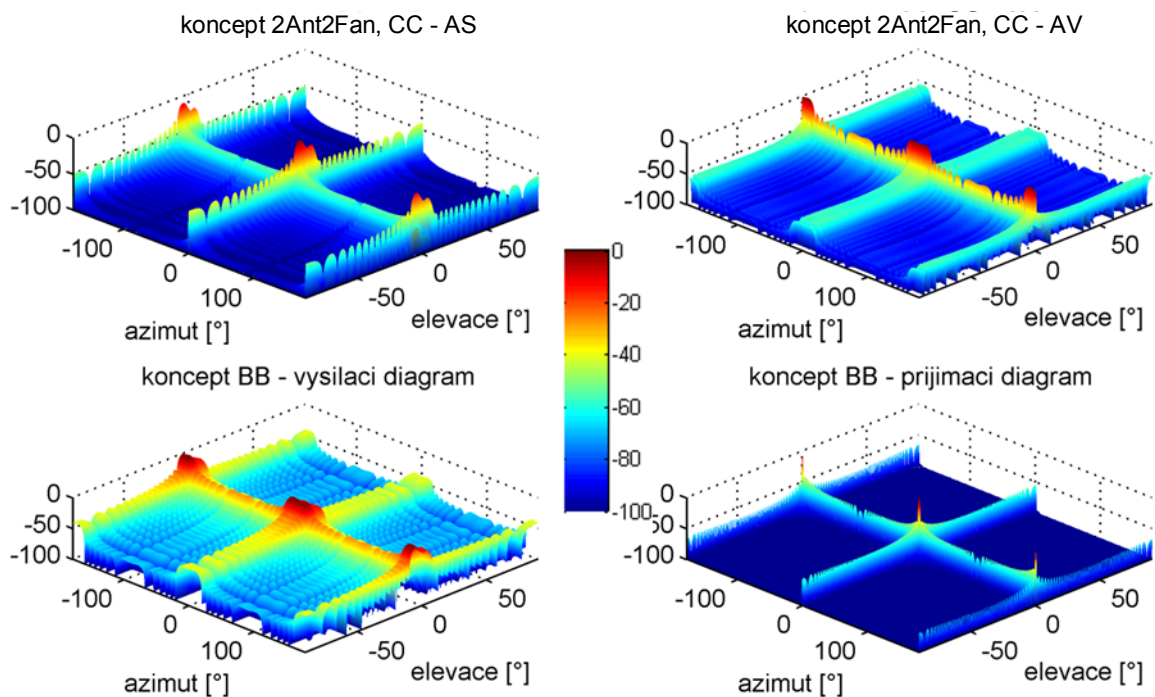
## 2.3 Vysílání a příjem různými anténami

V předchozí kapitole byla vybrána dvojice anténních řad, kde každá generuje jeden listový svazek. Celkový počet vysílačů a celkový počet přijímačů by byl pro tento koncept shodně 5760 elementů. Počet vysílačů je možné omezit tím, že vysílat bude pouze jedna anténa a druhá anténa bude pasivní.

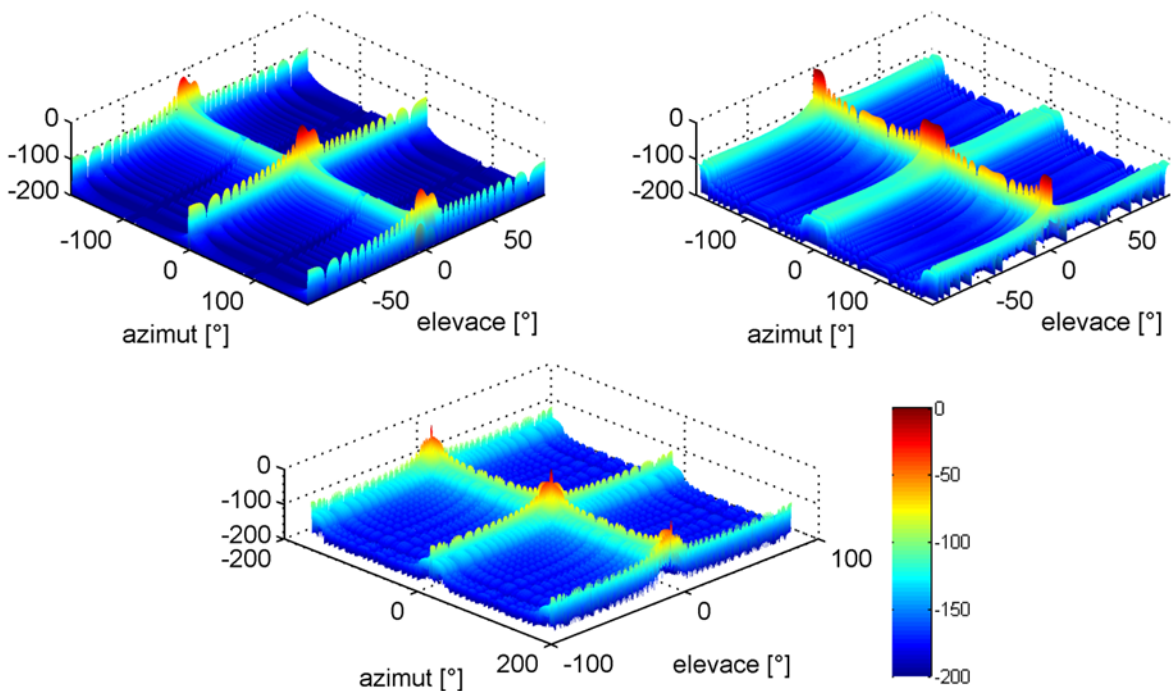
V dalším jsou analyzované dva koncepty *BB* a *CC*, kombinující aktivní a pasivní antény a jsou porovnávány s anténní řadou *2Ant2Fan* z předchozí kapitoly. 3D průběhy činitelů řady jsou zobrazeny na Obr. 2.21 a Obr. 2.22.

Koncept *BB* uvažuje dvojici anténních řad. Vysílací anténa ozařuje celý zájmový prostor jedním širokým svazkem, kdežto přijímací anténa má na příjmu mnoho digitálně formovaných tužkových svazků. Parametry těchto anténních řad vycházejí z Tab. 2.3 a to: pro vysílací anténu *BB*:  $2Ant2Fan-AV-hor \times 2Ant2Fan-AS-ver$ ; pro přijímací anténu *BB* tužkový svazek podle anténní řady *Pencil*). 3D průběh činitele řady pro vysílací anténu je zobrazen na Obr. 2.21 (vlevo dole), pro přijímací anténu na stejném obrázku vpravo s jedním tužkovým svazkem směřujícím do středu monitorovaného sektoru.





Obr. 2.21 – 3D činitele řady pro jednotlivé koncepty (úrovňím pod -100 dB je přiřazena právě úroveň -100 dB); zdroj: vlastní



Obr. 2.22 – úroveň přijatého signálu pro koncepty (úrovňím pod -100 dB je přiřazena právě úroveň -100 dB) *2Ant2Fan* (nahore) *BB* a *CC* (dole - shodné); zdroj: vlastní

Koncept *CC* uvažuje dvojici anténních řad stejných jako u *2Ant2Fan* se stejnými anténními diagramy. Anténa výšky vysílá i přijímá stejnou anténní řadou, anténa strany slouží jenom pro příjem a má mnohasvazkový diagram. Obr. 2.21 zobrazuje (vlevo a vpravo nahore) 3D činitele řady antény strany a antény výšky pro koncept *2Ant2Fan* i *CC*.

Obr. 2.22 (dole) zobrazuje úroveň přijatého signálu odraženého od stejného cíle, kdyby byl umístěn v různých úhlových pozicích. Jednotlivé části obrázku odpovídají právě popsaným variantám anténních systémů.

Koncepty *BB* a *CC* by bylo možno realizovat také tak, že by se pro příjem použila anténa se širokou charakteristikou (tak aby pokrývala celý úhlový sektor) a pro vysílání by byla použita vícesvazková vysílací anténa. Realizace takové vysílací antény by však byla hodně komplikovaná a proto se zde věnují pouze zmíněným variantám mnohosvazkové přijímací antény.

### 2.3.1 Odhad příjmu clutteru u jednotlivých konceptů

Clutterem se u radarů rozumí signály, odražené od nezajímavých objektů. Za objemový clutter považujeme odrazy od deště a ostatních meteouťvarů. Za plošný clutter odrazy od terénu, hladiny moře, atd. Schopnost potlačení těchto odrazů patří k důležitým vlastnostem primárních radarů. V tomto odstavci porovnávám jednotlivé koncepty z hlediska příjmu integrovaného clutteru. Velikost tohoto signálu je úměrná tzv. efektivní odrazné ploše clutteru.

#### Objemový clutter

Vztah (2.16) pro výpočet efektivní odrazné plochy clutteru zahrnuje parametry clutteru i radaru ( $\sigma_{0d}$ ,  $\Delta R$ ) a vysílací a přijímací charakteristiky antén:

$$\sigma_d = \sigma_{0d} R^2 \Delta R \int_{\theta} \left[ \int_{\Phi} f_{vys}^2(\Phi, \theta) f_{prij}^2(\Phi, \theta) d\Phi \right] \cos\theta d\theta \quad [5] \quad (2.16)$$

kde:  $\sigma_{0d}$  - reflektivita deště,

$R$  - vzdálenost rozlišovací buňky,

$\Delta R$  - rozlišovací schopnost radaru v dálce,

$f_{vys}^2(\Phi, \theta)$  - výkonová anténní charakteristika vysílací antény,

$f_{prij}^2(\Phi, \theta)$  - výkonová anténní charakteristika přijímací antény.

K porovnání velikosti odrazných ploch objemového clutteru, zachyceného anténami s různými 3D charakteristikami využijeme poměr efektivních odrazných ploch clutteru, vypočítaných podle (2.17). Při stejných  $R$ ,  $\sigma_{0d}$  a  $\Delta R$  se uvedené veličiny neuplatní a výsledek bude závislý jen na charakteristikách antén.

U konceptu *BB* máme jen jednu přijímací anténu a tu porovnáme s oběma přijímacími anténami konceptu *2Ant2Fan* (tedy s *AS* i *AV*):

$$\frac{\sigma_{dBB}}{\sigma_{dAAAV}} = \frac{\int_{\theta} \left[ \int_{\Phi} f_{BBvys}^2(\Phi, \theta) f_{BBprij}^2(\Phi, \theta) d\Phi \right] \cos\theta d\theta}{\int_{\theta} \left[ \int_{\Phi} f_{2Ant2FanAV}^2(\Phi, \theta) f_{AAAV}^2(\Phi, \theta) d\Phi \right] \cos\theta d\theta} \quad (2.17)$$

$$\frac{\sigma_{dBB}}{\sigma_{dAAAS}} = \frac{\int_{\theta} \left[ \int_{\Phi} f_{BBvys}^2(\Phi, \theta) f_{BBprij}^2(\Phi, \theta) d\Phi \right] \cos\theta d\theta}{\int_{\theta} \left[ \int_{\Phi} f_{2Ant2FanAS}^2(\Phi, \theta) f_{AAAS}^2(\Phi, \theta) d\Phi \right] \cos\theta d\theta}$$

kde:  $f_{BBvys}^2$  - výkonová charakteristika vysílací antény pro koncept *BB* (Obr. 2.21 vlevo dole),

$f_{BBprij}^2$  - výkonová charakteristika přijímací antény pro koncept *BB* (Obr. 2.21 vpravo dole),

$f_{2Ant2FanAV}^2$  - výkonová charakteristika antény výšky pro anténní řadu *2Ant2Fan* (Obr. 2.21 vlevo nahoře),

$f_{2Ant2FanAS}^2$  - výkonová charakteristika antény strany pro koncept *2Ant2Fan* (Obr. 2.21 vpravo nahoře).

Přitom se integruje se přes celý úhlový rozsah  $\Phi \in \langle -\pi, \pi \rangle$ ,  $\theta \in \langle -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \rangle$ . Podobně se počítají i poměry u ostatních konfigurací (2.18).

U konceptu *CC* máme dvě přijímací antény *AS* i *AV* a porovnáváme je vždy s *2Ant2Fan* při příjmu stejnou anténou. Ale v případě příjmu signálu anténou výšky systému *CC* jde o úplně stejnou konfiguraci jako u systému *2Ant2Fan* s anténou výšky, takže poměr efektivních odrazných ploch bude roven jedné. Postačí tedy vypočítat pouze poměr u antény strany:

$$\frac{\sigma_{dCCAS}}{\sigma_{dAAAS}} = \frac{\int_{\theta} [\int_{\Phi} f_{CCAV}^2(\Phi, \theta) f_{CCAS}^2(\Phi, \theta) d\Phi] \cos\theta d\theta}{\int_{\theta} [\int_{\Phi} f_{2Ant2FanAS}^2(\Phi, \theta) f_{AAAS}^2(\Phi, \theta) d\Phi] \cos\theta d\theta} \quad (2.18)$$

kde:  $f_{CCAV}^2$  - výkonová charakteristika antény výšky pro koncept *CC* (Obr. 2.21 vlevo nahoře),

$f_{CCAS}^2$  - výkonová charakteristika antény strany pro koncept *CC* (Obr. 2.21 vpravo nahoře).

### Plošný clutter

U plošného clutteru budeme postupovat obdobně. Výpočet efektivní odrazné plochy (terénu) probíhá podle základního vztahu (2.19):

$$\sigma_t = \sigma_{ot}(R, \theta) R \Delta R \cos \theta(R) \int_{\Phi} f_{vys}^2(\Phi, \theta(R)) f_{prij}^2(\Phi, \theta(R)) d\Phi \quad [5] \quad (2.19)$$

kde:  $\sigma_{ot}(R, \theta)$  - reflektivita terénu v daném místě, vzdálenosti a elevaci.

Poměrem odrazných ploch clutteru lze opět číselně vyjádřit, který z konceptů zachytí clutteru nejmenší množství. U plošného clutteru je integrál v (2.19) závislý na elevačním úhlu  $\theta$ . V případě poměrů odrazných ploch shrnutých v Tab. 2.5 byla zvolena hodnota  $\theta = -1^\circ$ .

**Tab. 2.5 – poměry objemového a plošného clutteru pro jednotlivé koncepty; zdroj: vlastní**

koncept	<i>BB/AS</i>	<i>BB/AV</i>	<i>CC/AS</i>	<i>CC/AV</i>
poměr objemového clutteru	$1,54 \cdot 10^{-3}$	$13,3 \cdot 10^{-3}$	$1,54 \cdot 10^{-3}$	1
poměr plošného clutteru	$5,2897 \cdot 10^{-5}$	396,14	$5,2897 \cdot 10^{-5}$	1

*AS* a *AV*: anténa strany a anténa výšky konceptu *2Ant2Fan*

Z výsledků v Tab. 2.5 vidíme, že efektivní odrazná plocha clutteru u konceptu *CC* je rovna, nebo menší, než u standardní varianty anténního systému *2Ant2Fan*. Jediný případ, kdy je odrazná plocha clutteru několikanásobně vyšší v neprospěch nových konceptů, nastává při porovnání odrazných ploch plošného clutteru v konceptu *BB* s anténou výšky *2Ant2Fan*. Odtud jasně vyplývá, že koncept *CC* bude po stránce potlačení clutteru nejvýhodnější. Připočteme k tomu fakt, že v případě konceptu *CC* bude vyslaný

impulz antény strany přijat současně jak anténou výšky, tak anténou strany a systém bude tedy stále schopný určovat 3D souřadnice objektu. Obnova informace by tedy mohla být až dvakrát rychlejší, než v případě střídavého vysílání oběma anténami, nebo bude při zpracování k dispozici dvakrát více odražených impulzů.

Následující tabulka (Tab. 2.6) shrnuje počet vysílačů a přijímačů u jednotlivých konceptů (výpočty vychází z Tab. 2.3). Koncepty *BB* a *CC* sice zachytí méně clutteru, nicméně aby se s takovým konceptem pracovalo dál, je potřeba aby koncept nepřinesl nároky na zvýšení počtu anténních elementů a tím také nároky na počty elementů bloků vysílač/přijímač. Koncept *BB* vyžaduje nejmenší počet vysílačů (většího výkonu), je to však vykoupeno velkým množstvím přijímačů (cca o 35 % více přijímačů). Koncept *CC* je schopen pracovat pouze s 44 % vysílačů *2Ant2Fan* a se stejným počtem přijímačů. V dalších analýzách budeme tedy porovnávat pouze koncept *CC* s *2Ant2Fan*.

Tab. 2.6 – počet potřebných vysílačů a přijímačů pro jednotlivé koncepty; zdroj: vlastní

koncept	<i>2Ant2Fan</i>	<i>BB</i>	<i>CC</i>
počet vysílačů	5 760	512	2 560
počet přijímačů	5 760	16 512	5 760
dohromady	11 520	17 024	8320

Popsaný koncept *CC* bude ovšem mít oproti *2Ant2Fan* nižší rozlišovací schopnost v azimutu. Zhoršení rozlišovací schopnosti v azimutu by se dalo kompenzovat prodloužením apertury antény. To by ovšem mělo za následek opětovné navýšení ceny systému a tudíž to není cestou dalšího výzkumu.

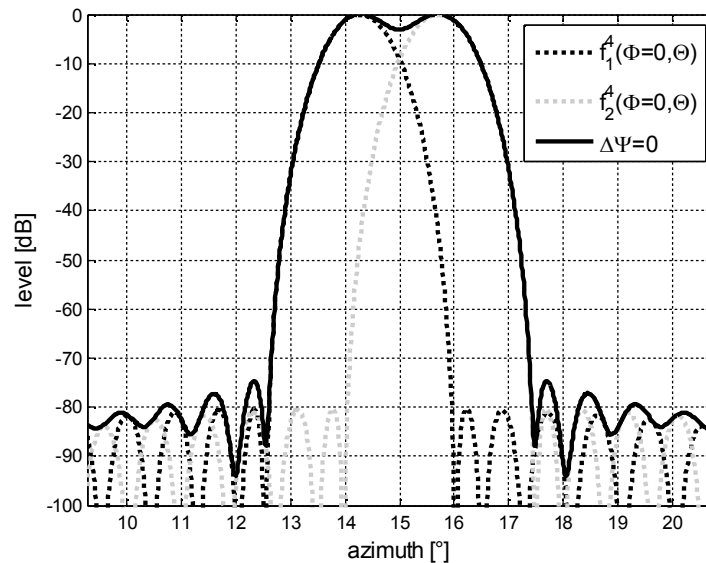
## 2.4 Analýza rozlišovací schopnosti

V předchozí kapitole byla zmíněna rozlišovací schopnost v úhlu a její zhoršení pro případ vysílání anténou výšky a příjmu anténou strany oproti vysílání a příjmu anténou strany. V této kapitole jsou oba případy analyzovány a porovnány.

Rozlišovací schopnost je dle Skolnika [14] definována následovně: *The angular resolution is the radar ability to resolve two close targets of the same radar cross section at the same range*, volně přeloženo: *Rozlišovací schopnost v úhlu je schopnost antény radaru rozlišit dva (úhlově) blízké cíle ve stejné vzdálenosti o stejné efektivní odrazné ploše.*

### 2.4.1 Spojité prohledávání prostoru

Rozlišovací schopnost pro případ spojitěho prohledávání prostoru se určí z úrovně přijatého signálu, kde pro dvojici (úhlově) rozeznatelných cílů jsou přítomna dvě maxima. Pokud je propad úrovně mezi maximy alespoň 3 dB, pak se cíle považují za rozlišitelné.



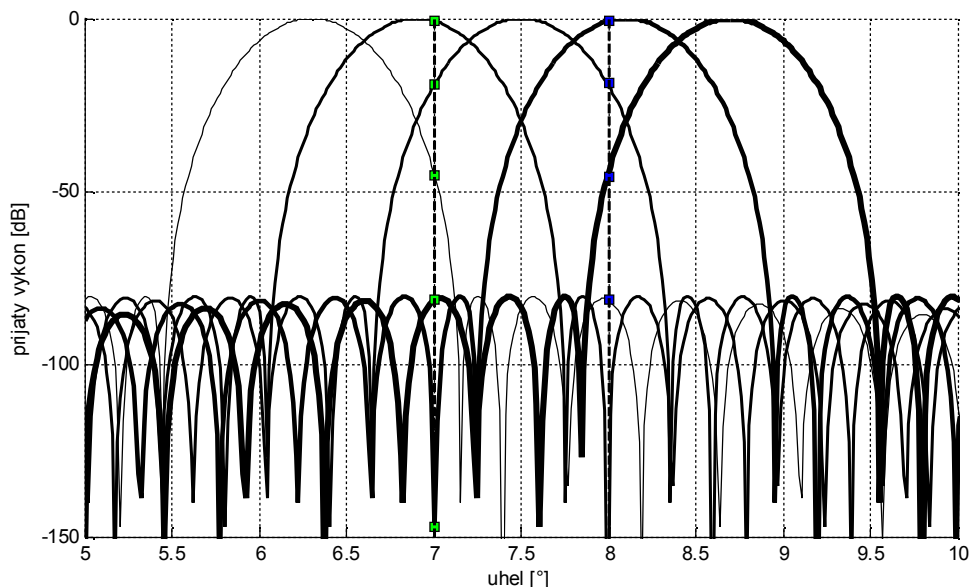
**Obr. 2.23 – přijatá úroveň signálu AS pro dvojici blízkých cílů; zdroj: převzato z [16] (úhlová separace cílů je  $1,45^\circ$ , parametry antény viz Tab. 2.3 – 2Ant2Fan-AS)**

Kromě úhlové blízkosti dvou cílů záleží také na fázovém posuvu mezi přijatými signály. V případě, že jsou přijaté signály vůči sobě fázově posunuté o  $180^\circ$  (signály jsou v protifázi), pak se pro úhel uprostřed mezi oběma cíli přijatá úroveň signálu odečte a propad úrovně bude velký i při malé úhlové separaci. Jde ovšem o signály, odražené od dvou samostatných cílů, takže vlivem jejich fluktuace a konečné šířky pásma tento jev v praxi nenastane. Při výpočtech rozlišovací schopnosti budeme uvažovat nejhorší možný případ, že mezi přijatými signály je fázový posuv nulový (signály jsou ve fázi). Obr. 2.23 zobrazuje úroveň přijatého signálu pro dva přichozí signály ve fázi (jedná se o dvojcestnou charakteristiku). Dále jsou zde zobrazené charakteristiky, které by byly na výstupu antény, kdyby byl přítomen pouze jeden z cílů.

Rozlišovací schopnosti pro případ spojitého prohledávání prostoru a při vysílání i příjmu stejnou anténou jsou uvedeny v Tab. 2.7, Tab. 2.8, Tab. 2.9.

#### 2.4.2 Prohledávání prostoru po skocích

Pro diskrétní prohledávání nestačí uvažovat pouze úhlovou separaci cílů a fázový rozdíl mezi přichozími signály. Postup určení rozlišovací schopnosti pro případ prohledávání prostoru po úhlových skocích se opírá o Obr. 2.24, kde jsou v monitorovaném prostoru přítomné dva cíle vzdálené  $1^\circ$  od sebe a skok elektronického vychylování svazku je  $\theta_{3dB}/2$ . Prohledávání prostoru svazkem probíhá zleva doprava, přičemž každý skok o úhel  $\theta_{3dB}/2$  je vykreslen tlustší čarou. Pro každou charakteristiku a každý cíl je odečtena úroveň z anténní charakteristiky. Odečtené úrovně jsou pak vykreslovány do grafu (Obr. 2.25 nahoře a uprostřed), kde na ose  $x$  je vektor úhlů odpovídající směru hlavního laloku.



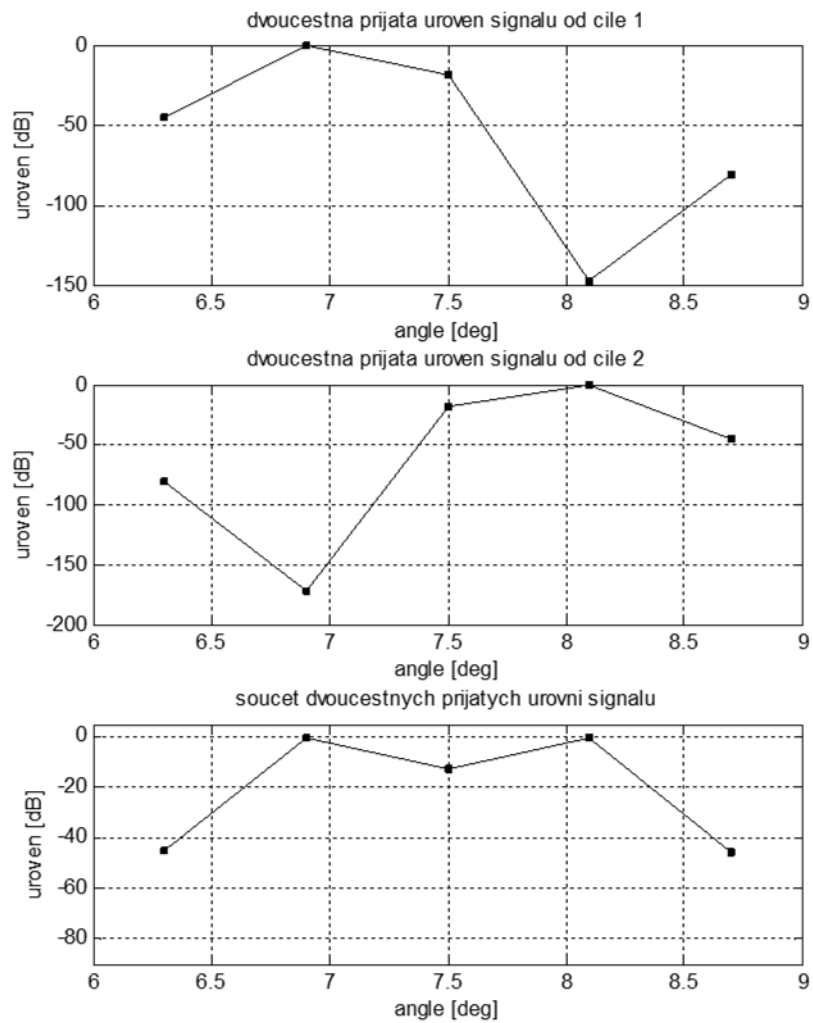
**Obr. 2.24 - posun maxim charakteristik přes 2 cíle (dvoucestná charakteristika AV); zdroj: vlastní (tloušťka čáry ilustruje posun směru svazku; přerušovaná čára ilustruje pozici cílů; body na charakteristikách ilustrují přijímanou úroveň signálu charakteristikou při jejím různém nasměrování)**

Obr. 2.25 zobrazuje přijaté úrovně odraženého signálu od cíle 1 (nahore) a cíle 2 (uprostřed) tak, jako kdyby v prohledávaném prostoru byl přítomen pouze jeden cíl (prohledávání s krokem rovným šířce svazku). V případě dvou přítomných blízkých cílů se pak přijatá napětí sčítají – Obr. 2.25 spodní graf.

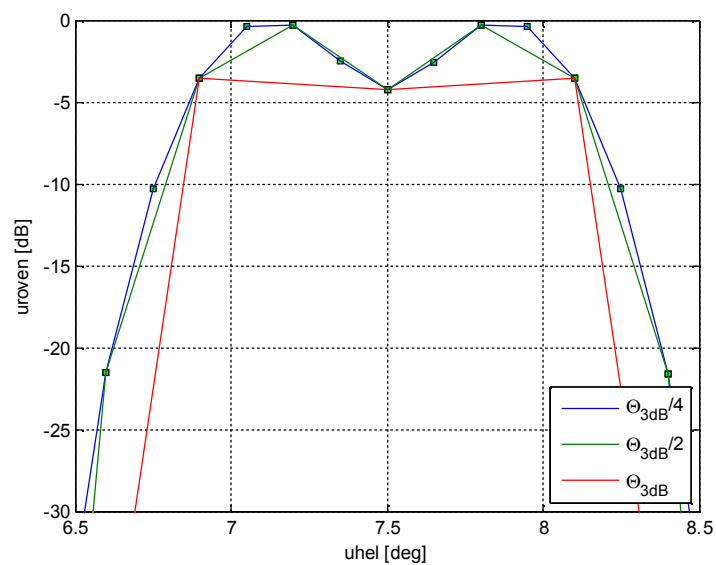
Obr. 2.26 zobrazuje úrovně přijímaných signálů pro tři různé kroky elektronického prohledávání prostoru:  $\theta_{3dB}/4$ ,  $\theta_{3dB}/2$  a  $\theta_{3dB}$ . Z grafu je vidět, že při malém kroku diskrétního prohledávání má charakteristika více měřených bodů. V tomto případě se lze přiblížit výsledku pro spojitě prohledávání. Při kroku rovnému šířce svazku je bodů kolem maxim přijatých úrovní málo a dva cíle jsou již nerozpoznatelné.

Z výše uvedeného je tedy patrné, že pokles úrovně mezi maximy se mění v závislosti na úhlové vzdálenosti cílů (stejně jako u spojitěho prohledávání svazku), ale také v závislosti na kroku nespojitěho vychylování svazku. Vlivem nespojitosti prohledávání prostoru mohou také (a většinou tomu tak je) maxima přijímaných signálů nabývat rozdílných velikostí (tzn., že jedno maximum je menší, než maximum druhé).

Dalším parametrem, na kterém je rozlišovací schopnost antén s elektronickým vychylováním svazku závislá, je začátek skenování. Důvodem, proč je rozlišovací schopnost závislá na začátku procházení sektoru, je příjem odraženého signálu od cíle z různých částí anténní charakteristiky, podle toho, jak je zrovna svazek nasměrovaný vůči cíli. Výsledek této analýzy je na Obr. 2.27.



Obr. 2.25 - úroveň přijímaná anténní řadou; cíle jsou 1° od sebe, krok elektronického prohledávání svazku je  $\theta_{3dB}$ ; zdroj: vlastní

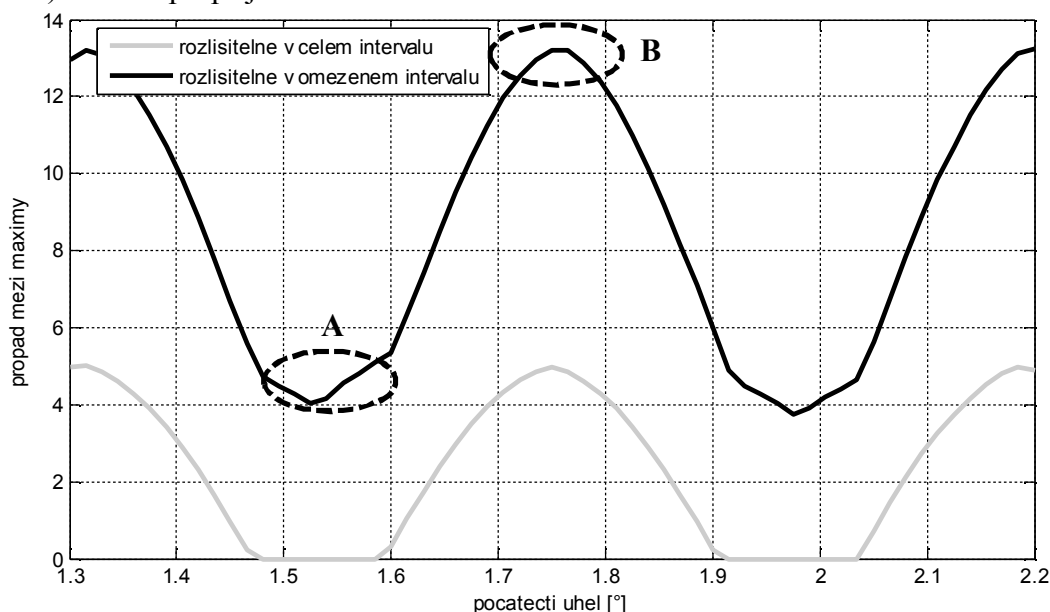


Obr. 2.26 – úroveň přijímaných signálů; cíle jsou 0,75° od sebe s různým krokem elektronického skenování; zdroj: vlastní

Charakteristika z Obr. 2.27 je periodická, s periodou rovnou kroku diskrétního skenování. Amplituda charakteristiky se mění s úhlovou vzdáleností cílů od sebe.

Pro šedou křivku (cíle vzdálené  $0,78^\circ$ ) jsou cíle rozlišitelné v rozsahu úhlů  $1,3^\circ$  až  $1,4^\circ$ ;  $1,6^\circ$  až  $1,8^\circ$  a  $2,1^\circ$  až  $2,2^\circ$ . Nicméně jsou zde úhlové oblasti, kde jsou cíle nerozlišitelné (úroveň propadu menší než 3 dB). Pro případ černé křivky (cíle úhlově separované  $1^\circ$ ) jsou cíle již rozeznatelné v celém intervalu a prohledávání je tedy nezávislé na natočení svazku vůči cíli.

Nejmenší propad (kolem 3 dB) přijaté úrovně signálu nastává, když je odraz od cíle přijat okrajem hlavního laloku (odpovídá případu A v Obr. 2.27). Příklad B (ze stejného obrázku) nastává při příjmu maximem hlavního laloku.



**Obr. 2.27 – propad úrovně mezi maximy v závislosti na začátku procházení sektoru pro anténu výšky; cíle jsou vzdálené  $0,78^\circ$  (šedě) a  $1^\circ$ ; skok elektronického prohledávání je roven šířce svazku; maximální úhel vychýlení; dvoj cestná charakteristika; zdroj: vlastní**

Rozlišovací schopnosti při vysílání i příjmu stejnou anténou pro AV a AS jsou v Tab. 2.7 a Tab. 2.8.

Oproti rozlišovacím schopnostem pro případ spojitěho pohledávání jsou rozlišovací schopnosti při skokovém procházení sektoru přibližně srovnatelné jen pro krok rovný čtvrtině šířky svazku. Pro větší úhlový krok se rozlišovací schopnost zhoršuje až skoro na dvojnásobek šířky svazku.

**Tab. 2.7 – rozlišovací schopnosti pro různé kroky elektronického procházení prostoru – AV (vysílání i příjem); zdroj: vlastní**

krok el. skenování	$\theta_{3dB}/4$	$\theta_{3dB}/2$	$\theta_{3dB}$
rozlišovací schopnost [ $^\circ$ ]	0,72	0,75	1
rozlišovací schopnost v případě spojitěho skenování [ $^\circ$ ]	0,7		
šířka svazku [ $^\circ$ ]	0,44		



**Tab. 2.8 – rozlišovací schopnosti pro různé kroky elektronického procházení prostoru – AS (vysílání i příjem); zdroj: vlastní**

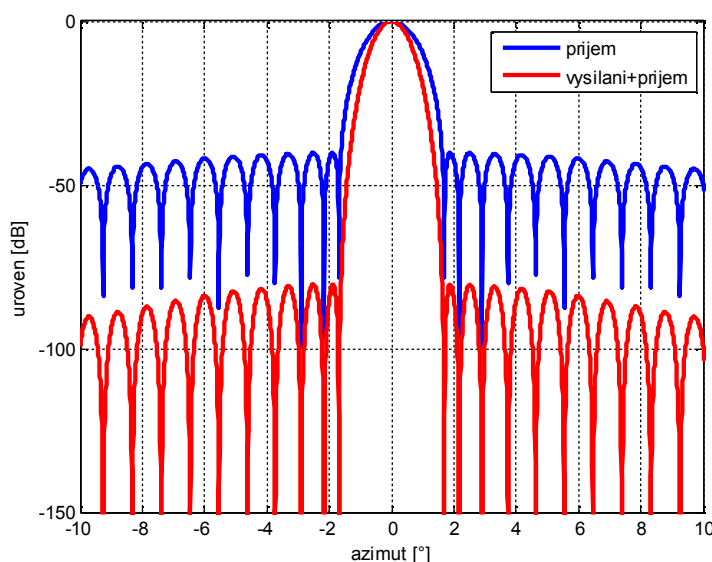
krok el. skenování	$\Phi_{3dB}/4$	$\Phi_{3dB}/2$	$\Phi_{3dB}$
rozlišovací schopnost [°]	1,45	1,55	1,95
rozlišovací schopnost v případě spojitého skenování [°]	1,4		
šířka svazku [°]	0,84		

### 2.4.3 Vliv jednocestné charakteristiky na rozlišovací schopnost

Zatím jsme vyšetřovali rozlišovací schopnost systému za předpokladu, že se signál vysílá i přijímá stejnou anténou. Přitom se charakteristika antény uplatní dvakrát – při vysílání i příjmu. Pokud však danou anténou pouze signál přijímáme, jak je tomu v konceptu *CC* u antény strany, uplatní se charakteristika antény pouze jednou, což se projeví jako rozšíření hlavního laloku, jak je patrné z Obr. 2.28. Při vysílání i příjmu stejnou anténou je šířka hlavního laloku přibližně 0,7 krát užší oproti pouhému příjmu. V důsledku tohoto efektu se při jednocestném použití antény zhorší rozlišovací schopnost systému (viz Tab. 2.9).

