

UNIVERZITA PARDUBICE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Simulátor signálů pulzních radarů pro dopplerovské
signálové zpracování

Bc. Marek Malý

Diplomová práce
2023

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2022/2023

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Marek Malý**
Osobní číslo: **I21291**
Studijní program: **N0714A060018 Komunikační a radarové systémy**
Téma práce: **Simulátor signálů pulzních radarů pro dopplerovské signálové zpracování**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

Zásady pro vypracování

Student se v rámci diplomové práce seznámí se základními principy určování směru příchodu signálu s využitím metody digitálního beamformingu a především metod, které jsou označovány jako "pod-prostorové" jedná se o metody MUSIC a ESPRIT. Student v rámci diplomové práce vytvoří model ekvivalentního lineárního anténního pole o minimálně $N=8$ prvcích, které bude přijímat signály pulsního radiolokátoru s nastavitelnou vnitro-pulsní modulací od M zájmových cílů, přičemž $M < N$. Model bude doplněn o AWGN šum. Model bude umožňovat porovnání a vyhodnocení výše uvedených metod odhadu směru příchodu signálu jak pro statické tak pro pohyblivé cíle. Výsledné a optimalizované metody student ověří na experimentálních datech s využitím platformy SDR.

Rozsah pracovní zprávy: **70-80**
Rozsah grafických prací: **0**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

BEZOUŠEK, P.; ŠEDIVÝ, P. Radarová technika. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-010-3036-9.
SKOLNIK, M. I. Introduction to radar systems. Boston: McGraw Hill, 2003. ISBN 00-704-4533-8.
M. A. Richards, J. Scheer, W. A. Holm, and W. L. Melvin, *Principles of modern radar*. Raleigh, NC: SciTech Pub., c2010-c2014.
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.
MUHSMED R; RAPPAPORT T. S. Direction of arrival estimation using antenna arrays. Tech. Rep. MPRG-TR-96-03, Virginia Tech, Blacksburg, VA, Jan 1996.
VAN TREES, Harry L. Detection, estimation, and modulation theory. New York: John Wiley & Sons, 2002. ISBN 0-471-09390-4.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Zálabský, Ph.D.**
Výzkumné centrum FEI

Datum zadání diplomové práce: **18. listopadu 2022**
Termín odevzdání diplomové práce: **19. května 2023**

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D. v.r.
děkan

L.S.

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

V Pardubicích dne 18. listopadu 2022

Prohlášení autora

Prohlašuji:

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

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

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 9/2012, bude práce zveřejněna v Univerzitní knihovně a prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 25. 08. 2023

Bc. Marek Malý

Poděkování

Rád bych poděkoval mému vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Zálabskému Ph.D. za cenné rady, konzultace a připomínky při vypracovávání diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat Ing. Tomáši Krejčímu za výpomoc a cenné rady při měření. Chtěl bych také poděkovat svojí rodině za podporu, kterou mi poskytovali po celou dobu mého studia. Na závěr bych také rád poděkoval Fakultě Elektrotechniky a Informatiky Pardubice za možnost vypůjčení potřebného vybavení.

Anotace

Diplomová práce se zabývá analýzou a návrhem simulačního modelu pulzního primárního radarového systému, ve kterém jsou porovnávány metody pro určení směru příchodu signálu s různými variantami vysílaných pulzních radarových signálů. Teoretická část je věnována problematice primárního zpracování signálu. V praktické části je popsán simulační model vytvořený v prostředí Matlab, s jehož využitím je provedeno porovnávání metod určení směru příchodu signálu s aplikací různých pulzních radarových signálů, včetně simulačního ověření různých vlivů, které je ovlivňují parametry detekce radarových cílů. V závěru je popsáno experimentální ověření měřením pomocí platformy SDR, přes které byl model otestován a validován.

Klíčová slova

Model, Matlab, Pulzní signál, Lineární anténní pole, MUSIC, ESPRIT

Title

Pulze radar signal simulator for Doppler signal processing

Annotation

The diploma thesis deals with the analysis and design of a simulation model of a pulsed primary radar system, in which methods for determining the direction of signal arrival are compared with different variants of transmitted pulsed radar signals. The theoretical part is devoted to the problem of primary signal processing. The practical part describes the simulation model created in Matlab environment, which is used to compare the methods of determining the direction of arrival of the signal with the application of different pulsed radar signals, including simulation verification of various influences on the radar target detection parameters. In the conclusion, the experimental verification by measurement using the SDR platform is described, through which the model was tested and validated.

Keywords

Model, Matlab, Pulze signal, Linear antenna array, MUSIC, ESPRIT

Obsah

Seznam zkratek.....	8
Seznam obrázků.....	9
Seznam tabulek.....	11
Úvod.....	12
1 Základní koncepce signálového zpracování primárního radiolokátoru	13
1.1 Princip činnosti primárních radarů	13
1.2 Vysílané radarové signály	14
1.2.1 Kontinuální režim.....	14
1.2.2 Impulzní režim.....	15
1.3 Anténní subsystém.....	22
1.4 Radarový signál odražený od cíle.....	27
1.4.1 Efektivní odrazná plocha cíle	27
1.4.2 Vliv pohybu cíle	28
1.4.3 Slepé rychlosti	29
1.4.4 Funkce neurčitosti	31
1.4.5 Radarová rovnice dosahu.....	33
1.5 Primární signálové zpracování	36
1.5.1 Matice vstupních dat.....	37
1.5.2 Komprese pulzu s odhadem vzdálenosti cílů	37
1.5.3 Detekce	39
1.6 Metody určení směru příchodu signálu	43
1.6.1 Vychylování anténního svazku.....	44
1.6.2 Caponova metoda	45
1.6.3 MUSIC	48
1.6.4 Root-MUSIC	49
1.6.5 ESPRIT.....	51
2 Simulační model v Matlabu.....	53
2.1 Popis modelu	53
2.1.1 Nastavení simulace.....	53
2.1.2 Generování vysílaného signálu.....	54
2.1.3 Vizualní rozmístění cílů a anténních elementů.....	56

2.1.4	Vytvoření přijatého signálu od cílů	57
2.1.5	Detekce cílů z přijatého signálu.....	59
2.1.6	Určení směru příchodu signálu.....	60
2.2	Blok přizpůsobené filtrace.....	63
2.3	Simulace rozlišovací schopnosti v úhlu, vlivu rychlosti a vlivu šumu.....	65
2.3.1	Parametry radaru ovlivňující rozlišovací schopnost v úhlu	66
2.3.2	Rozlišovací schopnost AoA metod pro dva totožné cíle.....	67
2.3.3	Vliv rychlosti cíle	70
2.3.4	Vliv šumu	73
3	Experimentální ověření.....	75
3.1	Popis experimentálního měření	75
3.1.1	Měření.....	75
3.1.2	Výpočet kalibračních konstant a jejich následná implementace	79
3.2	Výsledky měření.....	80
	Závěr	84
	Literatura	87
	Přílohy	89

Seznam zkratek

AESA	Active Electronically Scanned Array (Aktivní elektronicky skenované pole)
AMTI	Adaptive Moving Target Indication (Adaptivní indikace pohyblivých cílů)
AoA	Angle of Arrival (Úhel příchodu signálu)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (Aditivní bílý Gaussův šum)
CFAR	Constant False Alarm Rate (Konstantní úroveň falešného poplachu)
CW	Continuous Wave (Kontinuální Vlna)
ESA	Electronically Steered Array (Elektronicky řízené pole)
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (Odhad parametrů signálu pomocí technik rotační invariance)
LFM	Linear Frequency Modulation (Lineární frekvenční modulace)
MMV	Method of Minimum Variance (Metoda minimálního rozptylu)
MTD	Moving Target Detection (Detekce pohyblivých cílů)
MTI	Moving Target Indication (Indikace pohyblivých cílů)
MUSIC	MULTiple Signal Classification (Klasifikace více cílů)
NLFM	NonLinear Frequency Modulation (Nelineární frekvenční modulace)
PRI	Pulse Repetition Interval (Opakovací Doba)
RCS	Radar Cross Section (Efektivní odrazná plocha cíle)
SDR	Software Defined Radio (Systémově definované rádio)
SNR	Signal to Noise Ratio (Poměr signálu k šumu)
ULA	Uniform Linear Array (Uniformní lineární anténní řada)
URA	Uniform Rectangular Array (Uniformní plošná anténní řada)

Seznam obrázků

Obr. 1 – Blokové schéma primárního radaru	14
Obr. 2 – Blokové schéma systému s CW: dvě antény (vlevo), jedna anténa (vpravo)	15
Obr. 3 – Rámec PRI v impulzním radaru	16
Obr. 4 – Průběh obdélníkového pulzu v čase (vlevo), autokorelační funkce obdélníku (vpravo)	17
Obr. 5 – Rozlišovací schopnost radaru v dálce	18
Obr. 6 – Průběh modulace LFM	20
Obr. 7 – Autokorelační funkce LFM	20
Obr. 8 – Subpulzy otáčející fázi s autokorelační funkcí pro kód Barker 13	21
Obr. 9 – Vizualizace zisku antény pomocí izotropického zářiče	23
Obr. 10 – Vývojový diagram pro návrh anténní řady	24
Obr. 11 – Tvorba difrakčního laloku (vlevo) při rozestupu mezi elementy $d=1,2 \lambda$	25
Obr. 12 – Vyzařovací charakteristika anténní řady	25
Obr. 13 – Rozložení anténních elementů ve formě ULA	26
Obr. 14 – Rozložení anténních elementů ve formě URA	27
Obr. 15 – Naměření hodnoty RCS pro bombardér B-26 [8]	28
Obr. 16 – Struktura MTI filtru s jeho amplitudovou charakteristikou	30
Obr. 17 – Struktura AMTI filtru kaskádně	30
Obr. 18 – Amplitudová charakteristika banky MTD filtrů [1]	31
Obr. 19 – Funkce neurčitosti obdélníkového pulzu [1]	32
Obr. 20 – Funkce neurčitosti LFM [1]	33
Obr. 21 – Blokové schéma primárního zpracování radaru	36
Obr. 22 – Matice vstupních dat	37
Obr. 23 – Vzájemná korelační funkce vyslaného a přijatého signálu [1]	38
Obr. 24 – Přizpůsobená a nepřizpůsobená filtrace LFM modulace	39
Obr. 25 – Hustota pravděpodobnosti signálu nefluktuujícího cíle [1]	40
Obr. 26 – Struktura metody CA-CFAR	41
Obr. 27 – Průběh prahu metodou CA-CFAR [1]	42
Obr. 28 – Struktura metody OS-CFAR	42
Obr. 29 – Průběh prahu metodou OS-CFAR [1]	42
Obr. 30 – Metoda ESA (vlevo) a AESA (vpravo)	44
Obr. 31 – Určení směru příchodu signálu s využitím digitálního Beamformingu (cíl v -5°)	45
Obr. 32 – Pseudo-spektrum Caponovy metody (cíl v -5°)	47
Obr. 33 – Pseudo-spektrum metody MUSIC (cíl v -5°)	49
Obr. 34 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody Root-MUSIC (cíl v -5°)	50
Obr. 35 – Podsoustavy anténní řady s 8 elementy	51
Obr. 36 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody ESPRIT (cíl v -5°)	52
Obr. 37 – Blokové schéma simulačního modelu	53
Obr. 38 – Průběh vysílaného obdélníkového signálu	54
Obr. 39 – Průběh vysílaného signálu s LFM modulací	55