**Tab. 2.9 – rozlišovací schopnosti pro různé kroky elektronického procházení prostoru – AS (pouze příjem); zdroj: vlastní**

krok el. skenování	$\Phi_{3dB}/4$	$\Phi_{3dB}/2$	$\Phi_{3dB}$
rozlišovací schopnost v případě jednocestného použití AS [°]	2,0	2,1	2,7
rozlišovací schopnost v případě spojitého skenování [°]	1,95		
šířka svazku [°]	1,2		



**Obr. 2.28 - srovnání přijaté úrovně jen při příjmu a při vysílání a příjmu stejnou anténou; zdroj: převzato z [6]**

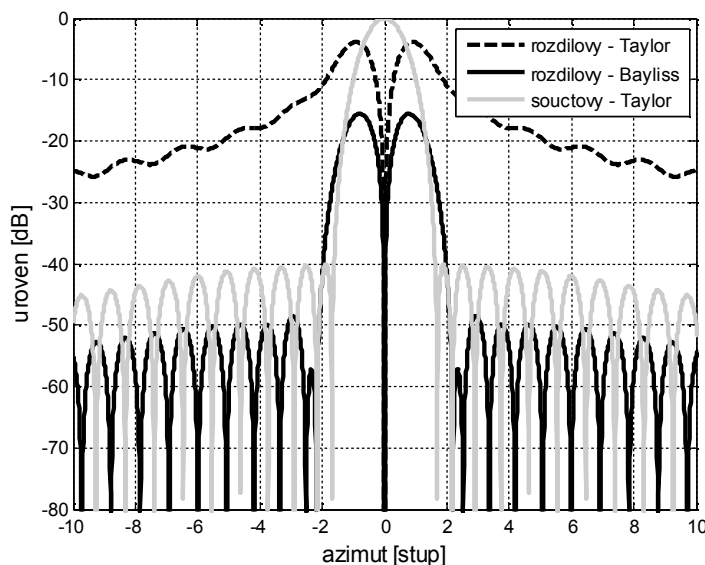
Motivací pro další práci bylo dostat se při použití pouze přijímací antény (AS v konceptu *CC*) na stejnou nebo ještě lepší rozlišovací schopnost, než by měla AS v *2Ant2Fan* při současném vysílání i příjmu. Ještě předtím, než se budu zabývat možnostmi zlepšení rozlišovací schopnosti antény strany, se zde zmíním o dalších

problémech, které plynou z použití AS pouze pro příjem. Jedním z nich je přesnost určování směru příchodu signálu monopulzní metodou.

## 2.5 Chyby určování směru příchodu

Pro určování směru příchodu signálu dopadajícího na elektricky skenovanou nebo vícesvazkovou anténu se využívá monopulzních metod. Monopulzní metody jsou zevrubně popsány například zde: [5], [6], [8] a [14]. Zde se věnuji pouze metodě fázového monopulzu pro anténu strany.

Monopulzní metoda vyžaduje vytvoření tzv. součtového a rozdílového svazku. Součtový svazek se vytvoří sečtením signálů, přijímaných jednotlivými anténními elementy a vynásobených příslušnými komplexními vahami, tvarujícími anténní charakteristiku. Rozdílový svazek vznikne součtem první poloviny řady ve fázi a druhé poloviny řady s fází posunutou o 180°. Výkonové diagramy (činitele řad) součtového a dvou různě vytvořených rozdílových svazků jsou zobrazeny na Obr. 2.29.



Obr. 2.29 – součtový a dva různě vytvořené rozdílové svazky pro anténu strany (normováno k součtovému svazku); zdroj: vlastní

Úhel příchodu se pak vyhodnocuje pomocí tzv. charakteristiky monopulzu  $\xi$ , což je podíl napěťových charakteristik rozdílového a součtového svazku, vynásobený záporně vzatou imaginární jednotkou (Obr. 2.30):

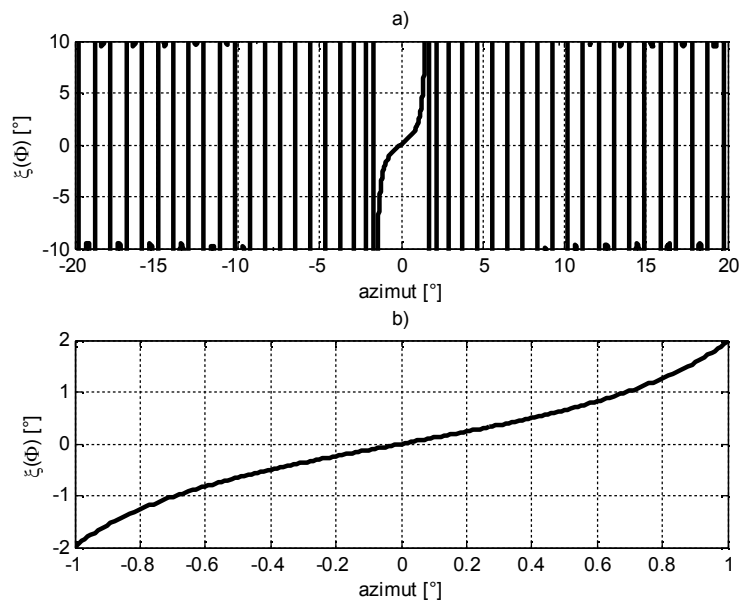
$$\xi(\Phi) = -j \frac{\Delta}{\Sigma} \quad [5] \quad (2.20)$$

kde:  $\Delta$  - charakteristika rozdílového svazku,

$\Sigma$  - charakteristika součtového svazku.

Takto definovaná charakteristika monopulzu nezávisí na tom, zda se anténa používá pouze pro příjem, nebo pro vysílání i příjem, protože charakteristika vysílací antény se ve výrazu (2.21) vykrátí. Pro určení směru příchodu se charakteristika monopulzu využívá jen v úhlovém rozmezí hlavního laloku, kde je tato charakteristika monotónní. Mimo hlavní lalok se její průběh velmi prudce mění a pro určování směru

příchodu signálu je nepoužitelná. Obr. 2.30 nahoře zobrazuje charakteristiku monopolzu v širší úhlové oblasti, kde jsou vidět již zmíněné prudké změny průběhu. Monotónní oblast v užším úhlovém rozmezí je zobrazena na stejném obrázku dole.

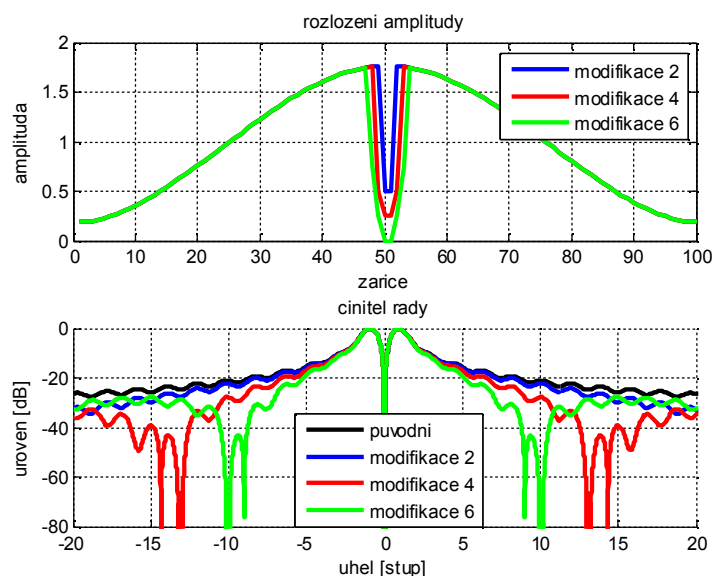


**Obr. 2.30 - charakteristika monopolzu pro anténu strany; zdroj: vlastní**  
**a) charakteristika monopolzu v širší oblasti úhlů, b) charakteristika monopolzu zobrazena v okolí maxima součtového svazku.**

### 2.5.1 Potlačení postranních laloků rozdílového svazku

Předpokládejme, že je součtový svazek vytvářen Taylorovým rozložením amplitudy. Rozdílový svazek pak má minimum charakteristiky v maximu součtového svazku a v celém pásmu postranních laloků má rozdílový svazek i vyšší postranní laloky. Ty se dají zmenšit použitím modifikace amplitud jednotlivých zářičů, oproti těm, které formují součtový svazek.

Například několika středovým prvkům lze amplitudy snížit, aby se zmenšila strmost změny rozložení signálu mezi jednotlivými polovinami antény. Obr. 2.31 zobrazuje amplitudové koeficienty a jejich vliv na potlačení postranních laloků. Výsledky modifikace na činitele řady jsou vidět o graf níže ve stejném obrázku. Ještě lepší způsob je návrh amplitud rozdílového svazku metodou syntézy Bayliss [12]. Porovnání činitelů řady pro amplitudové koeficienty bez modifikace a s amplitudovými koeficienty, které byly obdrženy syntézou Bayliss je prezentováno na již zmíněném Obr. 2.29. Pro další analýzy jsou však ponechány amplitudové váhy získané Taylorovou metodou pro součtový svazek.



Obr. 2.31 –rozdílové svazky pro anténu strany s ruční modifikací amplitud; zdroj: vlastní

## 2.5.2 Chyby určování směru příchodu signálu v případě dvou úhlově blízkých cílů

Charakteristika monopulzu pro jeden přítomný cíl je zobrazena na Obr. 2.30, dále pak také na Obr. 2.32 a Obr. 2.33 modře. V případě spojitého prohledávání se součtový svazek pohybuje po nekonečně malých krocích a tak dojde i k tomu, že bude cíl natočen přímo vůči maximu hlavního laloku. Pak je možné odečíst směr příchodu z charakteristiky monopulzu v místě, kde protíná charakteristika nulu na ose  $x$ .

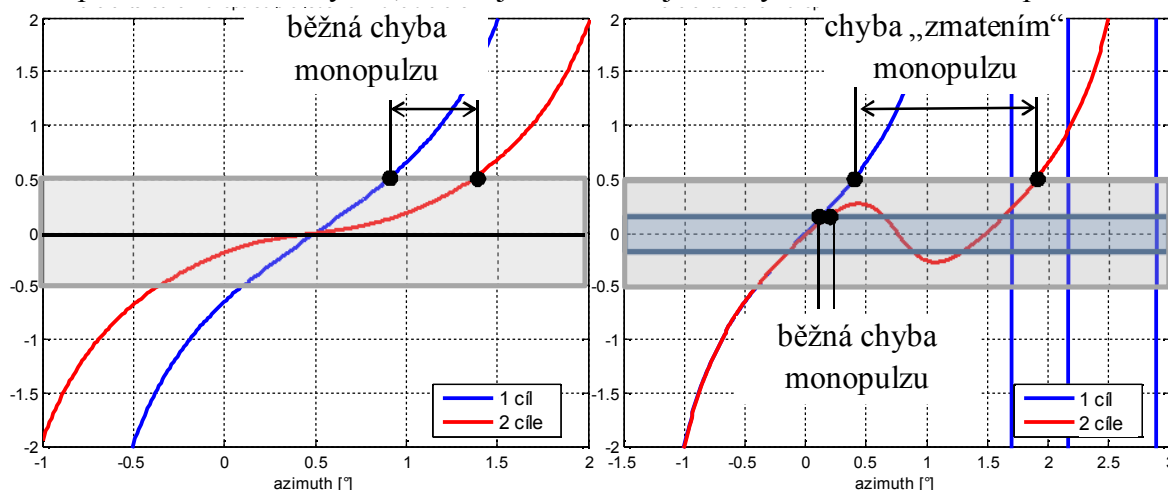
V případě elektronického vychylování svazku nemusí cíl v žádném kroku ležet ve směru maxima hlavního laloku. Směr příchodu pak může být odečten z charakteristiky monopulzu kdekoli v intervalu od  $-krok/2$  do  $+krok/2$ , kde  $krok$  značí úhel, o který je svazek vychylován (viz šedé pásmo na Obr. 2.32). Na obrázku Obr. 2.33 jsou takto vyznačeny dvě rozmezí odpovídající úhlovému kroku 0,3 (modře) a  $1^\circ$  (šedě). Pro vyhodnocení chybovosti monopulzu je potřeba uvažovat nejhorší možnou hodnotu (vyznačena vždy tučnou plnou čarou dané barvy) a ta je právě rovna úhlovému kroku, se kterým prohledávání probíhá.

V případě dvou úhlově blízkých cílů se situace komplikuje. Pokud jsou cíle nerozlišitelné a v součtovém svazku není žádný propad úrovně (Obr. 2.32 červeně), charakteristika monopulzu se sice odlišuje od charakteristiky monopulzu za přítomnosti pouhého jednoho cíle (Obr. 2.32 modře), ale při určování směru příchodu signálu se projevuje jen běžná chyba monopulzu (viz Obr. 2.32). Ta vzrůstá se vzrůstajícím krokem elektronického prohledávání. V případě spojitého prohledávání se tato chyba neuplatňuje.

Jakmile se začne v součtovém svazku objevovat propad přijaté úrovně, stále ještě nedostatečný k rozlišení cílů, začne se v charakteristice monopulzu objevovat i druhý cíl. V případě spojitého pohybu svazkem se projevuje jen běžná chyba monopulzu. V případě elektronického vychylování svazku záleží na velikosti kroku.

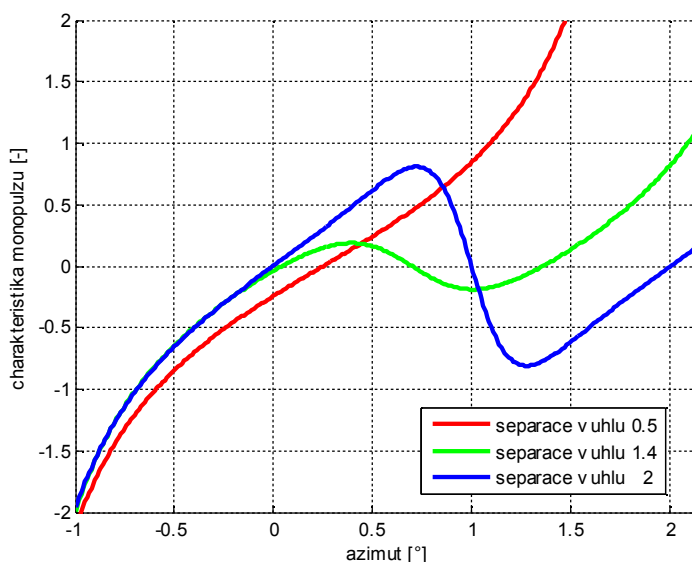
Trend změny charakteristiky monopulzu se zvětšující se úhlovou vzdáleností je zachycen na Obr. 2.34. Nejprve lze z charakteristiky odečíst přítomnost pouze jednoho

cíle, následuje mírně zvlněná charakteristika indikující přítomnost druhého cíle a nakonec je zobrazena jasně identifikovatelná dvojice cílů. Na Obr. 2.33 jsou vyznačeny dvě meze pro odečet směru příchodu signálu (modře a šedě). Pro případ modré oblasti (krok elektronického vychylování rovný  $0,3^\circ$ ) se projevuje pouze běžná chyba monopolzu. V případě šedé oblasti (elektronické vychylování s krokem  $1^\circ$ ) a nejhorší možný případ (plná šedá čára) neprotíná ještě charakteristika monopolzu příslušnou mez. Proto je určený směr příchodu zatížen chybou, kterou jsem označil jako chyba zmatením monopolzu.



**Obr. 2.32 – charakteristika monopolzu pro AS za přítomnosti jednoho (modrá) a dvou (červená) cílů úhlově vzdálených  $1^\circ$  s vyznačením mezí pro odečet AoA; zdroj: vlastní**

**Obr. 2.33 - charakteristika monopolzu pro AS za přítomnosti jednoho (modrá) a dvou (červená) cílů úhlově vzdálených  $1,5^\circ$  s vyznačením mezí pro odečet AoA; zdroj: vlastní**

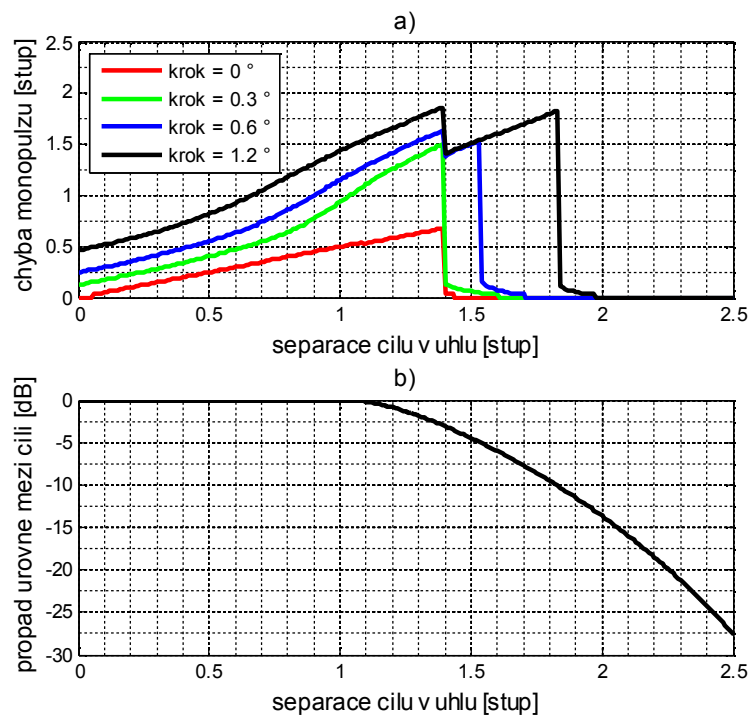


**Obr. 2.34 – změna charakteristika monopolzu při rostoucí úhlové vzdálenosti mezi dvojicí cílů pro AS; zdroj: vlastní**

Obr. 2.35 zobrazuje závislost chyby určené směru příchodu signálu monopolzu na úhlové separaci cílů a propadu přijaté úrovně mezi maximy součtového svazku. Chyba monopolzu je vyšetřena pro případ spojitého i elektronického prohledávání s různým úhlovým krokem.

Do úhlové separace  $1,4^\circ$  (což je rozlišovací schopnost antény strany pro případ vysílání a příjmu stejnou anténou) narůstá chyba monopulzu pro všechny metody procházení monitorovaného sektoru anténním svazkem. Chyba narůstá z důvodu nerozlišitelnosti cílů v součtovém svazku. Pro spojitě prohledávání narůstá chyba lineárně, pro skokové prohledávání se začíná v závislosti na velikosti kroku projevovat deformování charakteristiky monopulzu.

Po překročení úhlové vzdálenosti  $1,4^\circ$  dojde k prudkému poklesu chyby určení směru příchodu signálu. Přitom v případě spojitěho prohledávání nebo elektronického prohledávání s krokem  $\Phi_{3dB}/4$  k poklesu až na úroveň běžné chyby monopulzu. V případě úhlového kroku  $\Phi_{3dB}/2$  a  $\Phi_{3dB}$  se chyba zmenší jen nepatrně a pak opět narůstá. To je zapříčiněno již popsanou chybou zmatením monopulzu.



**Obr. 2.35 – chyba určení směru příchodu signálu monopulsem pro AS (nahore) a pokles amplitudy mezi maximy přijatých signálů (dole); zdroj: vlastní**

Pro eliminaci chyby zmatením monopulzu je tedy potřeba mít větší velikost propadu přijaté úrovně v součtovém svazku. Nestačí zde tedy hodnota -3 dB, která stačí na rozeznání dvou úhlově blízkých cílů při spojitěm prohledávání, nebo při elektronickém prohledávání s malým krokem, ale přibližně -10 dB při prohledávání s krokem rovným šířce hlavního laloku anténní charakteristiky. To silně znevýhodňuje jednocestné použití antény strany pouze pro příjem, protože i když vlastní charakteristika monopulzu nezávisí na tom, zda je anténa využívána jednocestně nebo dvoucestně, pro rozlišení přítomnosti dvou cílů (a eliminaci chyby zmatením monopulzu) je zapotřebí analyzovat součtový svazek, jehož šířka na tomto faktu závisí.

## 2.6 Zlepšení rozlišovací schopnosti využitím apertury další antény

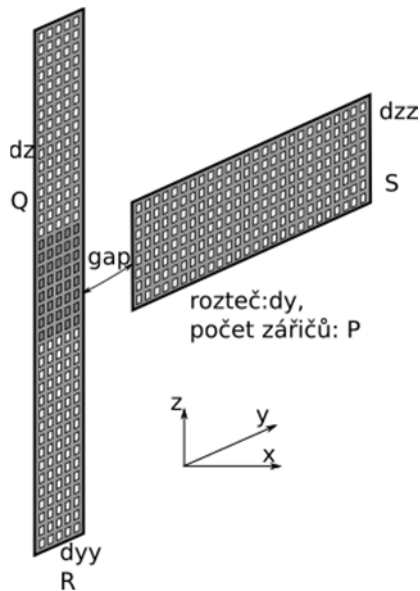
Provedené analýzy prokazují, že zhoršení rozlišovací schopnosti systému podle konceptu *CC* vůči *2Ant2Fan* má velmi nepříznivé důsledky i na přesnost určení azimutu v případě většího počtu blízkých cílů. V této kapitole zmiňují konfigurace, které by potenciálně mohly zlepšit rozlišovací schopnost systému v azimutu. Vždy řešení vychází z konceptu *CC*, tedy že vysílá pouze AV a obě antény přijímají (přitom AS pokrývá celý prostor současně mnoha svazky). Jednou z možností, zúžení horizontálního diagramu, je využít pro vytvoření přijímacího diagramu AS vedle elementů AS i některých elementů AV (Obr. 2.36). Tím vznikne nová anténa strany většího rozměru s mezerou (*gap*) mezi elementy.

Další možností je použití delší anténní řady AS tak, aby se její rozlišovací schopnost zlepšila. Tato varianta by vedla na zvětšený rozměr antény a počet anténních elementů, a proto je dále analyzována pouze první možnost.

Na elementy antény strany, doplněné o vybrané elementy antény výšky, lze nahlížet jako na jednu anténu, o délce:

$$dyy \cdot R + gap + dy \cdot P \quad (2.21)$$

kde v mezeře mezi anténami žádné elementy nejsou. Pro výpočet vyzařovacího diagramu je počítáno i s těmito prvky, jen mají nulové amplitudy signálu, čímž se při výpočtu činitele řady neuplatní.



Obr. 2.36 – rozšíření AS o několik elementů AV; zdroj: vlastní

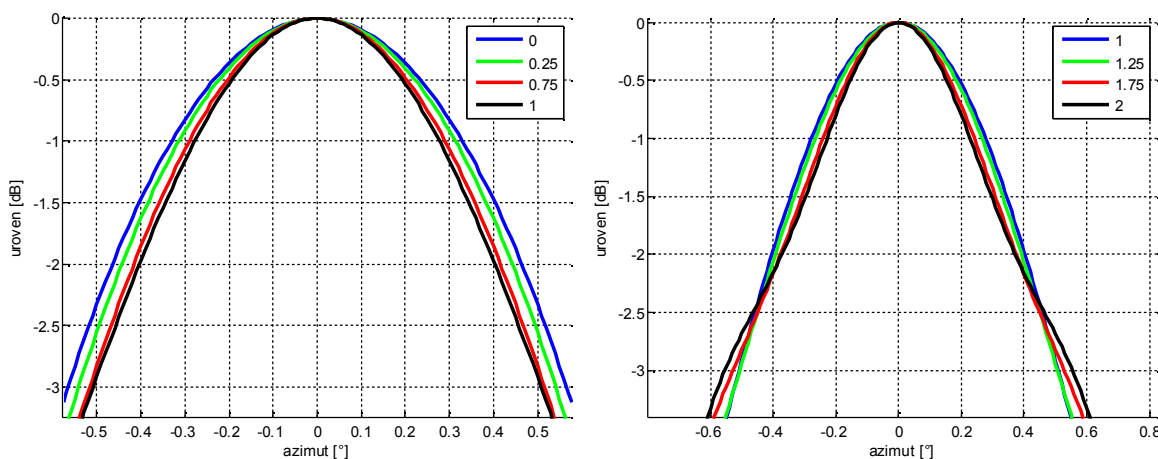
Pro prvotní analýzu bylo řešení zjednodušeno a to tak, že nejsou uvažovány dvě rozteče mezi elementy  $dy$  a  $dyy$ , ale jen jedna rozteč  $dy$ . Tím se pro anténu strany navýší počet zářičů ze 100 na 115. Tato změna zapříčiní pouze pokles postranních laloků difrakčního maxima a téměř nepozorovatelně zúží svazek. Rozteč mezi elementy je tedy 20 mm ( $dy$ ). Následující tabulka (Tab. 2.10) zobrazuje počet elementů s nulovou

amplitudou, které připadají do oblasti mezi anténami strany a výšky do vzdálenosti 1 m mezi anténami, víc už nemá smysl (Obr. 2.37 vpravo).

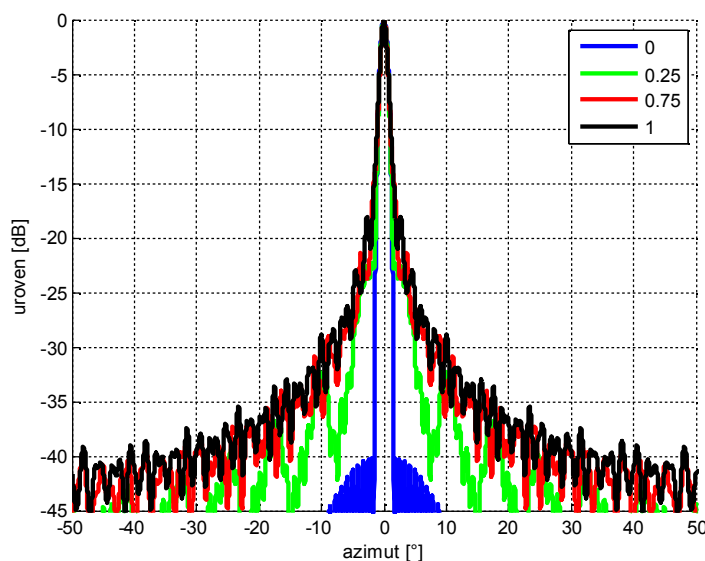
Obr. 2.37 vlevo zobrazuje změnu tvaru hlavního laloku se zvětšující se vzdáleností mezi anténami. Svazek se nejprve zužuje, ale jak zachycuje Obr. 2.38, postranní laloky narůstají. Pokud jsou antény od sebe vzdálené více než 1 metr, pak se svazek začíná opět rozšiřovat (viz Obr. 2.37 vpravo). Vzdálenost mezi anténami by tedy měla být do jednoho metru. Je vidět, že zvětšování vzdálenosti nad 0,75 m nepřináší žádné velké zúžení svazku. Proto bude v dalším uvažována vzdálenost mezi anténami právě 0,75 m.

**Tab. 2.10 - počet elementů s nulovou amplitudou připadajících do oblasti mezi anténami; zdroj: vlastní**

gap [m]	0	0,25	0,75	1
elementy	0	15	43	58
šířka laloku [°]	1,14	1,1	1,04	1,02
SLL [dB]	40,17	22,31	21,38	18,09



**Obr. 2.37 - zužování hlavního laloku zvětšující se vzdáleností mezi anténami; zdroj: vlastní**



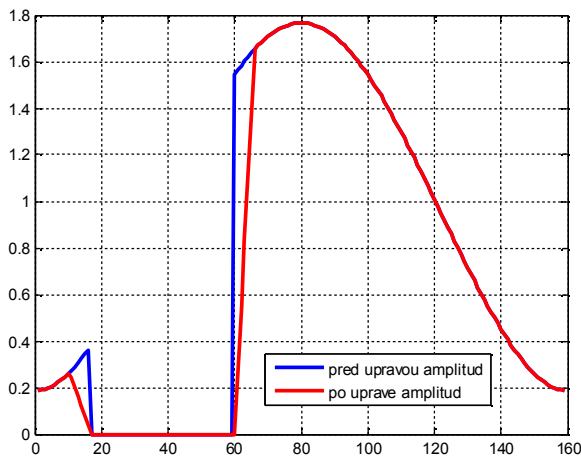
**Obr. 2.38 - nárůst postranních laloků se zvětšující se vzdáleností mezi anténami; zdroj: vlastní**



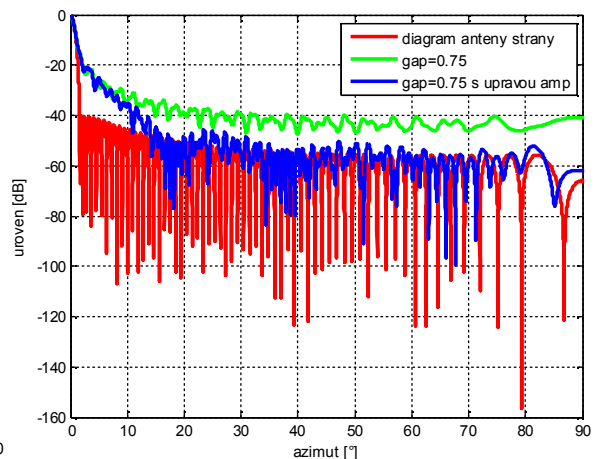
Nárůst postranních laloků s mezerou mezi anténními řadami je zapříčiněn právě elementy s nulovou amplitudou, které vytváří nespojitost v amplitudovém rozložení. To se projeví právě nárůstem postranních laloků. Rozložení amplitud na jednotlivých elementech bez modifikace amplitud je zobrazeno na obrázku Obr. 2.39 modře. Čím víc nulových elementů bude (čím větší bude mezera mezi anténními řadami), tím víc bude narušena spojitost Taylorova rozložení amplitudy (Obr. 2.39 – je zde 43 elementů s nulovou amplitudou) a tím budou postranní laloky větší (viz Obr. 2.40). Od určitého počtu nulových elementů bude Taylorovo rozložení amplitud tak ořezané nulovými amplitudami, že začne docházet i k rozšiřování svazku.

Postranní laloky je možné potlačit stejným způsobem, jako při potlačování postranních laloků u rozdílového svazku u monopolní metody, tedy přizpůsobením amplitud jednotlivých zářičů tak, aby byla změna mezi krajními prvky antén méně prudká. Srovnání amplitudových rozložení před a po modifikaci je možné porovnat z Obr. 2.39. Obr. 2.40 srovnává činitele řady původní samotné AS, dále pak AS a horizontálních zářičů AV a nakonec činitele řady AS a horizontální zářiče AV s modifikací amplitud krajních elementů (mezi oběma anténami).

Tato konfigurace antén tedy moc použitelná není, protože pokles postranních laloků a rozšiřování svazku jde proti sobě. I bez modifikací amplitud krajních zářičů je zúžení svazku oproti samotné AS velice nepatrné ( $0,1^\circ$ ) a nárůst postranních laloků je veliký.



**Obr. 2.39 - rozložení amplitudy na jednotlivých elementech ( $gap = 0,75$  mm, zářičů s nulovou amplitudou 43); zdroj: vlastní**



**Obr. 2.40 – srovnání činitelů řady po zmenšení strmosti amplitudového obložení; zdroj: vlastní**

### 3 Adaptivní metody určování směru příchodu signálu

V předešlé kapitole jsem uváděl postup určení rozlišovací schopnosti v úhlu u antén, jejichž směrové charakteristiky nezávisí na aktuální situaci, tedy na konkrétních směrech příchodů signálů. U adaptivních metod určování směru příchodu signálu se tvarování anténní charakteristiky přizpůsobuje okamžité situaci. To dává určité možnosti docílení lepší rozlišovací schopnosti v úhlu při stejném rozměru antény. Adaptivní metody určování směru příchodu signálu (DoA nebo také AoA) jsou obdobné metodám analýzy spektra, jejichž cílem je nalezení komplexních exponenciál na pozadí šumu. Ty se většinou identifikují v místech maxim tzv. pseudo-spektra ([17], [18]). U těchto DoA metod je podobně cílem nalezení směrů příchodu signálů a používá se k tomu většinou také vyhledání maxim takového pseudo-spektra ([19], [20]). Těchto metod je celá řada. Metody se dají podle principu funkce rozdělit do několika skupin. Algoritmy, které využívají pouze kovarianční matici (případně její inverzi) se často označují jako konvenční algoritmy. Mezi ně patří například metody: Barlett a Capon. Oproti nim stojí metody, které jsou založené na rozkladu kovarianční matice do vlastních čísel a vektorů. Takové metody se nazývají „podprostorové“. Mezi ně patří například: Min-Norm, MUSIC nebo ESPRIT. Další skupiny mohou být: metody nejvyšší pravděpodobnosti, minimální odchylky, kombinace zmíněných s iteračními metodami a další. Uvedené metody fungují spolehlivě, pokud jsou přicházející signály na anténní řadu nekorelované. Čím větší bude korelace mezi přicházejícími signály, tím více bude výsledná kovarianční matice blíže singularitě. Tento problém se dá řešit například metodami, které před nasazením vlastních DoA metod nejprve upraví kovarianční matici tak, aby byla regulární, a pak použijí běžné DoA metody. V dalším proto budou nejprve uvažovány nekorelované signály dopadající na anténní řadu.

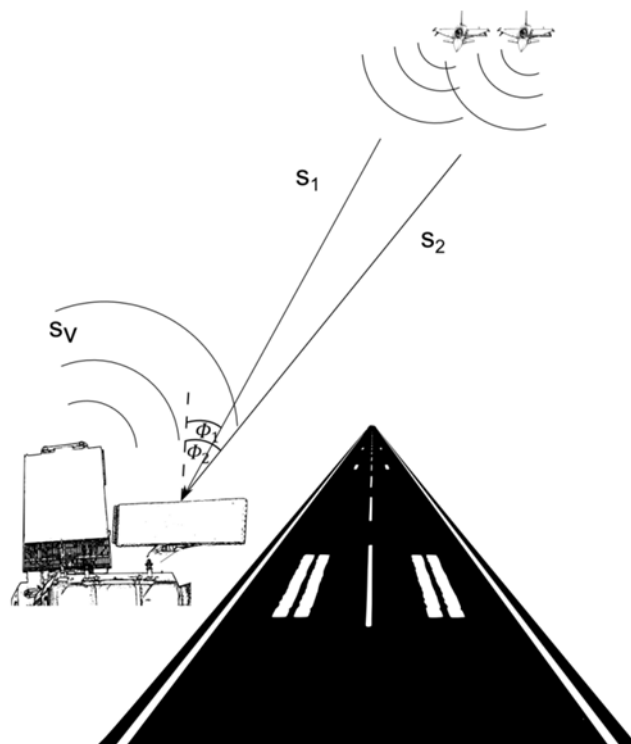
#### 3.1 Předpokládaný anténní systém

Následující analýzy budou prováděny pro anténu strany, která je uvažována pouze jako přijímací (jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole – koncept CC). Anténa výšky (AV) vysílá elektromagnetickou vlnu do prostoru. V případě, že je v dosahu objekt, od kterého se může vlna odrazit, šíří se odražená vlna zpět prostorem a dopadá jak na anténu výšky, tak na anténu strany. Popsané ilustruje Obr. 3.1 za přítomnosti dvou cílů.

Pro jednoznačné určování směrů příchodů signálů je vhodné volit rozteč mezi anténními elementy rovnou, nebo menší, než je polovina vlnové délky. Při větších roztečích se začínají v pseudo-spektru objevovat další maxima, která způsobují víceznačnost. Z toho důvodu je potřeba upravit rozměr antény strany, viz Tab. 3.1 (oproti předchozí uvažované rozteči viz Tab. 2.3). Zmenšením rozteče se zmenší i apertura antény. V případě, nepoužití metod představených v této kapitole by se rozlišovací schopnost zhoršila ještě více, než bylo uvedeno v předešlé kapitole.

Tab. 3.1 – parametry antény strany pro DoA (azimut); zdroj: vlastní

velikost antény [m]	1,6
počet elementů	100
rozteč mezi elementy [mm]	16



Obr. 3.1 – ilustrace k modelu signálu přijímaného anténní řadou; zdroj: vlastní

### 3.2 Model signálu, přijímaného anténní řadou

Předpokládá se lineární anténní řada se 100 přijímacími elementy (obecně  $P$ ), které jsou rozmístěné s rovnoměrnou roztečí mezi elementy. Přijímané signály jsou reprezentovány vzorky v diskrétním čase  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ; kde  $K$  je celkový počet přijatých vzorků signálu) z 1, 2, ...,  $D$  směrů, kde  $D$  je celkový počet zdrojů signálu v dosahu anténního pole. Na každém anténním prvku se ještě k signálu přičítá Gaussovský šum s nulovou střední hodnotou a směrodatnou odchylkou  $\sigma_n$ .

Výstupní napětí z anténní řady při příjmu  $K$  vzorků signálu přicházejících z  $D$  směrů je pak možné zapsat ve tvaru:

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{a}(\phi_1) \mathbf{a}(\phi_2) \dots \mathbf{a}(\phi_D)] \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_D(k) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad [19], [20], \quad (3.1)$$

kde:  $\mathbf{x}(k)$  – výstup z anténní řady (vektor rozměru  $P \times 1$ ),

$\mathbf{a}(\phi_D)$  – komplexní koeficienty (v anglické literatuře označované jako ARV – antenna received vector) jednotlivých anténních elementů závislé na směrech příchodu signálů (sloupcový vektor rozměru  $P \times 1$  pro jeden směr přichozího signálu),

$s_D(k)$  – vzorek signálu v čase  $k$  pro určitý směr příchodu signálu (vektor  $D \times 1$ ),

$\mathbf{n}(k)$  – vzorky šumu v čase  $k$  pro každý element řady ( $P \times 1$ ).

Předchozí vztah vyjádřený čistě v maticové formě:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.2)$$

kde:  $\mathbf{X}$  je rozměru  $P \times K$ ,  
 $\mathbf{A}$  je rozměru  $P \times D$ ,  
 $\mathbf{s}$  je rozměru  $D \times K$ ,  
 $\mathbf{n}$  je rozměru  $P \times K$ .