Obr. 40 – Průběh vysílaného signálu s Barker13	56
Obr. 41 – Vizuální rozmístění elementů anténní řady.....	57
Obr. 42 – Vizuální rozmístění cílů a elementů anténní řady	57
Obr. 43 – Průběh přijatého signálu na anténních elementech	59
Obr. 44 – Autokorelační funkce přijatého signálu (Barker13).....	59
Obr. 45 – Určení směru příchodu signálu s využitím digitálního Beamformingu (cíl v 10°)	61
Obr. 46 – Pseudo-spektrum Caponovy metody (cíl v 10°)	61
Obr. 47 – Pseudo-spektrum metody MUSIC (cíl v 10°)	62
Obr. 48 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody Root-MUSIC (cíl v 10°).....	62
Obr. 49 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody ESPRIT (cíl v 10°).....	63
Obr. 50 – Rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 10 m při využití pulzního signálu bez vnitropulzní modulace.....	64
Obr. 51 – Rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 10 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací LFM (vlevo) a rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 12,1 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací LFM (vpravo)	64
Obr. 52 – Rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 10 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací Barke13 (vlevo) a rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 1 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací Barker13 (vpravo)	65
Obr. 53 – Závislost šířky hlavního laloku na počtu elementů řady	66
Obr. 54 – Šířka hlavního laloku při použití váhových oken.....	67
Obr. 55 – Pseudo-spektrum metod AoA při využití pulzu bez vnitropulzní modulace	68
Obr. 56 – Pseudo-spektrum metod AoA při využití pulzu s vnitropulzní modulací LFM..	69
Obr. 57 – Pseudo-spektrum metod AoA při využití pulzu s vnitropulzní modulací Barker13	70
Obr. 58 – Pseudo-spektrum metod AoA pro dva nepohyblivé cíle.....	71
Obr. 59 – Pseudo-spektrum metod AoA pro dva cíle s rozdílem rychlostí 0,1 m/s.....	72
Obr. 60 – Pseudo-spektrum metod AoA pro dva cíle s rozdílem rychlostí 0,5 m/s.....	73
Obr. 61 – Pseudo-spektrum metody digitálního Beamformingu pro různé hodnoty SNR..	73
Obr. 62 – Pseudo-spektrum Caponovy meody pro různé hodnoty SNR.....	74
Obr. 63 – Pseudo-spektrum metody MUSIC pro různé hodnoty SNR	74
Obr. 64 – Blokové schéma měření	75
Obr. 65 – Blokové schéma měřicího pracoviště pro dva cíle ve stejné vzdálenosti (vlevo) a v různé vzdálenosti (vpravo)	75
Obr. 66 – Fotografie přijímacího anténního pole	76
Obr. 67 – Fotografie umístěných přijímacích USRP v 19" racku	77
Obr. 68 – Fotografie zapojení přijímacího pracoviště.....	77
Obr. 69 – Fotografie vysílacího USRP X310	78
Obr. 70 – Fotografie zapojení vysílacího pracoviště.....	78
Obr. 71 – Fáze jednotlivých kanálů kalibračních dat	79
Obr. 72 – Fáze jednotlivých kanálů kalibračních dat po aplikaci korekce kalibračních rozvodů.....	80

Obr. 73 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 10° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)	81
Obr. 74 – Výsledky měření pro cíle v úhlu $7,5^\circ$ ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)	82
Obr. 75 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 5° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)	82
Obr. 76 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 3° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)	82
Obr. 77 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 2° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)	83

Seznam tabulek

Tabulka 1 – Barkerovy kódy	21
Tabulka 2 – Rozlišovací schopnosti signálů	65
Tabulka 3 – Vliv váhových oken na šířku hlavního laloku	67
Tabulka 4 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod při různých pulzech.....	70
Tabulka 5 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod pro nepohyblivé cíle	71
Tabulka 6 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod pro cíle s rozdílem rychlostí 0,1 m/s	71
Tabulka 7 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod pro cíle s rozdílem rychlostí 0,5 m/s	72
Tabulka 8 – Fázový posun jednotlivých kalibračních kanálů	79
Tabulka 9 – Hodnoty pozic cílů od středu anténní řady	80

Úvod

V dnešní době s rostoucím rozvojem a poptávkou po komunikačních a detekčních systémech se stává klíčovou složkou schopnost spolehlivého a přesného určení směru příchodu signálu (určení úhlové pozice cíle). Tato složka má velký dopad na samotnou výkonnost a účinnost těchto systémů, proto je velmi důležité vybrat správnou směroměrnou metodu, která je optimální pro daný systém a prostředí, ve kterém bude aplikována.

Hlavní pozornost v rámci této práce je věnována tvorbě simulačního modelu pro analýzu a porovnávání metod odhadu směru příchodu signálu založených na využití vícekanálového koherentního příjmu, který umožňuje digitální tvarování a směřování anténního svazku pro určení azimutální polohy statických i pohyblivých cílů. Konkrétně model umožňuje analyzovat metody MUSIC a ESPRIT, které patří do metod podprostorových. Dále je model schopen nastavovat a simulovat ekvidistantní lineární anténní přijímací pole a generovat různé typy pulzních radarových signálů, včetně signálů s vnitropulzní modulací. Využité matematické vztahy k sestavení simulačního modelu pocházejí z veřejně dostupných vědeckých zdrojů.

Toto téma diplomové práce jsem zvolil z důvodu mého dlouhodobého zájmu o oblast radarového signálového zpracování a metod určení směru příchodu signálu, se kterými jsem již pracoval ve své bakalářské práci. V této práci jsem využil nové znalosti a poznatky z magisterského studia, které jsem mohl následně aplikovat v práci k vytvoření modernějších, komplexnějších metod a technik pro určení směru příchodu signálu. V neposlední v řadě tyto metody nabízejí velkou možnost dalšího rozvoje a uplatnění.

V teoretické části je na začátku popisována problematika konceptu primárního zpracování signálu v radarových systémech, a to jak výběr vhodných vysílaných signálů, tak typů využívaných radarových systémů. Na tuto část navazuje popis samotného primárního radarového signálového zpracování, kde jsou popisovány jeho jednotlivé části. Následně jsou popsány jednotlivé druhy metod pro určení směru příchodu signálu a poté blíže popsány metody využívané v této práci.

V praktické části je popisován koncept simulačního modelu v prostředí Matlabu, kde jsou podrobně popsány jednotlivé stěžejní části modelu spolu s analýzou vlivů, které ovlivňují přesnost určení směru příchodu signálu a úhlovou rozlišovací schopnost. V závěru této části je provedeno porovnání jednotlivých metod pro určení směru příchodu signálu.

Na závěr je v práci popsáno uskutečněné měření v terénu s reálnými signály pomocí platformy SDR pro ověření funkčnosti simulačního modelu na reálných datech a zhodnocení těchto uskutečněných měření.

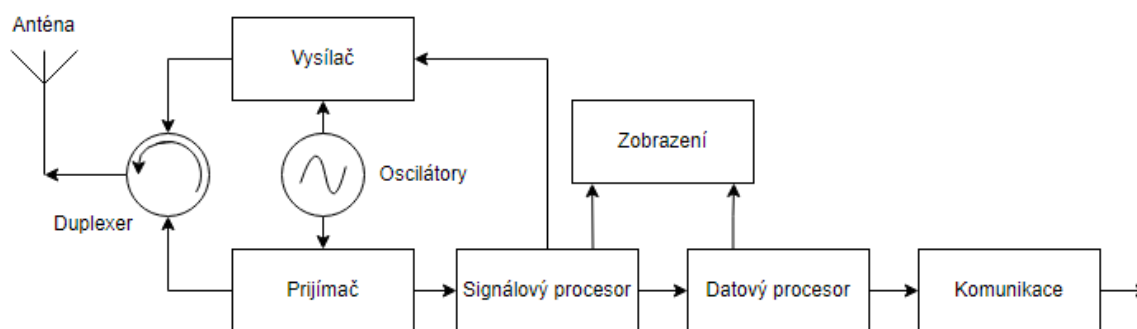
1 Základní koncepce signálového zpracování primárního radiolokátoru

Tato kapitola je zaměřena na podrobný teoretický rozbor koncepce současných primárních radarových systémů, a to jak z pohledu generování vhodných radarových signálů, tak především z pohledu signálového zpracování přijímaných radarových signálů cíleného na způsoby odhadu radiální vzdálenosti zájmových cílů a metody odhadu směru příchodu odraženého signálu od těchto cílů. Tedy pro tuto práci konkrétně metody odhadu azimutální souřadnice zájmových cílů.

1.1 Princip činnosti primárních radarů

Primární radar generuje elektromagnetickou vlnu, kterou následně vysílá do prostoru, tím pádem spadá do oblasti aktivních radarů. Oproti sekundárnímu radaru, který vysílá dotazy pro palubní odpovídače a následně přijímá a zpracovává pouze specifické odpovědi od těchto odpovídačů, primární radar přijímá repliky vlastních vyslaných signálů, které jsou odraženy od okolních předmětů (zájmových cílů i clutteru). Všechny tyto signály následně radar vyhodnocuje a zpracovává.

Na Obr. 1 je znázorněné obecné blokové schéma standardního primárního radaru. Před samotnou anténou se nachází duplexer, jehož úkolem je oddělovat přijímací část od vysílací z důvodu, že přijímaný signál bývá o několik řádů výkonově nižší (μV) než vysílaný (kV). Proto je zapotřebí v přijímací části signál zesílit, což by při přeslechu vysílaného signálu vedlo k zesílení tohoto už tak silného signálu, přičemž by mohlo dojít k nevratnému poškození přijímače, který není na takovéto výkony stavěn. Ve vysílači se generuje vysílaný radarový signál, který je prostřednictvím antény vysílán do prostoru. Obvykle prostřednictvím totožné antény je přijímán odraz tohoto signálu od zájmových cílů i okolního prostředí. V přijímači, jak bylo zmíněno, je přijatý signál zesílen, potlačen (vyfiltrován) šum a další nechtěné (rušivé) signály [1]. Dále se zde signál kmitočtově transformuje do vhodného pracovního pásma pro následné další signálové zpracování. Dle zvolené koncepce signálového zpracování je v jeho průběhu signál transformován z analogové do digitální formy. Následuje signálový a datový procesor, kde jsou ze signálu odhadovány parametry pro jednotlivé objekty, od kterých se signál odrazil (poloha, rychlost, velikost, ...), které mohou být následně zobrazeny nebo dále zpracovány a sdruženy s údaji jiných radarů ve stejné síti.



Obr. 1 – Blokové schéma primárního radaru

Jedním ze základních typů rozdělení radarů podle jejich způsobu signálového zpracování je na koherentní či nekoherentní. U koherentních radarů se využívá fázová informace přijatého signálu. Což znamená, že se u signálů sleduje a analyzuje nejen jejich amplituda, ale také jejich fáze. To umožňuje zlepšit úhlové rozlišení cílů a zajišťuje schopnost detekovat Dopplerův posun, tedy radiální rychlost cílů. Ovšem u těchto systémů se musí pečlivě dbát na fázovou konzistenci mezi vysílaným a přijímaným signálem. Čehož se dosahuje obvykle vysoce stabilním sdíleným oscilátorem.

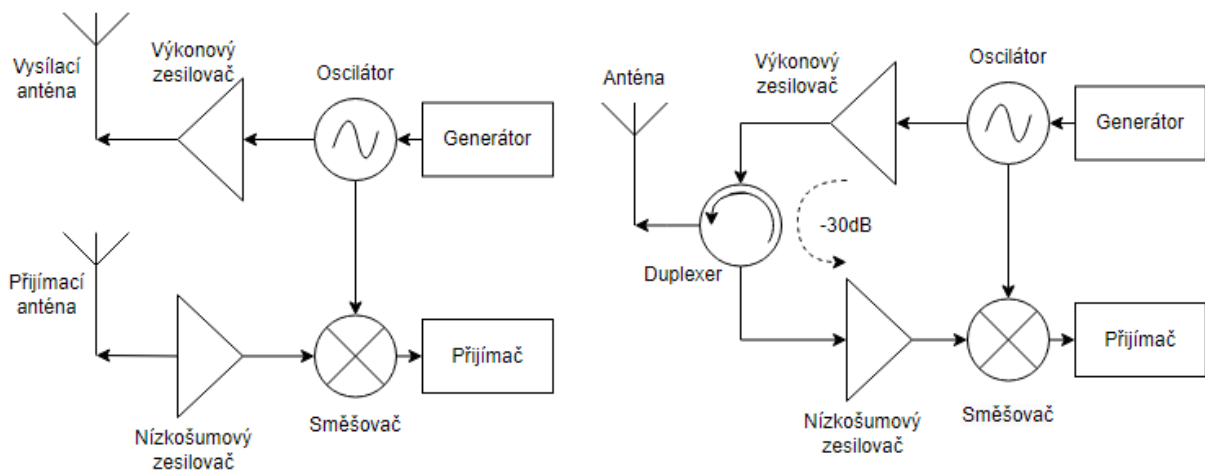
U nekoherentních radarů se u signálů zaměřujeme pouze na jejich amplitudu. I přes nižší citlivost ve srovnání s koherentním radarem, jsou tyto radary schopny pracovat při vyšších úrovních šumu a díky své větší jednoduchosti a implementovatelnosti jsou hojně využívány v aplikacích, kde není přímo vyžadována jak vysoká přesnost odhadu pozic cílů, tak ani detekce jejich Dopplerova posunu.