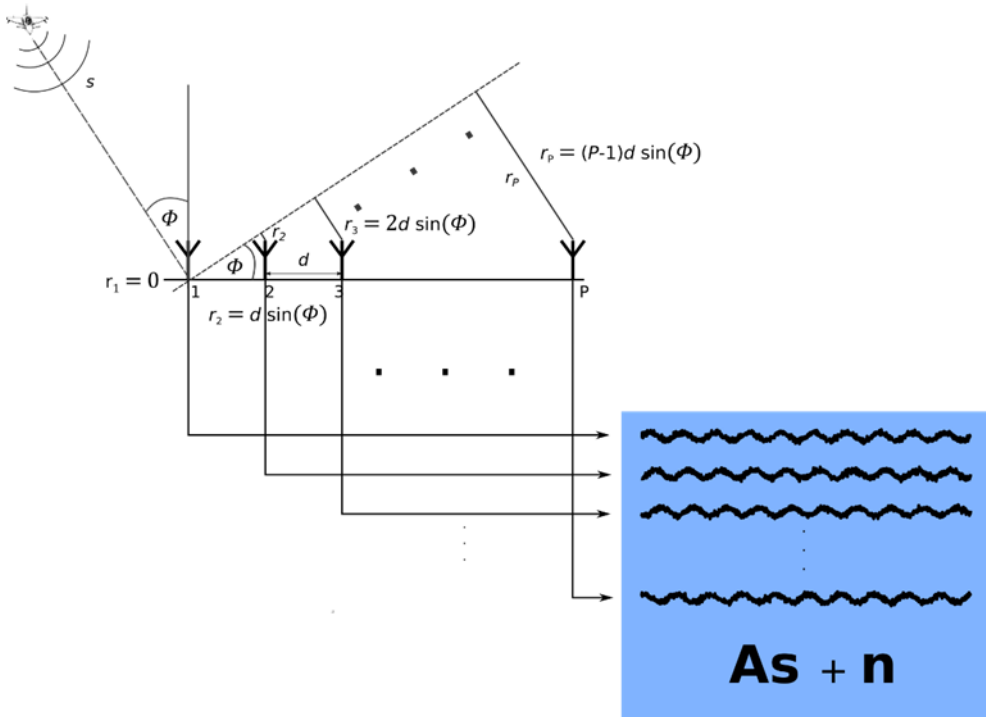
Po sestavení matice  $\mathbf{X}$  (výstup z anténní řady) se dá vypočítat kovarianční matice následovně:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = \mathbf{X}\mathbf{X}^H / K \quad (3.3)$$

kde: horní index „ $H$ “ značí Hermitovskou transpozici (tedy transpozici a komplexní sdružení).

### 3.2.1 „Matice příjmu“ (komplexních koeficientů) $\mathbf{A}$

V závislosti na úhlu dopadající vlnoplochy ke kolmici roviny antény vlna k jednotlivým elementům řady urazí rozdílnou dráhu. Na každý element tedy dopadne v jiný čas. Projevem rozdílného času dopadu vlny na jednotlivé elementy je fázový posun přijatého signálu. Jinými slovy: fázový posun je projevem časového zpoždění dopadu vlny na jednotlivé elementy anténní řady a jeho velikost je závislá na vzdálenosti anténních elementů od sebe, úhlu směru příchodu signálu, směrovosti elementů a vlnové délce (Obr. 3.2, kde je ilustrováno ovlivňování signálu maticí příjmu). Obsah matice příjmu je uveden v (3.4).



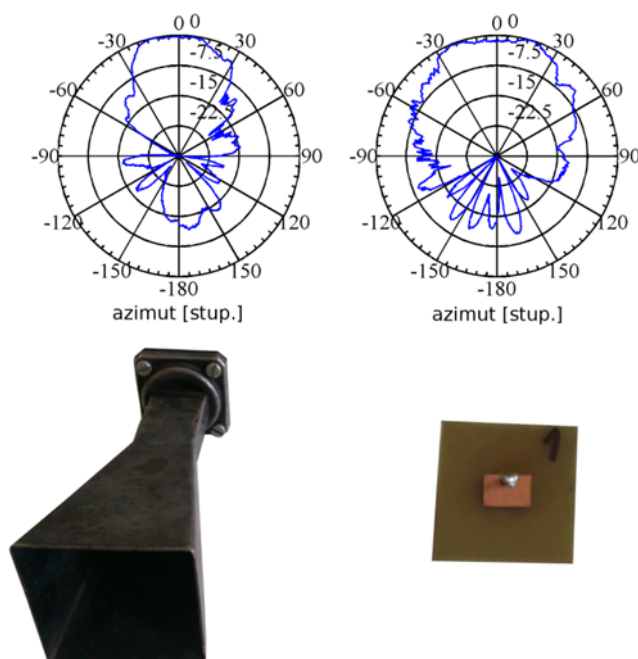
Obr. 3.2 - vliv matice příjmu na přijímaný signál; zdroj: vlastní

$$\mathbf{A}(P, \Phi_D) = \begin{bmatrix} g(\Phi_1)e^{j0} & g(\Phi_2)e^{j0} & & g(\Phi_D)e^{j0} \\ g(\Phi_1)e^{jk \sin(\Phi_1)} & g(\Phi_2)e^{jk \sin(\Phi_2)} & & g(\Phi_D)e^{jk \sin(\Phi_D)} \\ g(\Phi_1)e^{jk2 \sin(\Phi_1)} & g(\Phi_2)e^{jk2 \sin(\Phi_2)} & \dots & g(\Phi_D)e^{jk2 \sin(\Phi_D)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g(\Phi_1)e^{jk(P-1) \sin(\Phi_1)} & g(\Phi_2)e^{jk(P-1) \sin(\Phi_2)} & & g(\Phi_D)e^{jk(P-1) \sin(\Phi_D)} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

kde:  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , vlnové číslo (bývá také označováno jako fázová konstanta),  
 $g(\Phi)$  – směrovost elementu řady pro úhel směru příchodu signálu.

Směrovost je v následujících analýzách uvažována u všech elementů stejná. Pokud by bylo potřeba pro každý element počítat s vlastní směrovostí daného prvku, pak by se jednotlivé komplexní exponenciály musely násobit směrovostí daného prvku (pro úhel směru příchodu signálu).

Uvažované krytí AS PAR v této práci je  $\pm 15^\circ$ . Pro dva běžné zářiče v pásmu X (například ty z Obr. 3.3) je zmíněný rozsah v oblasti hlavních laloků (změřené směrovosti pro uvedené anténní prvky také na Obr. 3.3), takže se může vliv směrovosti zanedbat. Pokud by však byl uvažován úhlový prostor například  $\pm 30^\circ$ , pak by se již pro trychtýřovou anténu musela směrovost do modelu zahrnout.

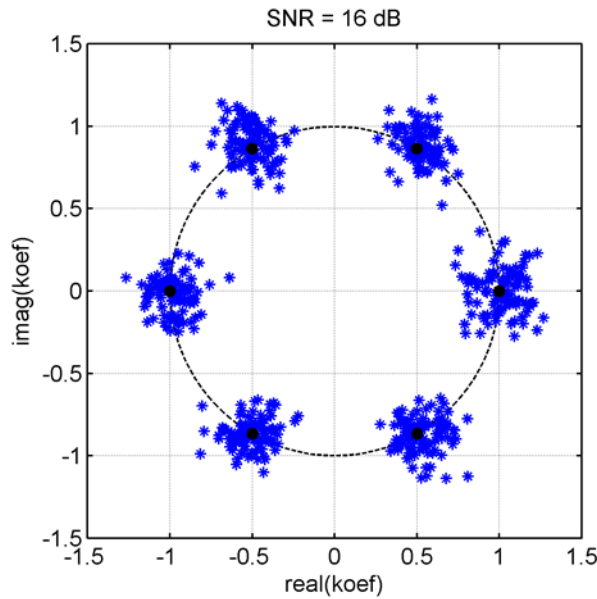


Obr. 3.3 – měřené směrové charakteristiky (nahore) anténních elementů (dole); zdroj: vlastní

### 3.2.2 Vliv šumu na signál

V první části je uvažovaný signál ve formě pseudonáhodné sekvence, kde mohou vzorky přijímaného signálu nabývat hodnot mezi  $\pm 1$ .

Šum je v modelu uvažován komplexní, takže ovlivňuje jak amplitudu, tak fázi. Vliv šumu na signál přijímaný jednotlivými anténními elementy je zobrazen na Obr. 3.4 pro  $\text{SNR} = 16$  dB a 6 anténních elementů. Přijímané vzorky signálu jsou stále stejné, nemění se ani směry příchodu signálů. Jediné, co se mění je vektor šumu přičítaný k maticovému součinu matice příjmu a matice signálu. Černé body zobrazují pozice jednotlivých elementů v komplexní rovině. Vlivem zvětšující se vzdálenosti anténních prvků od začátku anténní řady se mění i jeho pozice na jednotkové kružnici. Komplexní koeficienty jsou vyobrazeny v komplexní rovině modře. Vykreslení probíhá pro vybraný (v průběhu vykreslování stále stejný) vzorek signálu pro 100 realizací.



Obr. 3.4 - vliv šumu na přijímaný signál – 100 přijímaných vzorků signálu, signál přichází stále ze stejného směru (pozice elementu v komplexní rovině: bez šumu – černě; se šumem – modře; zdroj: vlastní)

### 3.3 DoA metody

Při výpočtu činitele řady vztahem (2.1), je výsledkem závislost vyslané/přijaté úrovně na úhlu. Podobně je tomu i u DoA metod (jen výpočet probíhá jinak a v závislosti na použitém postupu jsou jiné i výsledky jednotlivých metod) a výsledek se nazývá pseudo-spektrum.

Směr příchodu signálu se z pseudo-spektra odečte vyhledáním maxima úrovně (nebo několika maxim pro více signálů) a odečtením úhlu. V této kapitole je předpokládána znalost počtu dopadajících signálů na anténní řadu a jejich nekorelovanost. Parametry použité pro zobrazení pseudo-spekter jsou uvedeny v Tab. 3.2.

Tab. 3.2 - proměnné používané pro zobrazení pseudospekter; zdroj: vlastní

$f$ [GHz]	frekvence	9,325
$P$ [-]	počet elementů antény	100
$rozAz$ [mm]	rozteč	16 ( $\lambda/2$ )
$SNR$ [dB]	odstup signál šum	13
$K$ [-]	počet vzorků přijatých signálů	50
$\Delta\Phi$ [°]	úhlový krok pro výpočet pseudo-spektra	0,1

Poměr SNR je zvolen 13 dB z toho důvodu, že tato hodnota je potřeba pro zajištění detekovatelnosti pro 30 přijímaných impulsů viz [6]. Nicméně analýzy jsou provedeny i pro jiné poměry SNR.

Pseudo-spektra jednotlivých metod v této kapitole jsou zobrazována pro jeden výpočet (jednu replikaci výpočtu). Pseudospektra se pro každou replikaci budou nepatrně lišit, vlivem příjmu rozdílného signálu a měnícího se náhodného šumu. Popis jednotlivých metod následuje.

### 3.3.1 Bartlett

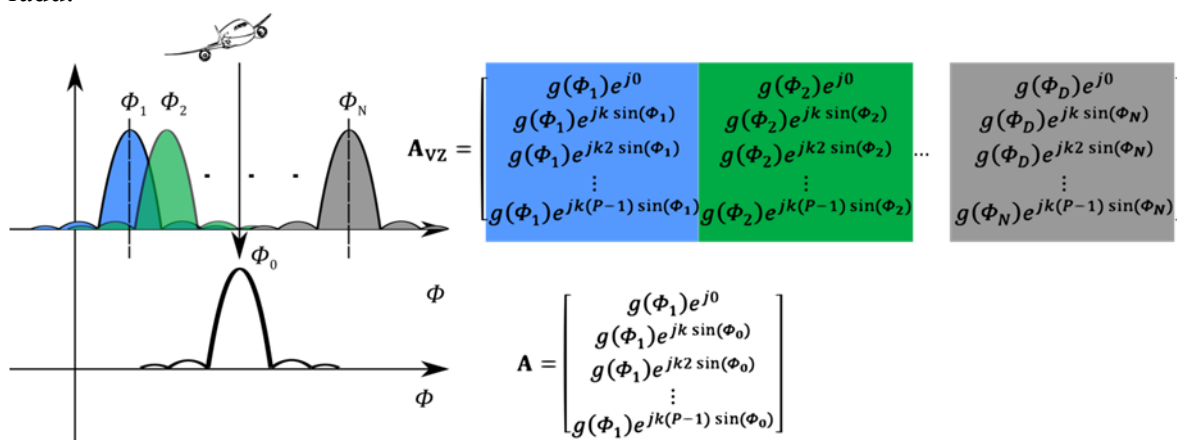
Metoda Bartlett [19], [20], [21], také v literatuře označována jako: sum-delay, nebo classic beamformer, je analogií k činiteli řady – vztah (2.1). Vztah pro výpočet pseudo-spektra metodou Bartlett v maticové formě uvádí vztah (3.5). Proměnná  $\Phi$  je obecný úhel, kde má smysl určovat AoA, a sám o sobě nevypovídá nic o směru příchodu. Je to jeden úhel z množiny  $\langle \Phi_1, \Phi_N \rangle$ , kde  $N$  značí počet vzorků množiny.

$$\mathbf{P}_{\text{BAR}}(\Phi) = \mathbf{a}^H(\Phi)\mathbf{R}_{xx}\mathbf{a}(\Phi) \quad [19], [20], [21] \quad (3.5)$$

kde:  $\mathbf{a}$  – vybraný sloupcový vektor ze vzorové matice příjmu.

Pro všechny úhly množiny se spočítá vzorová matice příjmu. Vzorová matice příjmu je shodná s maticí příjmu signálu, s tím rozdílem, že má počet sloupců  $N$  závislý na počtu členů směrové množiny (ne tedy na počtu přichozících signálů jako tomu je v případě matice příjmu definované v (3.4)). Z maxim pseudo-spektra se určí směr příchodu. Metoda tedy pro výpočet pseudo-spektra nepotřebuje znát počet přicházejících signálů.

Na celou situaci se dá nahlížet tak, že jednotlivé sloupce vzorové matice příjmu realizují posun svazku změnou fáze jednotlivých elementů řady (Obr. 3.5). Tam, kde se úhly  $\Phi \neq \Phi_0$  (kde  $\Phi_0$  značí skutečný úhel příchodu signálu) je výsledná úroveň přijatého signálu malá (viz ilustrační pseudo-spektrum na Obr. 3.5). Pro  $\Phi = \Phi_0$  jsou ovšem fáze vzorové matice příjmu a matice příjmu signálu shodné a přijatá úroveň je maximální. To je také maximum v pseudo-spektru, pro které se odečítá směr příchodu signálu na anténní řadu.



Obr. 3.5 – posun maxima charakteristiky změnou fáze mezi jednotlivými elementy řady a vzorová matice příjmu (nahore); přijatá úroveň signálu v závislosti na úhlu a matice příjmu signálu (dole); zdroj: vlastní

Pseudo-spektra jednotlivých popisovaných metod jsou zobrazena na Obr. 3.12 a Obr. 3.13 společně s vyznačeným úhlem přicházejícího signálu. V případě první uvedené skupiny grafů je přítomen jeden dopadající signál na anténní řadu. Pro druhý případ jsou přítomné cíle dva s korelací do 5 %.

Pseudo-spektrum metody Bartlett má velmi široký hlavní lalok oproti ostatním metodám. Nejlépe je to vidět na obrázku pro dva cíle. Zde je přítomno pouze jedno maximum, namísto dvou. Oproti ostatním metodám má také hodně parazitních maxim, jejichž úrovně navíc nejsou zanedbatelné. Časová náročnost metody (Obr. 3.11) vzhledem k ostatním metodám je uspokojivá.

### 3.3.2 Capon

Metoda Capon [17], [20], [21] a [22] se snaží maximalizovat přijatou úroveň signálu pro každý procházený úhel  $\Phi$  s co možná největším potlačením přijímané úrovně z ostatních úhlů. Matematický zápis kritéria představuje vztah (3.6), na rozdíl od metody Bartlett, kde se sčítají příspěvky ze všech úhlů. To se projevuje i na šířce hlavního laloku, viz Obr. 3.12 a Obr. 3.13.

$$\min\{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}\} \text{ a } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\Phi) = 1 \quad [17], [21], [22] \quad (3.6)$$

kde:  $\mathbf{w}^H$  – váhy jednotlivých elementů řady.

Kritérium (3.6) je podrobena Lagrangově optimalizační metodě [17]. Výsledkem jsou váhy (3.8), které ovlivňují výstupní signál následovně:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{w}^T \mathbf{X} \quad [17], [20] \quad (3.7)$$

kde:  $\mathbf{X}$  – výstup z anténní řady, viz (3.2),

$\mathbf{Y}$  – výstup z anténní řady po aplikaci vah.

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\Phi)}{\mathbf{a}^H(\Phi) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\Phi)} \quad [17] \quad (3.8)$$

Substitucí nalezených vah do vztahu (3.7) lze najít vztah pro výpočet pseudo-spektra metodou Capon (3.9).

$$\mathbf{P}_{CAP}(\Phi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\Phi) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\Phi)} \quad [17], [20] \quad (3.9)$$

### 3.3.3 Metoda Lineární predikce a Maximální Entropie

Metoda lineární predikce [18], [23] minimalizuje rozdíl mezi predikovaným výstupem  $m$ -tého anténního elementu a aktuálním výstupem z anténní řady (sloupce matice příjmu). Minimalizuje se střední kvadratická odchylka zmíněného rozdílu. Váhy jsou nalezeny ve tvaru (3.10) a pseudo-spektrum je počítáno dle vztahu (3.11).

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{u}_m}{\mathbf{u}_m^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{u}_m} \quad [18] \quad (3.10)$$

kde:  $\mathbf{u}_m$  –  $m$ -tý vektor z báze kartézského matice (rozměr báze matice odpovídá počtu anténních elementů).

$$\mathbf{P}_{LP} = \frac{1}{|\mathbf{u}_m^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\Phi)|^2} \quad [18] \quad (3.11)$$

Stejných výsledků (pokud je zvoleno stejné  $m$ ) jako v případě lineární predikce lze dosáhnout metodou maximální entropie [20]. Pseudo-spektrum této metody se určí dle vztahu (3.12).

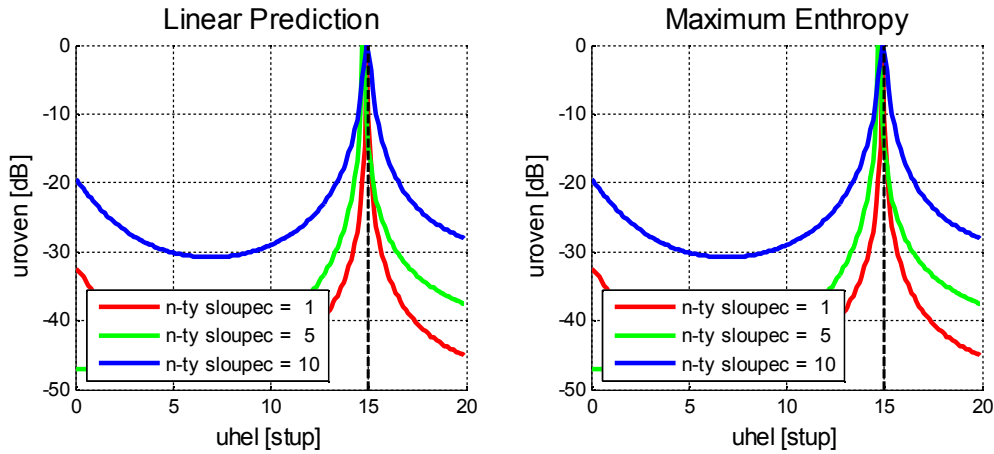
$$\mathbf{P}_{ME} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\Phi) \mathbf{r}_m \mathbf{r}_m^H \mathbf{a}(\Phi)} \quad [20] \quad (3.12)$$

kde:  $\mathbf{r}_m$  –  $m$ -tý sloupec inverze kovarianční matice.

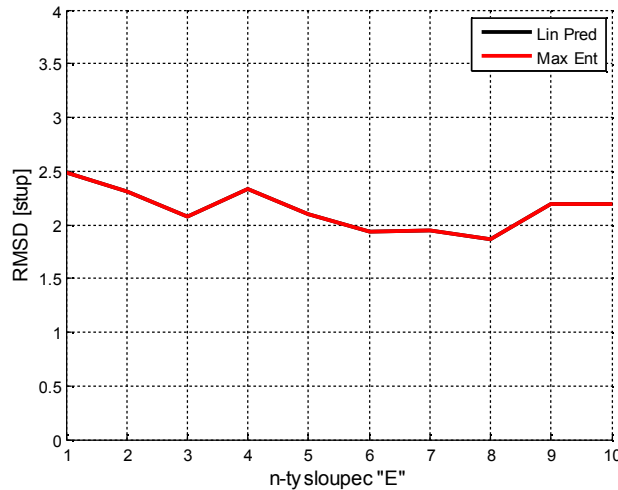
Otázkou je, jak volit  $m$ . Tato volba významně ovlivňuje průběh pseudo-spektra. Obr. 3.6 zobrazuje pseudo-spektra metod lineární predikce a maximální entropie pro  $m$  odpovídající prvnímu, středovému a poslednímu prvku řady. Pseudo-spektra obou metod jsou totožná, se stejnou závislostí na  $m$ . Důkladnější analýza volby  $m$  je provedena na Obr. 3.7, kde je zobrazena střední kvadratická odchylka odhadnutého a určeného příchodu



signálu v závislosti na volbě  $m$  pro obě řešené metody. Opět je vidět, že jsou pseudo-spektra obou metod shodná. Dále je patrné, že volba  $m$  nemá prakticky žádný dopad na určení směru příchodu signálu.



Obr. 3.6 – zobrazení pseudo-spekter DoA metod Linear Prediction a Maximum Entropy v závislosti na volbě  $n$ -tého sloupce báze kartézské matice (anténní řada s 10 elementy, rozteč  $\lambda/2$ , SNR = 13 dB, zadané AoA = 15 °); zdroj: vlastní



Obr. 3.7 – střední kvadratická odchylka určení AoA signálu metodami Linear Prediction a Maximum Entropy v závislosti na volbě  $n$ -tého sloupce báze kartézské matice (anténní řada s 10 elementy, rozteč  $\lambda/2$ , SNR = 13 dB, zadané AoA = 15 °, 1000 replikací); zdroj: vlastní

### 3.3.4 Maximum Likelihood

Metoda maximální věrohodnosti (ML) [19], [21], [23], [24] a [25], je založená na odhadu součinu  $\mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(k)$  z přijatých dat  $\mathbf{x}(k)$ , kde je snaha minimalizovat rozdíl mezi zmíněnými členy součinu metodou nejmenších čtverců, viz (3.13). Tato metoda je zde uvedena pouze pro úplnost. Jak bude vidět dále, její vlastnosti, zejména výpočetní náročnost, jsou proti jejímu zavedení. Proto zde nebude popsáno celé odvození, které lze dohledat například v [23], případně jednodušší formou v [19], [21] a [25], ale budou převzaty pouze výsledné vztahy.

$$\min_{\theta, \mathbf{s}(k)} \{ \|\mathbf{x}(k) - \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(k)\|^2 \} \quad [19], [21] \quad (3.13)$$

Po řadě matematických úprav se dojde ke vztahu, kde se hledá maximum stopy matice ze součinu projekční matice  $\mathbf{P}_A$  s kovarianční maticí  $\mathbf{R}_{xx}$ . Matematický zápis v (3.14).

$$\max \text{tr}(\mathbf{P}_A \mathbf{R}_{xx}) \quad [19], [21] \quad (3.14)$$

$$\text{kde: } \mathbf{P}_A = \mathbf{A}(\theta) \left( \mathbf{A}(\theta)^H \mathbf{A}(\theta) \right)^{-1} \mathbf{A}(\theta)^H.$$

Na Obr. 3.12 a Obr. 3.13 je zobrazena stopa matice vyjádřená v decibelech. Maximum stopy matice je v místě příchodu signálu. Ze srovnání jednotlivých metod je vidět, že průběh pseudo-spektra metody maximální věrohodnosti je velmi podobný pseudo-spektru metody Bartlett. Obě metody mají také množství parazitních maxim a široký hlavní lalok. Pro případ dvou přicházejících signálů má metoda maximální věrohodnosti v pseudo-spektru dvě maxima, mezi nimiž je slabý propad. Oproti tomu metoda Bartlett vykazuje pouze jedno maximum. Výpočetní náročnost algoritmu ML je ovšem ze všech metod, prezentovaných v této kapitole nejvyšší.

### 3.3.5 MUSIC

Základem metody MUSIC (Multiple Signal Classification) je práce s kovarianční maticí  $\mathbf{R}_{xx}$  [19], [20], [21], [26]. Kovarianční matice se skládá ze signálové a šumové složky podle vztahu (3.15).

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma_N^2 \mathbf{E}_P \quad [19], [20], [21] \quad (3.15)$$

kde:  $\mathbf{A}$  – matice příjmu signálu,  
 $\mathbf{R}_{ss}$  – kovarianční matice přijatého signálu anténní řadou,  
 $\mathbf{E}_P$  – jednotková matice rozměru  $P \times P$ ,  
 $\sigma_N^2$  – rozptyl šumu.

Pokud nejsou úhly příchodů signálů shodné, pak je matice příjmu lineárně nezávislá. Pokud jsou dopadající signály na anténní řadu nekorelované, pak je i kovarianční matice signálu regulární a matice  $\mathbf{R}_{xx}$  je pak také regulární. Pro takové případy je možné určovat směr příchodu signálu metodou MUSIC.

Základem metody MUSIC je spektrální rozklad kovarianční matice  $\mathbf{R}_{xx}$ . Vlastní vektory kovarianční matice generují vektorový prostor, který se skládá ze signálového a šumového podprostoru. Signálový podprostor je generován vlastními vektory, které patří k největším vlastním číslům. Vlastní čísla šumového podprostoru jsou rozprostřena kolem hodnoty rozptylu šumu. Oba podprostory jsou na sebe ortogonální, čehož se u metody MUSIC využívá.

Pokud na anténní řadu dopadá  $D$  nekoherentních signálů, je dimenze signálového podprostoru  $D$  a dimenze šumového podprostoru je  $P - D$ . Pak je matice  $\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_{D+1}, \mathbf{e}_{D+2}, \dots, \mathbf{e}_P]$ , (kde  $\{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_P\}$  jsou všechny vlastní vektory matice  $\mathbf{R}_{xx}$ ) tvořena jen vlastními vektory šumového podprostoru. Zde je vidět, že pro uplatnění této metody potřebujeme znát předem počet přicházejících signálů na anténní řadu. Bez této znalosti není možné stanovit, které vlastní vektory přísluší signálovému a které šumovému podprostoru.

Sloupce vzorové matice příjmu patří do signálového podprostoru, a jak již bylo zmíněno, signálový podprostor je ortogonální na podprostor šumový. Při znalosti vlastních vektorů šumového podprostoru lze maticovým násobením  $\mathbf{a}^H(\Phi)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(\Phi)$  zjistit „vzdálenost“ (ortogonalitu mezi signálovým a šumovým prostorem) mezi maticí příjmu pro úhel  $\Phi$  (reprezentovaný sloupcem vzorové matice příjmu) a skutečným úhlem příchodu  $\Phi_0$ . Pokud nastává rovnost úhlů  $\Phi = \Phi_0$ , jsou na sebe oba podprostory kolmé a výsledný maticový součin je pak blízký nule. Pokud se ze vztahu udělá převrácená hodnota, je hodnota naopak hodně vysoká a směr příchodu signálu lze určit z maxim v tomto pseudo-spektru. Vztah pro výpočet pseudo-spektra je tedy ve tvaru (3.16):

$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\Phi) = \frac{1}{|\mathbf{a}^H(\Phi)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(\Phi)|} \quad [19], [20], [21] \quad (3.16)$$

Obr. 3.12 a Obr. 3.13 vlevo dole zobrazují pseudo-spektrum metody MUSIC pro jeden a dva cíle. V obou případech se maxima pseudo-spektra nachází v místě(ech) příchodu signálu(ů), bez jakýchkoliv dalších maxim, které by způsobovaly víceznačnost v určení směru příchodu. Z ostatních pseudo-spekter se metodě MUSIC podobá pouze pseudo-spektrum počítané metodou Min-Norm, které je mimo oblast maxim v pseudo-spektru mírně zvlňené.

Shrnutí postupu výpočtu pseudo-spektra metodou MUSIC:

1. Výpočet vlastních vektorů a vlastních čísel z matice  $\mathbf{R}_{xx}$ .
2. Seřazení vlastních čísel podle velikosti (od nejmenších po největší).
3. Výběr vlastních vektorů odpovídajících vlastním číslům. Vybírá se jenom  $P - D$  vlastních vektorů. Z toho plyne, že je nutné znát počet zdrojů přicházejících signálů.
4. Výpočet pseudo-spektra dle vztahu (3.16).
5. Nalezení maxim v pseudo-spektru a odečtení jejich úhlů.

### 3.3.6 Root-MUSIC

Již ze samotného názvu metody lze odvodit, že určování směru příchodu signálu touto metodou má společný základ v algoritmu MUSIC [20]. Vychází se ze šumového podprostoru generovaného vlastními vektory, jejichž součinem vzniká matice  $\mathbf{C} = \mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H$ . Součtem prvků matice  $\mathbf{C}$  ležících na hlavní a vedlejších diagonálách vzniká polynom  $\mathbf{D}$  (3.17).

$$\mathbf{D}(\mathbf{z}) = \sum_{l=-M+1}^{M+1} c_l z^l \quad [20] \quad (3.17)$$

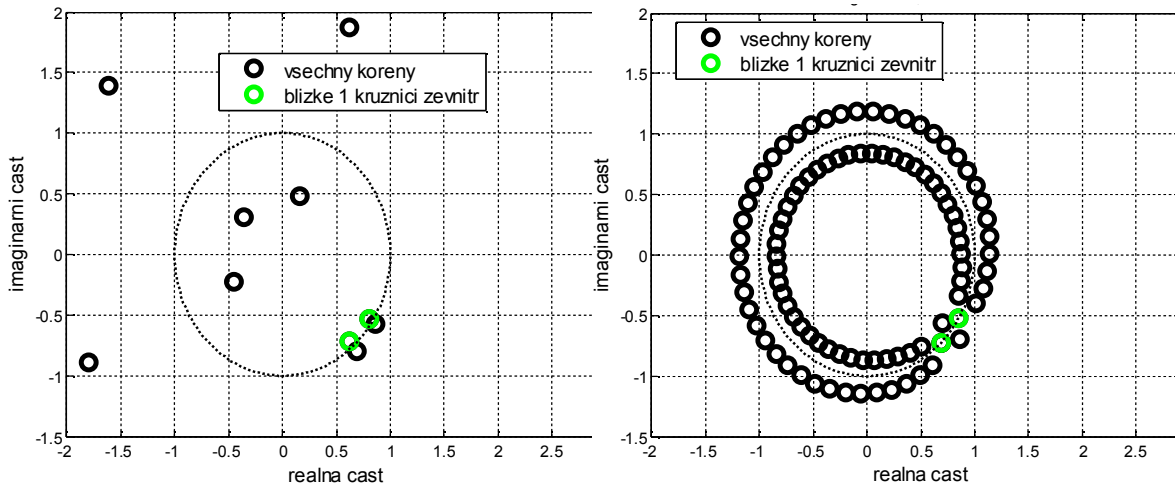
kde:  $c_l$  – koeficienty polynomu,  
 $\mathbf{z} = \mathbf{a}(\Phi)$ .

Polynom je řádu  $2(M - 1)$  a má stejný počet komplexních kořenů. Platí, že kořeny asociované se signálem, jsou umístěny blízko jednotkové kružnice. Pokud je znám počet přichozích signálů  $D$ , pak je možné stanovit směr příchodu jen pro  $D$  kořenů, jejichž absolutní hodnota je nejbližší jedné (zevnitř jednotkové kružnice). Směr příchodu signálu se z kořenů polynomu  $\mathbf{D}$  určí dle vztahu (3.18).

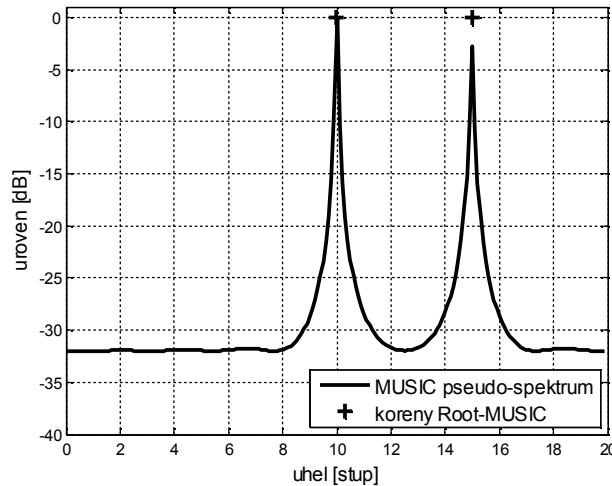
$$\Phi_i = -\sin\left(\frac{1}{kd}\arg(z_i)\right) \quad [20] \quad (3.18)$$

kde:  $\Phi_i$  – směr příchodu  $i$ -tého signálu,  
 $k$  – vlnové číslo ( $k = 2\pi/\lambda$ ),  
 $d$  – rozteč mezi elementy řady,  
 $z_i$  –  $i$ -tý kořen pro který je určován směr příchodu.

Při zobrazení kořenů v komplexní rovině indikují ty kořeny, které leží blízko jednotkové kružnici, přicházející signál (viz Obr. 3.8 vlevo a vpravo a Obr. 3.9, kde je porovnána pozice absolutní hodnoty kořenů vyjádřená v decibelech s pseudo-spektrém metody MUSIC). Kořeny se vyskytují vždy v párech. To je názorně vidět na Obr. 3.8 (šesti prvková anténní řada, dva přicházející signály  $\rightarrow$  10 kořenů, 4 náleží signálu), kde jsou čtyři kořeny blízko jednotkové kružnice (dva uvnitř a dva vně). Ostatní kořeny jsou rozmístěny chaoticky kolem jednotkové kružnice (opět stejný počet uvnitř a stejný vně).



Obr. 3.8 – zobrazení kořenů polynomu v komplexní rovině (všechny kroužky) a pro 2 přicházející signály (zeleně); anténní řada se 6 (vlevo) a 50 (vpravo) elementy; zdroj: vlastní



Obr. 3.9 – zobrazení pseudo-spektra metody MUSIC a absolutní hodnota kořenů polynomu (zobrazeny jen kořeny odpovídající příchodu signálu) pro řadu s 50 elementy; zdroj: vlastní

Se zvětšujícím se počtem prvků anténní řady jsou všechny kořeny více soustředěny kolem jednotkové kružnice (tím pádem méně chaoticky) a vzdálenosti mezi jednotkovou kružnicí a kořeny, i mezi kořeny samotnými, začíná být nízká (viz Obr. 3.8 vpravo pro 50

elementů řady). Kořeny příslušející signálu leží ještě blíže k jednotkové kružnici, což umožňuje jejich rozpoznání od šumových kořenů.

Pokud se k pseudo-spektru metody MUSIC zobrazí i absolutní hodnota kořenů, budou se kořeny ležící blízko jednotkové kružnici nacházet poblíž špiček v pseudo-spektru, jak ukazuje Obr. 3.13. Tato metoda se dá také použít k odhadu počtu přicházejících signálů, jak bude popsáno dále.

### 3.3.7 Metoda minimální vzdálenosti (Minimum Norm)

Metoda minimální vzdálenosti [20], [27] je velmi podobná metodě MUSIC. Také zde se pracuje se signálovým a šumovým podprostorem. Vztah pro výpočet pseudo-spektra je také velmi podobný, viz vztahy (3.19) a (3.20). Oba vztahy jsou ekvivalentní. Vztahy (3.16) a (3.19) se liší tím, že při výpočtu pseudo-spektra metodou Min-Norm je jmenovatel v kvadrátu. Pseudospektrum počítané metodou Min-Norm bylo již komentováno na konci podkapitoly MUSIC, takže zde nebude opakováno.

$$\mathbf{P}_{\text{MN}}(\phi) = \frac{1}{|\mathbf{a}^H(\phi)(\mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{u}_1)|^2} \quad [20] \quad (3.19)$$

$$\mathbf{P}_{\text{MN}}(\phi) = \frac{1}{|\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{W} \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\phi)|} \quad [27] \quad (3.20)$$

kde:  $\mathbf{u}_1$  – sloupcový vektor jednotkové matice o  $P$  prvcích,  
 $\mathbf{W} = \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^T$ .

### 3.3.8 Pisarenko

Metoda Pisarenko [20], [28] (celým názvem Pisarenko Harmonic Decomposition) je další z metod, která využívá rozdělení vlastních vektorů kovarianční matice na signálový a šumový podprostor. Výpočet pseudo-spektra probíhá podle následujícího vztahu (3.21).

$$\mathbf{P}_{\text{PIS}}(\phi) = \frac{1}{|\mathbf{a}^H(\phi) \lambda_{\min}|^2} \quad [20] \quad (3.21)$$

kde:  $\lambda_{\min}$  – vektor vlastních čísel, odpovídající nejmenšímu vlastnímu číslu.

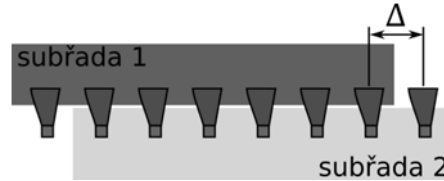
Stejně jako u metody MUSIC a Min-Norm se i zde využívá ortogonality mezi sloupci matice příjmu a vlastním vektorem šumového podprostoru. Zde je ovšem rozdíl v tom, že se bere jen šumový vlastní vektor, který odpovídá nejmenšímu vlastnímu číslu [20].

Tímto přístupem je možné dosáhnout podobně úzkého maxima pseudo-spektra, jako například u metod MUSIC a Min-Norm, ovšem za cenu dalších parazitních maxim. Pseudo-spektra metody Pisarenko pro jeden a dva cíle jsou zobrazena na Obr. 3.12 a Obr. 3.13. Časová náročnost algoritmu se pohybuje ve středu výpočetních časů ostatních porovnávaných metod (Obr. 3.11).

### 3.3.9 ESPRIT

Metoda ESPRIT [19], [23], [27], [29], [30] (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) je další z postupů, jak určit směr příchodu signálu. Tato metoda, stejně jako metoda Root-MUSIC, nepočítá pseudo-spektrum, ale přímo úhly příchodu. Výraznou odlišností od předchozích metod je absence matice příjmu, čímž je snížena výpočetní náročnost metody (Obr. 3.11).

Základní myšlenkou metody ESPRIT je použití dvou anténních řad, které jsou umístěny ve stejné ose za sebou oddělené mezerou  $\Delta$ . Anténní řady nemusejí být fyzicky odděleny, může se jednat o jednu řadu, která je rozdělena na dvě sub-řady v digitální formě. Elementy sub-řad se mohou překrývat, takže jsou některé elementy sdílené oběma sub-řadami (viz Obr. 3.10).



Obr. 3.10 – ESPRIT: dělení anténní řady do sub-řad; zdroj: vlastní

Jednotlivé sub-řady mají na svém výstupu signály  $\mathbf{X}_1$  a  $\mathbf{X}_2$ . Obě řady přijímají totožný signál přicházející pod shodným úhlem a ke každému přijatému vzorku signálu na každém anténním elementu se přičítá šum. Jediná odlišnost mezi sub-řadami je posunutí řady 1 vůči řadě 2 v prostoru (jedné ose souřadného systému). To nutně vyvolá změnu fáze přijatého signálu druhé sub-řady vůči první. Fázový rozdíl mezi sub-řadou 1 a 2 je přímo úměrný vzdálenosti řad  $\Delta$ . Vztah (3.22) zobrazuje rozdíl mezi výstupy sub-řad.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \mathbf{A}_1 \mathbf{s} + \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{X}_2 &= \mathbf{A}_2 \mathbf{s} + \mathbf{n}_2 = \mathbf{A}_1 \Phi \mathbf{s} + \mathbf{n}_2 \end{aligned} \quad (3.22)$$

kde:  $\Phi = \begin{pmatrix} e^{jk\Delta\sin\phi_1} & & & \\ & e^{jk\Delta\sin\phi_2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{jk\Delta\sin\phi_D} \end{pmatrix}$  je diagonální matice, kde prvky

na hlavní diagonále jsou fázové posuny mezi sub-řadami 1 a 2 pro  $D$  přicházejících signálů (matice je rozměru  $D \times D$ ).

Z přijaté úrovně napětí obou řad  $\mathbf{X}_1$  a  $\mathbf{X}_2$  lze z konečného počtu přijatých vzorků odhadnout kovarianční matici  $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$  a tu porobit rozkladu na vlastní čísla a vlastní vektory. Pro získání vlastních čísel a vlastních vektorů lze také použít rozklad podle singulárních hodnot (SVD), který se aplikuje přímo na výstupní matice  $\mathbf{X}$  (zmíněné je aplikovatelné i na ostatní podprostorové DoA metody). Pak není potřeba odhadovat kovarianční matice.

Po získání vlastních čísel a vlastních vektorů z kovariančních matic  $\mathbf{R}_{11}$  a  $\mathbf{R}_{22}$  se dále pracuje jen se signálovým podprostorem (platí i pro SVD rozklad) generovaným kovarianční maticí (v případě SVD maticemi  $\mathbf{X}_1$  a  $\mathbf{X}_2$ ). Vlastní vektory kovariančních matic příslušející největším vlastním číslům generují signálový podprostor  $\mathbf{E}_1$  a  $\mathbf{E}_2$ .

Jelikož jsou obě sub-řady umístěny za sebou, projeví se tato transformace (posunutí po přímce) také mezi signálovými podprostory:

$$\mathbf{E}_1 \Psi = \mathbf{E}_2 \quad [29] \quad (3.23)$$

kde:  $\Psi$  je transformační matice ze signálového podprostoru sub-řady 1 do signálového podprostoru sub-řady 2.

Pokud existuje transformační matice  $\Psi$ , pak musí také existovat nějaká transformační matice  $\mathbf{T}$ , pro kterou platí:

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{A} \mathbf{T} \quad [29] \quad (3.24)$$

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{A}\Phi\mathbf{T} \quad [29] \quad (3.25)$$

kde:  $\mathbf{A}$  – matice příjmu.

Substitucí vztahů (3.23) a (3.24) do vztahu (3.25), a jednoduché maticové úpravě, lze vyjádřit transformační matici  $\Phi$  následovně:

$$\mathbf{T}\Psi\mathbf{T}^{-1} = \Phi \quad [29] \quad (3.26)$$

Vztah (3.26) se interpretuje tak, že matice  $\Phi$  je podobná matici  $\Psi$ . Podobné matice mají stejná vlastní čísla a matice  $\mathbf{T}$  obsahuje vlastní vektory ([31]).

Pokud by nebyl na anténních elementech a řetězci signálového zpracování žádný šum, byly by signálové podprostory generované vlastními vektory jednotlivých sub-řad jasně určitelné. Pak by bylo možné dopočítat vlastní čísla matice  $\Phi$  a výpočtem (3.28) určit úhel příchodu signálu.

Jelikož ale šum působí těžkosti v určení signálových podprostorů, nelze ani určit matici  $\Phi$  přímo ze vztahu (3.26). Na vztah (3.23) lze ovšem aplikovat metodu nejmenších čtverců. Ta je zde použita pro minimalizaci rozdílu mezi  $\Psi\mathbf{E}_1$  a  $\mathbf{E}_2$ , který mezi jednotlivými podprostory je vlivem šumu. Po aplikování metody nejmenších čtverců na vztah (3.26) lze získat vztah (3.27).

$$\Psi = (\mathbf{E}_1^H\mathbf{E}_1)^{-1}\mathbf{E}_1^H\mathbf{E}_2 \quad [23] \quad (3.27)$$

Po výpočtu transformační matice  $\Psi$  se na tuto matici aplikuje spektrální rozklad a z vlastních čísel  $\{\lambda_i\}$  se určí úhly příchodů signálů (3.28):

$$\phi_i = \frac{1}{kd} \arg\{\lambda_i\} \quad [23] \quad (3.28)$$

Výše popsáný postup se označuje jako LS-ESPRIT. Další používaná metoda je TLS-ESPRIT, která se od LS-ESPRIT liší body 5 až 7, jak je shrnuto v následujícím postupu výpočtu:

1. Výpočet vlastních vektorů a vlastních čísel z kovarianční matice  $\mathbf{R}_{xx}$ .
2. Určení signálového podprostoru  $\mathbf{E}$  (výběr jen  $D$  vlastních vektorů asociovaných s největšími vlastními čísly).
3. Rozdělení matice signálového prostoru na dvě matice  $\mathbf{E}_1$  a  $\mathbf{E}_2$  (dle zvoleného překrytí sub-řad).
4. *Pro LS-ESPRIT výpočet (3.27) a dále se pokračuje bodem 8.*
5. Výpočet matice  $\mathbf{C}$ , která má rozměr  $2D \times 2D$ .

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1^H \\ \mathbf{E}_2^H \end{bmatrix} [\mathbf{E}_1 \quad \mathbf{E}_2] \quad (3.29)$$

6. Výpočet vlastních vektorů matice  $\mathbf{C}$ , vznikne matice  $\mathbf{E}_c$  velikosti  $2D \times 2D$ .

$$\mathbf{E}_c = \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

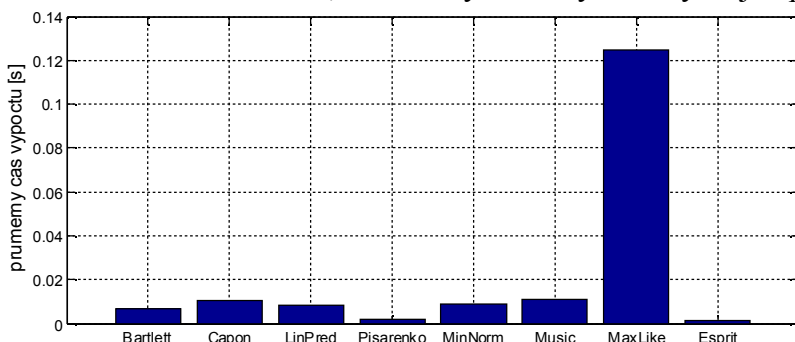
7. Výpočet rotačního operátoru:

$$\Psi = -\mathbf{E}_{12}\mathbf{E}_{22}^{-1} \quad [23] \quad (3.31)$$

8. Výpočet vlastních čísel rotačního operátoru  $\Psi$ .
9. Určení úhlu příchodu signálu dle vztahu (3.28).

### 3.4 Porovnání adaptivních metod DoA

V průběhu popisu jednotlivých metod bylo odkazováno na srovnání pseudo-spekter DoA metod a jejich výpočetní náročnost. Obojí je uvedeno v této kapitole. Průměrný čas výpočtu jednotlivých metod z Obr. 3.11 byl získán opakovaným měřením času výpočtu jedné iterace a poté průměrován počtem replikací. Celkový počet replikací je 500. Výpočet všech metod běžel sekvenčně za sebou, tudíž měly všechny metody stejné podmínky.

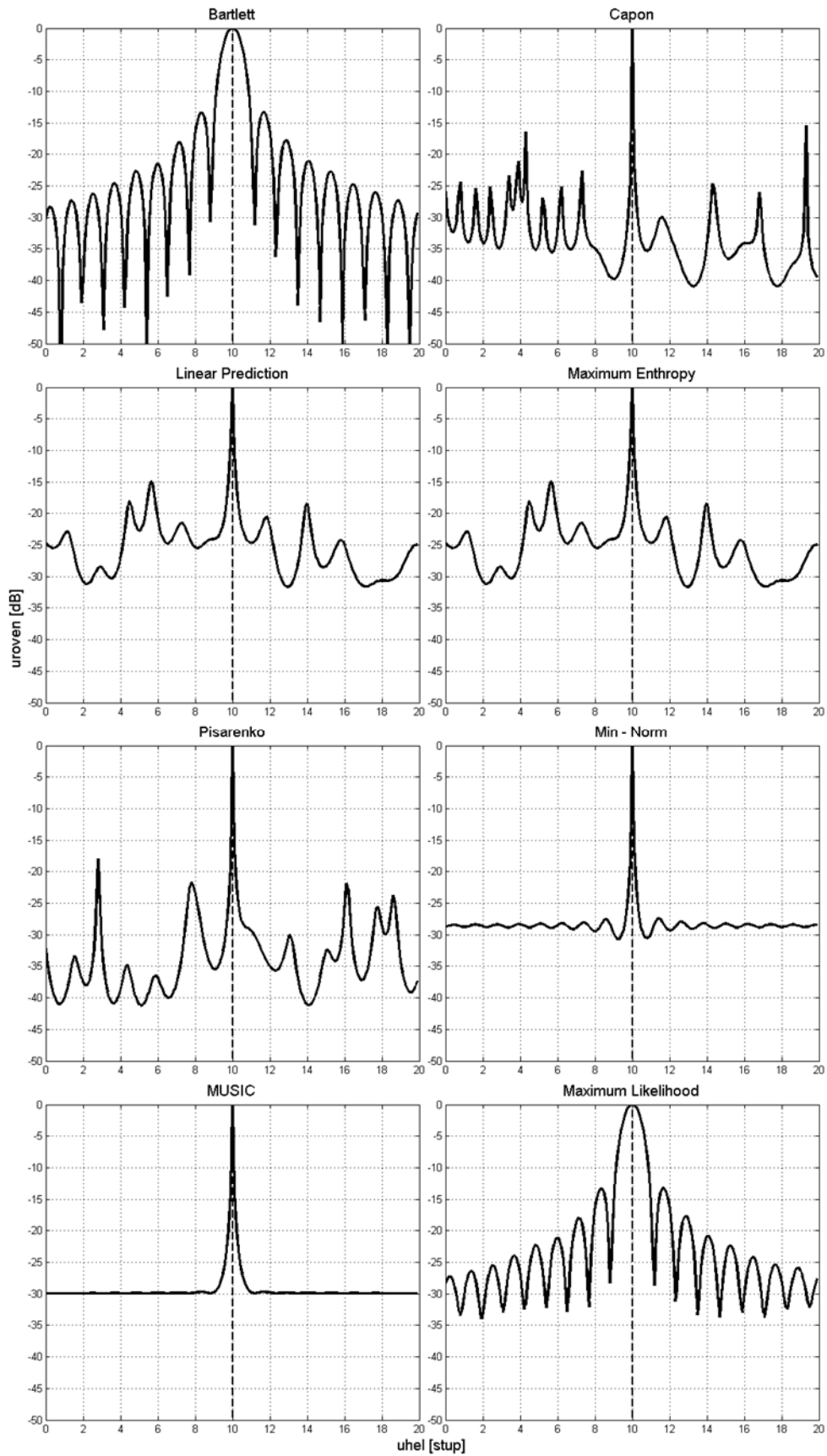


**Obr. 3.11 - průměrný čas výpočtu jednotlivých DoA metod (500 replikací); zdroj: vlastní**

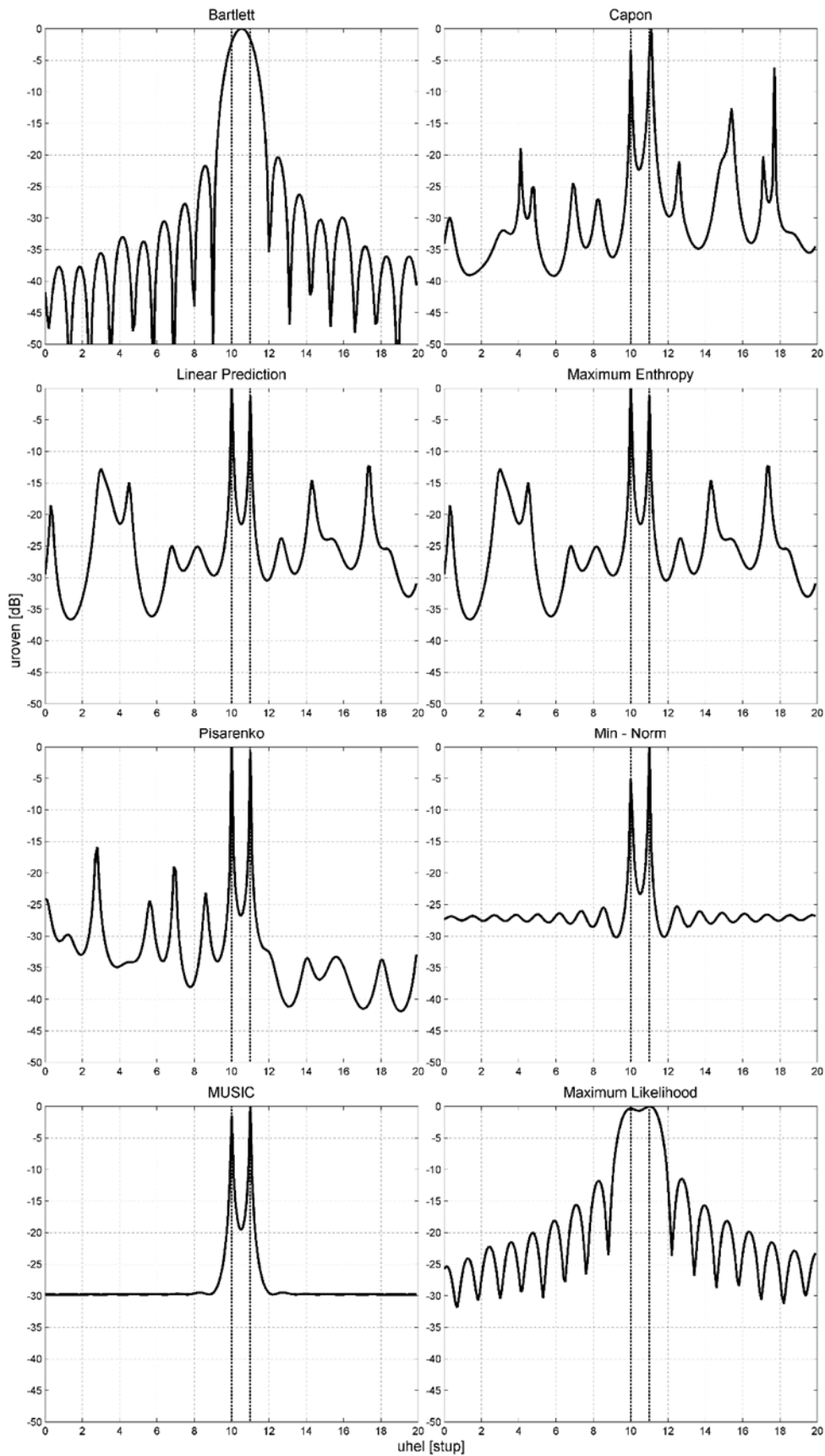
Z pouhého zhodnocení pseudo-spekter (Obr. 3.11, Obr. 3.12) jednotlivých metod se nejlépe jeví metody MUSIC a Min-Norm. Obě metody mají velmi úzký hlavní lalok a žádná parazitní maxima. Nicméně pouhé srovnání pseudo-spekter a výpočetních náročností není pro výběr vhodné metody pro další zpracování dostačující.

V této kapitole jsou metody dále porovnávány z hlediska přesnosti určení směru příchodu signálu pro jeden a pro dva cíle. V případě dvou cílů je řešena rozlišovací schopnost, která je klíčovým parametrem (samozřejmě ne na úkor přesnosti určení AoA) a jsou zde nastíněny možné problémy při použití jednotlivých metod DoA.





Obr. 3.12 – pseudo-spektra jednotlivých metod za přítomnosti 1 cíle (azimut = 10 °); parametry pro výpočet jsou uvedeny v Tab. 3.1 a Tab. 3.2; zdroj: vlastní



Obr. 3.13 - pseudo-spektra jednotlivých metod za přítomnosti 2 cílů (azimuty: 10 a 11 ° a stejnou přijímanou úrovní) s korelací do 5 %; parametry pro výpočet jsou uvedeny v Tab. 3.1 a Tab. 3.2; zdroj: vlastní

### 3.4.1 Analýzy za přítomnosti jednoho signálu

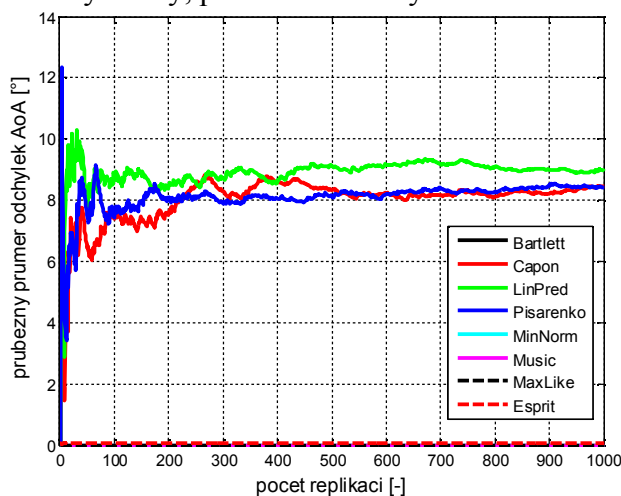
Pro případ jednoho přicházejícího signálu na anténní řadu závisí určení směru příchodu na několika jevech, především tedy na: odstupu signál šum, počtu přijatých vzorků a použité metodě. Jak již bylo vidět z pseudo-spekter představených metod (Obr. 3.12 a Obr. 3.13), jsou šířky hlavních laloků a počty parazitních maxim jednotlivých pseudo-spekter různé. S nízkým SNR nebo nízkým počtem přijatých vzorků signálu získávají tato parazitní maxima na významu a mnohdy převyšují maximum odpovídající skutečnému úhlu příchodu signálu. Tímto neduhem trpí metody Capon, Lineární predikce a Pisarenko. Projevem zmíněného neduhu je zvýšená střední kvadratická odchylka mezi zadaným a určeným úhlem příchodu, viz Obr. 3.15.

Obr. 3.15 zobrazuje střední kvadratickou odchylku (Root Mean Square Deviation) mezi zadaným a určeným úhlem příchodu signálu, která se běžně definuje vztahem (3.32), v závislosti na SNR (vlevo) a počtu vzorků přicházejícího signálu (vpravo). Se zvětšujícím se poměrem signál šum klesá RMSD i pro metody Capon, Lineární predikce a Pisarenko. Ovšem vůči ostatním metodám pomalu a s velkou chybovostí. Totéž platí i pro závislost RMSD na počtu přijatých vzorků signálu. Metody Capon, Lineární predikce a Pisarenko se s ostatními metodami nemohou, co se týče velikosti RMSD, rovnat ani za předpokladu příjmu 100 vzorků signálu.

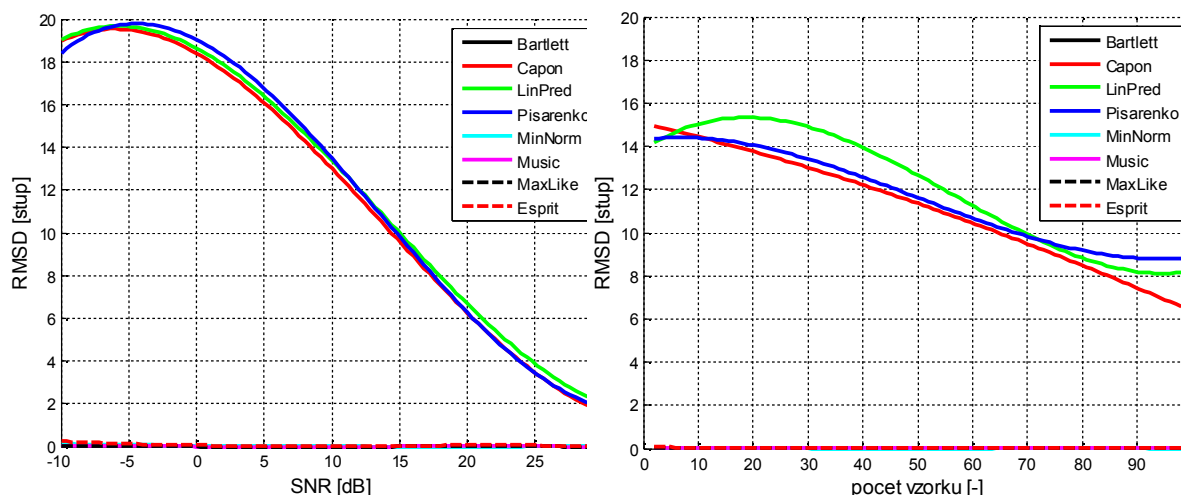
$$\text{RMSD} = \sqrt{\frac{\sum_{r=1}^R (\hat{\Phi} - \Phi)^2}{R}} \quad (3.32)$$

kde:  $\hat{\Phi}$  – určený směr příchodu signálu,  
 $\Phi$  – zadaný směr příchodu signálu,  
 $R$  – celkový počet replikací výpočtu.

Počet replikací je možné stanovit z průběžného průměru odchylek mezi zadaným a určeným AoA, viz. Obr. 3.14. Pro přesné metody (tedy všechny kromě metody Capon, Lineární predikce a Pisarenko) lze použít nízký počet replikací (menší než 50). V případě nepřesných metod je vidět, jak průběžný průměr osciluje kolem střední hodnoty až do počtu replikací 500. Pak je už průběh relativně stálý. Volba většího počtu replikací již nepřinese lepší statistické výsledky, pouze bude analýza trvat delší dobu.



Obr. 3.14 – stanovení dostatečného počtu replikací pro určení RMSD (průběhy MUSIC, Min-Norm, Bartlett a Max-Likelihood jsou překryté); zdroj: vlastní

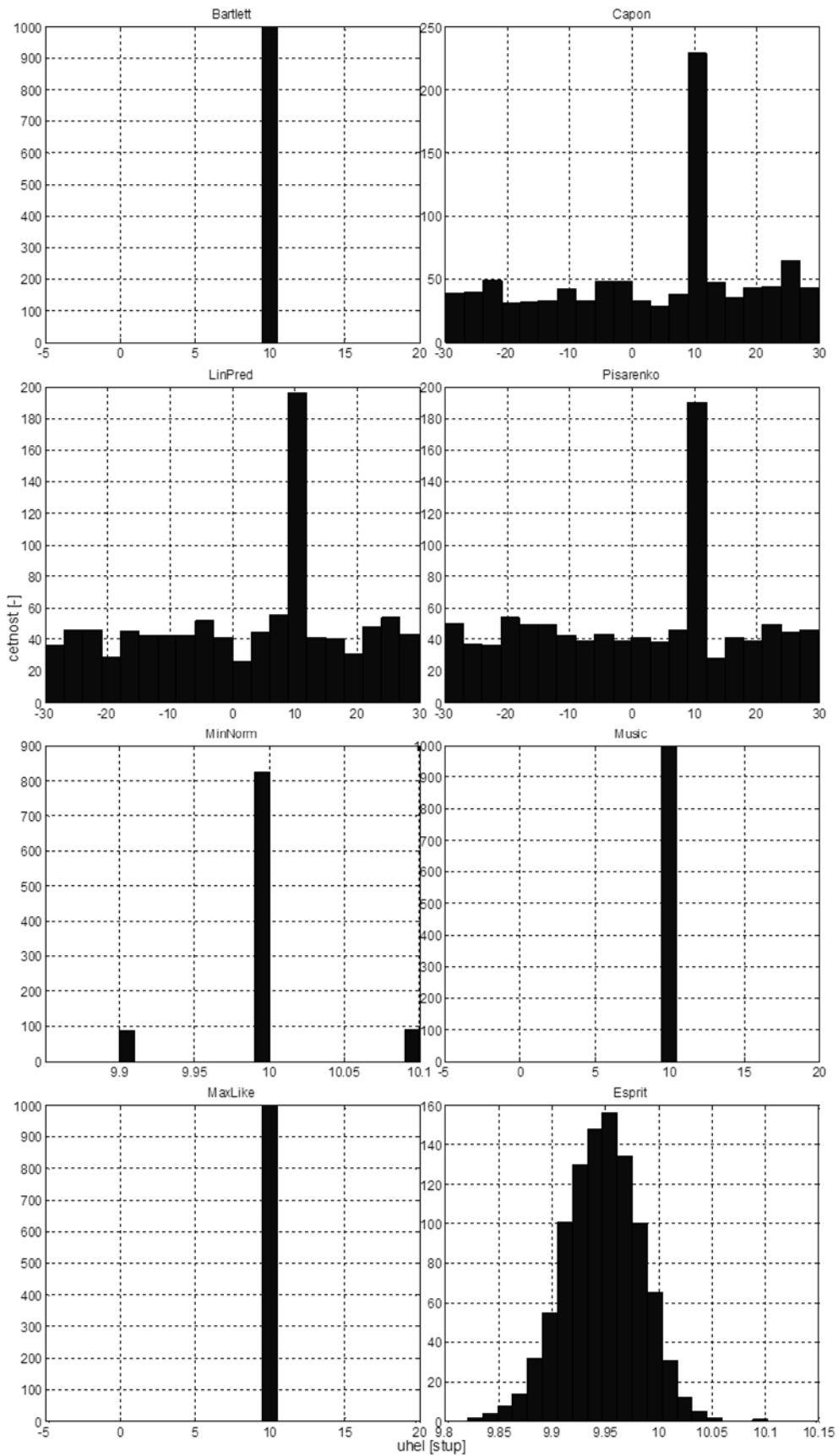


**Obr. 3.15 – střední kvadratická odchylka mezi určeným a zadaným AoA proložená polynomem 3. řádu v závislosti na SNR (vlevo) a v závislosti na počtu přijatých elementů (vpravo); počet replikací: 500; zdroj: vlastní**

Obr. 3.16 zobrazuje histogramy jednotlivých metod pro odstup signál šum 0 dB a 50 přijatých signálů. Zadaný azimut cíle je  $10^\circ$ . Jednotlivé grafy korespondují se závislostmi z Obr. 3.15 (pro danou metodu, počet přijatých vzorků a SNR) a jsou dalším možným ukazatelem výsledků vyšetřovaných DoA metod. Volba elementu u Lineární predikce je anténní element 50 ( $P/2$ ) a volba překrytí sub-řad u metody ESPRIT je v pořadí anténních elementů:  $1:P - 1$  a  $2:P$ .

V případě metod Capon, Lineární Predikce a Pisarenko je vidět velký rozptyl určených úhlů (což je ve shodě s analýzami z Obr. 3.15). Při srovnávání je třeba brát v potaz měřítko osy  $x$ . Například rozptyl u histogramu pro ESPRIT se jeví na první pohled jako velmi veliký, ale ve skutečnosti je odchylka kolem střední hodnoty přibližně  $0,1^\circ$ .

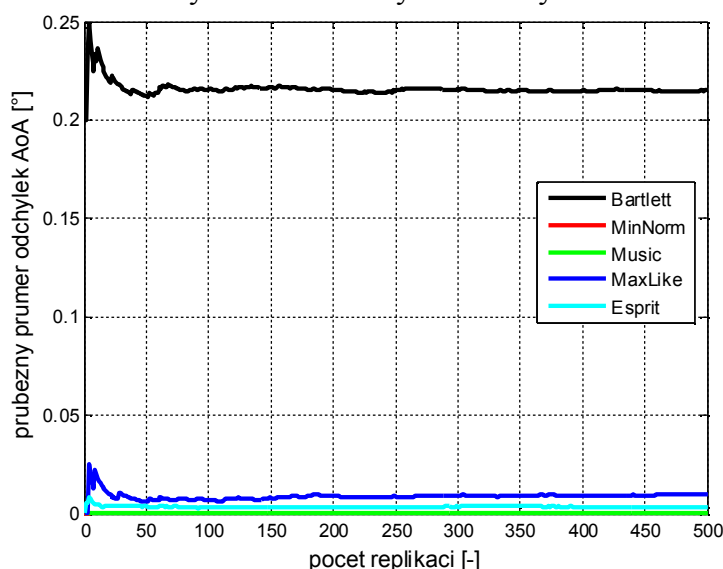
Ačkoliv odchylka v určení úhlu u metody EPSRIT je naprosto zanedbatelná, je to zajímavý úkaz. Histogram se blíží normálnímu rozložení pravděpodobnosti a na první pohled by se mohlo zdát, že je odchylka určení úhlu zapříčiněna krokem  $\Delta\Phi$ , pro který jsou počítána pseudo-spektra. ESPRIT ovšem pro určení AoA matici příjmu nepoužívá. Jelikož se při výpočtu metodou ESPRIT používá dvakrát výpočet inverzní matice, tato odchylka bude způsobena pravděpodobně konečnou přesností výpočtu právě zde.



Obr. 3.16 – histogram určených AoA (skutečný azimut = 10 °), SNR = 0 dB, počet vzorků: 50, krok výpočtu pseudo-spektra: 0,1 °, počet replikací: 100; zdroj: vlastní

### 3.4.2 Analýzy za přítomnosti dvou signálů

V této části jsou analyzovány dopady příchodu dvou signálů na anténní řadu se zaměřením na rozlišovací schopnost. Přijímané výkony signálů jsou shodné. Počet replikací pro jednotlivé analýzy je volen 100, viz Obr. 3.17, kde je zobrazen průběžný průměr odchylek mezi zadaným a určeným AoA. Do dalšího porovnání už nejsou brány metody Capon, Lineární predikce a Pisarenko, jelikož se v předešlé kapitole ukázala jejich velká střední kvadratická odchylka mezi zadaným a určeným AoA.



**Obr. 3.17 – stanovení dostatečného počtu replikací pro určení rozlišitelnosti a RMSD pro rozlišitelné cíle; parametry simulace viz. Tab. 3.2 (cíle úhlově vzdálené 2 °, počet přijatých vzorků: 50); průběh Min-Norm je totožný s MUSIC; zdroj: vlastní**

Rozlišovací schopnost antény strany v úhlu byla uvedena v Tab. 2.8. Uvedená rozlišovací schopnost (1,4 °) platí pro vysílání a příjem stejnou anténou a pro rozměry dle Tab. 3.1. Z důvodu potlačení dalších parazitních maxim v pseudo-spektrách pro potřeby DoA metod byla zmenšena mezi-elementární rozteč antény strany. Tím došlo ke zmenšení její délky z 2 m na 1,6 m. To ovšem nutně vede k dalšímu zhoršení rozlišovací schopnosti. *Rozlišovací schopnost DoA metod(y) v úhlu pro novou AS musí být tedy lepší, než rozlišovací schopnost původní AS v konfiguraci vysílání a příjmu.*

Obr. 3.18 dole zobrazuje pravděpodobnost, že pro danou úhlovou vzdálenost dvojice cílů dojde k jejich rozlišení. Rozlišením se myslí, že jsou v pseudo-spektru nalezena dvě maxima, mezi nimiž musí být propad úrovně alespoň -3 dB. Kvůli výpočtu pravděpodobnosti se průběh počítá pro 100 náhodných replikací signálů a pravděpodobnost se vypočítá jako poměr počtu úspěšných případů rozlišení k celkovému počtu pokusů. V případě, že k rozlišení dojde, je vypočtena RMSD pro daný úhlový rozestup přes počet replikací a zobrazena v Obr. 3.18 nahoře. Pokud k rozlišení nedojde, není RMSD určována (a pak tato hodnota není samozřejmě zanesena v grafu).

Parametry simulace jsou shodné s těmi z Tab. 3.2. Počet přijatých vzorků je 50 a SNR = 13 dB. Překrytí sub-řad u ESPRIT je maximální, v pořadí anténních elementů tedy: 1:P - 1 a 2:P.

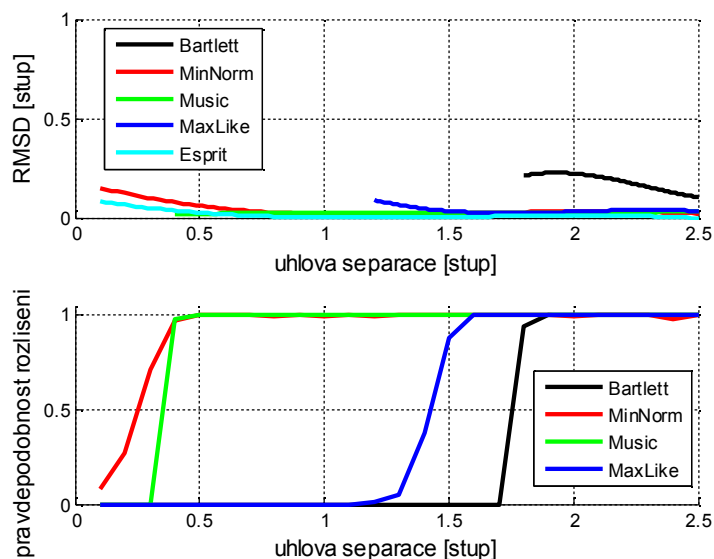
Pravděpodobnost rozlišení dvojice úhlově blízkých cílů rovná jedné je ukazatelem rozlišovací schopnosti antény strany (pro daný úhel a všechny replikace došlo k rozlišení).

V případě metody Bartlett (rozlišovací schopnost metody Bartlett odpovídá definici rozlišovací schopnosti, jak bylo uvedeno v kapitole 2.4) se jedná o rozlišovací schopnost  $1,8^\circ$ . Po tomto úhlovém rozestupu je již možné cíle rozeznat ve 100 % případů se střední kvadratickou odchylkou  $0,2^\circ$ . S rostoucí úhlovou separací RMSD dále klesá.

Metoda Maximální věrohodnosti je na tom s rozlišovací schopností nepatrně lépe (přibližně o  $0,2^\circ$  vůči metodě Bartlett) a stejně tak je daleko nižší i RMSD. Tento výsledek byl očekáván, vzhledem k průběhům pseudo-spekter obou metod, viz Obr. 3.13, kde je pseudo-spektrum metody Bartlett bez jakéhokoliv náznaku dvojice cílů, oproti metodě Maximální věrohodnosti, kde jsou znatelná maxima dvě.

Mnohem lepších rozlišovacích schopností lze ovšem dosáhnout použitím DoA metod Min-Norm, MUSIC a ESPRIT. Poslední jmenovaná nemá žádný průběh ve spodním grafu Obr. 3.18, protože ESPRIT určuje směr příchodu signálu přímo, bez výpočtu pseudo-spektra (viz kapitola 3.3.9). Výsledky metody ESPRIT je možné porovnávat z horního grafu, kde je zobrazena hodnota RMSD nejen metody ESPRIT, ale i ostatních metod. Tam, kde je RMSD uvedena, ESPRIT určuje AoA.

Metoda MUSIC dokáže rozlišit dvojici přicházejících signálů již od  $0,5^\circ$  s RMSD o hodnotách menších, než  $0,05^\circ$ . Stejně je na tom ESPRIT. Metoda Minimální vzdálenosti dokáže rozlišit dvojici cílů od úhlové separace  $0,5^\circ$ . S nízkou pravděpodobností rozlišitelnosti je ovšem metoda schopná rozeznávat cíle i o nižší úhlové vzdálenosti.

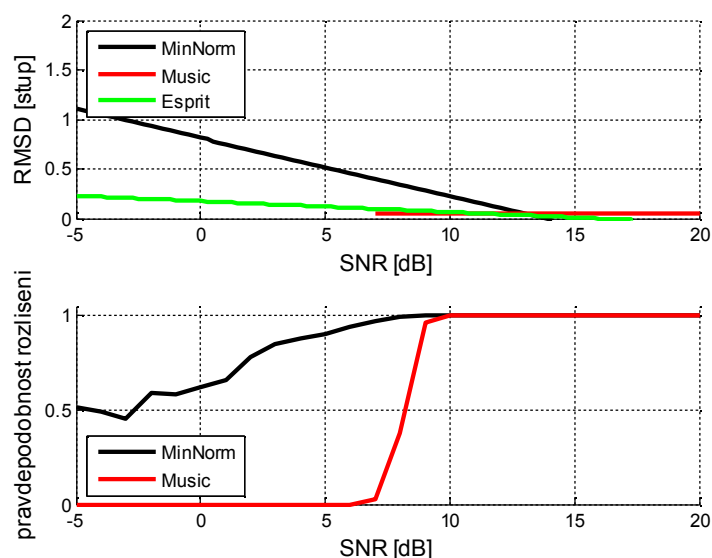


**Obr. 3.18 – závislost RMSD (nahore) a pravděpodobnosti, že dojde pro danou úhlovou separaci k rozlišení cílů (dole) na úhlové separaci dvojice signálů; 50 přijatých vzorků signálu, SNR = 13 dB; zdroj: vlastní**

Metody MUSIC, ESPRIT a Min-Norm mají rozlišovací schopnost  $0,5^\circ$  pro SNR = 13 dB. Rozlišovací schopnost je ovšem závislá i na SNR. Proto je na Obr. 3.19 zobrazena závislost pravděpodobnosti rozlišení a RMSD na SNR. Úhlový rozestup cílů je právě  $0,5^\circ$  a počet replikací je 100.