1.2 Vysílané radarové signály

Primární radary lze podle způsobů generování signálů rozdělit na systémy s impulzním, nebo kontinuálním vysíláním (Continuous Wave-CW). Oba tyto systémy pracují v periodických cyklech, ve kterých opakují posloupnost stejných činností. [1]

1.2.1 Kontinuální režim

System s kontinuální vlnou vysílá nepřetržitě harmonický signál, který i nepřetržitě přijímá. Z toho důvodu mívá tento typ radaru prostorově oddělenou vysílací a přijímací anténu, jak je znázorněno na jeho blokovém schématu Obr. 2 vlevo, nebo jednu společnou anténu s kvalitním duplexerem oddělujícím přeslech signálu mezi vysílačem a přijímačem Obr. 2 vpravo.



Obr. 2 – Blokové schéma systému s CW: dvě antény (vlevo), jedna anténa (vpravo)

Jak je vidět z Obr. 2, tak přijímaný signál je demodulován svým vysílaným signálem, z čehož vyplývá, že radar v CW zpracovává pouze rozdíl frekvence (fáze) těchto dvou signálů, což značně zjednodušuje hardwarovou náročnost systému pro zpracování signálu oproti impulznímu zpracování.

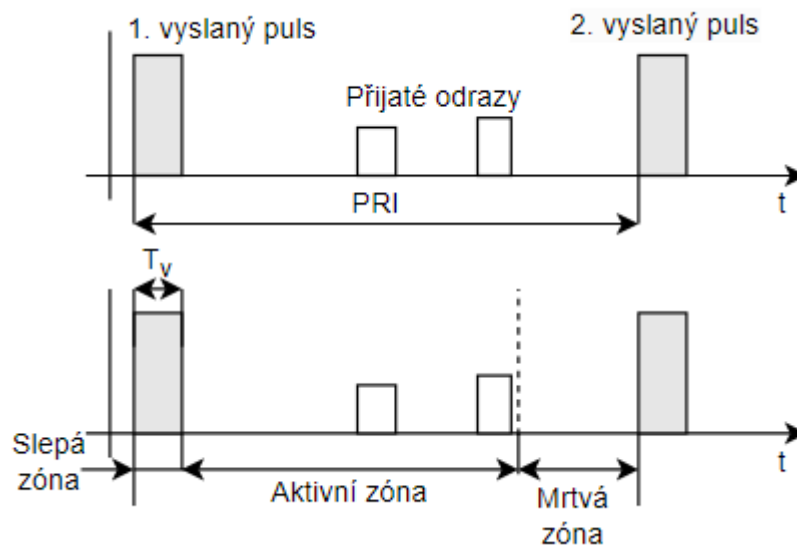
Jednou z velkých nevýhod tohoto zpracování je jejich dosah. Díky kontinuálnímu vysílání není možné dosáhnout velkých středních výkonů jako u impulzního zpracování, které vyžadují radary středního a dlouhého dosahu. Tím se dosah těchto radarů pohybuje v rozmezích do 1 km, ale díky jejich jednoduchosti se na krátkých vzdálenostech hojně používají. Další omezení dosahu vzniká limitací výkonu z důvodu možného průniku (přeslechu) vysílaného výkonu na přijímací stranu. To je nejvíce patrné u systémů využívající pouze jednu anténu, kde je signál oddělován cirkulátorem, který je obvykle schopen utlmit přenos signálu mezi vysílačem a přijímačem do 30 dB. Tyto typy radarů se díky jednoduchosti a levnosti hojně používají u policie, k měření rychlosti vozidel, měření hladin v nádobách a v čidlech pro detekci osob [1].

1.2.2 Impulzní režim

Impulzní radar má oproti radaru s kontinuálním vysíláním časově oddělenou vysílací a přijímací část. Pulzní radar tedy vysílá signál vždy pouze po omezenou dobu – dobu trvání pulzu. Toto vysílání se periodicky opakuje po cyklech. Jeden takový celý cyklus je nazýván „opakovací doba“ (Pulse Repetition Interval – PRI) vizualizovaná na Obr. 3. Při vysílání pulzu, které trvá po dobu T_v , je přijímač chráněn vstupní ochranou před průnikem vysílaného signálu do přijímací části a radar není schopen přijímat žádné signály [1]. Tento časový interval je odborně nazýván „slepá zóna“ a s využitím rovnice (1.1) můžeme určit vzdálenost, ve které radar není schopen detekovat cíle.

$$R_b = \frac{c}{2} \cdot T_v, \quad (1.1)$$

kde c - rychlost šíření vlny.



Obr. 3 – Rámec PRI v impulzním radaru

Doba, po kterou radar přijímá odrazy od cílů, se dělí na dvě části, a to aktivní a mrtvou zónu. Aktivní zóna je oblast, ve které se zpracovávají příchozí odrazy od zájmových objektů. Mrtvá zóna je oblast mezi aktivní a vysílací částí, ve které radar přijímá odrazy od nezájmových objektů s velkou RCS z velké dálky. Protože se jedná o nezájmové objekty, signály z této oblasti se obvykle nezpracovávají a tato doba se využívá k různým diagnostickým testům, kontrolám či kalibraci [1]. Aby byla splněna podmínka pro jednoznačné určení vzdálenosti (1.2), musí doba mezi vysíláním jednotlivých pulzů PRI překrýt i tuto mrtvou zónu, aby se odrazy od nezájmových objektů z této oblasti nepromítly do oblasti aktivní,

$$PRI > 2 \cdot \frac{R_{\max}}{c}, \quad (1.2)$$

kde R_{\max} - přístrojový dosah radaru (i pro nezájmové cíle).

Jak bylo již zmíněno v kapitole 1.2.1, tak radar s impulzním provozem je schopný dosáhnout vyšších středních výkonů a tím dosahovat pokrytí velkých vzdáleností, což dělá z tohoto režimu jeden z nejlépe využívaných. Jeho střední výkon se spočítá pomocí vztahu (1.3),

$$P_{\text{stř}} = \frac{T_v \cdot P_v}{PRI}, \quad (1.3)$$

kde P_v - vysílací výkon,

ze kterého vyplývá, že jsme schopni přes změnu délky PRI a vysílaného signálu T_v měnit velikost středního vysílaného výkonu. Samozřejmě toto měnění výkonu má své limity. Především většinou máme přesně definovaný minimální jednoznačný dosah radaru, a tím máme fixně nastavenou dobu PRI . Zároveň jsme limitováni hardwarově i nákladově ve

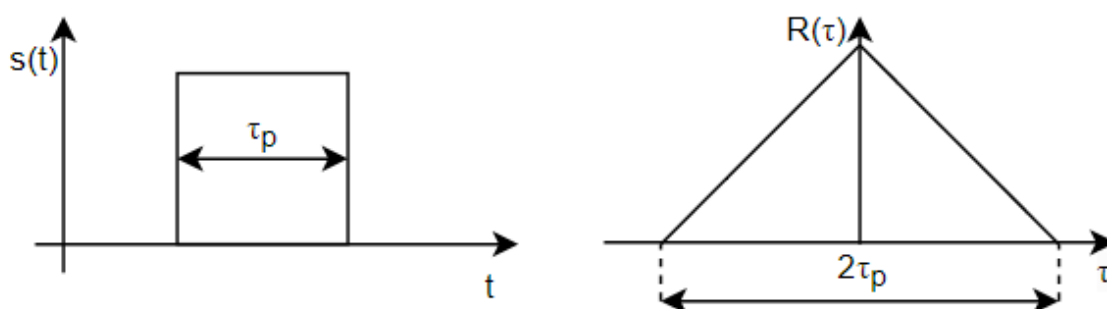
velikosti vysílaného výkonu, tudíž nám zbývá měnit jenom délku vysílaného signálu. Ovšem při jeho změnách měníme i celkovou rozlišovací schopnost radaru v dálce a současně tím i šířku využívaného frekvenčního pásma.

V impulzních radarech se využívají dva typy vysílaných signálů. A to signály bez vnitropulzní modulace, nebo s vnitropulzní modulací.

Signály bez vnitropulzní modulace

Tyto typy signálů reprezentuje standardní obdélníkový pulz. Je to jeden z nejvyužívanějších typů signálů v současnosti pro přenos digitálních signálů v komunikačních systémech a také je hojně využíván v radarové technice díky jeho jednoduchosti při signálovém zpracování.

Obdélníkový pulz vyniká svojí jednoduchostí při generování a jednoduchým tvarem autokorelační funkce, která má šířku hlavního svazku pevně svázanou se šířkou pulzu v časové oblasti – viz Obr. 4.



Obr. 4 – Průběh obdélníkového pulzu v čase (vlevo), autokorelační funkce obdélníku (vpravo)

Autokorelační (korelační) funkce vzniká průchodem obdélníkového signálu přizpůsobeným filtrem. Autokorelace hraje klíčovou roli při určování vzdálenosti cílů. Poloha maxima korelace odraženého signálu se signálem vysílaným je úměrná vzdálenosti, kterou musel signál tomuto cíli a zpět k radaru urazit. Tento jev bude podrobněji rozebrán v kapitole 1.5.2. [2]

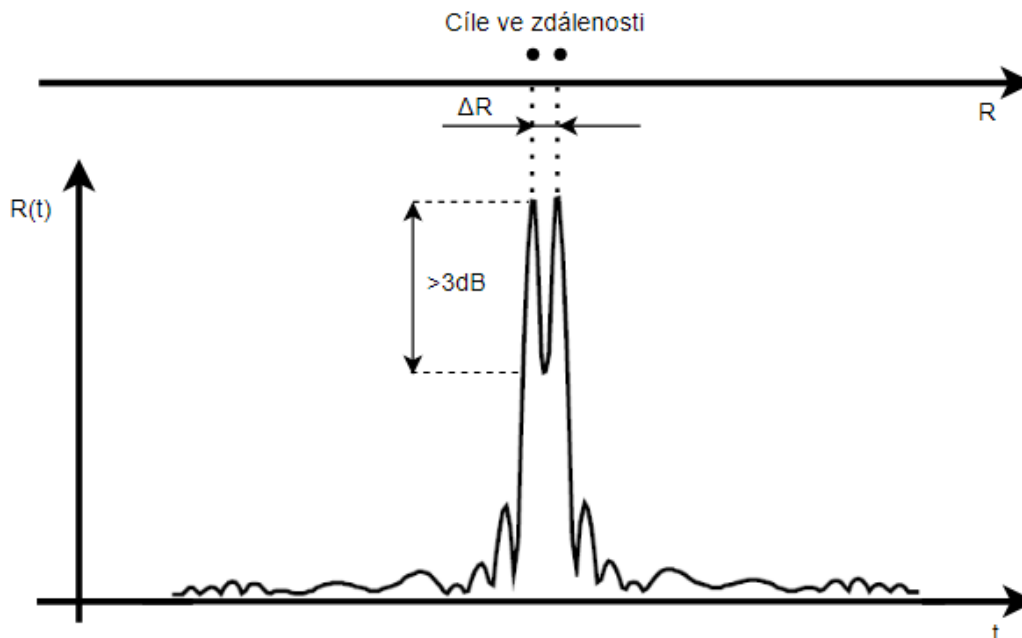
Lze tedy shrnout, že změnou délky nemodulovaného pulzu v čase můžeme jednoduše nastavovat rozlišovací schopnosti radaru v dálce. U nemodulovaných pulzů je rozlišení v dálce dáno vztahem (1.4),

$$\Delta R = \frac{c \cdot \tau_p}{2} = \frac{c}{2 \cdot BW}, \quad (1.4)$$

kde BW - šířka pásma signálu.

Rozlišovací schopnost v dálce se bere jako schopnost rozlišit dva totožné blízké cíle v dálce. Prakticky se jedná o nejmenší možnou vzdálenost, kdy je radar stále schopen rozeznat dva předměty v radiální vzdálenosti od sebe, taktéž známá jako rozlišovací buňka radaru v dálce.