Z průběhů je vidět předpokládaná vlastnost, totiž že se zvyšujícím se SNR se zvětšuje pravděpodobnost rozlišení dvou cílů, zároveň s klesající střední kvadratickou odchylkou. ESPRIT dokáže cíle rozlišit dokonce i pro záporné poměry signálu k šumu s RMSD cca  $0,25^\circ$ .





Obr. 3.19 – závislost RMSD (nahore) a pravděpodobnosti rozlišení (dole) na SNR; 50 přijatých vzorků signálu; úhlová vzdálenost 2 cílů  $0,5^\circ$ ; zdroj: vlastní

### 3.4.3 Problémy DoA metod

Hlavním problémem představených DoA metod je příjem korelovaných signálů. V případě, že přicházející signály jsou maximálně korelované (korelační koeficient je roven jedné), jsou takové signály označovány jako koherentní. Pokud rozložíme kovarianční matici na součet kovariančních matic signálu a šumu, viz vztah (3.15), má na regularitu výsledné kovarianční matice zásadní vliv právě kovarianční matice signálu. Příjem koherentních signálů způsobuje singularitu této matice. Nebo jinak (což je ekvivalentní): řádky kovarianční matice signálu jsou mezi sebou lineárně závislé (jinak říkáme korelované). Tím pádem se hodnota kovarianční matice redukuje v závislosti na počtu přicházejících koherentních signálů a DoA metody tyto signály nedokáží rozpoznat.

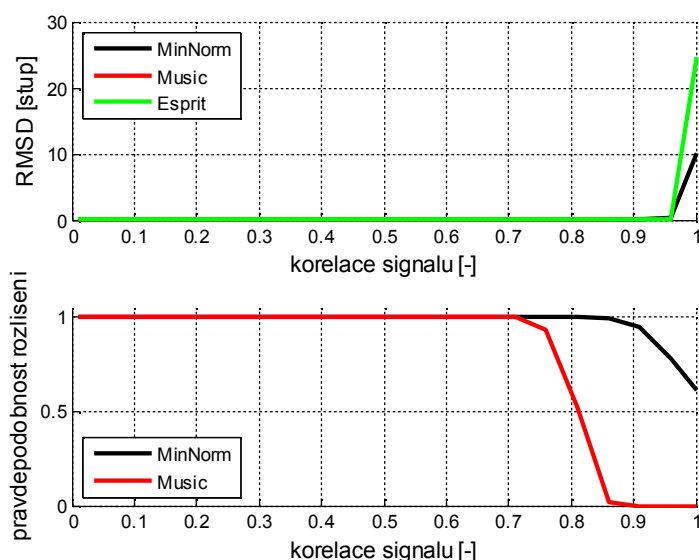
Problém se singularitou matice ovšem nastává i pro signály, které nejsou sice koherentní, ale přesto jsou významně korelované. V takovém případě se kovarianční matice blíží matici singulární a výsledné určení směru příchodu signálu začíná vykazovat chyby.

Obr. 3.20 zobrazuje závislost pravděpodobnosti rozlišení (a v případě rozlišení také RMSD) na korelačním koeficientu dvou přicházejících signálů. Cíle jsou od sebe opět vzdálené v azimutu o  $0,5^\circ$  a mají  $\text{SNR} = 13$  dB. Korelační koeficient se mění od 0 do 1. Analyzované metody jsou opět MUSIC, Min-Norm a ESPRIT.

Z průběhů je patrné, že korelace mezi signály do 70 % nemá na pravděpodobnost rozlišení a střední kvadratickou odchylku určení úhlu vliv. Od 70 % výše se již začíná snižovat pravděpodobnost rozlišitelnosti při použití metody MUSIC, ovšem hodnota RMSD zůstává stejná. Nicméně od velikosti korelačního koeficientu 85% již metoda MUSIC nedokáže od sebe cíle rozlišit. Oproti tomu metoda Min-Norm dokáže cíle separovat až do velikosti korelačního koeficientu 85%. Při jeho hodnotách nad 90% se však již pravděpodobnost rozlišení snižuje téměř až na 50% při zvýšení RMSD (asi na  $10^\circ$ ). Metoda ESPRIT je na tom podobně jako metoda Min-Norm. Až do korelačního



koeficientu 95% pracuje bez výrazné odchylky, od 95 % výše velmi rychle narůstá RMSD a to až na 25 ° (v případě koherentních signálů).



**Obr. 3.20 - závislost RMSD (nahore) a pravděpodobnosti rozlišení (dole) na korelačním koeficientu; 50 přijatých vzorků signálu; úhlová vzdálenost 2 cílů 0,5 °, SNR = 13 dB; zdroj: vlastní**

Z provedených analýz je patrné, že DoA metody dosahují zajímavých rozlišovacích schopností (rozlišovací schopnost AS pro vyslání a příjem je 1,4 °), ale mají problém s korelovanými signály, které zhoršují pravděpodobnost rozlišitelnosti dvojice cílů. Dále pak také samotné určení úhlu příchodu vykazuje větší úhlové odchylky.

Dalším problémem analyzovaných adaptivních metod DoA je potřeba informace o počtu přijímaných signálů, který ovšem v praxi neznáme. V případě metod Bartlett nebo Capon není znalost počtu přichozích signálů potřeba při výpočtu pseudo-spektra, ale až při odečtu počtu přichozích signálů z průběhu pseudo-spektra, což může být v řadě případů také problematické. Metody pracující se signálovým a šumovým podprostorem kovarianční matice (zejména zde analyzované metody MUSIC, Min-Norm a ESPRIT) vyžadují znalost počtu dopadajících signálů už pro výpočet pseudospektra (při určení vlastních vektorů signálového a šumového podprostoru). Těmto problémům jsou věnovány následující dvě kapitoly.

## 4 Adaptivní metody DoA s korelovanými signály pod vlivem šumu

V předchozí kapitole jsou popsány adaptivní metody DoA, a analyzován jejich potenciál pro potřeby určování AoA v případě dvou blízkých cílů. Velkou slabinou zmíněných metod, jak už bylo řečeno, je, že nepracují dobře v případě příjmu dvou (případně i více) koherentních signálů současně.

V této kapitole jsou představeny, analyzovány a měřením ověřeny vlastnosti metod, které se dokáží s koherentními signály vypořádat *předzpracováním* kovarianční matice, dekorelujícím řádky kovarianční matice signálu. Na takto upravenou (dekorelovanou) matici lze pak již aplikovat popsány adaptivní metody DoA.

### 4.1 Popis dekorelačních metod

#### 4.1.1 Forward/backward averaging

První popisovanou dekorelační metodou je metoda „Forward/backward averaging“ (FBA - [19]). Tato metoda využívá přímou a zpětnou kovarianční matici. Zpětná kovarianční matice se získá dle vztahu (4.1).

$$\mathbf{R}_{\text{back}} = \mathbf{\Pi}_P \mathbf{R}_{\text{xx}} \mathbf{\Pi}_P \quad [19] \quad (4.1)$$

kde:  $\mathbf{R}_{\text{xx}}$  – běžně počítaná kovarianční matice (přímá kovarianční matice),  
 $\mathbf{\Pi}_P$  – matice, která se získá přetočením jednotkové matice rozměru  $P$  o  $90^\circ$ .

Dekorelovaná kovarianční matice se pak vypočítá jako průměr přímé a zpětné kovarianční matice, podle vztahu (4.2).

$$\mathbf{R}_{\text{xx}}^{\text{fba}} = \frac{1}{2} \mathbf{R}_{\text{xx}} + \mathbf{R}_{\text{back}} \quad [19] \quad (4.2)$$

#### 4.1.2 Forward/backward spatial smoothing

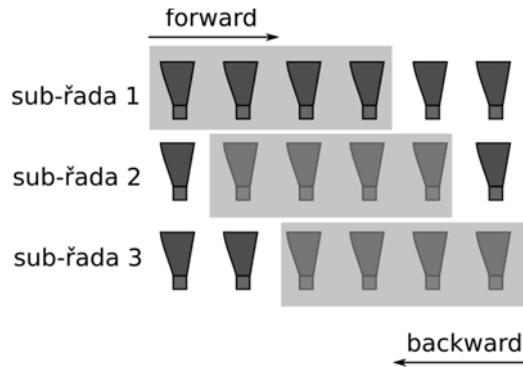
Princip metody „Forward/backward spatial smoothing“ (FBSS - [32], [33]) spočívá v rozdělení anténní řady na několik sub-řad, které se překrývají. Z každé sub-řady se následně určí kovarianční matice  $\mathbf{R}_l$ . Ty se zprůměrují (viz vztah (4.3)), čímž se získá výsledná kovarianční matice, která již není dále singulární. Matematický důkaz o nesingularitě matice  $\mathbf{R}_{\text{xx}}^{\text{fss}}$  je možné nalézt v [33].

$$\mathbf{R}_{\text{xx}}^{\text{fss}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_l \quad [32], [33] \quad (4.3)$$

kde:  $\mathbf{R}_l$  – kovarianční matice  $l$ -té sub-řady,  
 $L$  – celkový počet sub-řad.

Obr. 4.1 zobrazuje příklad dělení anténní řady na sub-řady. Anténní pole o 6 prvních je zde rozděleno na 3 sub-řady o 4 prvcích. V případě, že se vybírají elementy anténní řady zleva doprava, označuje se tento proces jako forward spatial smoothing. Intuitivně, pro opačný směr se jedná o backward spatial smoothing. Průměr kovariančních matic (4.4) pro přímý i zpětný směr se označuje jako forward/backward spatial smoothing.

$$\mathbf{R}_{\text{xx}}^{\text{fbss}} = \frac{1}{2} (\mathbf{R}_{\text{xx}}^{\text{fss}} + \mathbf{R}_{\text{xx}}^{\text{bss}}) \quad [32], [33] \quad (4.4)$$



**Obr. 4.1 – forward/backward spatial smoothing: rozdělení anténní řady na 3 sub-řady; zdroj: vlastní**

Se zvětšujícím se počtem sub-řad se výsledná kovarianční matice více průměruje, čímž se získají lepší výsledky. Ovšem využitím FBSS se snižuje počet elementů jednotlivých sub-řad na  $P_{sub} = P - L + 1$ , kde  $P$  je celkový počet elementů řady. Použitím FBSS ovšem stoupá počet zpracovaných vzorků signálu na  $NL$ , kde  $N$  je počet přijatých vzorků signálu. Tím je trochu kompenzován redukovaný počet anténních elementů.

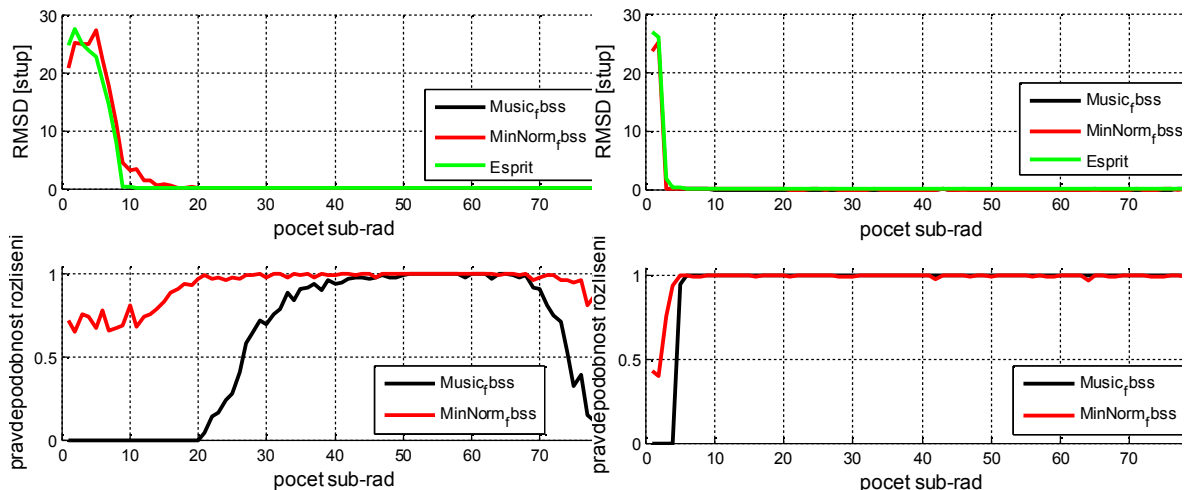
Obr. 4.2 zobrazuje závislost pravděpodobnosti rozlišení dvojice přicházejících signálů (pro metody MUSIC, Min-Norm a ESPRIT) na počtu sub-řad použitých při předzpracování kovarianční matice metodou FBSS. Grafy vlevo zobrazují závislosti pro úhlovou separaci cílů  $0,5^\circ$  (separace  $0,5^\circ$  odpovídá rozlišení metody MUSIC pro případ nekorelovaných signálů – nejhorší rozlišení z metod MUSIC, Min-Norm a ESPRIT, viz Obr. 3.18). Vpravo totéž, jen pro úhlovou separaci cílů  $1^\circ$ .

Pravděpodobnost rozlišení na Obr. 4.2 vlevo pro MUSIC je pro počet sub-řad 1 – 10 nulová, tzn., že počet sub-řad je nedostatečný. Se zvětšujícím se počtem sub-řad pravděpodobnost rozlišení roste a 100 % dosahuje v rozmezí mezi 50-60 sub-řadami. Úhlová odchylka se do 20 sub-řad nedá určit, jelikož je pravděpodobnost rozlišení nulová. Od 20 sub-řad v případě rozlišení dává metoda MUSIC stejně přesné výsledky jako metoda Min-Norm, takže je tato závislost překryta průběhem právě metody Min-Norm. Další zvětšování počtu sub-řad již vede ke zhoršování pravděpodobnosti rozlišení, jelikož začíná být počet elementů jednotlivých sub-řad příliš malý.

Podobné závěry lze vyvodit i pro metodu Min-Norm, která ovšem na rozdíl od metody MUSIC má i při nižším počtu sub-řad pravděpodobnost rozlišitelnosti nad 60 % i když s velkou úhlovou odchylkou. Oproti metodě MUSIC ovšem zde stačí pouze 20 sub-řad k dosažení pravděpodobnosti rozlišitelnosti 0,99 %.

Nejlepších výsledků lze ovšem dosáhnout použitím metody ESPRIT, která již pro 10 sub-řad dokáže bez chyby určovat AoA.

Obr. 4.2 vpravo zobrazuje totéž, jen pro větší úhlový rozestup cílů: cíle jsou úhlově vzdálené  $1^\circ$ , čímž je pro rozlišení potřeba menšího počtu průměrování kovariančních matic jednotlivých sub-řad. Z uvedeného vyplývá, že volba počtu sub-řad velmi významně ovlivňuje rozlišovací schopnost anténní řady. Další analýzy budou tedy prováděny pro  $L = 50$ , aby bylo možné porovnat vlastnosti metod MUSIC, Min-Norm a ESPRIT v závislosti na dalších vlivech.



**Obr. 4.2 – forward/backward spatial smoothing: závislost pravděpodobnosti rozlišení na počtu sub-řad; úhlová separace  $0,5^\circ$  (vlevo) a  $1^\circ$  (vpravo); SNR = 13 dB, 100% korelace, 50 vzorků signálu; 100 replikací; zdroj: vlastní**

## 4.2 Porovnání účinnosti adaptivních metod DoA s předzpracováním kovarianční matice pro korelované signály

V této části jsou porovnány DoA metody MUSIC, Min-Norm a ESPRIT doplněné o metody dekorelace kovariančních matic FBSS a FBA za přítomnosti dvou koherentních signálů. Simulace jsou prováděny stále pro stejnou anténní řadu, jako v případě kapitoly 3.

### 4.2.1 Porovnání metod předzpracovávajících kovarianční matice

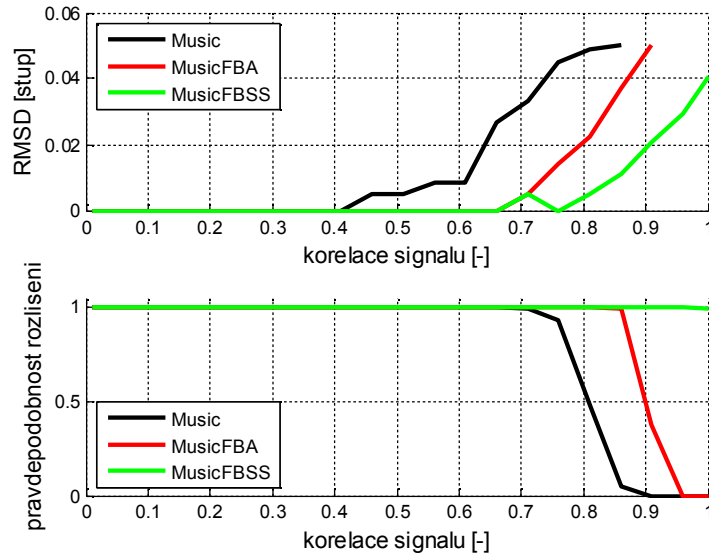
Obr. 4.3 zobrazuje závislost pravděpodobnosti rozlišení (a v případě rozlišení) i RMSD v závislosti na korelaci signálu a zvolené metodě úpravy kovarianční matice. DoA metoda byla zvolena MUSIC, protože při předchozích analýzách (pro nekorelované signály) vyšlo najevo, že z trojice metod MUSIC, Min-Norm a ESPRIT má právě metoda MUSIC nejvyšší nároky na počet sub-řad pro dosažení pravděpodobnosti rozlišení 1.

Bez předzpracování kovarianční matice dokáže metoda MUSIC rozlišovat signály s korelací až 70 %. Pokud se použije předzpracování kovarianční matice metodou FBA, je možné zpracovávat signály s korelačním koeficientem až do cca 85 %. Nikoliv však plně koherentní signály. S těmi se dokáže vypořádat jen metoda FBSS. Střední kvadratická odchylka určení úhlu je zanedbatelná, jedná se jen o kvantizační chybu, která vzniká diskrétním krokem matice příjmu, kde je krok  $0,1^\circ$ . Proto absolutní hodnota úhlové odchylky dosahuje hodnoty  $0,05^\circ$ .

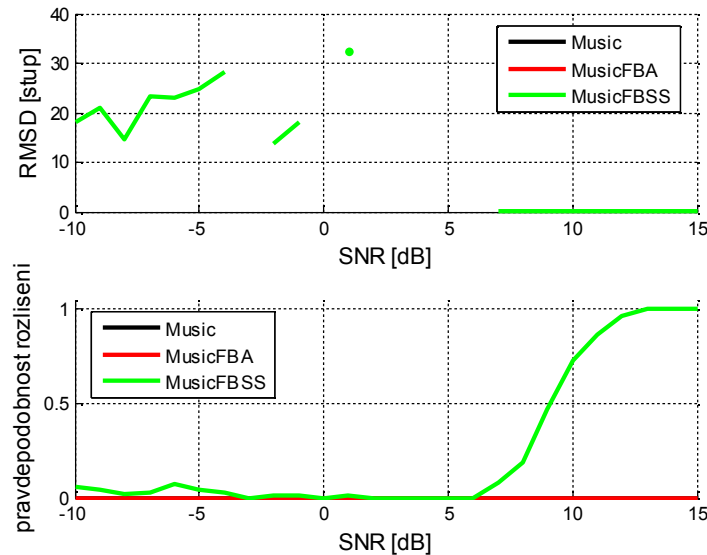
Obr. 4.4 zobrazuje závislost pravděpodobnosti rozlišení a RMSD v závislosti na SNR a dekorelační metodě. Jelikož na anténní řadu dopadají dva koherentní signály, metoda MUSIC bez předzpracování a s předzpracováním kovarianční matice metodou FBA mají nulovou pravděpodobnost rozlišení (viz pravděpodobnost rozlišitelnosti v závislosti na korelačním koeficientu mezi dvojicí přicházejících signálů na Obr. 4.3). Metoda FBSS potřebuje k rozlišení koherentních zdrojů signálu vzdálených  $0,5^\circ$  SNR alespoň 13 dB (při 50 sub-řadách).

Obr. 4.5 zobrazuje závislost pravděpodobnosti rozlišení na separaci dvojice koherentních signálů při  $\text{SNR} = 13 \text{ dB}$ . Z uvedených průběhů je vidět, že metody MUSIC bez předzpracování a s použitím FBA mají stejný práh rozlišení tedy  $2,2^\circ$  (tj. nejmenší úhlová vzdálenost cílů pro 100 % rozlišení). To je oproti nekoherentním signálům o  $0,4^\circ$  více. Předzpracování kovarianční matice metodou FBSS umožní 100 % pravděpodobnost rozlišení již při úhlové separaci  $0,5^\circ$ .

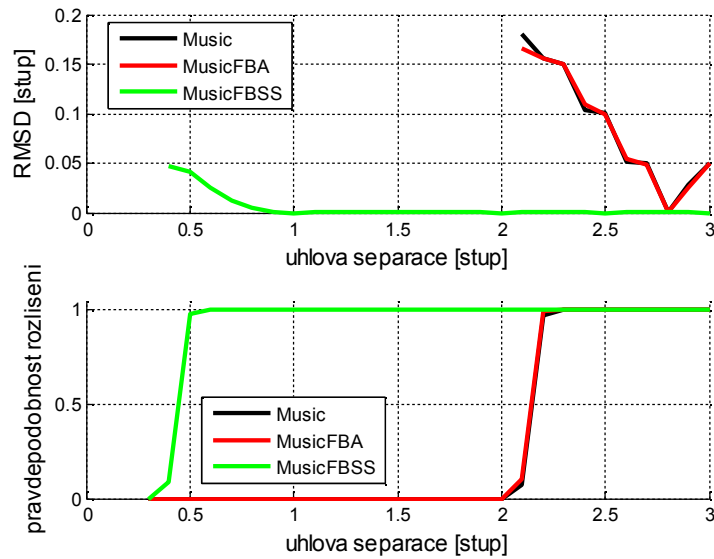
Z analýz je jasně vidět, že předzpracování kovarianční matice smysl má a to pouze v případě použití metody FBSS.



**Obr. 4.3 - závislost RMSD (nahore) a pravděpodobnosti rozlišení (dole) na korelačním koeficientu a předzpracování kovarianční matice; úhlová vzdálenost cílů  $0,5^\circ$ ,  $\text{SNR} = 13 \text{ dB}$ , 50 přijatých vzorků signálu,  $L = 50$ ; zdroj: vlastní**



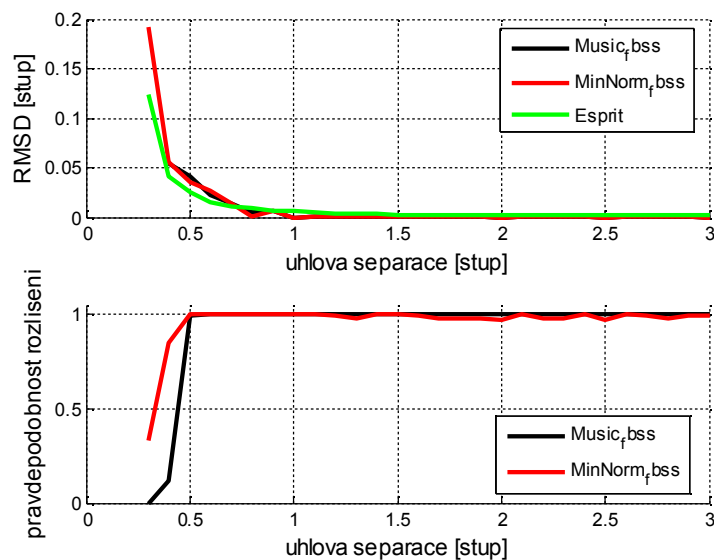
**Obr. 4.4 - závislost RMSD (nahore) a pravděpodobnosti rozlišení (dole) na SNR a předzpracování kovarianční matice; úhlová vzdálenost cílů  $0,5^\circ$ , koherentní signály, 50 přijatých vzorků signálu,  $L = 50$ ; zdroj: vlastní**



Obr. 4.5 - závislost RMSD (nahore) a pravdepodobnosti rozlišení (dole) na uhlove separaci dvojice signálu a předzpracování kovarianční matice; koherentní signály, SNR = 13 dB, 50 přijatých vzorků signálu,  $L = 50$ ; zdroj: vlastní

#### 4.2.2 Porovnání DoA metod po dekorelaci $R_{xx}$ metodou FBSS

Na Obr. 4.6 a Obr. 4.7 jsou zobrazeny závislosti pravdepodobnosti rozlišení s RMSD v závislosti na uhlové separaci a SNR pro předzpracovanou kovarianční matici metodou FBSS. Pravdepodobnost rozlišení v závislosti na uhlové separaci přicházející dvojice koherentních signálů je pro všechny metody velmi podobná. Jiná je situace u pravdepodobnosti rozlišení v závislosti na SNR.

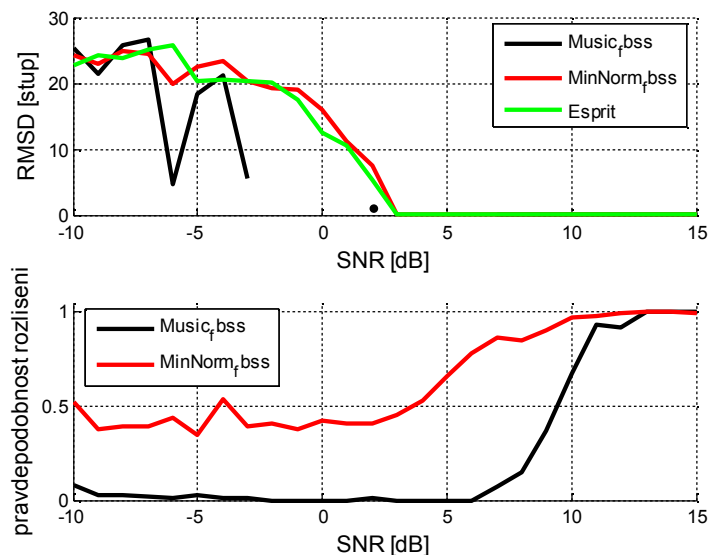


Obr. 4.6 - závislost RMSD (nahore) a pravdepodobnosti rozlišení (dole) na uhlové separaci dvojice signálů s předzpracováním kovarianční matice metodou FBSS pro několik DoA metod; koherentní signály, SNR = 13 dB, 50 přijatých vzorků signálu,  $L = 50$ ; zdroj: vlastní

Metoda Min-Norm má i pro záporné SNR pravdepodobnost rozlišení kolem 40 % při RMSD kolem 20°. Se zvětšujícím se SNR stoupá i pravdepodobnost rozlišení této metody, nicméně pravdepodobnosti rozlišení 100 % se dosahuje stejně jako s metodou MUSIC.

Nejlépe je na tom metoda ESPRIT, které stačí pro rozlišení a přesné určení úhlu dvojice koherentních signálů, SNR větší než 3 dB.

Po předzpracování kovarianční matice metodou FBSS jsou závislosti pravděpodobnosti rozlišení podobné závislostem pro nekorelované signály. Snad jediným rozdílem je, že k dosažení stejné rozlišovací schopnosti v případě příchodu koherentních signálů je zapotřebí o 3 dB většího SNR než při příjmu nekorelovaných signálů.



**Obr. 4.7 - závislost RMSD (nahore) a pravděpodobnosti rozlišení (dole) na SNR s předzpracováním kovarianční matice metodou FBSS pro několik DoA metod; úhlová vzdálenost cílů  $0,5^\circ$ , koherentní signály, 50 přijatých vzorků signálu,  $L = 50$ ; zdroj: vlastní**

### 4.3 Ověření analýz na měřených datech

V této kapitole jsou ověřeny vlastnosti DoA metod na měřených datech. Ideální by bylo měřit vše na přijímací AS, pro kterou byly provedeny všechny analýzy v předešlých dvou kapitolách. Problém je, že taková anténa má 100 elementů a pracuje na kmitočtu 9,325 GHz. Při zahájení prací na této dizertační práci jsme sice měli příslib spolupráce od firmy, vyrábějící PAR s fázovanými anténami, ale v průběhu prací postupně svůj záměr přehodnotila. V možnostech Fakulty elektrotechniky a informatiky Univerzity Pardubice pak už nebylo vyrobit tak rozsáhlý anténní systém vlastními silami. Proto byl zvolen náhradní postup a to: vytvoření demonstračního anténního pole o pouhých čtyřech prvcích, na kmitočtu 500 MHz (anténa bude dále v textu z důvodu odlišení od AS označována jako ANT<sub>4</sub> nebo jako demonstrační anténa). Oba parametry nebyly zvoleny náhodně: vychází z možnosti použití čtyř kanálového osciloskopu R&S RTO 1014, čímž odpadá časově náročný vývoj přijímacího hardware.

Pro takovou anténní řadu jsou dále provedeny stejné analýzy, jako na Obr. 4.3 až Obr. 4.7 a tyto analýzy jsou následně porovnány s obdrženými výsledky z měřených dat.

#### 4.3.1 Popis demonstrační antény

Pracovní kmitočet anténní řady je 500 MHz, čemuž odpovídá vlnová délka 0,6 m. Elementy řady jsou rozmístěny kolem její středové osy s mezi-elementární roztečí  $\lambda/2$ , jak shrnuje Tab. 4.1. Větší rozteč, než polovina vlnové délky, by měla za následek

nejednoznačnost v určování AoA v důsledku výskytu parazitních maxim v pseudo-spektru. Šířka svazku a rozlišovací schopnost demonstrační antény jsou uvedeny v Tab. 4.2.

Tab. 4.1 – pozice elementů anténní řady; zdroj: vlastní

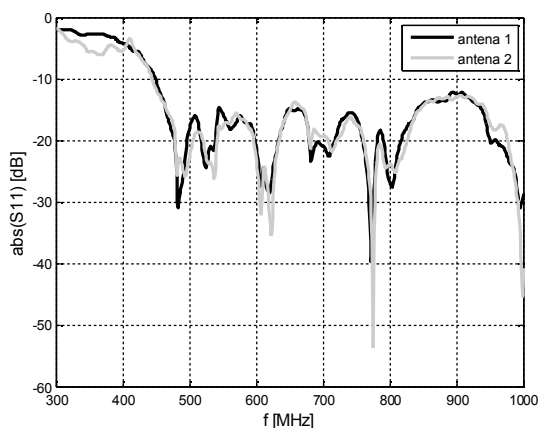
element	1	2	3	4
vzdálenost od středu antény [mm]	-450	-150	150	450

Tab. 4.2 - srovnání šířek svazku a rozlišovacích schopností pro anténní řadu; zdroj: vlastní

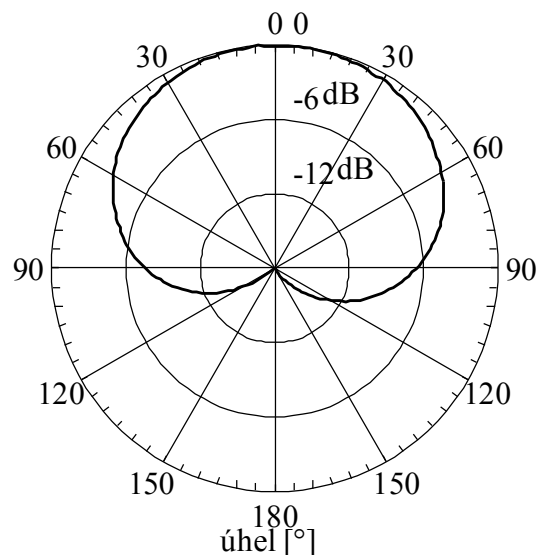
	jen příjem	vysílání a příjem
šířka svazku [°]	26,3	18,9
rozlišovací schopnost [°]	47	32

### Anténní elementy

Jako element přijímací řady (ale i jako vysílací antény) byla zvolena logaritmická anténa realizovaná na mikropáskovém vedení, pracující v kmitočtovém pásmu 440 – 900 MHz. Obr. 4.8 zobrazuje změřený koeficient odrazu pro dva vybrané kusy antén. V kmitočtovém pásmu cca 460 – 800 MHz je absolutní hodnota koeficientu odrazu pod -15 dB, což je pro DoA měření vyhovující. Měřená směrová charakteristika jednoho anténního elementu je pro kmitočet 500 MHz zobrazena na Obr. 4.9. Šířka hlavního laloku (3dB) je přibližně 60°. Obr. 4.10 zachycuje antény během měření směrových charakteristik.

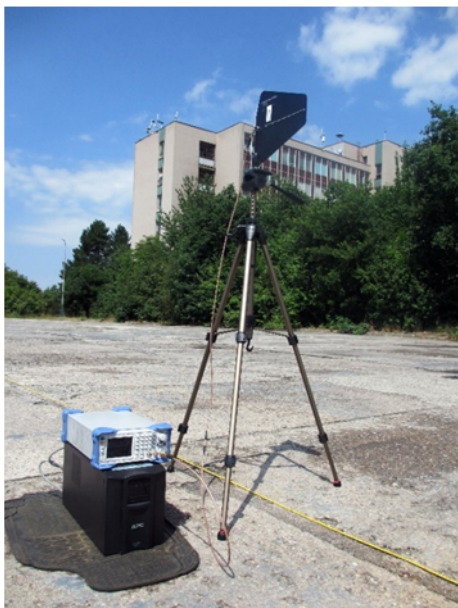


Obr. 4.8 – měřený koeficient odrazu pro dvě realizace antén; zdroj: vlastní



Obr. 4.9 – měřená vyzařovací charakteristika jednoho elementu (f = 500 MHz, vzdálenost antén: 23 m,  $P_v = 13$  dBm); zdroj: vlastní



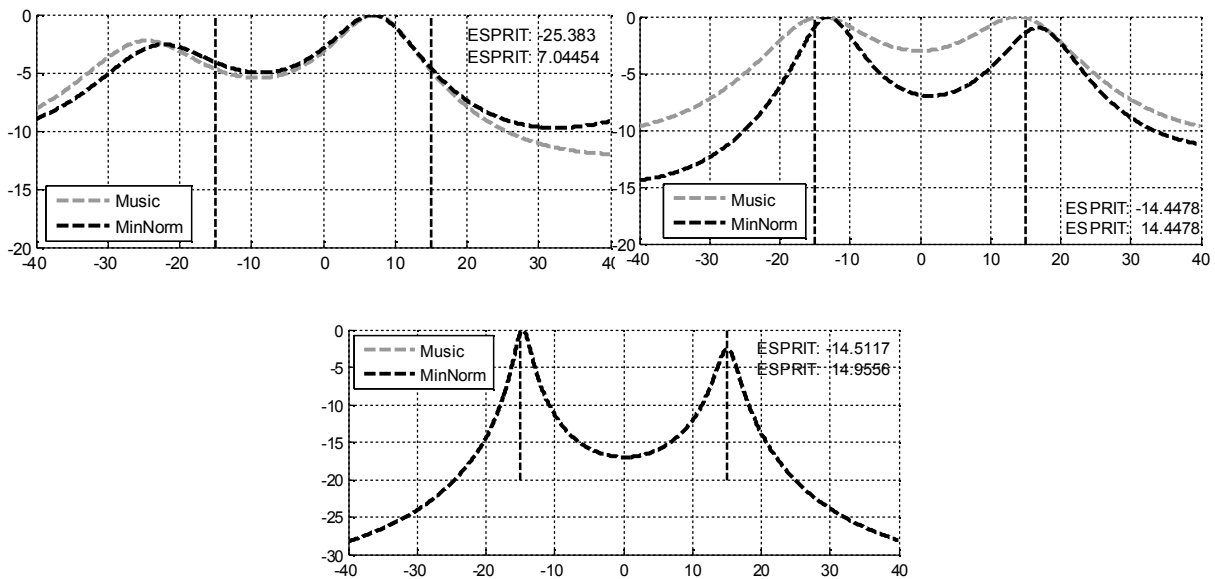


**Obr. 4.10** – měření vyzařovací charakteristiky; vysílací (vlevo) a přijímací část (vpravo); zdroj: vlastní

Z jednotlivých antén je vytvořeno anténní pole o 4 prvních, s roztečí a rozmístěním elementů viz Tab. 4.1. Anténní pole je tvořeno čtveřicí již zmíněných logaritmických antén, které jsou připevněny na dřevěné podložce. Vysílací antény jsou umístěné na stativu. Jelikož nemohl být použit originální držák stativu, musel jsem vytvořit nové držáky. Ty byly namodelovány s kombinací vektorové grafiky a 3D modelování v CST Studio. Hotový model byl následně vytištěn na 3D tiskárně, vlastněné Katedrou Elektrotechniky naší fakulty.