Tato vlastnost je dobře vidět na korelačních funkcích přijatých signálů od dvou shodných blízkých cílů – Obr. 5, které musí mít propad ve výkonu mezi dvěma cíli alespoň 3 dB, aby bylo možné spolehlivě rozeznat dva cíle od sebe.



Obr. 5 – Rozlišovací schopnost radaru v dálce

Tento 3dB propad je dán šířkou hlavního laloku korelačních funkcí τ_{ef} , kterou u signálů bez vnitropulzní modulace můžeme nastavovat změnou jejich délky (1.5),

$$\tau_p = \tau_{ef} \cdot \quad (1.5)$$

Výše uvedené závěry vybízí dělat pulzy co možná nejužší. Jak ale bylo zmíněno v předchozí kapitole, tak pro zachování stejného středního výkonu by bylo zapotřebí neustále zvyšovat vysílací výkon. To by bylo hardwarově i cenově velice obtížné, a proto se využívají signály s vnitropulzní modulací, které dokážou dosáhnout požadované rozlišovací schopnosti i při výrazně delších pulzech [1].

Signály s vnitropulzní modulací

Důležitou vlastností signálů s vnitropulzní modulací je schopnost měnit rozlišovací schopnost v dálce bez nutnosti měnit délku vysílaného pulzu či samotného vysílaného výkonu. To je umožněno využitím různých druhů vnitropulzních modulací, kterými mohou být signály modulovány. Jelikož můžeme měnit šířku svazku autokorelační funkce beze změn délky pulzu, tak nám zde přestává platit poměr v (1.5), tudíž můžeme tento pulz označit za expandovaný a jeho přizpůsobenou filtrací za kompresi pulzu [1]. Pro tento účel se zavedla veličina s názvem kompresní poměr (1.6), která vyhodnocuje poměr mezi šířkou

hlavního laloku u odezvy přizpůsobeného filtru modulovaného a nemodulovaného pulzu. [1]

$$\rho = BW \cdot \tau_p = \frac{\tau_p}{\tau_s}, \quad (1.6)$$

kde τ_s - délka subpulzu modulací.

Díky kompresnímu poměru můžeme určovat, o jak moc jsme schopni dosáhnout lepšího rozlišení a přesnosti v dálce oproti nemodulovanému pulzu. Nicméně, navyšováním kompresního poměru se prodlouží délka zpracování signálu a výpočetní náročnost. Je tím pádem důležité najít kompromisy mezi rozlišovací schopností a náročností zpracování.

Jednou z nejpoužívanějších vnitropulzních modulací je lineární frekvenční modulace (Linear Frequency Modulation-LFM). Většina frekvenčních modulací má malou náchylnost na Dopplerův posun. To jest rychlost poklesu odezvy autokorelační funkce i změnou jejího tvaru je téměř lineární. Tato problematika bude podrobněji diskutována v kapitole 1.4.4.

LFM je charakterizována lineárním průběhem změny frekvence nosné v průběhu času (1.7) [1]. Nosná frekvence se během pulzu zvyšuje nebo snižuje lineárně.

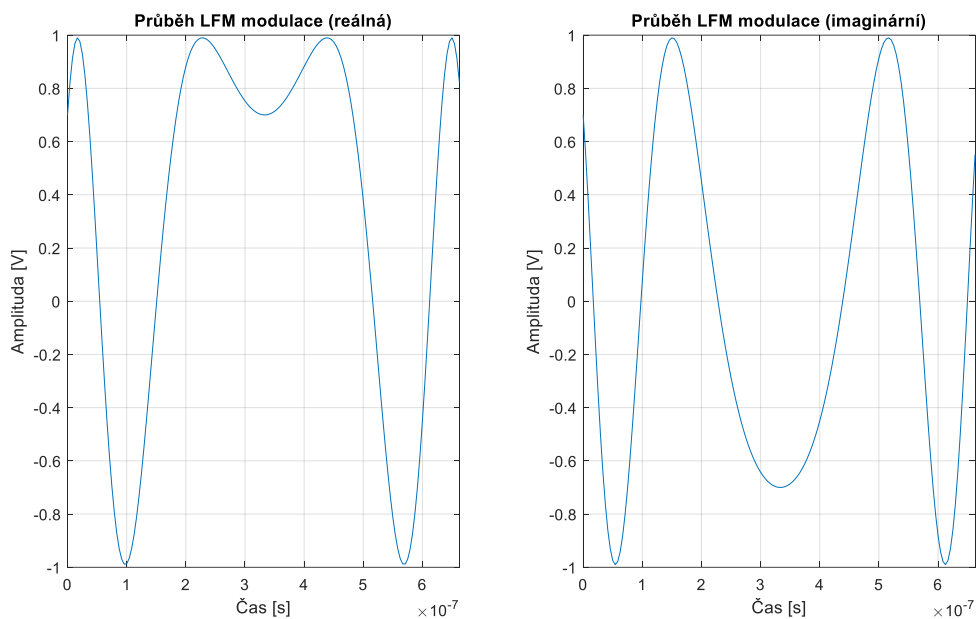
$$f(t) = -\frac{\Delta f}{2} + \Delta f \frac{t}{\tau_p}, \quad (1.7)$$

kde Δf - frekvenční zdvih,
 t - čas.

Průběh LFM signálu je vizualizován na Obr. 6 podle vztahu (1.8). Z Obr. 6 je patrné, že amplituda vysílaného signálu je konstantní.

$$s(t) = A \cdot e^{-j\pi \Delta f \left(\frac{t^2}{\tau_p}\right)}, \quad (1.8)$$

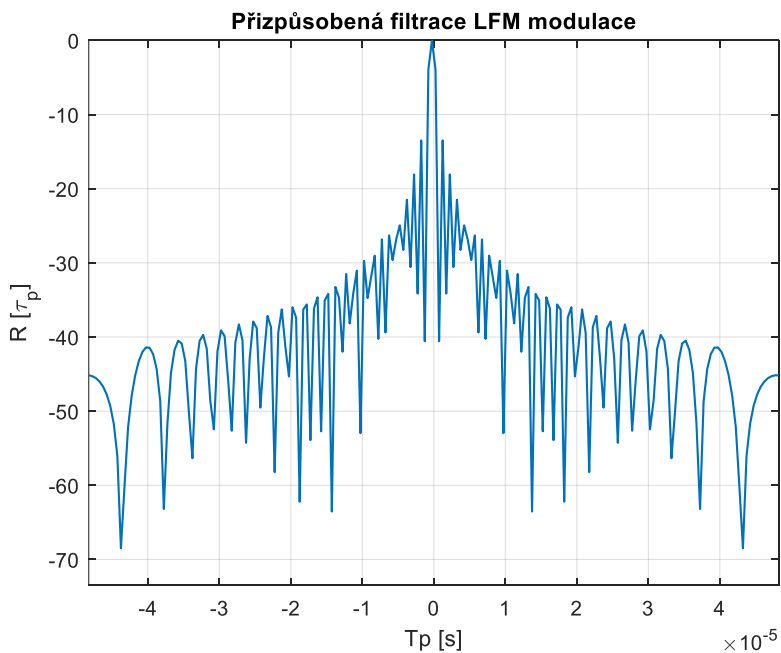
kde A - amplituda.



Obr. 6 – Průběh modulace LFM

U této modulace má hlavní lalok její autokorelační funkce šířku rovnou $\frac{1}{\Delta f}$. Tím můžeme pouhou změnou frekvenčního zdvihu modulace měnit rozlišovací schopnost při stejné délce pulzu (trvání pulzu v čase).

Nevýhodou této modulace je, že její autokorelační funkce má relativně malý odstup postranních laloků kolem 13,5dB – Obr. 7.



Obr. 7 – Autokorelační funkce LFM

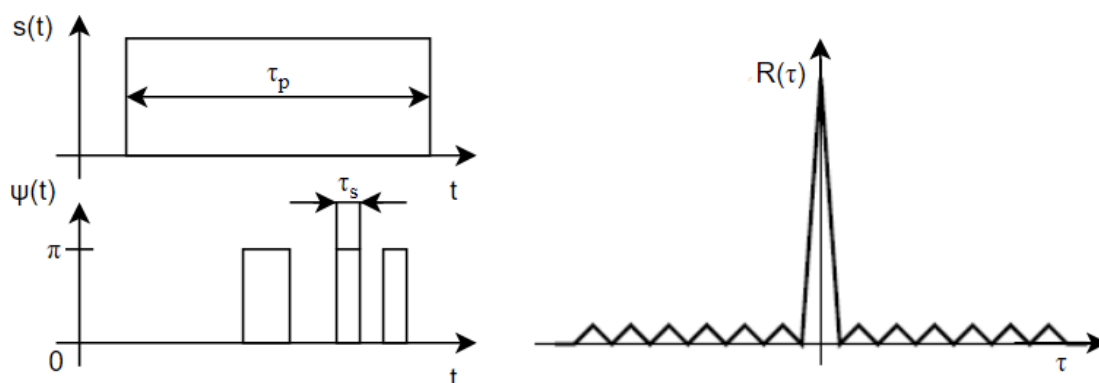
Tuto nevýhodu lze potlačit použitím váhování. Využitím váhovacích oken, které představují nepřizpůsobenou filtraci signálu se zlepší odstup postranních laloků, ale za cenu širšího hlavního laloku a ztrátami samotnou filtrací. To ovšem vede i k určité ztrátě přijatého výkonu, jelikož váhování představuje ořez amplitudy signálu na krajích pulzu. Tyto problémy opět vedou k nutnosti kompromisu. Je možné také použít místo váhování nelineární frekvenční modulaci (NonLinear Frequency Modulation-NLFM), která je schopná ovlivňovat autokorelační funkci napřímo, ale signál z ní je více náchylný na Dopplerův posun.

Další hojně využívanou modulací je binární fázová modulace. Prakticky tyto modulace vznikají aproximací frekvenčních modulací a binárních kódů. Tyto kódy lze rozdělit podle jejich vlastností (kódy perfektní s minimální úrovní postranních laloků, s maximální úrovní postranních laloků, se zpětnovazební strukturou) [1]. Změny fáze jsou v násobcích času τ_s , samotný pulz je rozdělen do N segmentů podle délky dotyčného kódu. Obvykle v kódu hodnota 1 určuje změnu fáze signálu o hodnotu π – Obr. 8. Dále budou popisovány jen hojně využívané Barkerovy kódy.

Barkerovy kódy náleží do skupiny perfektních kódů s nejmenší možnou úrovní časově postranních laloků. Barkerových kódů je známo 9 – Tabulka 1, kde nejdelší z nich dosahuje délky 13.

Tabulka 1 – Barkerovy kódy

N	$\{c_n\}$	N	$\{c_n\}$
2	00	5	00010
2	01	7	0001101
3	001	11	00011101101
4	0010	13	0000011001010
4	0001		



Obr. 8 – Subpulzy otáčející fázi s autokorelační funkcí pro kód Barker 13

1.3 Anténní subsystém

Antény primárních radiolokátorů můžeme v současnosti rozdělit do dvou kategorií, a to buď do dříve hojně používaných jednoprvkových (reflektorové, parabolické, ...), nebo v dnešní době převládajících typů tvořených z více anténních elementů rozprostřených v anténním poli (řadě).