#### **4.3.2 Analýzy pro anténní řadu ANT<sub>4</sub>**

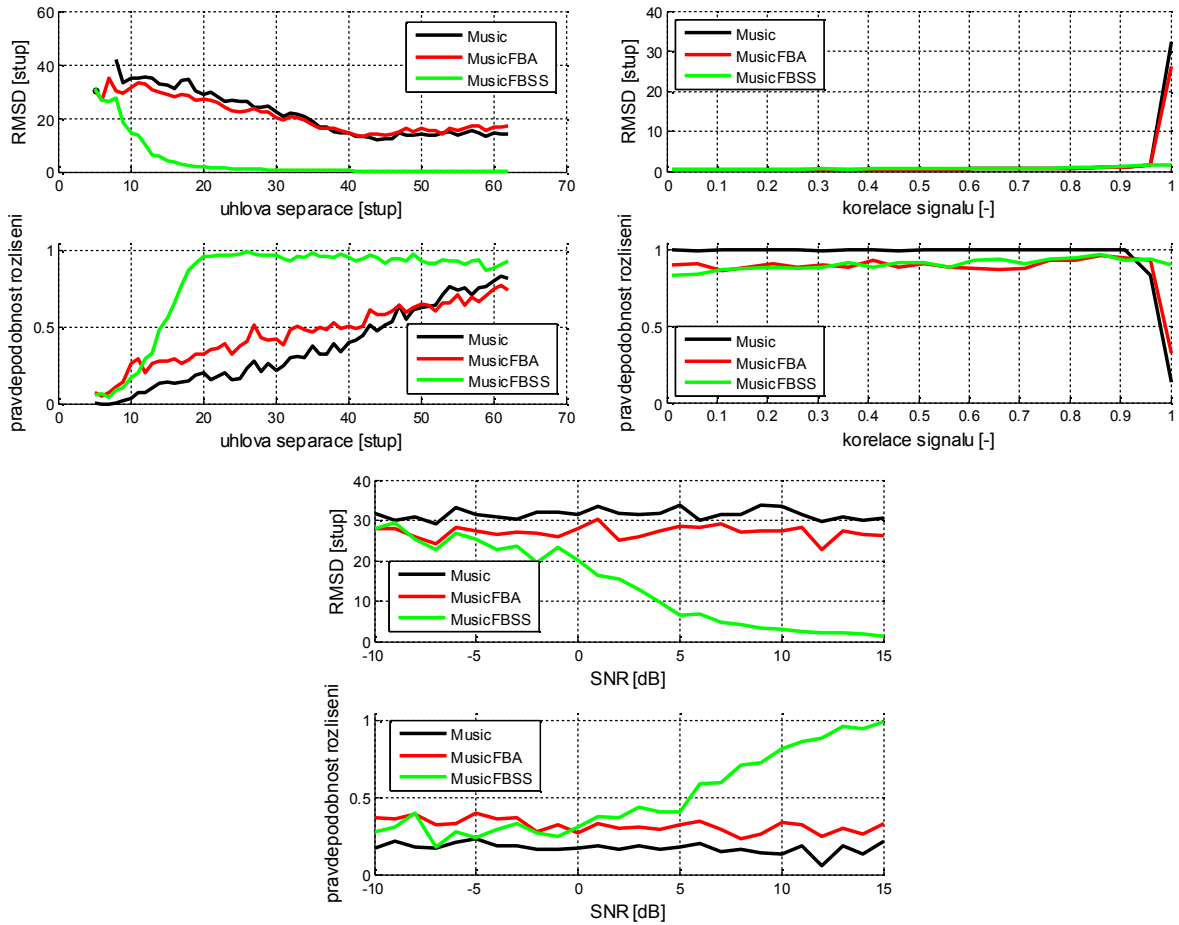
Pseudo-spektra metod MUSIC a Min-Norm pro kovarianční matici bez a s jejím předzpracováním jsou zobrazené na Obr. 4.11 pro dva přicházející koherentní signály. Zde je vidět rozdíl, oproti pseudo-spektrům z Obr. 3.13, v šířce hlavních laloků obou pseudo-spekter. Z Obr. 4.11 je také vidět, jak s předzpracováním kovarianční matice dochází k nárůstu maxim v pseudo-spektru. V rozích jednotlivých grafů jsou uvedeny také určené úhly metodou ESPRIT. Skutečné úhly dopadajících signálů jsou vyznačeny přerušovanou černou čarou.



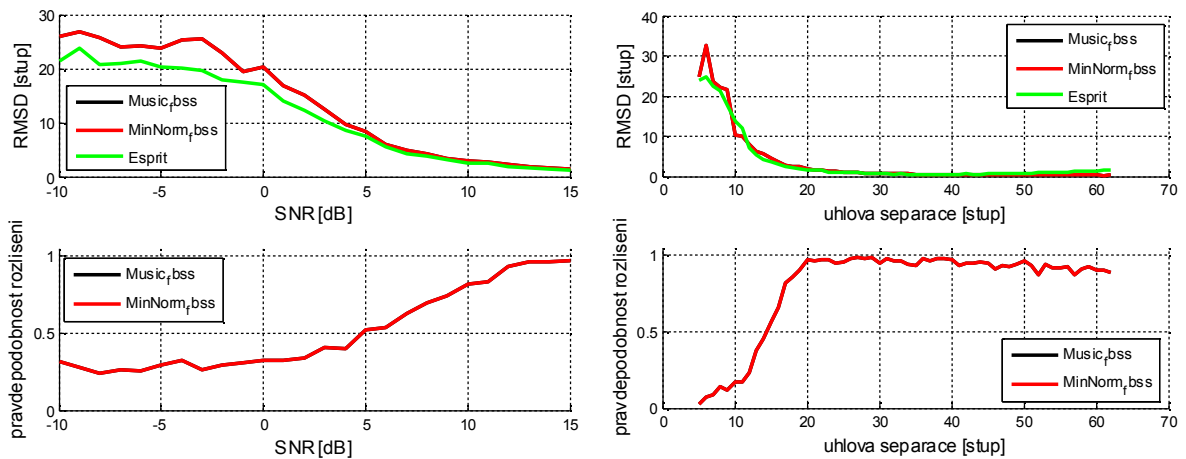
**Obr. 4.11 - pseudo-spektra metod MUSIC, Min-Norm a výsledné úhly metody ESPRIT určené z kovarianční matice bez předzpracování (vlevo nahoře) pro ANT<sub>4</sub>, s aplikací FBA (vpravo nahoře) a s aplikací FBSS (dole); skutečné AoA vyznačeny šedou přerušovanou čarou na:  $\pm 15^\circ$ , SNR = 13 dB a počet přijatých vzorků = 50; zdroj: vlastní**

Při použití klasického beamformingu je rozlišovací schopnost pro vysílání a příjem stejnou anténou  $32^\circ$  (viz. Tab. 4.2) a  $47^\circ$  pro pouhý příjem (a to ještě přijímané signály musí být korelovány jen málo). Obr. 4.12 zobrazuje pravděpodobnosti rozlišení metody MUSIC s FBSS (MUSIC v předchozích analýzách dávala z trojice MUSIC, Min-Norm a ESPRIT nejméně přesné výsledky) v závislosti na úhlové separaci cílů, korelaci signálů a SNR. Podobně jako u AS je i zde vidět, že bez předzpracování kovarianční matice není možné určit AoA. V případě předzpracování metodou FBA také výsledky nejsou dobré. Metoda FBSS ovšem použitelná je. Teoreticky se pak dá dosáhnout rozlišovací schopnosti  $20^\circ$  při SNR 13 dB. Pravděpodobnost rozlišení je v takovém případě 95 %. Ještě větší pravděpodobnost rozlišení lze dosáhnout zvýšením SNR. Na tomto místě je nutné si uvědomit, že anténa má pouze 4 prvky, které jsou ještě použitím FBSS redukovány na pouhé tři elementy, s nimiž si musí DoA metody při určování AoA vystačit.

Obr. 4.13 zobrazuje stejné závislosti jako Obr. 4.12, jen pro FBSS a metody MUSIC, Min-Norm a ESPRIT. Všechny výsledky jsou velmi podobné, ESPRIT dosahuje při nižších úrovních SNR menší RMSD. Pseudo-spektra metod MUSIC a Min-Norm se pro tři elementy řady překrývají, proto jsou pro ně i výsledky totožné. Překryv je zapříčiněn tím, že se používají právě jen 3 anténní prvky. Pak je šumový podprostor generován pouze jedním vlastním vektorem a výsledky jsou pro MUSIC a Min-Norm stejné.



**Obr. 4.12 - RMSD (nahore v jednotlivých grafech) a pravděpodobnosti rozlišení (dole v jednotlivých grafech) na: úhlové separaci cílů (vlevo nahore); korelaci signálů (vpravo nahore) a SNR (dole) aplikováno FBSS ( $L = 2$ ) pro metodu MUSIC; následující parametry jsou voleny pevně, kromě parametru, který se mění na ose  $x$ : úhlová vzdálenost cílů  $20^\circ$ , koherentní signály, 50 přijatých vzorků signálu SNR = 13 dB; 100 replikací; zdroj: vlastní**

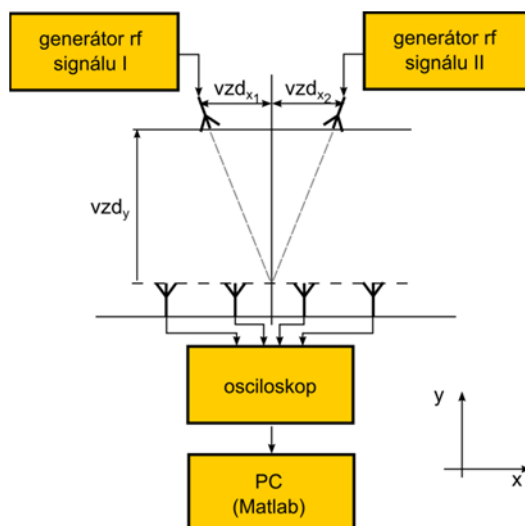


**Obr. 4.13 - závislost RMSD (nahore v jednotlivých grafech) a pravděpodobnosti rozlišení (dole v jednotlivých grafech) na: úhlové separaci cílů (vlevo nahore); korelaci signálů (vpravo nahore) a SNR (dole); stejné parametry, jako v případě Obr. 4.12; zdroj: vlastní**

### 4.3.3 Popis měření a jeho zpracování

#### Obecně k měření

Pro prvotní ověření DoA metod byla zvolena frekvence 500 MHz, protože pro tento kmitočet lze použít osciloskop R&S RTO 1014 a odpadá tak časově náročný vývoj přijímačů. Schéma rozmístění přístrojů a dalšího vybavení je zobrazeno na Obr. 4.14. Dalším důvodem pro volbu zmíněného kmitočtu je přítomnost osmi kusů stejných antén na naší katedře, čímž odpadá i návrh anténních elementů. Parametry anténní řady jsou shrnuty v Tab. 4.1.



Obr. 4.14 – schéma měření; zdroj: vlastní

Přijímací anténní pole je umístěno pevně. Ve vzdálenosti  $y$  (kolmá vzdálenost mezi anténní řadou a vysílací anténou) jsou umístěny zdroje signálů. Minimální možná vzdálenost vysílacích antén je dána vztahem pro výpočet vzdálené zóny:

$$yy \gg \frac{D^2}{\lambda} = \frac{1,2^2}{0,6} = 2,4 \text{ m}$$

kde:  $D$  – rozměr antény – zde délka přijímacího anténního pole,  
 $\lambda$  – vlnová délka (frekvence 500 MHz).

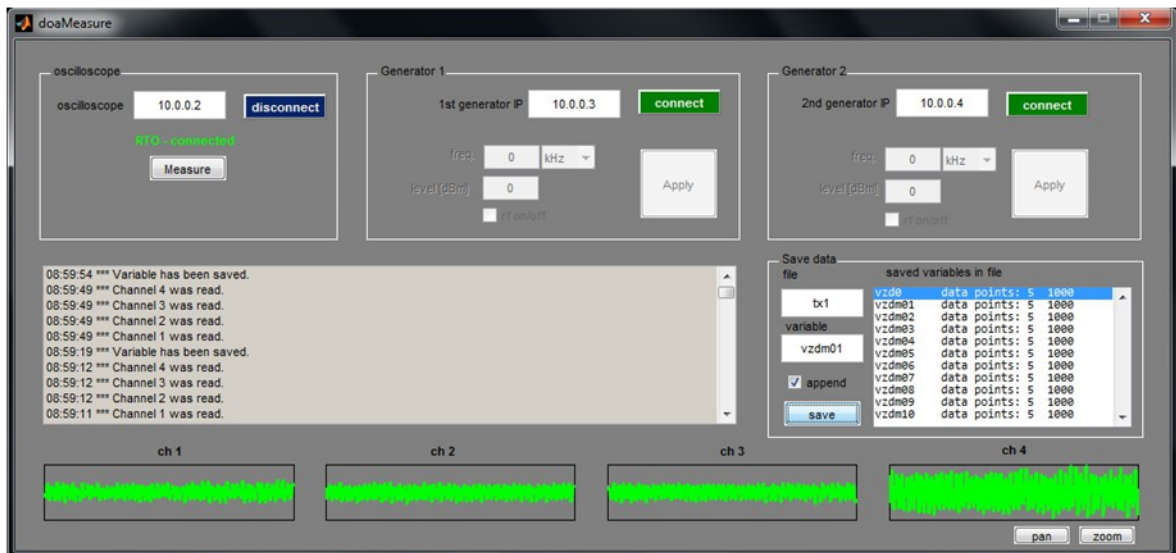
Ve vzdálenosti  $vzd_y$  (ta je 23 m což odpovídá necelému desetinásobku  $yy$  z výše uvedeného vztahu) od anténní řady je nutné po určitých krocích pohybovat zdroji signálů, tedy vysílacími anténami umístěnými na stativech. Antény jsou 1,2 m nad zemí. Na každém kroku jsou zaznamenány přijímané signály pro jednotlivé kanály (při měření na osciloskopu se vzorkovací frekvencí 10 GHz). Měření probíhalo jen v takových vzdálenostech od osy  $y$ , aby se vysílací anténa pohybovala v rozsahu hlavních laloků anténních elementů přijímací anténní řady.

Úhlová separace dvojice signálů se mění od  $7^\circ$  do  $62^\circ$  symetricky kolem osy antény. Vysílací antény jsou po celou dobu měření natáčeny tak, aby maxima jejich anténních charakteristik směřovala do středu přijímacího anténního pole. Fotografie pořízené během měření jsou na Obr. 4.15. Vlevo je zobrazena vysílací část pracoviště a vpravo jeho přijímací část.



Obr. 4.15 – vysílací (vlevo) a přijímací část (vpravo) měřicího pracoviště; zdroj: vlastní

Pro zefektivnění celého měření jsem naprogramoval aplikaci v grafickém prostředí programu MATLAB (okno aplikace při měření je zachyceno na Obr. 4.16). Pokud je potřeba, aplikace dálkově (přes WIFI) ovládá generátory signálu a ukládá průběhy signálů na jednotlivých kanálech do workspace MATLABu. Komunikace mezi přístroji a PC probíhá prostřednictvím vytvořené LAN a přístroje jsou ovládány příkazy SCPI (standard commands for programmable instruments) [34]. Přijímané signály jednotlivými elementy řady jsou svedeny koaxiálními kabely na vstupy osciloskopu R&S RTO 1014, kde jsou uloženy přímo do MATLABu pro jejich off-line zpracování. Shrnutí parametrů měření je uvedeno v Tab. 4.3.



Obr. 4.16 –okno aplikace během měření; zdroj: vlastní



**Tab. 4.3 – parametry měření; zdroj: vlastní**

$f$ [MHz]	frekvence	500
$f_s$ [GHz]	vzorkovací frekvence	10
$P$ [-]	počet elementů antény	4
$rozAz$ [mm]	rozteč	300 ( $\lambda/2$ )
$D$ [-]	počet zdrojů (směrů příchodů) signálu	2
$K$ [-]	počet vzorků přijatého signálu	1000
$K_2$ [-]	počet zpracovávaných vzorků signálu	50
-	úhlová separace dvojice signálů	od 7 ° do 62 °
-	počet měření s 2 TX -	26
$vzd_y$ [m]	vzdálenost mezi TX a RX polem	23
$P_v$ [dBm]	vysílaný výkon generátorem	13 dBm

### Monitoring spektra

Před vlastním měřením směru příchodu signálu byla provedena spektrální analýza (s využitím přenosného spektrálního analyzátoru R&S FSH4). Spektrum přijímaného signálu je zobrazeno na Obr. 4.18 nahoře. V éteru bylo nalezeno několik zdrojů rušivých signálů, nejbližší 35 MHz od měřené nosné. Další výkonově významné zdroje rušení pak na kmitočtech: 425; 565,6; 675,7; 815,8; 945,9; 956 a 1006MHz. SINR rušivého signálu (vůči úrovni nosného signálu při měření) na frekvenci 465 MHz byl 20,98 dB a SINR nejsilnějšího rušivého signálu byl 17,05 dB pro kmitočet 815,8 MHz. Rušivé signály jsou tedy ve spektrální oblasti dostatečně vzdálené pro jejich následné odfiltrování.

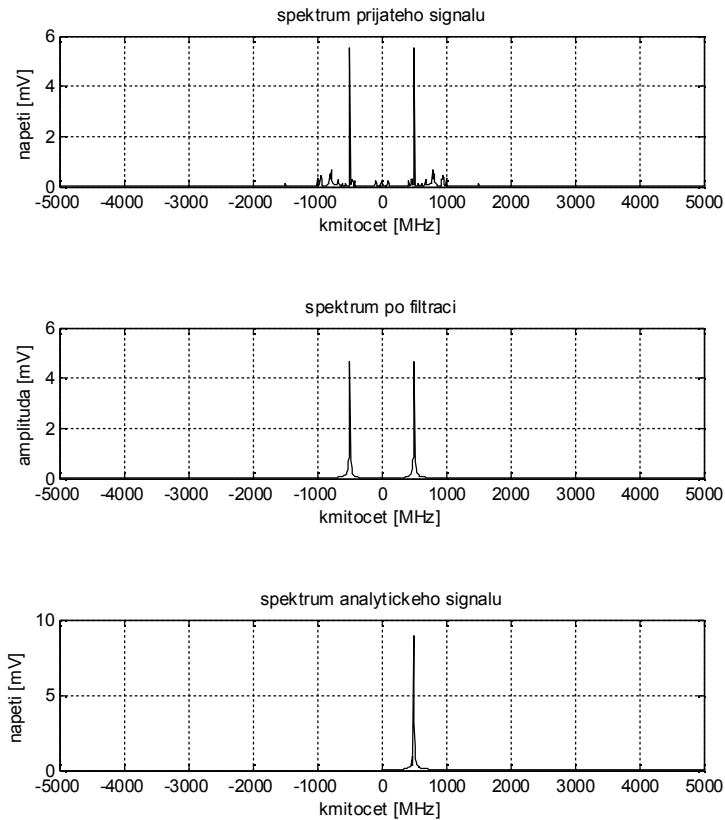
### Zpracování naměřených dat

Schéma zpracování signálu je zobrazeno na Obr. 4.17. Zpracování signálu začíná načtením měřených dat. Načtená data obsahují průběhy napětí čtyř kanálů osciloskopu a časovou osu. Data se nejprve filtrují pásmovou propustí tak, aby se z přijatého signálu odstranily nežádoucí signály (spektra signálu před a po filtraci na Obr. 4.18). Filtrace signálu pásmovou propustí probíhá v propustném pásmu 480 – 520 MHz filtrem typu Butterworth.



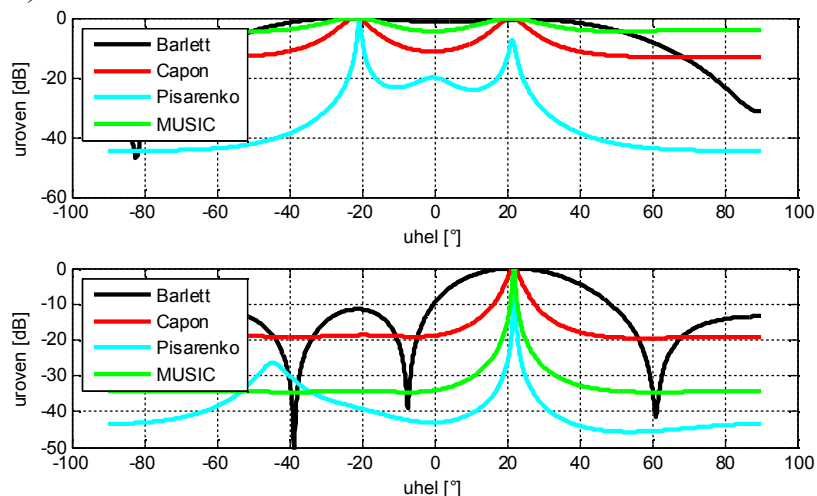
**Obr. 4.17 – vývojový diagram algoritmu na off-line zpracování měřených dat; zdroj: vlastní**

Vlivem rozdílné elektrické délky použitých kabelů a redukci při měření jsou jednotlivé kanály mírně fázově posunuté. Z toho důvodu se data z naměřených kanálů korigují v digitální oblasti. Fázové korekce jsou spočítány pro všechna měření jednou a poté jsou vždy aplikovány na jednotlivá zpracovávaná měření. Korekce byly zjištěny z „nultého“ měření, tedy měření, kdy byla vzdálenost od kolmice středu antény  $vzd_x$  nulová. Tím je zajištěno, že všechny elementy mají k dopadající vlnoploše stejnou vzdálenost a ideálně tedy i fázový rozdíl mezi jednotlivými zářiči je konstantní. Rozdíly ve fázi jsou ekvivalentem k časovému zpoždění signálu. Pokud se tedy udělá korelace jednotlivých kanálů vůči například kanálu 1. Výsledkem je počet vzorků, o které je potřeba posunout signály zbylých kanálů.



**Obr. 4.18 - spektra 1 přijatého signálu v průběhu zpracování; spektrum přijatého signálu (nahore), po filtraci (uprostřed) a po Hilbertově transformaci (dole); zdroj: vlastní**

Jelikož je digitalizovaný přijatý signál reálný, má ve spektru spektrální členy i v oblasti záporných frekvencí (Obr. 4.19 nahore). Záporné frekvence musí být odstraněny, jinak pro jeden příchozí signál obsahují pseudo-spektra DoA metod dvě maxima. Maxima jsou souměrně umístěna kolem azimutu nula a z tvaru pseudo-spektra nelze nijak poznat, že jde ve skutečnosti o zrcadlené druhé maximum. Tento neduh je možné odstranit vytvořením analytického signálu [35]. Z analytického signálu je už možné normálním způsobem odhadnout kovarianční matici a následně pseudo-spektrum (Obr. 4.19 dole).

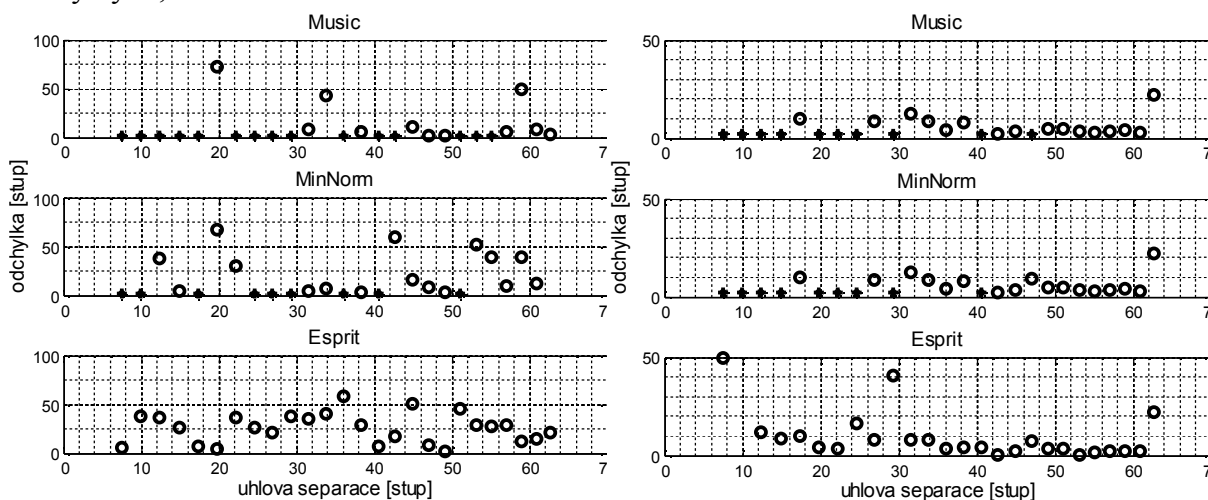


**Obr. 4.19 – vybraná pseudo-spektra jednotlivých DoA metod odhadnutá z kovarianční matice z reálného signálu (nahore) a analytického signálu (dole); zdroj: vlastní**

#### 4.3.4 Výsledky měření

Obr. 4.20 zobrazuje dvojici grafů (ty se pak rozdělují na další tři metody: MUSIC, Min-Norm a ESPRIT) v nichž jsou zobrazeny odchylky (v absolutní hodnotě) mezi určeným AoA z měřených dat a úhlem který odpovídal skutečnému umístění vysílačů. Jednotlivé grafy se od sebe liší kovarianční maticí, použitou pro výpočet DoA (pozor na měřítko na ose y!). Kovarianční matice je použita bez předzpracování a s předzpracováním metodou FBSS.

V případě, že je dvojice signálů rozeznatelná, je v grafu na odpovídající pozici vykreslena odchylka AoA kružnicí. V opačném případě je zobrazen křížek na hodnotě odchylky  $2,5^\circ$ .



**Obr. 4.20 – odchylky určeného AoA z měřených dat v závislosti na úhlové separaci; bez předzpracování kovarianční matice (vlevo) a FBSS (vpravo); zdroj: vlastní**

Nasazení DoA metod na kovarianční matici bez jejího předzpracování dle očekávání nedává dobré výsledky. V případě metody MUSIC dochází k více nerozeznatelným případům, než rozeznatelným. Rozeznatelné cíle začínají být až po úhlové separaci  $30^\circ$  (vyjma jednoho výstřelku, který má ovšem velkou úhlovou odchylku), kde je dle simulovaných výsledků (Obr. 4.12) pravděpodobnost rozlišení 25 % a s rostoucí úhlovou separací se zvětšuje. Po úhlovém rozestupu  $45^\circ$  stupňů je pravděpodobnost rozlišení již větší než 50 % a tomu odpovídá i střídání rozeznatelných a nerozeznatelných cílů v měřených výsledcích.

Podobné výsledky jsou pozorovatelné i pro metodu Min-Norm, kde i před rozestupem vysílačů  $30^\circ$  je několik cílů rozeznatelných, ale s obrovskými chybami. Po úhlové separaci  $45^\circ$  jsou již povětšinou případů cíle rozlišitelné, ale chyba určení AoA je značná.

Metoda ESPRIT určuje vždy tolik cílů, kolik se jí zadá. Je vidět, že v podstatě pro všechny úhlové rozestupy dává nepřesné výsledky.

Jiná situace je pro předzpracovanou kovarianční matici metodou FBSS. Metody MUSIC a Min-Norm pak dávají snad až na jeden případ totožné výsledky (vysvětlení proč tomu tak je bylo uvedeno v popisu simulací v kapitole 4.3.2). Pro všechna měření, až na jedno, je do úhlového rozestupu  $26^\circ$  dvojice vysílačů nerozeznatelná. K ustálení rozlišitelnosti dochází po úhlové separaci  $30^\circ$ , kde ve zbytku měření (až na dvě v případě



MUSIC a jednoho v případě Min-Norm – což je jediný rozdíl mezi výsledky těchto metod) již dochází k rozlišitelnosti s průměrnými a směrodatnými odchylkami, jak je shrnuto v Tab. 4.4. To je v podstatě v souladu se simulovanými výsledky z Obr. 4.13, kde k rozlišení dochází pro úhlovou separaci cílů 20 ° a více.

Metoda ESPRIT s předzpracovanou kovarianční maticí dává také lepší výsledky. V případě prvních dvou měření jsou zdroje signálu ještě příliš blízko na to, aby došlo k rozlišení (což se projevuje velkou úhlovou odchylkou). Mezi úhlovou vzdáleností 25 až 30 ° stupňů dochází k zvlnění výsledků. To, pokud bude opomenuta odchylka cca 50 ° na separaci 30 °, je v souladu se simulovanými výsledky. Z nich vychází, že metoda ESPRIT po úhlové separaci 12 ° má střední kvadratickou odchylku cca 8 °. Jelikož se ale jedná o střední hodnotu, pak jsou samozřejmě možné i vyšší odchylky, které ovšem nejsou časté. Po úhlové separaci 30 ° jsou již výsledky získané z měřených dat dobré.

Při porovnávání statistických parametrů uvedených v Tab. 4.4 je třeba brát v potaz rozdílnost hodnot určených pro metody počítající pseudo-spektrum a ESPRIT. Zatímco pro metody MUSIC a Min-Norm v případě nerozlišení dvojice cílů není žádná úhlová odchylka určována, v případě ESPRIT je. Proto je pak průměrná a směrodatná odchylka vychýlena a metody pracující s pseudo-spektrmem by neměly být porovnávány s metodou ESPRIT jen na základě Tab. 4.4.

**Tab. 4.4 – průměr a směrodatná odchylka úhlových odchylek z Obr. 4.20; zdroj: vlastní**

metoda	MUSIC		Min-Norm		ESPRIT	
	průměr [°]	směr. odch. [°]	průměr [°]	směr. odch. [°]	průměr [°]	směr. odch. [°]
R <sub>xx</sub>	19,02	24,17	24,72	22,05	25,6	15,33
FBSS	6,6	5,08	6,74	4,95	10,72	14,46

### **Závěrem k provedeným analýzám**

Předzpracování kovarianční matice je nezbytné pro vypořádání se s příjmem koherentních signálů. Z předchozích analýz vyplývá, že může být prováděno i pro nekoherentní signály bez újmy na rozlišovací schopnosti nebo zhoršení úhlové odchylky mezi skutečným a určeným AoA. Měření potvrdilo schopnost DoA metod pro čtyř prvkovou anténu, s použitím předzpracování kovarianční matice metodou Forward/Backward Spatial Smothing, rozeznat dva koherentní signály na pozadí šumu. Byla zaznamenána i dobrá shoda mezi simulovanými a měřenými výsledky.

Rozlišovací schopnost ANT<sub>4</sub> pro vysílání a příjem je 32 °. Rozlišovací schopnost ANT<sub>4</sub> s aplikací DoA metod je ze simulovaných výsledků 25 °. Z měřených dat pak, pokud je vzat kritický odhad, 30 ° (k přesnému stanovení by bylo potřeba udělat více měření). Rozlišovací schopnost s využitím DoA metod a předzpracováním kovarianční matice metodou FBSS je o 2 stupně nižší, než je klasická rozlišovací schopnost pro vysílání a příjem stejnou anténou. Pro pouhý příjem je rozlišovací schopnost ANT<sub>4</sub> 47 °. Tento výsledek je více než potěšující: i pro pasivní anténní řadu s pouhými 4 prvky lze obdržet nepochybně lepší rozlišovací schopnost, než je rozlišovací schopnost antény v případě vysílání a příjmu.

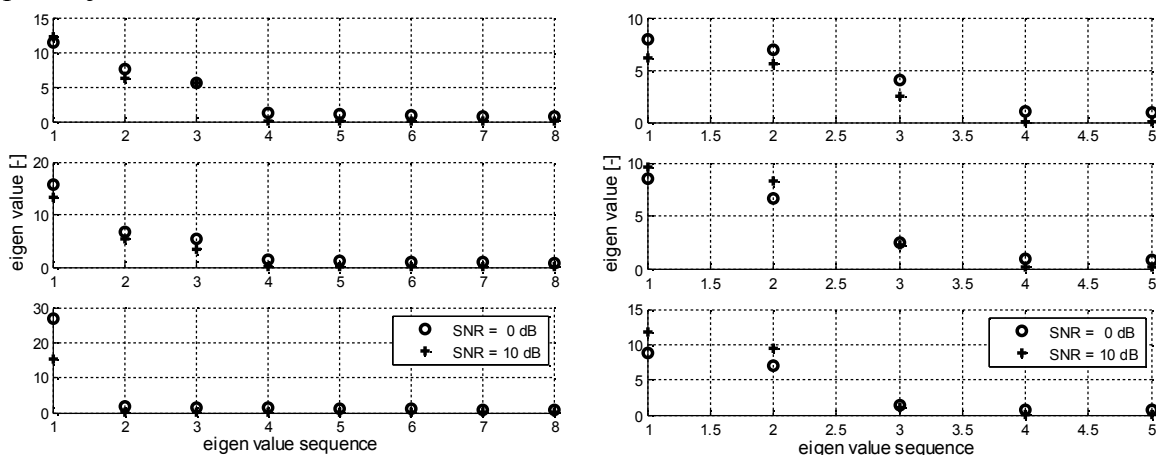
Na základě předchozích poznatků je možné odhadnout i „reálnější“ rozlišovací schopnost AS. Poměr mezi naměřenou a simulovanou rozlišovací schopností je pro ANT<sub>4</sub> 30/25 ~ 1,2. Pokud vezmeme stejný poměr (a budeme předpokládat, že bude platit i pro AS) a aplikujeme ho na simulované výsledky AS, pak vyjde očekávaná rozlišovací schopnost  $0,5 \cdot 1,2 = 0,6$  °(kde 0,5 °je rozlišovací schopnost AS z Obr. 4.6), což dává i dostatečnou rezervu. Cílem této práce je, aby byla rozlišovací schopnost pasivní AS stejná, nebo lepší, než je rozlišovací schopnost aktivní AS. To se jeví jako splnitelné.

## 5 Odhad počtu přichozích koherentních signálů

Jak již bylo v předchozích kapitolách několikrát zmíněno, nejlepších rozlišovacích schopností dosahují metody MUSIC, Min-Norm a ESPRIT. Všechny tyto metody pracují se šumovým podprostorem generovaným vlastními vektory kovarianční matice. Pro práci pouze s šumovým podprostorem je potřeba oddělit z celého vektorového prostoru, generovaného všemi vlastními vektory kovarianční matice, signálový podprostor. Počet vlastních vektorů kovarianční matice náležející signálovému podprostoru je roven počtu přichozích signálů. Proto je nutné DoA metodám předat správný počet přichozích signálů, především pak při malém počtu elementů řady.

U DoA metod počítajících pseudo-spektrum nemusí vždy špatně určený počet přichozích signálů ovlivnit počet maxim v pseudo-spektru. Tento fakt bude v průběhu této kapitoly více popsán. U metody ESPRIT je ovšem počet přichozích signálů klíčový: určí tolik úhlů příchodu, kolik se metodě předloží.

Vlastní čísla kovarianční matice asociované s vlastními vektory, které generují šumový podprostor, dosahují hodnot rozptylu šumu. Oproti tomu vlastní čísla asociovaná se signálovými vlastními vektory mají, za předpokladu kladného SNR a nízké korelace signálů, hodnotu mnohem větší. Na Obr. 5.1 vlevo nahoře jsou zobrazeny seřazené hodnoty vlastních čísel (bez předzpracování kovarianční matice) pro osmi prvkovou anténní řadu s třemi přichozími signály se SNR 0 a 10 dB. Je vidět, že SNR nemá na hodnoty vlastních čísel až takový vliv, na rozdíl od korelace signálů. Pokud jsou přicházející signály korelované jen málo, pak se prahováním hodnot vlastních čísel dá dobře určovat počet přichozích signálů. Při korelaci signálů 50 % už klesá hodnota druhého a třetího signálového vlastního čísla a pro plně korelované signály je již přítomno pouze jedno dominantní vlastní číslo.



**Obr. 5.1** – vlastní čísla kovarianční matice v závislosti na SNR, korelovanosti signálů; zdroj: vlastní korelace: signálů: 5 % (nahore), 50 % (uprostřed) a 100 % (dole); bez předzpracování kovarianční matice (vlevo) a s předzpracováním metodou FBSS s 6 sub-řadami (vpravo); 8 prvků řady, rozteč  $\lambda/2$ , přicházející signály:  $-5, 15$  a  $35^\circ$

Obr. 5.1 vpravo zobrazuje opět seřazená vlastní čísla dle velikosti, jen pro anténní řadu o deseti prvcích, s nasazením předzpracování kovarianční matice metodou FBSS s rozdělením na šest sub-řad. Pak je tedy počet anténních elementů roven pěti. Počet přicházejících signálů a jejich azimut je stejný jako pro Obr. 5.1 vlevo. Na prvním grafu je

opět vidět trojice hodnot vlastních čísel, které jsou větší, než zbylé dvě asociované se šumovými vlastními vektory. Pro koherentní signály jsou rozeznatelné pouze dva přicházející signály, namísto tří.

Je vidět, že pouhým prahováním hodnot vlastních čísel je sice možné odhadovat počet přicházejících signálů, ale ne moc přesně. Následuje popis sofistikovanějších metod odhadu počtu přicházejících signálů, dále pak jejich analýza a nakonec ověření vlastností analyzovaných metod na měřených datech.

## 5.1 Metody odhadující počet přicházejících signálů

### 5.1.1 Metody založené na průměrování hodnot vlastních čísel (MDL a AIC)

Metody založené na průměrování hodnot vlastních čísel jsou zde uvedeny dvě. Jsou to metody Maximum Descriptive Length (MDL) [36] a Akaike Information Criteria (AIC) [37]. Jelikož si jsou metody hodně podobné, jsou popsány najednou. Obě metody jsou založené na poměru geometrického a aritmetického průměru vlastních čísel a metody se tak liší pouze penalizačním členem (sčítanec za závorkou), viz vztahy (5.1) a (5.2).

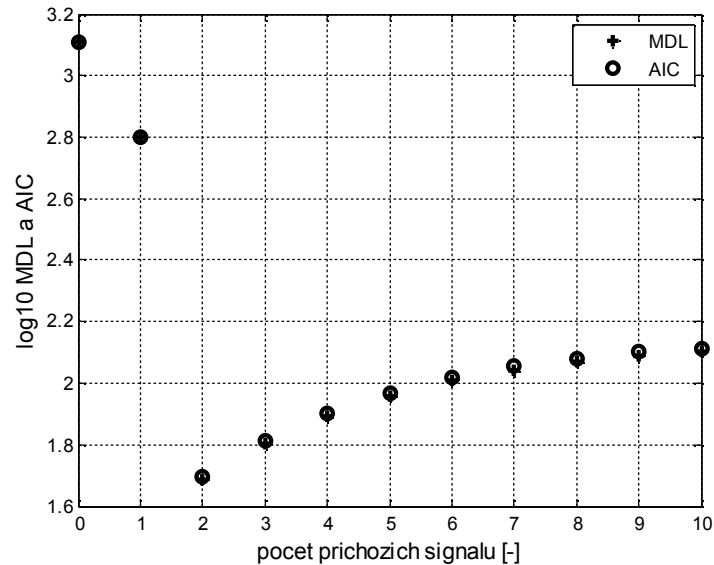
$$MDL(d) = -\log\left(\frac{\prod_{i=d+1}^P \lambda_i^{\frac{1}{P-d}}}{\frac{1}{P-d} \sum_{i=d+1}^P \lambda_i}\right)^{\left(\frac{P-d}{N}\right)} + \frac{1}{2}d(2P-d)\log(N) \quad [37] \quad (5.1)$$

$$AIC(d) = -2\log\left(\frac{\prod_{i=d+1}^P \lambda_i^{\frac{1}{P-d}}}{\frac{1}{P-d} \sum_{i=d+1}^P \lambda_i}\right)^{\left(\frac{P-d}{N}\right)} + 2d(2P-d) \quad [37] \quad (5.2)$$

kde:  $P$  – počet elementů řady,  
 $N$  – počet vzorků signálu,  
 $d$  – inkrementovaný počet přicházejících signálů.

Na tomto místě je potřeba poznamenat, že argumenty logaritmů ve vztazích (5.1) a (5.2) je potřeba před přepsáním do nějakého programovacího jazyka nejprve upravit dle matematických pravidel pro práci s logaritmy (součin členů v argumentu logaritmu přejde na součet jejich členů, atd.).

Počet přicházejících signálů se pak určí jako minimum z hodnot MDL a AIC. Obr. 5.2 zobrazuje logaritmus MDL a AIC v závislosti na  $d$ . Obě metody dávají velmi podobné výsledky, pro tento případ se liší mezi sebou pouze v řádu setin, což na grafu nejde ani rozeznat. Pokud je odhadovaný počet přicházejících signálů menší, než skutečný, pak jsou hodnoty MDL a AIC velmi vysoké. Jakmile nastane rovnost mezi odhadovaným a skutečným počtem přicházejících signálů, dosahuje MDL a AIC nejnižší hodnoty. S další inkrementací  $d$  hodnoty MDL a AIC začínají opět narůstat.



Obr. 5.2 - logaritmus MDL a AIC v závislosti na  $d$ ; zdroj: vlastní  
 dva skutečně přicházející signály (azimut 10 a 20 °), anténní řada s 16 elementy, rozteč  $\lambda/2$

### 5.1.2 Použití metody Root-MUSIC k odhadu počtu přichozích signálů

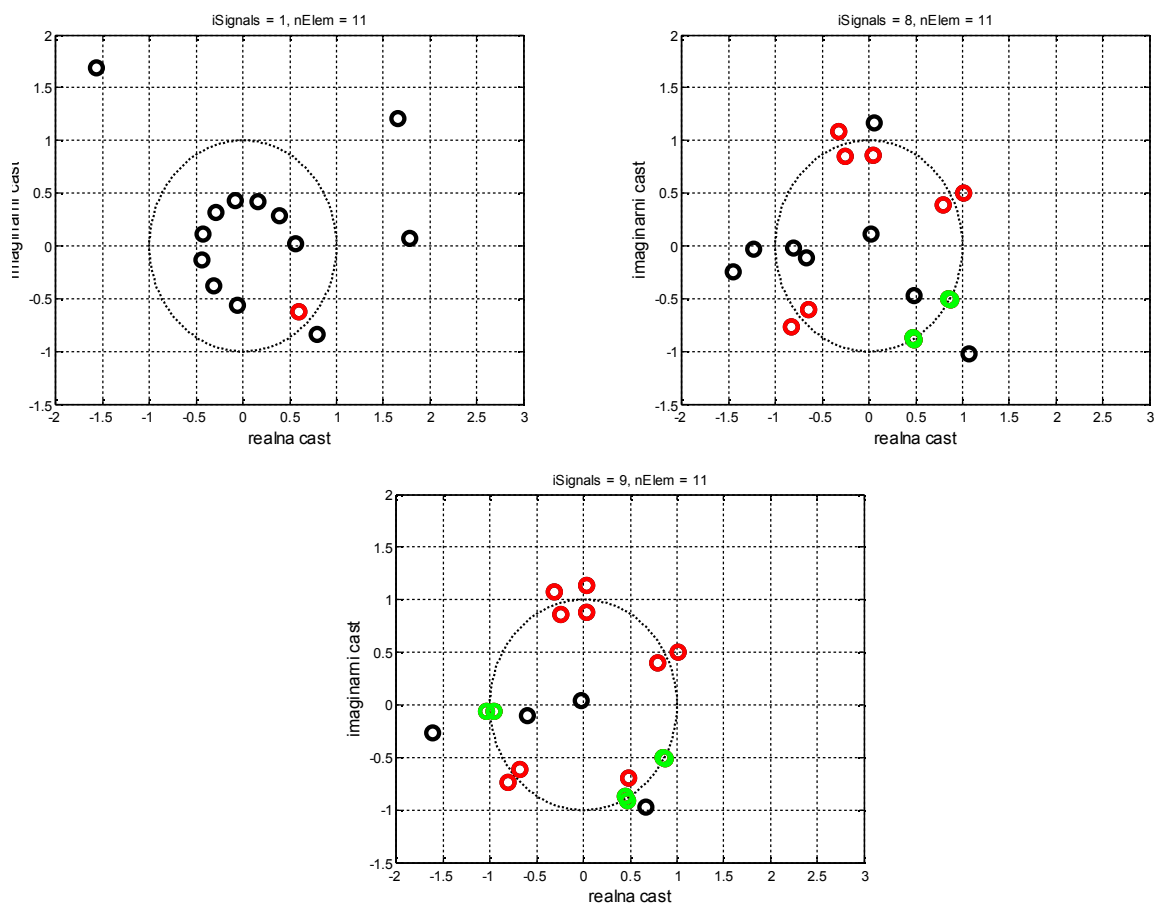
Metoda Root-MUSIC již byla pospána v kapitole 3.3.6. Zde je zmíněno, jak se dá použít pro odhad počtu přicházejících signálů.

Kořeny polynomu jsou rozmístěny v komplexní rovině kolem jednotkové kružnice. Signálové kořeny leží velmi blízko jednotkové kružnici a vždy v páru (viz například Obr. 3.8). Ostatní kořeny patří do podprostoru šumu. Počet přichozích signálů lze určit dle následujícího postupu:

1. Inicializace proměnné  $iSignals$  (stejný význam jako proměnná  $d$  u MDL a AIC), kterou se vybírá počet vlastních vektorů generujících šumový podprostor. Šumový podprostor má pak počet vlastních vektorů roven:  $P - iSignals$  ( $P$  – počet elementů anténní řady).
2. Výpočet kořenů polynomu metodou Root-MUSIC.
3. Nalezení kořenů blízkých jednotkové kružnici (dle jejich absolutní hodnoty a voleného prahu).
4. Spárování kořenů (dle jejich euklidovské vzdálenosti).
5. Výběr jen kořenů s nejbližšími euklidovskými vzdálenostmi.
6. Počet přichozích signálů se pro danou hodnotu  $iSignals$  určí jako polovina z celkového počtu kořenů získaných dle bodu 5.
7. Inkrementace proměnné  $iSignals$  a uložení průběžného počtu přichozích signálů.
8. Výsledný počet přicházejících signálů se pak určí jako medián z průběžně ukládaných hodnot pro jednotlivé iterace.

Obr. 5.3 zobrazuje kořeny polynomu v komplexní rovině pro anténní řadu s 16 elementy s mezi elementární roztečí  $\lambda/2$ , dvěma skutečně přichozími signály a s rozdílným počtem vlastních vektorů generující šumový podprostor (změnou hodnoty proměnné  $iSignals$ ). Práh pro určení blízkosti kořenů od jednotkové kružnice a kořenů od sebe je v tomto případě volen 0,15.

Pro  $i\text{Signals} = 1$  jsou pak blízko jednotkové kružnici pouze dva kořeny, z čehož pouze jeden projde prahem. Pouze dva kořeny (namísto čtyř) jsou blízké jednotkové kružnici. To je dáno „dominancí“ šumových vlastních vektorů nad signálovým vlastním vektorem. Metoda Root-MUSIC (stejně jako MUSIC a ostatní podprostorové DoA metody) očekává pouze šumové vlastní vektory, protože jen ty jsou kolmé na signálový podprostor generovaný sloupci matice příjmu (každý sloupec pro  $\Phi$  v hledaném rozsahu azimutu). Tím, že je v šumovém podprostoru přítomen i jeden vektor spadající do signálového podprostoru, je výsledný maticový součin (například pro metodu MUSIC jmenovatel ve vztahu (3.16)), pro skutečný směr příchodu například prvního signálu  $\Phi_1$ , vysoký. Maticový součin je umístěn ve jmenovateli, takže výsledek celého vztahu je nízký a proto v pseudo-spektru nevznikne žádné maximum. Směr příchodu je určen pouze pro druhý přicházející signál pod úhlem  $\Phi_2$ , který už je ortogonální (nebo se tomu hodně blíží) na podprostor generovaný šumovými vlastními vektory.



**Obr. 5.3 – určování počtu přichozích signálů metodou Root-MUSIC; zdroj: vlastní skutečný počet přichozích signálů = 2; zadávaný počet vlastních vektorů generující signálový podprostor: 1 (vlevo nahoře), 8 (vpravo nahoře) a 9 (dole); práh = 0,15; červené kružnice značí blízké kořeny jednotkové kružnice prošlé prahem, zelené pak navíc prošlé i prahem pro blízké kořeny**

Pro  $i\text{Signals} = 8$  již není signálový podprostor smíchaný s šumovým. Naopak, několik vlastních vektorů z šumového podprostoru chybí, což ovšem nevadí. V případě Root-MUSIC je pak výsledkem několik kořenů blízkých jednotkové kružnici (červené

kružnice). Jen dva páry kořenů jsou si však blízké mezi sebou tak, aby prošly prahem aplikovaným na jejich vzájemné euklidovské vzdálenosti.

V případě  $iSignals = 9$  je již šumový podprostor „ochuzen“ o významnou část jemu patřících vlastních vektorů a kořeny, které byly ještě pro  $iSignals = 8$  dostatečně vzdáleny od jednotkové kružnice nyní projdou i dvojitým prahováním.

Z příkladu je vidět, že se proměnná  $iSignals$  nedá zvětšovat až do celkového počtu anténních elementů  $P$ .

Nevýhodou metody je především volba prahu blízkosti kořenů od jednotkové kružnice a vzájemné vzdálenosti kořenů mezi sebou. Další nevýhodou je, že se při stoupajícím počtu anténních elementů zvětšuje dvojnásobně i počet kořenů, které se navíc o to víc přibližují jednotkové kružnici a také samy sobě. Pak je prahování těžší a pro anténní řadu s počtem elementů nad 30 již prakticky nemožné. Metoda se tedy hodí spíše pro menší počty prvků anténních řad.

### 5.1.3 Odhad počtu příchozích signálů z pseudo-spektra

Počet příchozích signálů se dá také určit využitím DoA metod počítajících pseudo-spektrum [38] a to následujícím způsobem:

1. Inicializace proměnné  $d$ , která má stejný význam, jako v předešlých metodách proměnné  $d$  a  $iSignals$ .
2. Rozklad kovarianční matice na vlastní čísla a vlastní vektory.
3. Odhad pseudo-spektra některou z podprostorových DoA metod.
4. Nalezení  $d$  maxim v pseudo-spektru.
5. Výpočet funkce  $g(d)$ :

$$\mathbf{g}(d) = \log \left( \frac{\|\mathbf{P}(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_D)\| \|\mathbf{R}_{xx}\| \|\mathbf{P}(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_D)\|}{\|\mathbf{R}_{xx}\|} \right) + \quad [38] \quad (5.3)$$

$$+ d + \frac{1}{\rho(\Phi_1) + \rho(\Phi_2) + \dots + \rho(\Phi_D)}$$

kde:  $\mathbf{P}(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_D) = \mathbf{E} - \mathbf{A}_d (\mathbf{A}_d^H \mathbf{A}_d)^{-1} \mathbf{A}_d^H$ ,

$$\rho(\Phi_d) = \frac{|m(\Phi_d) - m(\Phi_d + \Delta\Phi)| + |m(\Phi_d) - m(\Phi_d - \Delta\Phi)|}{2},$$

$\mathbf{A}_d$  –  $d$ -tý sloupec matice příjmu pro  $d$  určených úhlů příchodu, z předchozích kroků,

$\mathbf{E}$  – jednotková matice stejného rozměru odpovídajícímu počtu anténních elementů,

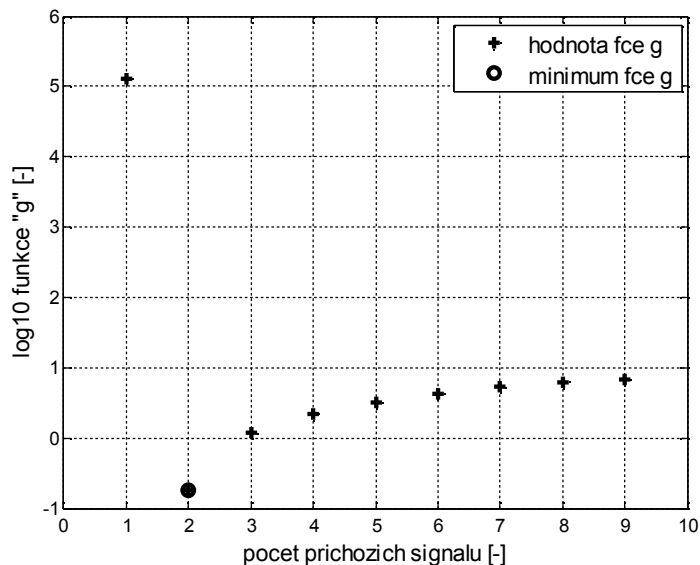
$m(\Phi_d)$  – absolutní hodnota  $d$  maxim v pseudo-spektru,

$\Delta\Phi$  – úhlový krok pro určení pseudo-spektra.

6. Výsledný počet určených příchozích signálů odpovídá minimu funkce  $\mathbf{g}$ :

$$D = \min(\mathbf{g}) \quad [38] \quad (5.4)$$

Obr. 5.4 zobrazuje vykreslený logaritmus funkce  $\mathbf{g}$  v závislosti na  $d$ . Funkce nabývá velké hodnoty pro 1 příchozí signál, minima pro 2 příchozí signály a pro více než dva funkce  $\mathbf{g}$  opět pomalu narůstá. Nejmenší hodnoty nabývá právě pro dva příchozí signály, což je i skutečně zadaný počet.



Obr. 5.4 – logaritmus funkce  $g$  v závislosti na  $d$ ; zdroj: vlastní dva skutečně přicházející signály (azimut  $10$  a  $20^\circ$ ), anténní řada s 16 elementy, rozteč  $\lambda/2$

## 5.2 Porovnání metod

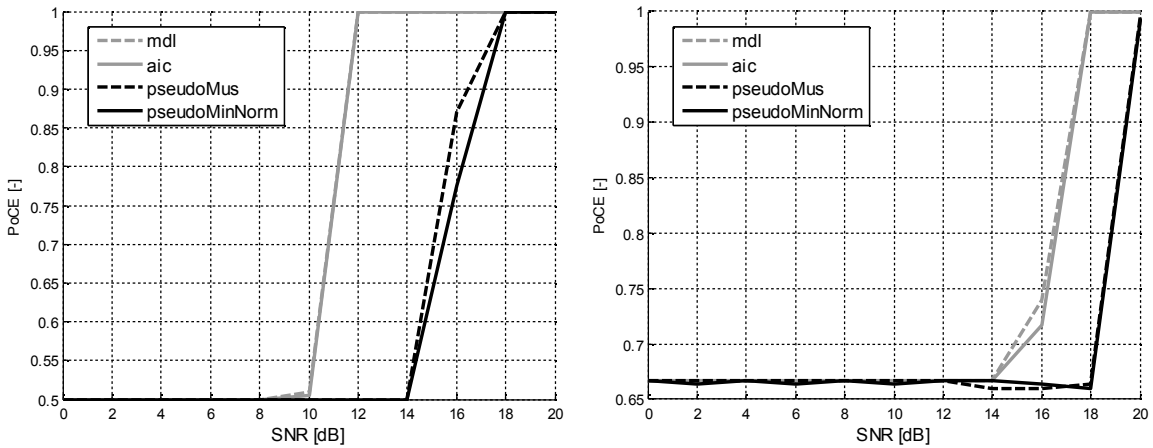
Z popisů jednotlivých metod vyplynulo, že pro AS nemá cenu analyzovat metody prahování vlastních čísel a odhad počtu přichozích signálů s využitím DoA metody Root-MUSIC. Analýzy probíhají pro AS za totožných podmínek s kapitolou 4.

Obr. 5.5 zobrazuje dvojici grafů obsahující závislost pravděpodobnosti určení správného počtu cílů (v grafu zkráceno: PoCE – Probability of Correct Estimation) na SNR. Levý graf pro dvojici přicházejících koherentních signálů úhlově vzdálených  $0,5^\circ$ . Pravý graf pro trojici koherentních signálů úhlově vzdálených  $0,5^\circ$  a  $1,75^\circ$ . Obr. 5.6 zobrazuje také závislost pravděpodobnosti určení správného počtu cílů na jejich úhlové separaci a to pro dva koherentní signály.

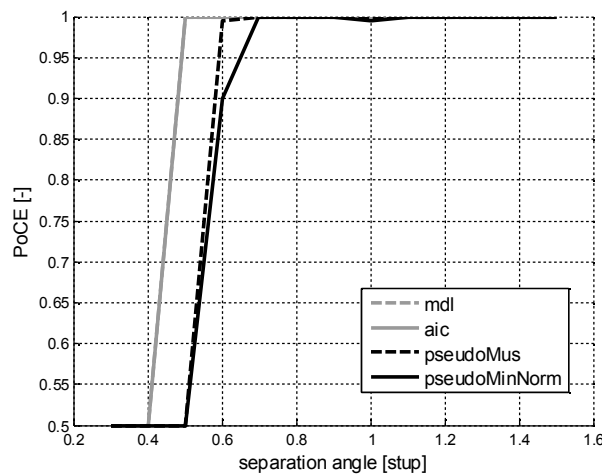
Výsledky metod MDL a AIC jsou skoro totožné. Drobné rozdíly lze pozorovat na Obr. 5.5 vlevo pro SNR mezi 8 a 10 dB a pak také na sousedním grafu pro SNR mezi 14 a 16 dB. Výsledky metod určující počet přichozích signálů z pseudo-spekter jsou také velmi podobné. Obě skupiny metod dosahují požadovaných výsledků (PoCE = 1). Metody založené na průměrování vlastních čísel potřebují pro dosažení PoCE 100 % SNR 12 dB, na rozdíl od metod využívajících pseudo-spektrum, které potřebují 18 dB. To je také důvod, proč metody využívající pseudo-spektrum dosahují při SNR = 13 dB horší rozlišovací schopnosti:  $0,6^\circ$  v případě metody MUSIC a  $0,7^\circ$  v případě metody Min-Norm. Pro tři přicházející signály (Obr. 5.5 vpravo) nastane 100% pravděpodobnost správného určení počtu cílů při vyšším SNR, oproti dvěma přicházejícím signálům.

Pravděpodobnost určení správného počtu cílů rovná jedné vyžaduje pro tři přicházející signály větší SNR.





**Obr. 5.5 – pravděpodobnost správného určení počtu cílů v závislosti na SNR pro AS; zdroj: vlastní AS; FBSS s 50 sub-řadami; 2 (vlevo) a 3 (vpravo) koherentní signály na azimutu:  $-0,25$ ;  $0,25$  a  $-2$  ° (vlevo); 50 přijatých vzorků signálu; 100 replikací;**



**Obr. 5.6 – pravděpodobnost správného určení počtu cílů v závislosti na jejich úhlové separaci; zdroj: vlastní AS; FBSS s 50 sub-řadami; SNR = 13 dB; 50 přijatých vzorků signálu; 100 replikací;**

### 5.3 Ověření analýz na měřených datech

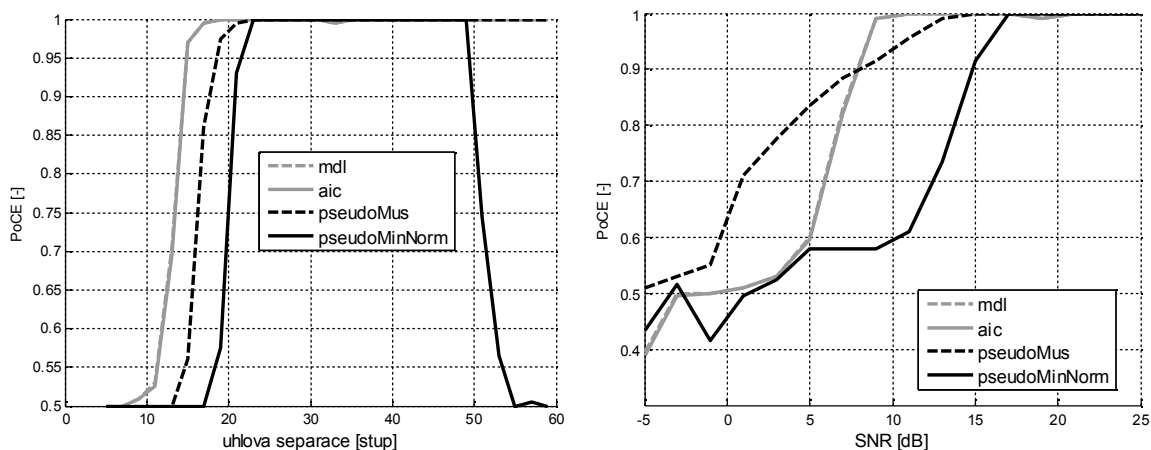
Stejně jako v předchozí kapitole, i zde jsou vlastnosti analyzovaných metod ověřeny na měřených datech. Pro ověření je možné použít již naměřená data pro dva cíle z kapitoly 4 a rozšířit množinu měřených dat ještě o měření s jedním vysílačem. Jediný rozdíl mezi měřeními byl v použití pouze jednoho vysílače, který se pohyboval v rozsahu azimutu  $\pm 23,5$  °. V tomto rozsahu bylo provedeno 21 měření. To je dohromady s již provedenými měřeními pro dva cíle celkem 47 měření. Měřená data byla zpracována stejným způsobem, jako již bylo popsáno.

#### 5.3.1 Analýzy pro anténní řadu ANT<sub>4</sub>

Obr. 5.7 zobrazuje stejné analýzy pro ANT<sub>4</sub>, jako jsou na Obr. 5.5 a Obr. 5.6 pro AS. Metody MDL a AIC pro ANT<sub>4</sub> dosahují totožných výsledů (proto jsou v grafech jen 3 průběhy v důsledku překrytí křivek zmíněných metod). ANT<sub>4</sub> má v případě MDL a AIC rozlišovací schopnost 17 ° a 22 ° v případě metod využívajících pseudo-spektra.

K dosažení rozlišovací schopnosti stačí pro MDL a AIC metody SNR rovné 10 dB, což je o 5 dB méně než u metody MUSIC a o 8 dB méně než u metody Min-Norm.

V porovnání určování počtu přichozících signálů, z pseudo-spekter metod MUSIC a Min-Norm, dosahují pravděpodobnosti rozlišení rovné jedné obě metody pro stejnou úhlovou separaci i SNR. Ovšem před dosažením pravděpodobnosti rovné jedné dává lepší výsledky metoda MUSIC.



**Obr. 5.7 – pravděpodobnost rozlišení dvojice cílů v závislosti na jejich úhlové separaci (vlevo) a SNR (vpravo); zdroj: vlastní**  
**ANT<sub>4</sub>; FBSS s 2 sub-řadami; SNR = 13 dB (vpravo); úhlová separace = 20 ° (vlevo); 50 přijatých vzorků signálu; 100 replikací;**

### 5.3.2 Výsledky měření

Výsledky měření jsou shrnuty v Tab. 5.1. Výsledky pro MDL a AIC určují správně dva cíle ve všech případech. Jeden přicházející cíl však již určit nedokáží, na rozdíl od metod využívajících k určení počtu přichozících signálů pseudo-spektrum. Důvodem je náchylnost metod využívajících hodnot vlastních čísel a vlastních vektorů na rušení. To bylo sice potlačeno filtrací o cca 30 dB, nicméně stále jsou výsledky počtu přichozících signálů ovlivněny.

**Tab. 5.1 – vyhodnocení počtu správně určených signálů pro ANT<sub>4</sub>; zdroj: vlastní**

počet přichozících signálů	1	2	celkem
MDL	0 %	100 %	50 %
AIC	0 %	100 %	50 %
z pseudo-spektra MUSIC	85,71 %	100 %	92,86 %
z pseudo-spektra Min-Norm	100 %	69,23 %	84,62 %

Zajímavý výsledek dává metoda MUSIC. Ta vyhodnotí správně dvojici přicházejících signálů ve 100 % případů, ačkoliv na Obr. 4.20 (zobrazení odchylek mezi skutečným a určeným směrem příchodu signálu z měřených dat) je rozlišitelných cílů 16 z celkových 26 (počet rozlišitelných cílů tedy 61,5 %). Tento jev je způsoben určováním počtu cílů z pseudo-spektra. Pokud je mezi maximy v pseudo-spektru propad úrovně alespoň 3 dB, pak jsou cíle rozlišitelné. V případě určování počtu přichozících signálů je

počítána funkce  $g(d)$  přímo z úrovní maxima pseudo-spektra a je jedno, jaká hodnota propadu mezi maximy je.

Ačkoliv ze simulovaných výsledků vychází lépe metody MDL a AIC, z měřených výsledků vycházejí lépe metody pracující s pseudo-spektrém. Metody založené na průměrování vlastních čísel jsou náchylné na rušení, jak se ukázalo po vyhodnocení naměřených dat. Z použitých DoA metod dává lepší výsledky pro odhad počtu příchozích signálů metoda MUSIC. Opět je na tomto místě vhodné zdůraznit, že demonstrační anténa pracuje pouze se čtyřmi prvky, které jsou ještě redukovány nasazenou dekorelační metodou FBSS na pouhé tři. Analyzovaná AS má elementů 100, takže se dají očekávat ještě lepší výsledky.

## 5.4 Shrnutí

Dekorelace kovarianční matice metodou Forward/backward spatial smoothing a odhad počtu příchozích signálů z pseudo-spektra metody MUSIC je řešením pro určování počtu příchozích koherentních signálů, včetně jejich směru příchodu.

Porovnáme-li vypočítané výsledky pro AS s rozlišovacími schopnostmi z Tab. 2.8 a Tab. 2.9, kde rozlišovací schopnost v úhlu pro případ spojitého prohledávání prostoru a vysílání a příjmu je  $1,4^\circ$ , má AS přizpůsobená pro adaptivní metody DoA (Tab. 3.1), v případě SNR 10 dB, dvakrát lepší rozlišovací schopnost (a to je AS pro DoA metody vlivem zmenšené mezi-elementární rozteče ještě menší). Pro elektronické prohledávání prostoru jsou rozlišovací schopnosti ještě horší, než pro případ spojitého prohledávání (Tab. 2.8), tudíž zlepšení rozlišovací schopnosti s využitím adaptivních metod DoA je ještě lepší.

### 5.4.1 Kalibrace

Výsledná metoda, ale i ostatní představné DoA metody v této práci (až na ESPRIT), jsou silně závislé na matici příjmu (matici očekávaných odezev antény na přijímaný signál). V praktickém nasazení je tedy potřeba znát skutečnou odezvu anténní řady na přijímaný signál. Matice příjmu je v realitě zatížena kromě šumu také amplitudovými a fázovými odchylkami, které vznikají v analogové části zpracování signálu (od antény až před AD převodník). Tyto odchylky je třeba kompenzovat kalibrací.

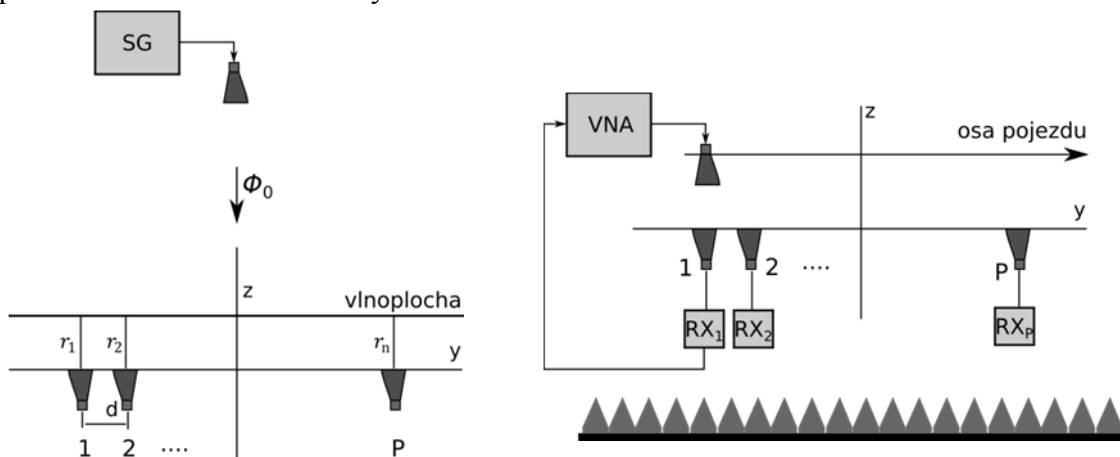
#### **Kalibrace před vlastním během systému**

Jednou z možností je ozařování antény zdrojem signálu ve vzdálené zóně na azimutu  $0^\circ$  (Obr. 5.8 vlevo). Amplitudové poměry mezi jednotlivými prvky řady musí být rovné jedné a fáze všech elementů musí být  $0^\circ$ . Problémem této metody je to, že vysílací a přijímací anténa od sebe musí být hodně vzdálené, čímž odpadá možnost uskutečnění tohoto měření v bez-odrazové komoře a kalibrace by pak mohla být ovlivněna rušivými signály.

Lepší možností je použití měření v blízké zóně, kdy vysílací anténa mění svoji polohu v ose  $y$  za stálé vzdálenosti  $z$  (Obr. 5.8 vpravo). Vysílací anténa je buzena signálem z vektorového signálového analyzátoru, signál je postupně přijat a zpracován na jednotlivých přijímacích cestách jednotlivých elementů řady. Z přijatých signálů jsou následně stanoveny amplitudové a fázové odchylky vůči očekávané matici příjmu. Pro

odchylky určované v blízké zóně platí totéž, jako ve vzdálené zóně. Nevýhodou metody je, že se musí ručně měnit porty jednotlivých anténních elementů druhého portu VNA.

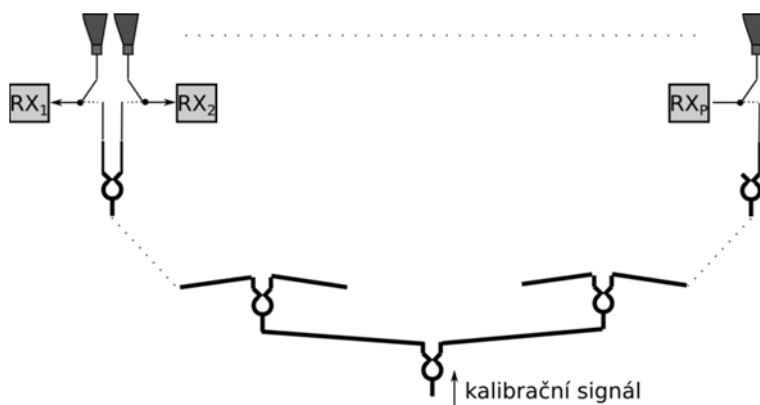
V obou případech je ze získaných odchylek možno upravit matici příjmu tak, aby odpovídala reálné odezvě antény.



Obr. 5.8 - kalibrace před během systému; ve vzdálené zóně (vlevo) a v blízké zóně (vpravo); zdroj: vlastní

### Kalibrace za běhu systému

Průběžná kalibrace systému probíhá v časech mrtvé zóny. Pro takovou kalibraci musí být každý element vybaven elektronickým přepínačem, který v jednom stavu spojuje přijímač s anténním prvkem a ve druhém přijímač s výstupem z kalibračního rozvodu signálu (Obr. 5.9). Porovnáním jednotlivých digitalizovaných napětí lze pak opět získat amplitudové a fázové odchylky. Rozvod kalibračního signálu se předpokládá rovnoměrný a soufázový.



Obr. 5.9 - kalibrace během provozu systému; zdroj: vlastní

## Závěr

V této práci jsem poukázal na problémy, které přináší moderní řešení přesného přistávacího radiolokátoru ve formě aktivních fázovaných anténních řad a řešil jejich nedostatky, kterými primárně jsou: přijímaný rušivý signál (clutter), rozlišovací schopnost anténní řady v úhlu a velký počet aktivních anténních elementů.

Ze začátku práce (kapitola 2) jsem navrhl a analyzoval několik možných anténních řad, z nichž jsem vybral řešení obsahující dvojici anténních řad. Toto řešení bylo dále porovnáváno s dalšími možnými konfiguracemi antén, kdy byly od sebe odděleny vysílací a přijímací antény. Nejméně přijatého clutteru, současně s nejmenším počtem anténních elementů, vykazuje dvojice anténních řad, kde anténa výšky vysílá a přijímá a anténa strany pouze přijímá.

Zhoršená rozlišovací schopnost je řešena adaptivními metodami určování směru příchodu signálu v kapitole 3, kde jsou tyto metody popsány a analyzovány. Z výsledků analýz byly vybrány metody MUSIC, Min-Norm a ESPRIT, které zlepšují rozlišovací schopnost anténní řady v úhlu. Jelikož tyto metody dávají dobré výsledky pouze za předpokladu, že přicházející signály jsou nekoherentní, a jejich počet je znám, zabýval jsem se v práci i těmito nedostatky. S příjmem koherentních signálů jsem se vypořádal metodami, které dekorelují kovarianční matici (kapitola 4). Po dekorelaci kovarianční matice je již možné přímé použití adaptivních metod určování směru příchodu signálu. Odhadem počtu přichozích signálů jsem se zabýval v kapitole 5, kde jsem představil a analyzoval několik těchto metod. Nejlepších výsledků dosahuje metoda určování počtu přichozích signálů z pseudo-spektra metody MUSIC.

Praktické ověření analýz adaptivních metod určování směru příchodu signálu, dekorelační metody kovarianční matice a odhad počtu přichozích signálů, jsem prováděl na demonstrační anténní řadě se čtyřmi elementy na kmitočtu 500 MHz. Tyto parametry demonstrační antény jsem volil z důvodu snadného ověření vlastností metod bez nutnosti návrhu složitých přijímacích obvodů. Namísto nich jsem použil čtyř kanálový osciloskop R&S RTO 1014. Výsledky měření jsou komentovány a porovnávány s analýzami pro demonstrační anténu (analýzy pro demonstrační anténu jsou dělány stejně jako předtím pro sto prvkovou anténu strany) v kapitolách 4 a 5. Měřené výsledky prokázaly zlepšení rozlišovací schopnosti demonstrační antény řady (s poměrně dobrou shodou s analýzami) a také prokázaly schopnost některých metod určovat počet přichozích signálů.

Rozlišovací schopnost antény strany v azimutu lze tedy zlepšit, a to významně. Při SNR 10 dB lze dosáhnout rozlišovací schopnosti v azimutu  $0,7^\circ$ . To vede ke značné úspoře počtu vysílačů. Navíc, v navrhovaném anténním systému přijímá navrhovaná anténa strany mnohonásobně méně plošného clutteru a prohledávání prostoru může probíhat až dvojnásobnou rychlostí, oproti konfiguraci současného vysílání i příjmu anténou strany.

Nevýhodou nové metody je mnohem náročnější algoritmus zpracování signálu přijímačů jednotlivých elementů AS, oproti standardnímu tvarování svazků. V reálném řešení přibližovacího radaru se předpokládá, že by zpracování signálu probíhalo standardním způsobem a popsané adaptivní metody DoA by byly využity pouze tam, kde

by standardní metody detekovaly přítomnost aspoň jednoho cíle. Tím se značně sníží nároky na objem výpočtů, spojených s touto metodou.