Jednoprvkové antény byly historicky prvními používanými typy radarů ve 20. století [3]. Jedním z hojně využívaných byly typy reflektorové, které byly tvořeny například z paraboloidu (zrcadla) a primárního zářiče v jeho ohnisku, přes který byl signál vysílán či přijímán. Tento typ se využívá i v současnosti, například v anténách pro příjem televizního signálu nebo dosluhujících letištních primárních přehledových radarech [4]. Tyto antény vynikají svojí velkou směrovostí. Směrovost je veličina, která udává schopnost antény koncentrovat vyzářený výkon signálu do požadovaného směru přes vztah (1.9). [4] [5]

$$D = \frac{4\pi \cdot S_{\max}(R)}{P_{\text{celk}}} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |F(\theta, \varphi)|^2 \cdot \sin(\theta) d\theta d\varphi} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_g, \quad (1.9)$$

kde $S_{\max}(R)$ - maximální hodnota vyzařovaného výkonu ve vzdálenosti R ,

P_{celk} - celkový vyzařovaný výkon,

$|F(\theta, \varphi)|^2$ - výkonová anténní charakteristika (θ -elevace, φ -azimut),

λ - vlnová délka $\lambda = \frac{c}{f}$,

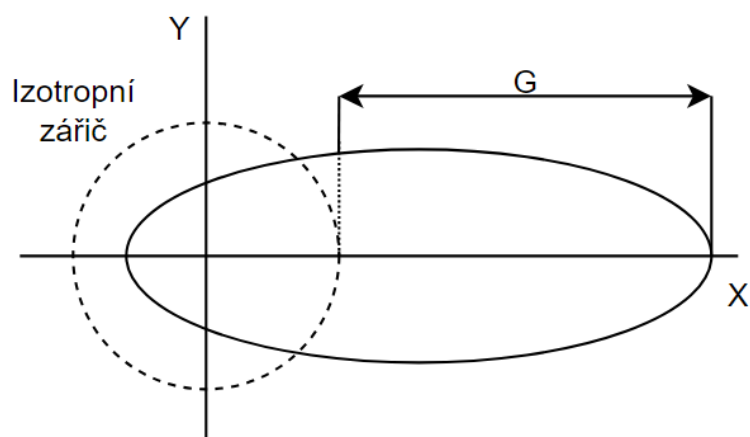
A_g - geometrická plocha antény.

Ovšem anténa není dokonalá a mohou na ní vznikat ztráty (impedanční nepřizpůsobení, materiálové ztráty atd.). Proto je definována jejich účinnost η , kterou když dosadíme do rovnice (1.9), vznikne definice velmi důležité veličiny pro radiotechniku, a to zisk antény (1.10).

$$G = \eta \cdot D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_g \cdot \eta = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef}, \quad (1.10)$$

kde A_{ef} - efektivní plocha antény.

Zisk se dá také definovat pomocí izotropického (všesměrového) zářiče – Obr. 9, přes rozdíl velikosti vyzařovaného výkonu hlavním svazkem směrové antény oproti vyzářenému výkonu do téhož směru izotropickým zářičem.



Obr. 9 – Vizualizace zisku antény pomocí izotropického zářiče

I přes tuto výhodu v podobě vysoké směrovosti se tento typ antén potýká s několika problémy. Jedním z nich je velikost a tvar postranních vyzařovacích laloků, které se těžko u těchto typů potlačují a modifikují. Dále nevýhodu spatřuji v pomalém prohledávání prostoru, kde se využívá jenom jeden svazek na prohledávání, který prostor prohledává prostřednictvím mechanického otáčení celé antény radaru, z důvodu neschopnosti elektronicky vychylovat svůj hlavní anténní svazek. Navíc využití mechanického otáčení anténního systému s sebou přináší nutnost aplikace nákladné rotační spojky a s ní spojené nutnosti údržby celého mechanismu.

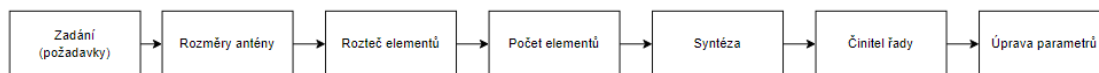
Tyto nedostatky lze odstranit využitím soustavy s více anténními elementy známými pod pojmem anténní řada. V minulosti byla tato metoda z technologických i finančních důvodů velmi obtížně dosažitelná, ale s dnešním rozvojem technologií se tyto typy antén radarů staly více dostupné a často využívané.

Anténní řada se primárně dělí podle jejího typu napájení (řízení). Dělení je následující. Fázové dělení, kde se napájí (řídí) jednotlivé elementy stejně silným signálem (stejná amplituda), ale pro každý element má signál jinou fázi. Tím se může nastavovat směr (vychýlení) vyzařování vyzařovací charakteristiky celého systému. Tím jsme schopni elektronicky bez mechanické pomoci prohledávat prostor. Dalším je amplitudové dělení, kde měníme amplitudu napájecího signálu na jednotlivých prvcích anténního systému. Tím jsme schopni modifikovat šířku hlavního anténního svazku a odstup a tvar postranních laloků, ovšem bez možnosti vychylovat osu hlavního svazku. Proto se obvykle v soudobých systémech používá kombinace obou přístupů najednou, tedy pomocí rozložení amplitud na apertuře antény se nastaví optimální požadovaný tvar anténního svazku, který se pak následně fázovými posuvy vychyluje.

Anténní soustavy lze též dělit podle geometrického rozpoložení jednotlivých anténních elementů v anténním poli. Jedním ze základních uspořádání anténních prvků je tedy lineární anténní řadou (Uniform Linear Array-ULA) – Obr. 13, kde jsou prvky rozmístěny za sebou se stejnou roztečí v jedné přímce. Druhým hojně využívaným uspořádáním je uniformní plošné anténní pole (Uniform Rectangular Array-URA) – Obr. 14. Elementy nemusí být

rozložené jen lineárně, ale také mohou být rozloženy neekvidistantní v rovinném nebo komfortním anténním poli, tyto varianty ale nejsou využívány v této diplomové práci [6]. V následující části bude podrobněji popsán teoretický návrh lineární anténní řady ULA.

Při návrhu anténní řady se postupuje podle kroků, které jsou vyobrazeny na Obr. 10. [6]



Obr. 10 – Vývojový diagram pro návrh anténní řady

Na začátku se stanoví požadavky na úhel pokrytí prostoru a zda se bude vyzařovací charakteristika (svazek) vychylovat a o jaký maximální úhel. Dále se stanoví používaná frekvence a požadavky na rozlišovací schopnost v úhlu jak pro horizontální, tak i vertikální směr (azimut a elevaci).

Následně se vypočítají předběžné rozměry antény s využitím vztahu (1.11).

$$D_{\varphi} = \frac{k\lambda}{\Delta\varphi}, \quad (1.11)$$

kde $\Delta\varphi$ - rozlišovací schopnost v azimutu (elevace),

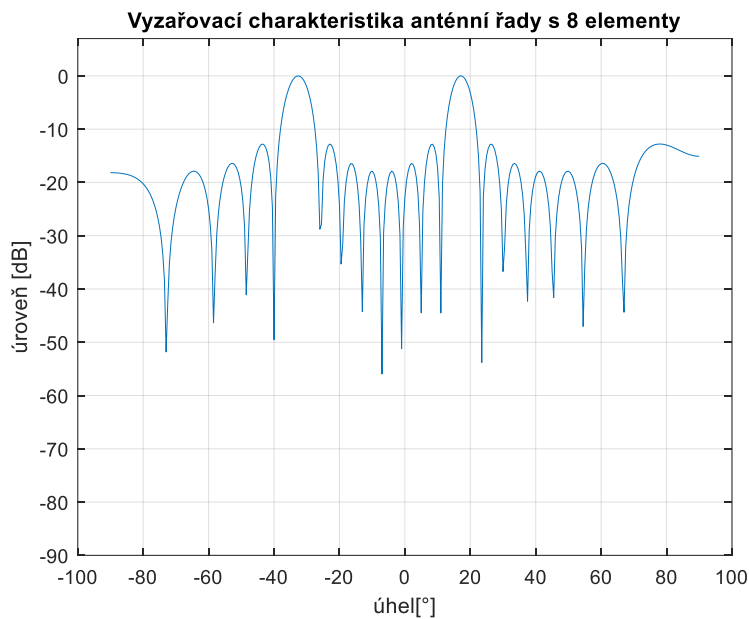
k - konstanta nabývající hodnot (60-70), volí se podle amplitudového rozložení.

Poté se určuje rozteč mezi jednotlivými elementy (1.12). Tato rozteč zaručuje zamezení tvorby difrakčních laloků v požadovaných úhlech vychýlení – Obr. 11.

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{1 + \sin(\varphi_{\max}) + \sin(2\varphi_{3dB})}, \quad (1.12)$$

kde φ_{\max} - maximální vychylovací úhel charakteristiky,

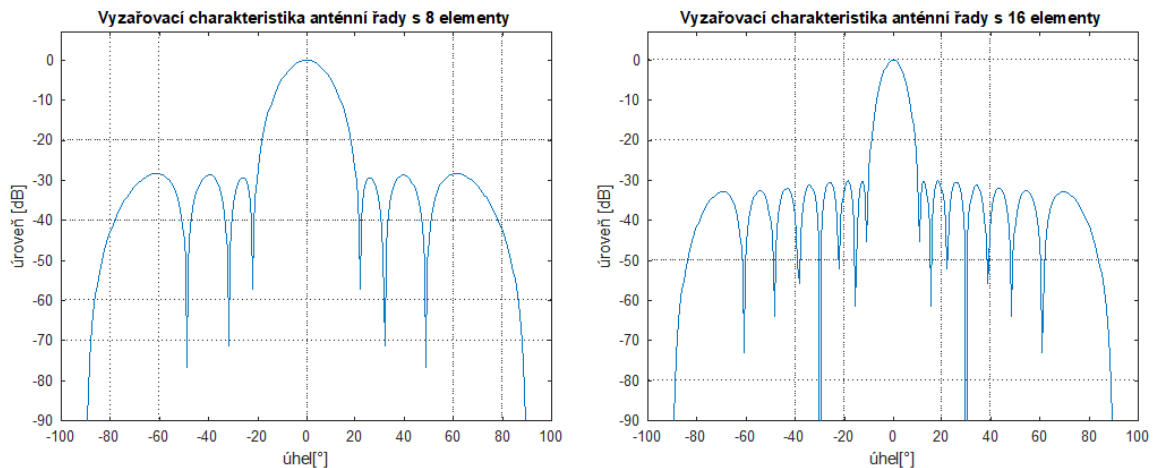
φ_{3dB} - šířka hlavního svazku.



Obr. 11 – Tvorba difrakčního laloku (vlevo) při rozestupu mezi elementy $d=1,2 \lambda$

Tato vzdálenost také hraje významnou roli ve fázových metodách určení směru příchodu signálu, kde je tato vzdálenost snížena nejlépe pod hodnotu $d = \frac{\lambda}{2}$, která zaručujeme jednoznačnost výpočtu směru příchodu signálu až do rozsahu úhlů $\pm 60^\circ$, bez výskytu difrakčních laloků.

Prostým vydělením velikosti antény D_φ roztečí elementů d můžeme určit, kolik bude prvků v anténní řadě bude potřeba. Ovšem tyto hodnoty jsou předběžné a můžeme změnit velikost antény i rozteče a přidat víc elementů, než bylo plánováno, což vede ke zlepšení vyzařovací charakteristiky zejména šířky hlavního laloku lepší možnosti tvarování postranních laloků – Obr. 12. Nevýhodou je nutnost využívat většího počtu bloků přijímač/vysílač a od určitého počtu prvků již jejich navyšování nepředstavuje zásadní zužování hlavního anténního svazku.



Obr. 12 – Vyzařovací charakteristika anténní řady

Následně se provádí syntéza, jejímž cílem je určení rozložení amplitud fází na jednotlivých elementech anténní řady. Prostřednictvím syntézy jsme schopni upravit anténní charakteristiku podle naší potřeby, ať už zvětšení odstupů postranních laloků, tak i modifikace šířky hlavního anténního svazku. Existuje celá řada metody syntézy anténní řady, ze kterých se nejčastěji používají: rovnoměrné rozložení, trojúhelníkové rozložení, Taylorova syntéza, Fourierova syntéza a Dolph-Chebyshevova syntéza [6].