## Literatura

- [1] COLIN R. I. Luis Alvarez: Pioneer Award winner, 1963. In IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 5, no. 10, p. 42-44, Oct. 1990.
- [2] Aeronautical telecommunications, Annex 10, Volume I, International civil aviation organization, July 1996.
- [3] MIDKIFF, A. H.; HANSMAN, R. J.; REYNOLDS, T. G. *Air Carrier Flight Operations* [online]. July 2004 [cit. 30.5.2016]. Dostupné na: <<http://hdl.handle.net/1721.1/35725>>.
- [4] Instrument flying handbook [online]. Washington, D.C.: U.S. Dept. of Transportation, Federal Aviation Administration, Flight Standards Service, 2012 [cit. 30.5.2016]. Dostupné na <[https://www.faa.gov/regulations\\_policies/handbooks\\_manuals/aviation](https://www.faa.gov/regulations_policies/handbooks_manuals/aviation)>.
- [5] BEZOUŠEK, P.; ŠEDIVÝ, P. *Radarová technika*. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-010-3036-9.
- [6] SHEJBAL, T. Aktivní fázované anténní systémy pro přibližovací radary. Písemná práce ke Státní doktorské zkoušce. Univerzita Pardubice, 2015, Pardubice.
- [7] KUPČÁK, D. *Antény radiolokátorů pro řízení letového provozu - díl II.: Základy techniky radiolokačních antén*. Tesla. Pardubice, 1986.
- [8] BARTON, D. K.; LEONOV S. *Radar technology encyclopedia*. Boston: Artech House. ISBN 08-900-6893-3.
- [9] MILLIGAN, T. A. *Modern antenna design*. 2nd ed. Hoboken, 2005, 614 p. ISBN 04-714-5776-0.
- [10] BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005, 1117 p. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [11] BALANIS C. A. *Modern antenna handbook*. Hoboken, NJ: Wiley, c2008, xviii, 1680 p. ISBN 04-700-3634-6.
- [12] MAILLOUX, R. J. *Phased array antenna handbook*. 2nd ed. Boston: Artech House, c2000, xv, 496 p. ISBN 15-805-3689-1.
- [13] Mathworks: taylorwin [online]. [cit. 2015-10-23]. Dostupné na: <<http://www.mathworks.com/help/signal/ref/taylorwin.html>>.
- [14] SKOLNIK, M. I. *Introduction to radar systems*. Boston: McGraw Hill, 2003. ISBN 00-704-4533-8.
- [15] SHEJBAL, T. Rozvody signálů pro fázovanou anténní soustavu primárního radiolokátoru. Diplomová práce. Univerzita Pardubice, 2012, Pardubice.
- [16] SHEJBAL, T.; BEZOUSEK, P.; ZALABSKY, T. Active antenna array concepts for precision approach radar. In 56th International Symposium ELMAR-2014. Los

- Alamitos: IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), 2014, p. 219-222. ISBN 978-953-184-199-3.
- [17] CAPON, J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. In Proceedings of the IEEE, vol. 57, no. 8, Aug. 1969, p.1408-1418. ISSN: 0018-9219.
- [18] JOHNSON, D. H. The application of spectral estimation methods to bearing estimation problems. In proceedings of the IEEE. 1982, p. 1018-1028. ISSN 0018-9219.
- [19] CHEN, Z.; GOKEDA G.; YU, Y. *Introduction to direction-of-arrival estimation*. Boston: Artech House, c2010, 193 p. Artech House signal processing library. ISBN 15-969-3089-6.
- [20] GROSS, F. B. *Smart antennas for wireless communications with MATLAB*. New York: McGraw-Hill, 2005. ISBN 00-715-8895-7.
- [21] MUHSMED R; RAPPAPORT T. S. Direction of arrival estimation using antenna arrays. Tech. Rep. MPRG-TR-96-03, Virginia Tech, Blacksburg, VA, Jan 1996.
- [22] SANUDIN, R.; NOORDIN N. H.; EL-RAYIS A. O.; HARIDAS N.; ERDOGAN A. T.; ARSLAN T. Capon-like DoA estimation algorithm for directional antenna arrays. In: 2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference. IEEE, 2011, p. 1-4. ISBN 978-1-4577-1016-2.
- [23] MAKHOUL, J. Linear prediction: A tutorial review. In Proceedings of the IEEE, 1975, 561-580. ISSN 0018-9219.
- [24] VAN TREES, Harry L. *Detection, estimation, and modulation theory*. New York: John Wiley & Sons, 2002. ISBN 0-471-09390-4.
- [25] SWINDLEHURST A. Alternative algorithm for maximum likelihood DoA estimation and detection. In IEEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, vol. 141, no. 6, p. 293-299, Dec 1994. ISSN: 1350-2395.
- [26] SCHMIDT R. Multiple emitter location and signal parameter estimation. In IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 34, no. 3, Mar. 1986, p. 276–280. ISSN: 0018-926X.
- [27] RONHOVDE, A.; YANG, L.; TAXT, T.; HOLM, S. High-resolution beamforming for multibeam echo sounders using raw EM3000 data. In OCEANS '99 MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century, vol. 2, 1999, p. 923-930. ISSN: 0-7803-5628-4.
- [28] XIAOPU, W.; YONGHAI X.; XIANGNING X. Parameter Estimation of Voltage Flicker Based on Hilbert Transform and Pisarenko Harmonic Decomposition. In Energy and Environment Technology, 2009. ICEET '09. International Conference, vol. 2, Oct. 2009, p. 189-192. ISBN: 978-0-7695-3819-8.
- [29] ROY, R.; KAILATH, T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. In Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions, vol. 37, no. 7, Jul 1989, p. 984-995. ISSN: 0096-3518.



- [30] GAO, F.; GERSHMAN, A. B. A generalized ESPRIT approach to direction-of-arrival estimation. In *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 12, no. 3, March 2005, p. 254-257. ISSN: 1070-9908.
- [31] KAJNÍK E., *Maticový počet*. Vydavatelství ČVUT, 1998, Praha.
- [32] PILLAI S. U.; KWON B. H. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 1, Jan. 1989, p. 8-15. ISSN: 0096-3518.
- [33] SHAN T. J, WAX M. and KAILATH T. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 4, Aug 1985, p. 806-811. ISSN: 0096-3518.
- [34] PIEPER J. M. *Automatic Measurement Control: A tutorial on SCPI and IEEE 488.2*. München: Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2007. ISBN 3939837024.
- [35] MARPLE, L. Computing the discrete-time "analytic" signal via FFT. In *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1997, p. 1322-1325. ISBN 0-8186-8316-3.
- [36] WAX, M.; ZISKIND, I. Detection of the number of coherent signals by the MDL principle. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 8, p. Aug 1989, 1190-1196, ISSN: 0096-3518.
- [37] WAX, M.; KAILATH, T. Detection of signals by information theoretic criteria. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 2, Apr 1985, p. 387-392. ISSN: 0096-3518.
- [38] TAN K. CH.; ZHANG M; WAX M. Signal enumeration and direction-of-arrival estimation for coherent signals in correlated noise with unknown parameters. *Signal Processing Proceedings, 1998. ICSP '98. 1998 Fourth International Conference on, Beijing, 1998*, p. 339-342 vol.1. ISBN: 0-7803-4325-5.

## Seznam obrázků

OBR. 1.1 - FÁZE LETU PŘI SESTUPOVÁNÍ Z LETOVÉ HLADINY; ZDROJ: [3].....	10
OBR. 1.2 - UMÍSTĚNÍ PŘESNÉHO PŘIBLIŽOVACÍHO RADARU U DRÁHY LETIŠTĚ; ZDROJ: [2] .....	11
OBR. 1.3 – PROHLEDÁVÁNÍ PROSTORU ANTÉNNÍMI SVAZKY: RASTROVÉ PROHLEDÁVÁNÍ TUŽKOVÝM SVAZKEM (VLEVO) A PROHLEDÁVÁNÍ VĚJÍŘOVITÝM SVAZKEM (VPRAVO); ZDROJ: VLASTNÍ.....	12
OBR. 1.4 - ČASOVÉ ZÓNY PRIMÁRNÍHO RADARU; ZDROJ: VLASTNÍ .....	13
OBR. 1.5 - ČAS PROHLEDÁVÁNÍ SEKTORU TUŽKOVÝM SVAZKEM A DVĚMA VĚJÍŘOVITÝMI SVAZKY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	14
OBR. 2.1 - PRINCIP VYZAŘOVÁNÍ (PŘIJÍMÁNÍ) Z LINEÁRNÍ ANTÉNNÍ ŘADY; ZDROJ: PŘEVZATO Z: [6] .....	15
OBR. 2.2 - OZNAČENÍ OS KARTÉZSKÉHO SOUŘADNÉHO SYSTÉMU VŮČI ANTÉNĚ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	16
OBR. 2.3 - VÝVOJOVÝ DIAGRAM NÁVRHU ANTÉNNÍ ŘADY; ZDROJ: VLASTNÍ .....	17
OBR. 2.4 – ZUŽOVÁNÍ ŠÍŘKY SVAZKU S ROSTOUČÍM POČTEM ELEMENTŮ ŘADY (ROZTEČ $\lambda/2$ ); ZDROJ: VLASTNÍ.....	18
OBR. 2.5 - ZÁVISLOST ŠÍŘKY SVAZKU NA JEHO ELEKTRONICKÉM VYCHÝLENÍ; ZDROJ: VLASTNÍ .....	18
OBR. 2.6 - ČINITELÉ ŘADY S RŮZNÝM POMĚREM $d/\lambda$ , $N = 100$ PŘI VYCHÝLENÍ SVAZKU O $15^\circ$ ; ZDROJ: PŘEVZATO Z [6]; .....	18
OBR. 2.7 – AMPLITUDOVÉ ROZLOŽENÍ NA JEDNOTLIVÝCH PRVNÍCH ŘADY (SLOUPEC VLEVO) A VYPOČÍTANÝ ČINITEL ŘADY (SLOUPEC VPRAVO); ZDROJ: VLASTNÍ.....	19
OBR. 2.8 – POROVNÁNÍ 40 PRVKOVÉ ŘADY S ROZTEČÍ $\lambda/2$ S AMPLITUDOVÝM ROZLOŽENÍM ZÍSKANÝM: DOLPH-CHEBYSHEVOVOU SYNTÉZOU (VLEVO) A TAYLOROVOU SYNTÉZOU (VPRAVO); ZDROJ: VLASTNÍ.....	21
OBR. 2.9 - FÁZOVÉ VYCHYLOVÁNÍ SVAZKU; ZDROJ: VLASTNÍ .....	22
OBR. 2.10 – POŽADOVANÝ VYZAŘOVACÍ DIAGRAM PRO VĚJÍŘOVITÝ SVAZEK S ÚZKÝM SVAZKEM V ELEVACI; ZDROJ: PŘEVZATO Z [6] .....	23
OBR. 2.11 – FOURIEROVA SYNTÉZA; ZDROJ: PŘEVZATO Z [6];.....	24
OBR. 2.12 – PRINCIP FÁZOVÉ SYNTÉZY; ZDROJ: [6] A [7].....	25
OBR. 2.13 - FÁZOVÁ SYNTÉZA; ZDROJ: VLASTNÍ.....	25
OBR. 2.14 – KONCEPTY ANTÉNNÍCH ŘAD PRO PŘÍPAD VYSÍLÁNÍ A PŘÍJMU STEJNOU ANTÉNOU; ZDROJ: VLASTNÍ.....	26
OBR. 2.15 - ČINITEL ŘADY PRO HORIZONTÁLNÍ ROVINU PO ÚPRAVĚ ROZMĚRŮ ANTÉNY, $DY = 20$ MM, $P = 100$ ZÁŘIČŮ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	27
OBR. 2.16 - ČINITEL ŘADY PRO VERTIKÁLNÍ ROVINU PO ÚPRAVĚ ROZMĚRŮ ANTÉNY, $DZ = 25$ MM, $Q = 160$ ZÁŘIČŮ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	27
OBR. 2.17 – ČINITEL ŘADY PRO SVAZEK SKENUJÍCÍ VE VERTIKÁLNÍ ROVINĚ OBDRŽENÉHO FÁZOVOU SYNTÉZOU (NAHOŘE) A FOURIEROVOU SYNTÉZOU (DOLE); PŘERUŠOVANOU ČAROU IDEÁLNÍ DIAGRAM; PARAMETRY ANTÉNY VIZ TAB. 2.3; ZDROJ: VLASTNÍ.....	28
OBR. 2.18 – ČINITEL ŘADY PRO SVAZEK SKENUJÍCÍ V HORIZONTÁLNÍ ROVINĚ OBDRŽENÉHO FÁZOVOU SYNTÉZOU (NAHOŘE) A FOURIEROVOU SYNTÉZOU (DOLE); PŘERUŠOVANOU ČAROU IDEÁLNÍ DIAGRAM; UVAŽOVANÝ MECHANICKÝ NÁKLON ANTÉNY; PARAMETRY ANTÉNY VIZ TAB. 2.3; ZDROJ: VLASTNÍ.....	29
OBR. 2.19 – ČINITEL ŘADY PRO ANTÉNU STRANY VE VERTIKÁLNÍ ROVINĚ OBDRŽENÉHO FÁZOVOU SYNTÉZOU (NAHOŘE) A FOURIEROVOU SYNTÉZOU (DOLE); PŘERUŠOVANOU ČAROU IDEÁLNÍ DIAGRAM; UVAŽOVANÝ MECHANICKÝ NÁKLON ANTÉNY; PARAMETRY ANTÉNY VIZ TAB. 2.3; ZDROJ: VLASTNÍ.....	30
OBR. 2.20 – ČINITEL ŘADY PRO ANTÉNU VÝŠKY VE VERTIKÁLNÍ ROVINĚ OBDRŽENÉHO FÁZOVOU SYNTÉZOU (NAHOŘE) A FOURIEROVOU SYNTÉZOU (DOLE); PŘERUŠOVANOU ČAROU IDEÁLNÍ DIAGRAM; PARAMETRY ANTÉNY VIZ TAB. 2.3 ZDROJ: VLASTNÍ.....	30
OBR. 2.21 – 3D ČINITELÉ ŘADY PRO JEDNOTLIVÉ KONCEPTY (ÚROVNÍM POD -100 DB JE PŘÍRAZENA PRÁVĚ ÚROVEŇ -100 DB); ZDROJ: VLASTNÍ .....	33
OBR. 2.22 – ÚROVEŇ PŘIJATÉHO SIGNÁLU PRO KONCEPTY (ÚROVNÍM POD -100 DB JE PŘÍRAZENA PRÁVĚ ÚROVEŇ -100 DB) $2ANT2FAN$ (NAHOŘE) $BB$ A $CC$ (DOLE - SHODNÉ); ZDROJ: VLASTNÍ.....	33
OBR. 2.23 – PŘIJATÁ ÚROVEŇ SIGNÁLU $AS$ PRO DVOJICI BLÍZKÝCH CÍLŮ; ZDROJ: PŘEVZATO Z [16] .....	37
OBR. 2.24 - POSUN MAXIM CHARAKTERISTIK PŘES 2 CÍLE (DVOUCESTNÁ CHARAKTERISTIKA $AV$ ); ZDROJ: VLASTNÍ .....	38

OBR. 2.25 - ÚROVEŇ PŘIJÍMANÁ ANTÉNNÍ ŘADOU; CÍLE JSOU 1 ° OD SEBE, KROK ELEKTRONICKÉHO PROHLEDÁVÁNÍ SVAZKU JE <b>03dB</b> ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	39
OBR. 2.26 – ÚROVEŇ PŘIJÍMANÝCH SIGNÁLŮ; CÍLE JSOU 0,75 ° OD SEBE S RŮZNÝM KROKEM ELEKTRONICKÉHO SKENOVÁNÍ; ZDROJ: VLASTNÍ .....	39
OBR. 2.27 – PROPAD ÚROVNĚ MEZI MAXIMY V ZÁVISLOSTI NA ZAČÁTKU PROCHÁZENÍ SEKTORU PRO ANTÉNU VÝŠKY; CÍLE JSOU VZDÁLENÉ 0,78 ° (ŠEDĚ) A 1 °; SKOK ELEKTRONICKÉHO PROHLEDÁVÁNÍ JE ROVEN ŠÍŘCE SVAZKU; MAXIMÁLNÍ ÚHEL VYCHÝLENÍ; DVOJ CESTNÁ CHARAKTERISTIKA; ZDROJ: VLASTNÍ .....	40
OBR. 2.28 - SROVNÁNÍ PŘIJATÉ ÚROVNĚ JEN PŘI PŘÍJMU A PŘI VYSÍLÁNÍ A PŘÍJMU STEJNOU ANTÉNOU; ZDROJ: PŘEVZATO Z [6] .	41
OBR. 2.29 – SOUČTOVÝ A DVA RŮZNĚ VYTVOŘENÉ ROZDÍLOVÉ SVAZKY PRO ANTÉNU STRANY (NORMOVÁNO K SOUČTOVÉMU SVAZKU); ZDROJ: VLASTNÍ .....	42
OBR. 2.30 - CHARAKTERISTIKA MONOPULZU PRO ANTÉNU STRANY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	43
OBR. 2.31 –ROZDÍLOVÉ SVAZKY PRO ANTÉNU STRANY S RUČNÍ MODIFIKACÍ AMPLITUD; ZDROJ: VLASTNÍ.....	44
OBR. 2.32 – CHARAKTERISTIKA MONOPULZU PRO AS ZA PŘÍTOMNOSTI JEDNOHO (MODRÁ) A DVOU (ČERVENÁ) CÍLŮ ÚHLOVĚ VZDÁLENÝCH 1 ° S VYZNAČENÍM MEZÍ PRO ODEČET AOA; ZDROJ: VLASTNÍ.....	45
OBR. 2.33 - CHARAKTERISTIKA MONOPULZU PRO AS ZA PŘÍTOMNOSTI JEDNOHO (MODRÁ) A DVOU (ČERVENÁ) CÍLŮ ÚHLOVĚ VZDÁLENÝCH 1,5 ° S VYZNAČENÍM MEZÍ PRO ODEČET AOA; ZDROJ: VLASTNÍ.....	45
OBR. 2.34 – ZMĚNA CHARAKTERISTIKA MONOPULZU PŘI ROSTOUCÍ ÚHLOVÉ VZDÁLENOSTI MEZI DVOJICÍ CÍLŮ PRO AS; ZDROJ: VLASTNÍ.....	45
OBR. 2.35 – CHYBA URČENÍ SMĚRU PŘÍCHODU SIGNÁLU MONOPULSEM PRO AS (NAHOŘE) A POKLES AMPLITUDY MEZI MAXIMY PŘIJATÝCH SIGNÁLŮ (DOLE); ZDROJ: VLASTNÍ.....	46
OBR. 2.36 – ROZŠÍŘENÍ AS O NĚKOLIK ELEMENTŮ AV; ZDROJ: VLASTNÍ.....	47
OBR. 2.37 - ZUŽOVÁNÍ HLAVNÍHO LALOKU ZVĚŠŮJÍCÍ SE VZDÁLENOSTÍ MEZI ANTÉNAMI; ZDROJ: VLASTNÍ.....	48
OBR. 2.38 - NÁRŮST POSTRANNÍCH LALOKŮ SE ZVĚŠŮJÍCÍ SE VZDÁLENOSTÍ MEZI ANTÉNAMI; ZDROJ: VLASTNÍ.....	48
OBR. 2.39 - ROZLOŽENÍ AMPLITUDY NA JEDNOTLIVÝCH ELEMENTECH ( $GAP = 0,75$ MM, ZÁŘIČŮ S NULOVOU AMPLITUDOU 43); ZDROJ: VLASTNÍ .....	49
OBR. 2.40 – SROVNÁNÍ ČINITELŮ ŘADY PO ZMENŠENÍ STRMOSTI AMPLITUDOVÉHO OBLOŽENÍ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	49
OBR. 3.1 – ILUSTRACE K MODELU SIGNÁLU PŘIJÍMANÉHO ANTÉNNÍ ŘADOU; ZDROJ: VLASTNÍ.....	51
OBR. 3.2 - VLV MATICE PŘÍJMU NA PŘIJÍMANÝ SIGNÁL; ZDROJ: VLASTNÍ .....	52
OBR. 3.3 – MĚŘENÉ SMĚROVÉ CHARAKTERISTIKY (NAHOŘE) ANTÉNNÍCH ELEMENTŮ (DOLE); ZDROJ: VLASTNÍ.....	53
OBR. 3.4 - VLV ŠUMU NA PŘIJÍMANÝ SIGNÁL – 100 PŘIJÍMANÝCH VZORKŮ SIGNÁLU, SIGNÁL PŘICHÁZÍ STÁLE ZE STEJNÉHO SMĚRU (POZICE ELEMENTU V KOMPLEXNÍ ROVINĚ: BEZ ŠUMU – ČERNĚ; SE ŠUMEM – MODŘE; ZDROJ: VLASTNÍ.....	54
OBR. 3.5 – POSUN MAXIMA CHARAKTERISTIKY ZMĚNOU FÁZE MEZI JEDNOTLIVÝMI ELEMENTY ŘADY A VZOROVÁ MATICE PŘÍJMU (NAHOŘE); PŘIJATÁ ÚROVEŇ SIGNÁLU V ZÁVISLOSTI NA ÚHLU A MATICE PŘÍJMU SIGNÁLU (DOLE); ZDROJ: VLASTNÍ.....	55
OBR. 3.6 – ZOBRAZENÍ PSEUDO-SPEKTER DOA METOD LINEAR PREDICTION A MAXIMUM ENTROPY V ZÁVISLOSTI NA VOLBĚ N-TÉHO SLOUPCE BÁZE KARTÉZSKÉ MATICE (ANTÉNNÍ ŘADA S 10 ELEMENTY, ROZTEČ $\lambda/2$ , SNR = 13 DB, ZADANÉ AOA = 15 °); ZDROJ: VLASTNÍ.....	57
OBR. 3.7 – STŘEDNÍ KVADRATICKÁ ODCHYLKA URČENÍ AOA SIGNÁLU METODAMI LINEAR PREDICTION A MAXIMUM ENTROPY V ZÁVISLOSTI NA VOLBĚ N-TÉHO SLOUPCE BÁZE KARTÉZSKÉ MATICE (ANTÉNNÍ ŘADA S 10 ELEMENTY, ROZTEČ $\lambda/2$ , SNR = 13 DB, ZADANÉ AOA = 15 °, 1000 REPLIKACÍ); ZDROJ: VLASTNÍ.....	57
OBR. 3.8 – ZOBRAZENÍ KOŘENŮ POLYNOMU V KOMPLEXNÍ ROVINĚ (VŠECHNY KROUŽKY) A PRO 2 PŘICHÁZEJÍCÍ SIGNÁLY (ZELENĚ); ANTÉNNÍ ŘADA SE 6 (VLEVO) A 50 (VPRAVO) ELEMENTY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	60
OBR. 3.9 – ZOBRAZENÍ PSEUDO-SPEKTRA METODY MUSIC A ABSOLUTNÍ HODNOTA KOŘENŮ POLYNOMU (ZOBRAZENY JEN KOŘENY ODPOVÍDAJÍCÍ PŘÍCHODU SIGNÁLU) PRO ŘADU S 50 ELEMENTY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	60
OBR. 3.10 – ESPRIT: DĚLENÍ ANTÉNNÍ ŘADY DO SUB-ŘAD; ZDROJ: VLASTNÍ .....	62
OBR. 3.11 - PRŮMĚRNÝ ČAS VÝPOČTU JEDNOTLIVÝCH DOA METOD (500 REPLIKACÍ); ZDROJ: VLASTNÍ.....	64
OBR. 3.12 – PSEUDO-SPEKTRA JEDNOTLIVÝCH METOD ZA PŘÍTOMNOSTI 1 CÍLE (AZIMUT = 10 °); PARAMETRY PRO VÝPOČET JSOU UVEDENY V TAB. 3.1 A TAB. 3.2; ZDROJ: VLASTNÍ.....	65

OBR. 3.13 - PSEUDO-SPEKTRA JEDNOTLIVÝCH METOD ZA PŘÍTOMNOSTI 2 CÍLŮ (AZIMUTY: 10 A 11 ° A STEJNOU PŘIJÍMANOU ÚROVNÍ) S KORELACÍ DO 5 %; PARAMETRY PRO VÝPOČET JSOU UVEDENY V TAB. 3.1 A TAB. 3.2; ZDROJ: VLASTNÍ.....	66
OBR. 3.14 – STANOVENÍ DOSTATEČNÉHO POČTU REPLIKACÍ PRO URČENÍ RMSD (PRŮBĚHY MUSIC, MIN-NORM, BARTLETT A MAX-LIKELIHOOD JSOU PŘEKRYTÉ); ZDROJ: VLASTNÍ.....	67
OBR. 3.15 – STŘEDNÍ KVADRATICKÁ ODCHYLKA MEZI URČENÝM A ZADANÝM AO A PROLOŽENÁ POLYNOMEM 3. ŘÁDU V ZÁVISLOSTI NA SNR (VLEVO) A V ZÁVISLOSTI NA POČTU PŘIJATÝCH ELEMENTŮ (VPRAVO); POČET REPLIKACÍ: 500; ZDROJ: VLASTNÍ ....	68
OBR. 3.16 – HISTOGRAM URČENÝCH AO A (SKUTEČNÝ AZIMUT = 10 °), SNR = 0 dB, POČET VZORKŮ: 50, KROK VÝPOČTU PSEUDO-SPEKTRA: 0,1 °, POČET REPLIKACÍ: 100; ZDROJ: VLASTNÍ.....	69
OBR. 3.17 – STANOVENÍ DOSTATEČNÉHO POČTU REPLIKACÍ PRO URČENÍ ROZLIŠITELNOSTI A RMSD PRO ROZLIŠITELNÉ CÍLE; PARAMETRY SIMULACE VIZ. TAB. 3.2 (CÍLE ÚHLOVĚ VZDÁLENÉ 2 °, POČET PŘIJATÝCH VZORKŮ: 50); PRŮBĚH MIN-NORM JE TOTOŽNÝ S MUSIC; ZDROJ: VLASTNÍ.....	70
OBR. 3.18 – ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI, ŽE DOJDE PRO DANOU ÚHLOVOU SEPARACI K ROZLIŠENÍ CÍLŮ (DOLE) NA ÚHLOVÉ SEPARACI DVOJICE SIGNÁLŮ; 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU, SNR = 13 dB; ZDROJ: VLASTNÍ.....	71
OBR. 3.19 – ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE) NA SNR; 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU; ÚHLOVÁ VZDÁLENOST 2 CÍLŮ 0,5 °; ZDROJ: VLASTNÍ.....	72
OBR. 3.20 - ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE) NA KORELAČNÍM KOEFICIENTU; 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU; ÚHLOVÁ VZDÁLENOST 2 CÍLŮ 0,5 °, SNR = 13 dB; ZDROJ: VLASTNÍ.....	73
OBR. 4.1 – FORWARD/BACKWARD SPATIAL SMOOTHING: ROZDĚLENÍ ANTÉNNÍ ŘADY NA 3 SUB-ŘADY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	75
OBR. 4.2 – FORWARD/BACKWARD SPATIAL SMOOTHING: ZÁVISLOST PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ NA POČTU SUB-ŘAD; ÚHLOVÁ SEPARACE 0,5 ° (VLEVO) A 1 ° (VPRAVO); SNR = 13 dB, 100% KORELACE, 50 VZORKŮ SIGNÁLU; 100 REPLIKACÍ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	76
OBR. 4.3 - ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE) NA KORELAČNÍM KOEFICIENTU A PŘEDZPRACOVÁNÍ KOVARIANČNÍ MATICE; ÚHLOVÁ VZDÁLENOST CÍLŮ 0,5 °, SNR = 13 dB, 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU, L = 50; ZDROJ: VLASTNÍ.....	77
OBR. 4.4 - ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE) NA SNR A PŘEDZPRACOVÁNÍ KOVARIANČNÍ MATICE; ÚHLOVÁ VZDÁLENOST CÍLŮ 0,5 °, KOHERENTNÍ SIGNÁLY, 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU, L = 50; ZDROJ: VLASTNÍ.....	77
OBR. 4.5 - ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE) NA ÚHLOVÉ SEPARACI DVOJICE SIGNÁLŮ A PŘEDZPRACOVÁNÍ KOVARIANČNÍ MATICE; KOHERENTNÍ SIGNÁLY, SNR = 13 dB, 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU, L = 50; ZDROJ: VLASTNÍ.....	78
OBR. 4.6 - ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE) NA ÚHLOVÉ SEPARACI DVOJICE SIGNÁLŮ S PŘEDZPRACOVÁNÍM KOVARIANČNÍ MATICE METODOU FBSS PRO NĚKOLIK DOA METOD; KOHERENTNÍ SIGNÁLY, SNR = 13 dB, 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU, L = 50; ZDROJ: VLASTNÍ.....	78
OBR. 4.7 - ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE) NA SNR S PŘEDZPRACOVÁNÍM KOVARIANČNÍ MATICE METODOU FBSS PRO NĚKOLIK DOA METOD; ÚHLOVÁ VZDÁLENOST CÍLŮ 0,5 °, KOHERENTNÍ SIGNÁLY, 50 PŘIJATÝCH VZORKŮ SIGNÁLU, L = 50; ZDROJ: VLASTNÍ.....	79
OBR. 4.8 – MĚŘENÝ KOEFICIENT ODRAZU PRO DVĚ REALIZACE ANTÉN; ZDROJ: VLASTNÍ.....	80
OBR. 4.9 – MĚŘENÁ VYZAŘOVACÍ CHARAKTERISTIKA JEDNOHO ELEMENTU (F = 500 MHz, VZDÁLENOST ANTÉN: 23 m, P <sub>V</sub> = 13 dBm); ZDROJ: VLASTNÍ.....	80
OBR. 4.10 – MĚŘENÍ VYZAŘOVACÍ CHARAKTERISTIKY; VYSÍLACÍ (VLEVO) A PŘIJÍMACÍ ČÁST (VPRAVO); ZDROJ: VLASTNÍ.....	81
OBR. 4.11 - PSEUDO-SPEKTRA METOD MUSIC, MIN-NORM A VÝSLEDNÉ ÚHLY METODY ESPRIT URČENÉ Z KOVARIANČNÍ MATICE BEZ PŘEDZPRACOVÁNÍ (VLEVO NAHOŘE) PRO ANT <sub>4</sub> , S APLIKACÍ FBA (VPRAVO NAHOŘE) A S APLIKACÍ FBSS (DOLE); SKUTEČNÉ AO A VYZNAČENY ŠEDOU PŘERUŠOVANOU ČAROU NA: ± 15 °, SNR = 13 dB A POČET PŘIJATÝCH VZORKŮ = 50; ZDROJ: VLASTNÍ.....	82
OBR. 4.12 - RMSD (NAHOŘE V JEDNOTLIVÝCH GRAFECH) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE V JEDNOTLIVÝCH GRAFECH) NA: ÚHLOVÉ SEPARACI CÍLŮ (VLEVO NAHOŘE); KORELACI SIGNÁLŮ (VPRAVO NAHOŘE) A SNR (DOLE).....	83

OBR. 4.13 - ZÁVISLOST RMSD (NAHOŘE V JEDNOTLIVÝCH GRAFECH) A PRAVDĚPODOBNOSTI ROZLIŠENÍ (DOLE V JEDNOTLIVÝCH GRAFECH) NA: ÚHLOVÉ SEPARACI CÍLŮ (VLEVO NAHOŘE); KORELACI SIGNÁLŮ (VPRAVO NAHOŘE) A SNR (DOLE); STEJNÉ PARAMETRY, JAKO V PŘÍPADĚ OBR. 4.12; ZDROJ: VLASTNÍ.....	83
OBR. 4.14 – SCHÉMA MĚŘENÍ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	84
OBR. 4.15 – VYSÍLACÍ (VLEVO) A PŘIJÍMACÍ ČÁST (VPRAVO) MĚŘICÍHO PRACOVÍŠTĚ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	85
OBR. 4.16 – OKNO APLIKACE BĚHEM MĚŘENÍ; ZDROJ: VLASTNÍ .....	85
OBR. 4.17 – VÝVOJOVÝ DIAGRAM ALGORITMU NA OFF-LINE ZPRACOVÁNÍ MĚŘENÝCH DAT; ZDROJ: VLASTNÍ .....	86
OBR. 4.18 - SPEKTRA 1 PŘIJATÉHO SIGNÁLU V PRŮBĚHU ZPRACOVÁNÍ; SPEKTRUM PŘIJATÉHO SIGNÁLU (NAHOŘE), PO FILTRACI (UPROSTŘED) A PO HILBERTOVĚ TRANSFORMACI (DOLE); ZDROJ: VLASTNÍ .....	87
OBR. 4.19 – VYBRANÁ PSEUDO-SPEKTRA JEDNOTLIVÝCH DOA METOD ODHADNUTÁ Z KOVARIANČNÍ MATICE Z REÁLNÉHO SIGNÁLU (NAHOŘE) A ANALYTICKÉHO SIGNÁLU (DOLE); ZDROJ: VLASTNÍ .....	87
OBR. 4.20 – ODCHYLKY URČENÉHO AOA Z MĚŘENÝCH DAT V ZÁVISLOSTI NA ÚHLOVÉ SEPARACI; .....	88
OBR. 5.1 – VLASTNÍ ČÍSLA KOVARIANČNÍ MATICE V ZÁVISLOSTI NA SNR, KORELOVANOSTI SIGNÁLŮ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	91
OBR. 5.2 - LOGARITMUS MDL A AIC V ZÁVISLOSTI NA $D$ ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	93
OBR. 5.3 – URČOVÁNÍ POČTU PŘÍCHOZÍCH SIGNÁLŮ METODOU ROOT-MUSIC; ZDROJ: VLASTNÍ.....	94
OBR. 5.4 – LOGARITMUS FUNKCE $G$ V ZÁVISLOSTI NA $D$ ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	96
OBR. 5.5 – PRAVDĚPODOBNOST SPRÁVNÉHO URČENÍ POČTU CÍLŮ V ZÁVISLOSTI NA SNR PRO AS; ZDROJ: VLASTNÍ.....	97
OBR. 5.6 – PRAVDĚPODOBNOST SPRÁVNÉHO URČENÍ POČTU CÍLŮ V ZÁVISLOSTI NA JEJICH ÚHLOVÉ SEPARACI; ZDROJ: VLASTNÍ...97	97
OBR. 5.7 – PRAVDĚPODOBNOST ROZLIŠENÍ DVOJICE CÍLŮ V ZÁVISLOSTI NA JEJICH ÚHLOVÉ SEPARACI (VLEVO) A SNR (VPRAVO); ZDROJ: VLASTNÍ .....	98
OBR. 5.8 - KALIBRACE PŘED BĚHEM SYSTÉMU; VE VZDÁLENÉ ZÓNĚ (VLEVO) A V BLÍZKÉ ZÓNĚ (VPRAVO); ZDROJ: VLASTNÍ.....	100
OBR. 5.9 - KALIBRACE BĚHEM PROVOZU SYSTÉMU; ZDROJ: VLASTNÍ .....	100

## Seznam tabulek

TAB. 1.1 - ZÁKLADNÍ POŽADAVKY ICAO NA PAR; ZDROJ: [2].....	11
TAB. 1.2 - POZICE PAR DLE NORMY ICAO; ZDROJ: [2].....	11
TAB. 1.3 - ZÓNY IMPULZNÍHO REŽIMU PAR ( $R_{MIN} = 1$ KM, $R_{DOS} = 30$ KM); ZDROJ: VLASTNÍ.....	13
TAB. 2.1 – PARAMETRY ANTÉNNÍCH ŘAD; ZDROJ: VLASTNÍ.....	27
TAB. 2.2 – ŠÍŘKY SVAZKU PRO TUŽKOVÝ SVAZEK A LISTOVÉ SVAZKY ANTÉN PAR; ZDROJ: VLASTNÍ.....	31
TAB. 2.3 – PARAMETRY ANTÉNNÍCH ŘAD PRO JEDNOTLIVÉ KONCEPTY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	32
TAB. 2.4 - ČAS POTŘEBNÝ K PROHLEDÁNÍ PROSTORU; ZDROJ: VLASTNÍ.....	32
TAB. 2.5 – POMĚRY OBJEMOVÉHO A PLOŠNÉHO CLUTTERU PRO JEDNOTLIVÉ KONCEPTY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	35
TAB. 2.6 – POČET POTŘEBNÝCH VYSÍLAČŮ A PŘIJÍMAČŮ PRO JEDNOTLIVÉ KONCEPTY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	36
TAB. 2.7 – ROZLIŠOVACÍ SCHOPNOSTI PRO RŮZNÉ KROKY ELEKTRONICKÉHO PROCHÁZENÍ PROSTORU – AV (VYSÍLÁNÍ I PŘÍJEM); ZDROJ: VLASTNÍ.....	40
TAB. 2.8 – ROZLIŠOVACÍ SCHOPNOSTI PRO RŮZNÉ KROKY ELEKTRONICKÉHO PROCHÁZENÍ PROSTORU – AS (VYSÍLÁNÍ I PŘÍJEM); ZDROJ: VLASTNÍ.....	41
TAB. 2.9 – ROZLIŠOVACÍ SCHOPNOSTI PRO RŮZNÉ KROKY ELEKTRONICKÉHO PROCHÁZENÍ PROSTORU – AS (POUZE PŘÍJEM); ZDROJ: VLASTNÍ.....	41
TAB. 2.10 - POČET ELEMENTŮ S NULOVOU AMPLITUDOU PŘIPADAJÍCÍCH DO OBLASTI MEZI ANTÉNAMI; ZDROJ: VLASTNÍ.....	48
TAB. 3.1 – PARAMETRY ANTÉNY STRANY PRO DOA (AZIMUT); ZDROJ: VLASTNÍ.....	50
TAB. 3.2 - PROMĚNNÉ POUŽÍVANÉ PRO ZOBRAZENÍ PSEUDOSPEKTER; ZDROJ: VLASTNÍ.....	54
TAB. 4.1 – POZICE ELEMENTŮ ANTÉNNÍ ŘADY; ZDROJ: VLASTNÍ.....	80
TAB. 4.2 - SROVNÁNÍ ŠÍŘEK SVAZKU A ROZLIŠOVACÍCH SCHOPNOSTÍ PRO ANTÉNNÍ ŘADU; ZDROJ: VLASTNÍ.....	80
TAB. 4.3 – PARAMETRY MĚŘENÍ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	86
TAB. 4.4 – PRŮMĚR A SMĚRODATNÁ ODCHYLKA ÚHLOVÝCH ODCHYLEK Z OBR. 4.20; ZDROJ: VLASTNÍ.....	89
TAB. 5.1 – VYHODNOCENÍ POČTU SPRÁVNĚ URČENÝCH SIGNÁLŮ PRO ANT <sub>4</sub> ; ZDROJ: VLASTNÍ.....	98