Na základě znalosti amplitudy a fáze signálu na dílčích anténních elementech, které jsme obdrželi syntézou anténní řady, lze vypočítat činitel anténní řady, který popisuje směrové vlastnosti řady. Vypočítá se pomocí vztahu (1.13) pro anténní řadu z Obr. 13.

$$f_r(\varphi) = \frac{1}{C} \sum_{n=1}^N A_n e^{-j\psi_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin(\varphi)}, \quad (1.13)$$

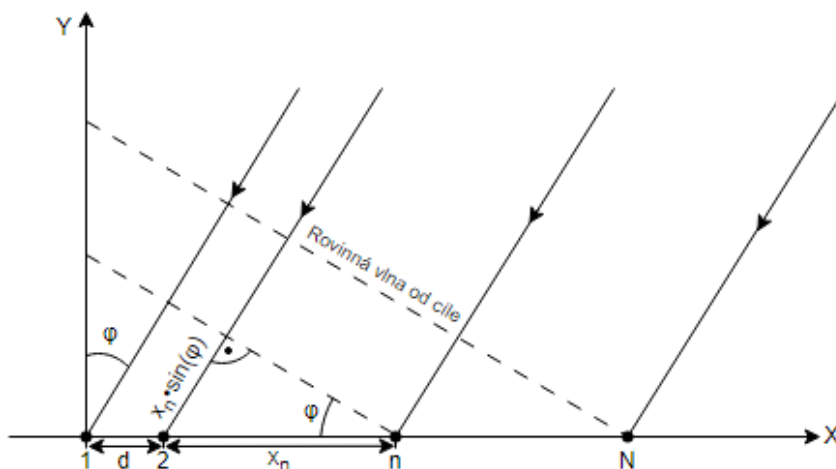
kde C - normalizační konstanta,
 A_n - amplituda signálu na n -tém elementu,
 ψ_n - fáze signálu na n -tém elementu,
 x_n - rozteč přes n elementů $x_n = n \cdot d$.

K získání charakteristiky celé řady je zapotřebí tento činitel vynásobit s vyzařovací charakteristikou jednoho elementu (antény), kterou mají všechny elementy stejnou (1.14) [7].

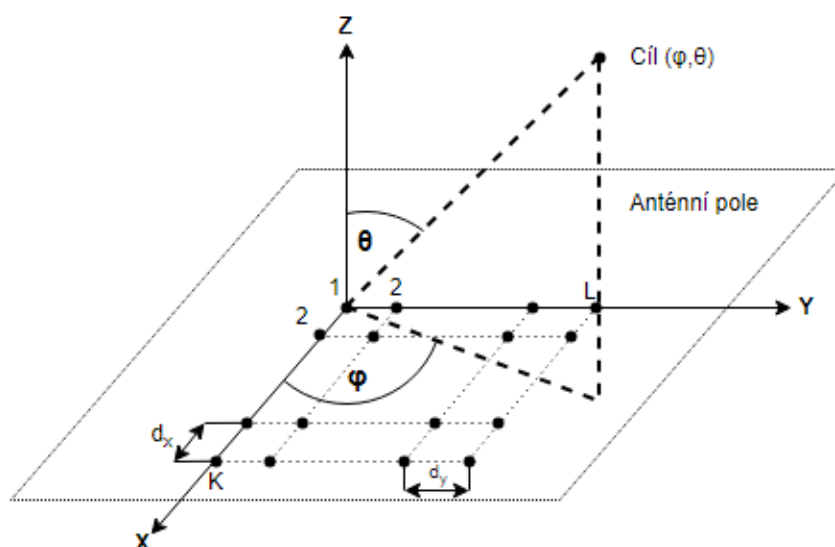
$$f_{řady}(\varphi) = f_r(\varphi) \cdot f_0(\varphi), \quad (1.14)$$

kde $f_0(\varphi)$ - vyzařovací charakteristika jednoho elementu řady.

Tímto nám vznikne vyzařovací charakteristika celé řady, pokud nevyhovuje našim požadavkům, měníme její parametry, dokud nejsme spokojeni.



Obr. 13 – Rozložení anténních elementů ve formě ULA



Obr. 14 – Rozložení anténních elementů ve formě URA

1.4 Radarový signál odražený od cíle

Jak bylo zmíněno v kapitole 1.1, primární radar zpracovává signály, které byly odraženy od různých objektů (cílů). To mohou být například nechtěné odrazy od samotného prostředí (hory, mraky, stromy, budovy, déšť, ...), odborně se těmto nežádoucím odrazům říká „clutter“ nebo odrazy od žádoucích cílů. Při odrazu se parametry signálu mění podle vlastností cíle, například podle jeho velikosti efektivní odrazné plochy, radiální rychlosti, vzdálenosti od radaru a podobně. V této kapitole budou tyto vlastnosti podrobněji popsány.

1.4.1 Efektivní odrazná plocha cíle

První z důležitých vlastností cíle je takzvaná efektivní odrazná plocha cíle (Radar Cross Section-RCS), která nám udává efektivní plochu, od které se naše vysílaná vlna odráží, odborně popisováno jako radarové echo cíle. Velikost RCS se dá vyjádřit pomocí rovnice (1.15). [8]

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left(4\pi R^2 \frac{|E_o|^2}{|E_v|^2} \right), \quad (1.15)$$

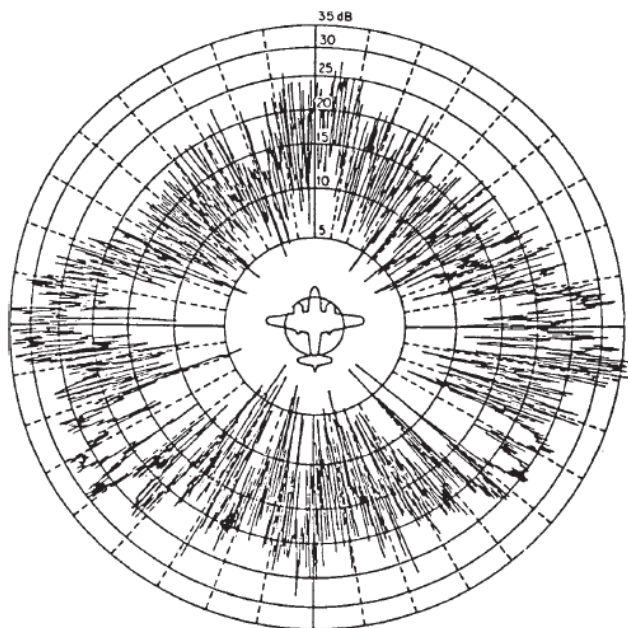
kde E_o - amplituda intenzity odraženého signálu,

E_v - amplituda intenzity vyslaného signálu

R - vzdálenost cíle.

Je vidět, že se primárně jedná o poměr hustoty výkonu dopadajícího a odraženého signálu od cíle, přičemž signál může být jen částečně odražen od cíle či být částečně cílem pohlcen. Hodnota parametru σ také závisí na azimutu i elevaci (obecně natočení cíle vůči vyslané vlně), tak i polarizaci vlny, nosné frekvenci i tvaru a materiálu, ze kterého je cíl tvořen. Což

vytváří z RCS velmi proměnou až zcela náhodnou veličinu. RCS obvykle nepředstavuje skutečnou plochu cíle a nemusí být úměrná jeho rozměrům – Obr. 15.



Obr. 15 – Naměření hodnoty RCS pro bombardér B-26 [8]

Díky znalosti průběhu RCS různých objektů je také možné tyto cíle při jejich detekcích od sebe navzájem rozlišovat. To by ale vyžadovalo mít kompletně zdokumentované chování RCS pro všechny možné směry vysílání u různých cílů, což by bylo velice cennou, ale i náročnou procedurou na realizaci. Proto se velmi často namísto toho využívá třídění cílů podle míry fluktuace odraženého signálu. Toto třídění označujeme jako Swerlingovo rozdělení.

Jedno z odvětví, kde se při konstrukci zařízení velmi dbá na hodnoty RCS, jsou letouny typu stealth, kde je snaha o dosažení co nejmenších hodnot RCS. To je docíleno jak tvarem, tak materiálem letounu, který signál dokáže utlumit či ho odrazit do různých směrů, a tím se stát v určitém směru a frekvenčním pásmu zcela nedetekovatelným.

1.4.2 Vliv pohybu cíle

Dalším vlivem, který má za následek změnu parametrů odraženého signálu, je pohyb samotného cíle. Při radiálním pohybu cíle vůči radaru začne být signál ovlivňován Dopplerovým posuvem.

Dopplerův posuv je jev, kdy radiálně se pohybující cíl mění frekvenci od něj odraženého signálu. Prakticky se tento jev dá popsat pomocí vln na hladině vody. Když se bude objekt na vodní hladině pohybovat, tak kolem sebe bude vyvolávat vlny, přičemž se ve směru pohybu budou vlny tvořit víc u sebe z důvodu pohybu objektu směrem k nim a zmenšovat tak prostor mezi vlnami. Tento zmenšující se prostor můžeme přirovnat v radarové technice k vlnové délce λ , která se bude zmenšovat a podle jejího vzorce z kapitoly 1.3 se bude frekvence signálu zvětšovat ve směru pohybu cíle a v opačném zmenšovat.

Tato frekvenční změna se dá promítnout také jako fázové zpoždění signálu, které se mezi vyslanou a přijatou vlnou objeví (1.16).

$$\varphi_d = 2\pi \frac{R \cdot f_v}{c}, \quad (1.16)$$

kde f_v - vysílaná frekvence.

Touto rovnicí se popisuje fázové zpoždění v určité vzdálenosti, ale cíle se v prostoru pohybují, a tím pádem musíme do rovnice zahrnout změnu vzdálenosti v čase (1.17)

$$\omega_d = \frac{d\varphi_d}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{dR}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} v_R, \quad (1.17)$$

kde v_R - radiální rychlost cíle.

Hodnota radiální rychlosti se také může vyjádřit pomocí následujícího vztahu přes posun frekvence (1.18),

$$v_R = \frac{f_d \cdot \lambda}{2} \Rightarrow f_d = 2 \frac{v_R}{\lambda} = 2 f_v \frac{v_R}{c}. \quad (1.18)$$

Cíl se však může pohybovat v různých směrech nejen přímo k radaru. Přidáním tohoto poznatku můžeme vytvořit obecnou rovnici pro výpočet Dopplerova posunu frekvence (1.19),

$$f_d = 2 f_v \frac{v_R}{c} \cdot \cos \theta_m, \quad (1.19)$$

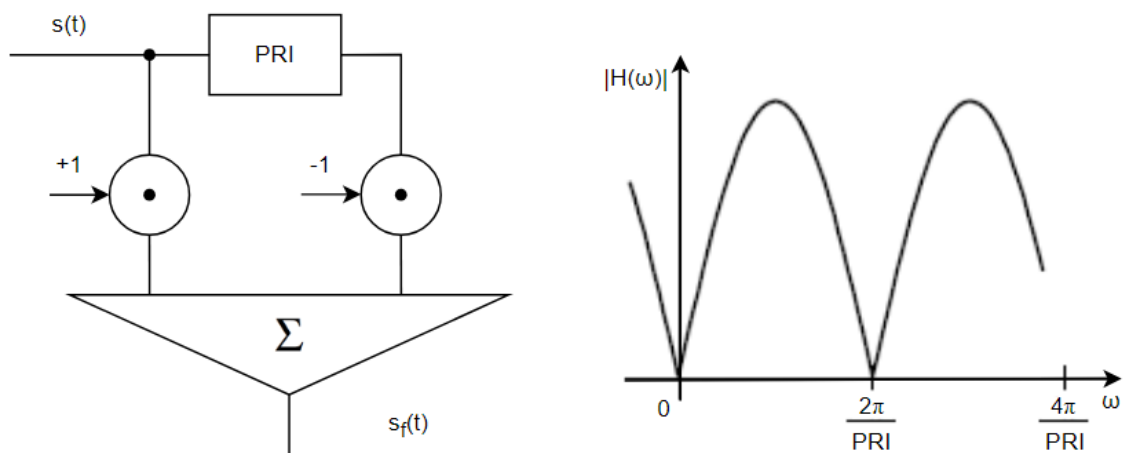
kde θ_m - úhel mezi vysílaným (přijímaným) signálem a směrem pohybu cíle.

Díky tomuto jevu jsme schopni získávat informace o rychlostech cílů, což je jedna z velmi užitečných informací, díky které jsme schopni rozlišovat pohyblivé cíle od statických. To se v radarech využívá k filtrování signálu, kde se oddělují zájmové pohyblivé cíle od nežádoucího clutteru (vegetace, mraky, budovy, ...).

1.4.3 Slepé rychlosti

Jak bylo zmíněno na konci předchozí kapitoly, jsme schopni rozlišovat rychlosti cílů pomocí jejich Dopplerovu posunu a následně tyto cíle rozdělit podle jejich radiální rychlosti a filtrovat je podle ní. Tomuto typu dopplerovského zpracování se říká identifikace pohyblivých cílů (Moving Target Indication-MTI).

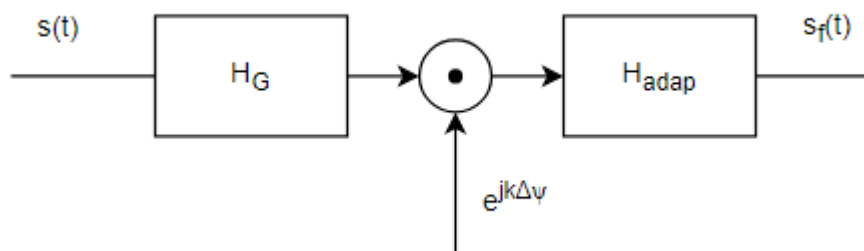
MTI se využívá pro detekce jen pohyblivých cílů, což znamená, že se používají filtry (pásmové zádrže), které omezí signály s určitou rychlostí či s nulovým Dopplerovým posuvem, například terén. Jednoduchá struktura MTI filtru je na Obr. 16 s jeho amplitudovou charakteristikou.



Obr. 16 – Struktura MTI filtru s jeho amplitudovou charakteristikou

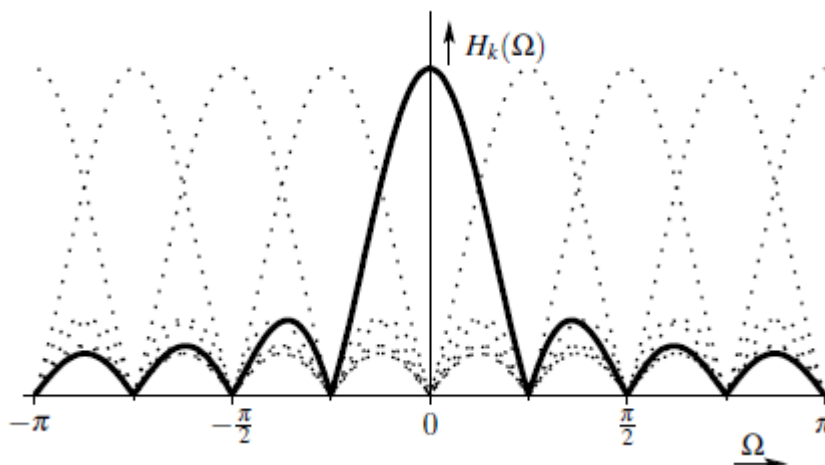
Jak je vidět z amplitudové charakteristiky na Obr. 16, filtr potlačuje signály s určitou periodou, která je dána násobky $\frac{2\pi}{PRI}$, což v těchto oblastech vede k nejednoznačnému určování těchto rychlostí. Tyto rychlosti se nazývají slepé rychlosti.

Díky tomuto zpracování jsme schopni detekovat i cíle, které byly zakryté v pozadí silnějších odrazů, například deště (mraky) [1]. U těchto přírodních jevů mohou ale nastávat různé stavy rychlostí, které nelze filtrovat prostřednictvím jedné konstantní rychlosti, proto se využívají adaptivní MTI (Adaptive Moving Target Indication-AMTI). Tyto filtry jsou řešeny pomocí kaskádního zapojení dvou filtrů, kde první je normální MTI filtr pro nulový Dopplerův posuv a druhý je následně adaptivně posouván na Dopplerovy frekvence rušivých cílů Obr. 17.



Obr. 17 – Struktura AMTI filtru kaskádně

V oblasti Dopplerova signálového zpracování je nejdokonalejším typem detekce pohyblivých cílů (Moving Target Detection-MTD). U tohoto typu zpracování je přijímaný signál dělen pomocí banky filtrů (pásmových propustí) na několik subpásem, kde se zúží jejich šířka pásma pro zlepšení odstupu signálu od šumu [1].



Obr. 18 – Amplitudová charakteristika banky MTD filtrů [1]

Díky těmto zpracováním jsme schopni bez velkých obtíží filtrovat nežádoucí cíle (rychlosti) či se přímo rovnou zaměřovat na konkrétní skupiny cílů (rychlostí).

1.4.4 Funkce neurčitosti

Dopplerovský posun také napřímo ovlivňuje rozlišovací schopnosti radaru při měření radiálních vzdáleností a rychlostí cíle. Pro měření vzdálenosti se obvykle využívá postupu označovaného jako přizpůsobená filtrace, který bude podrobněji popsán v kapitole 1.5.2, Základním principem je korelace přijímaného signálu s jeho vysílanou replikou.

Avšak některé druhy využívaných radarových signálů jsou více ovlivňovány (náchylnější) na Dopplerovský posun než jiné. To znamená, že při vzrůstající rychlosti cíle se začne přijímaný signál od daného cíle víc a víc odlišovat od jeho původního vysílaného tvaru. Což může mít za následek, že se cíl jeví menší (s menší efektivní odraznou plochou) nebo v jiné vzdálenosti, než ve skutečnosti je. Tuto náchylnost signálů je možné vyjádřit prostřednictvím funkce neurčitosti.

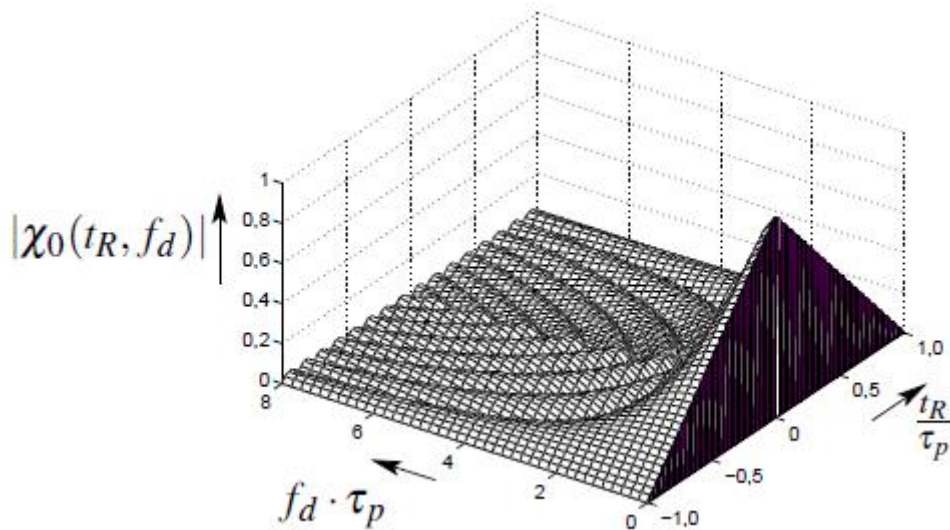
Funkce neurčitosti je tvořena odezvou přizpůsobeného filtru (či nepřizpůsobeného filtru) pro signál, který je ovlivňován různou velikostí Dopplerovského posunu. Je možné jej počítat v časové (1.20), tak i frekvenční oblasti (1.21) [1].

$$\chi_0(t_r, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} a^*(t_r - t) a(t) e^{j2\pi f_d t} dt, \quad (1.20)$$

$$\chi_0(t_r, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} A^*(f) A(f - f_d) e^{j2\pi f t_r} df, \quad (1.21)$$

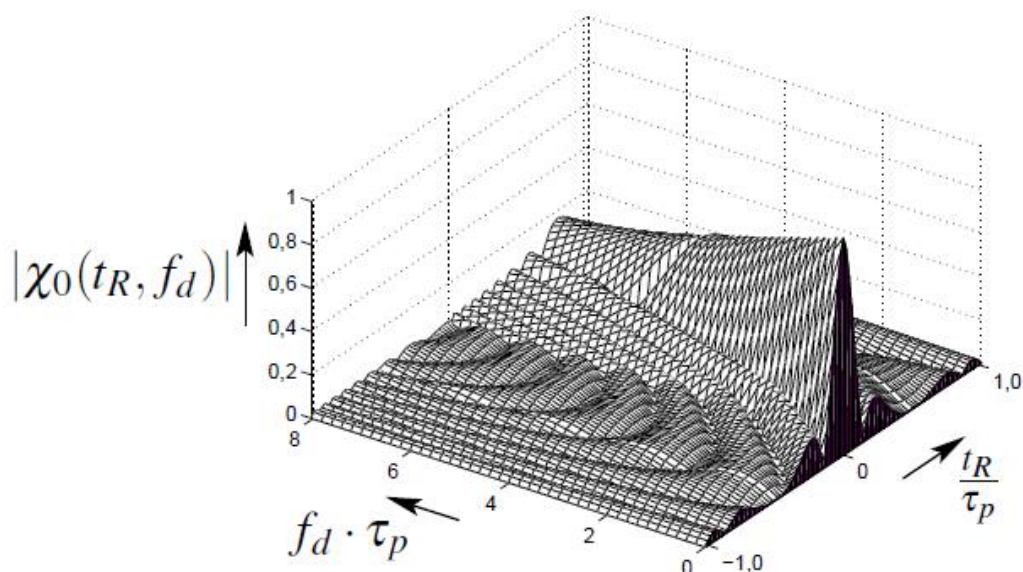
- kde t_r - časové zpoždění signálu,
 a - průběh komplexní obálky impulzu,
 A - spektrum impulzu,
 $*$ - komplexní sdružení.

Na Obr. 19 je vidět funkce neurčitosti obdélníkového pulzu bez vnitropulzní modulace. Při nulovém Dopplerově posunu můžeme vidět normální autokorelační funkci obdélníku, ale s narůstajícím posunem frekvence (rychlosti) je vidět, jak její maximum (hlavní lalok) velmi strmě klesá, ale zůstává stále na středu. Z čehož vyplývá, že autokorelační funkce těchto cílů bude značně slabší, což bude vést k náročnějším detekcím, ale díky stálosti jejich maxima zde nebude nastávat odchylka v měření jejich radiální vzdálenosti.



Obr. 19 – Funkce neurčitosti obdélníkového pulzu [1]

Obr. 20 zase ukazuje funkci neurčitosti pulzu s vnitropulzní LFM modulací. Na první pohled oproti pulzu bez vnitropulzní modulace maximum autokorelační funkce klesá o dost pomaleji, ale zároveň se mění poloha jejího maxima. Tato změna polohy je vnímána následně při měření radiální vzdálenosti jako chyba, s kterou radar určil vzdálenost. Ovšem tento posun maxim je pro LFM takřka lineární a je tak možné ji jednoduše kompenzovat. Díky tomu je tato vnitropulzní modulace hojně využívána v systémech, ve kterých se využívá dopplerovské zpracování.



Obr. 20 – Funkce neurčitosti LFM [1]

1.4.5 Radarová rovnice dosahu

Pokud známe základní parametry využívaného anténního subsystému a našich zájmových radarových cílů, jsme schopni určit pro tyto dané cíle dosah, v jakém je radar bude schopen zachytit. Tato vzdálenost se určí pomocí rovnice dosahu, která vychází z radarové rovnice.

Radarová rovnice pojednává o vztahu vyslaného a přijatého signálu. Nejprve se zaměříme na vlnu vysílanou z radaru do volného prostoru. Zde se budou uplatňovat především parametry antény a radarového systému jako celku, například vysílací výkon P_v , zisk G_v , který byl popsán v kapitole 1.3 a anténní amplitudová vyzařovací charakteristika f_v díky jejím směrovým vlastnostem. Dále nesmíme zapomenout na samotný rozptyl vlny v prostředí, který je kulového charakteru, což je úměrné $\frac{1}{4\pi R^2}$. Tím můžeme zjistit hustotu výkonu vyzařovaného signálu ve vzdálenosti R ve směru azimutu φ a elevace θ rovnicí (1.22).

$$S_v(R, \varphi, \theta) = P_v G_v \frac{f_v^2(\varphi - \varphi_0, \theta - \theta_0)}{4\pi R^2}, \quad (1.22)$$

kde φ_0, θ_0 - směr maxima charakteristiky.

Je zde ale nutné také zohlednit, že se vlna nešíří homogenním prostředím, ale různorodým prostředím, kde je signál tlumen. Útlumy tvořené různými jevy v atmosféře jsou zastoupeny v jednom koeficientu $L_{at}(R)$, který je závislý na vzdálenosti R a vliv odrazů od povrchu Země pomocí faktoru šíření $F(\theta)$. Po dosazení do (1.22) dostaneme vztah (1.23), kterým jsme schopni určit hustotu vyzářeného výkonu v určité vzdálenosti i směru.

$$S_v(R, \varphi, \theta) = P_v G_v \frac{f_v^2(\varphi - \varphi_0, \theta - \theta_0) F^2(\theta)}{4\pi R^2 L_{at}(R)}. \quad (1.23)$$

Tím jsme se dostali do stavu, kdy vlna putuje prostorem. Nyní se můžeme posunout do stavu, kdy se daná vlna odrazí od objektu zpět k radaru. Pro výpočet hustoty výkonu této vlny je využit vztah (1.24), kde veličina σ představuje efektivní odraznou plochu cíle z kapitoly 1.4.1.

$$S_o = S_v \frac{\sigma}{4\pi R^2}. \quad (1.24)$$

Opět pro odraženou vlnu platí stejné podmínky útlumu v prostoru jak pro vlnu vyslanou a po jejich dosazení vzniká vztah (1.25).

$$S_o = P_v G_v \frac{f_v^2(\varphi - \varphi_0, \theta - \theta_0) F^4(\theta) \sigma}{(4\pi)^2 R^4 L_{at}^2(R)}. \quad (1.25)$$

Tím se dostáváme do posledního stavu, kdy vlna dopadá zpět na samotný radar. Tento stav je vyjádřen rovnicí (1.26), kde se projeví opět parametry přijímacího anténního systému, jakými jsou jeho zisk G_p , vyzářovací anténní charakteristika f_p a ještě jeden nový parametr ve formě jeho efektivní přijímací plochy A_{ef} odvozené ze vzorce (1.10).

$$P_p = S_o A_{ef} f_p^2(\varphi - \varphi_0, \theta - \theta_0). \quad (1.26)$$

Po dosazení za zbylé činitele dostáváme velmi důležitý vztah v radarové technice, a to radarovou rovnicí (1.27).

$$P_p = P_v G_v G_p \frac{f_v^2(\varphi - \varphi_0, \theta - \theta_0) f_p^2(\varphi - \varphi_0, \theta - \theta_0) F^4(\theta) \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_{at}^2(R)}. \quad (1.27)$$

Radarový dosah je omezen potřebou dosažení určitého odstupů výkonu přijatého signálu od rušivého signálu, aby se dosahovalo požadované kvality detekce [1]. Tato potřeba je znázorněna podmínkou (1.28).

$$P_p > P_{\min}, \quad (1.28)$$

kde P_{\min} - minimální potřebný výkon pro kvalitní detekci.

Tento minimální výkon (1.29) se dá spočítat přes minimální potřebný odstup signál-šum $\frac{S}{N}$ a efektivní výkon šumu P_N na výstupu z antény pomocí šumových teplot systémů T_s a šířky přizpůsobeného filtru B_m .

$$P_{\min} = \frac{S}{N} P_N = \frac{S}{N} k T_s B_m, \quad (1.29)$$

kde k - Boltzmanova konstanta $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K.

Následně je nutné si stanovit $\frac{S}{N}$, pro jehož stanovení budeme vycházet z impulzního radaru (1.30). Požadovanou hodnotu odstupů je označována jako činitel detekovatelnosti D_0 a jeho hodnota vychází z typu fluktuace zájmového cíle (Swerling 1 až Swrling 4) a požadované úrovně pravděpodobnosti detekce cíle. Dále budeme brát v potaz možnost fluktuace (kolísání) úrovně signálu od cíle pomocí fluktuačních ztrát L_f . Tím, že se jedná o impulzní radar, který nevysílá kontinuální signál, ale sled pulzů, musíme tento fakt vyjádřit parametrem M , který udává počet integrovaných impulzů, které dopadají na cíl. To ovšem zapříčiňuje další ztráty, které označujeme jako integrační L_i , které vystihují to, že v praxi nelze vždy splňovat podmínky pro koherentní integraci všech pulzů a je nutné využít jiné, které nedosahují stejných integračních zisků. V neposlední řadě musí být uvažovány skenovací ztráty L_s , které vystihují fakt, že se detekovaný cíl nemusí nacházet v maximu vyzařovací charakteristiky po celou dobu příjmu pulzů v rámci PRI nebo přeběhu radaru.

$$\frac{S}{N} = \frac{D_0 L_f L_i L_s}{M}. \quad (1.30)$$

Do tohoto výpočtu se také musí zahrnout ztráty způsobené průchodem signálu přes přizpůsobený filtr L_m a v neposlední řadě musíme též uvažovat, že se průchodem signálu přes přizpůsobený filtr mění odstup signál-šum v kompresním poměru ρ zmíněném v kapitole 1.2.2, a tím dostaneme finální vztah pro určení minimálního potřebného odstupů signálu od šumu na přijímací části radaru (1.31).

$$\frac{S}{N} = \frac{D_0 L_f L_i L_s L_m}{M \rho}. \quad (1.31)$$

Dosazením do (1.28), a při zjednodušení, kdy uvažujeme výpočet maximálního dosahu jen v maximu vyzařovací charakteristiky vysílací a přijímací antény (často je využívána společná anténa pro vysílání i příjem), kdy můžeme zanedbat směrové charakteristiky f_v a f_p a se zanedbáním faktoru šíření F , dostáváme následující vztah pro minimální potřebný přijatý výkon (1.32).

$$P_p = P_v G_v G_p \frac{\sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R_{\max}^4 L_{at}(R_{\max})} = P_{\min} = \frac{D_0 L_f L_i L_s L_m k T_s B_m}{M \rho}, \quad (1.32)$$

kde po malé úpravě dostáváme vztah pro rovnici dosahu radaru pro zájmové cíle (1.33).

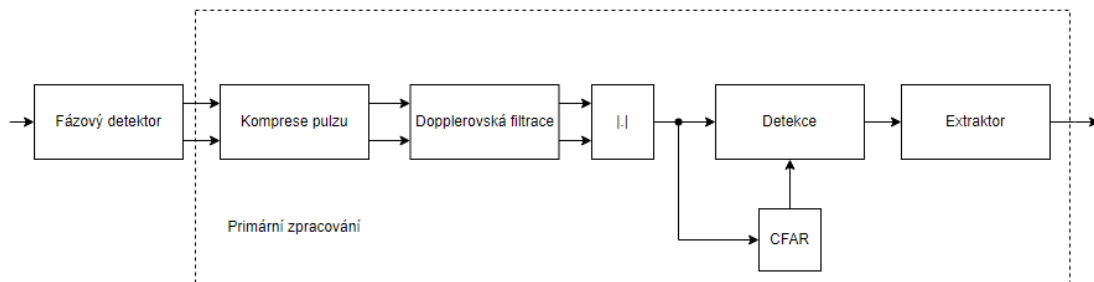
$$R_{\max}^4 L_{at} (R_{\max}) = \left(\frac{P_{stř} \cdot M \cdot PRI}{kT_s} \right) \cdot \frac{G_v G_p \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 D_0 L_f L_i L_s L_m}, \quad (1.33)$$

kde $P_{stř}$ - střední vysílaný výkon $P_{stř} = \frac{P_v \cdot \tau_p}{PRI}$.

1.5 Primární signálové zpracování

V předchozí kapitole byl kompletně popsán signál, který je na vstupu přijímací části radarového systému. Nyní je třeba tento signál v radaru zpracovat. Radarové zpracování se dělí na tři části – primární, sekundární a terciální. Z důvodů, že tato práce je zaměřená na práci s pulzním signálem během primárního zpracování koherentní anténní řady, se budeme v této kapitole zaměřovat výhradně na primární zpracování přijímaného pulzního signálu – Obr. 21.

Jako primární radarové zpracování jsou brány operace, které probíhají v rámci jedné otáčky (odběhu) radaru nebo několika sousedních odběhů [1] nebo definované doby pozorování vymezeného prostoru, označované jako interval koherentního zpracování (Coherent Processing Interval-CPI). Z velké části se v rámci primárního zpracování pracuje s komplexní obálkou signálu, která je tvořena soufázovou a kvadratickou složkou, která je získána při kvadratickém směšování přijatého signálu na mezifrekvenci. Tohoto směšování se využívá především z důvodů zpracování menších toků dat a potřeby méně složitých obvodů pracujících na nižších kmitočtech. Cílem primárního zpracování je minimalizovat vliv rušivých signálů a optimálně detekovat cíle.



Obr. 21 – Blokové schéma primárního zpracování radaru

Nejprve vzorky komplexní obálky procházejí přizpůsobeným filtrem, na jehož výstupu se dosahuje maximálního odstupu signál-šum, kde je většina signálu soustředěna do časového úseku kratšího, než byl pulz samotný, proto se často přizpůsobená filtrace označuje jako komprese pulzu. Toto označení platí především pro pulzní radarové signály s vnitropulzní modulací, kde využívaná šířka pásma je výrazně větší než šířka pásma samotného pulzu.

Další operací je Dopplerovská filtrace, která byla popsána v kapitolách 1.4.2 a 1.4.3, tudíž není třeba zde podrobně popisovat její účel, ale je nutné zmínit, že oproti kompresnímu

procesu, který pracuje přes jeden odběh, tak tento proces pracuje přes několik odběhů, jak je vizualizováno na Obr. 22.

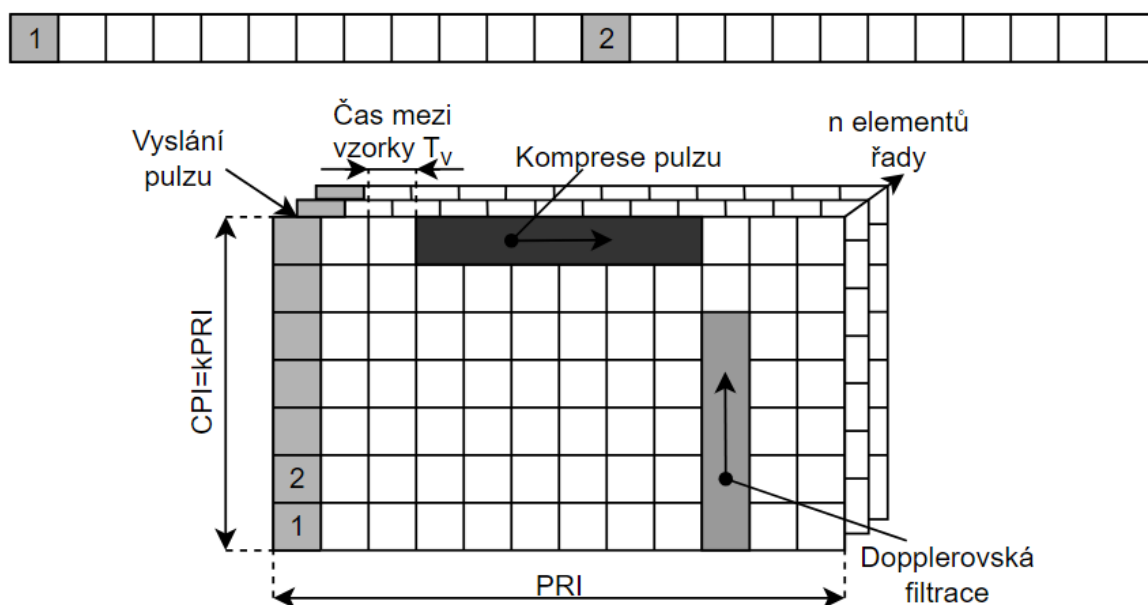
Poté se provádí samotná detekce, která rozhoduje o přítomnosti cíle. Protože charaktery přijímaného signálu a provozu radaru jsou proměnlivé, tak není možné detekovat cíle přes pevnou úroveň. Z toho důvodu se využívají adaptivní metody pro určování prahu detekce, které budou v kapitole 1.5.3 blíže popsány.

A v neposlední řadě je prováděna extrakce, která v místě detekce cíle určí jeho polohu v souřadnicovém systému a přidá k cíli další zjištěné informace během zpracování (rychlost, charakter, ...).

Na výstupu primárního zpracování dostáváme informace o cíli (poloha, další parametry), které jsou následně použity v sekundárním zpracování.

1.5.1 Matice vstupních dat

Na Obr. 22 nahoře můžeme vidět klasické uspořádání přijatých dat radaru v impulzního režimu, kde se po sobě opakují vysílané pulzy s periodou PRI – Obr. 3. Abychom mohli provádět Dopplerovské signálové zpracování, je vhodné jednotlivé přeběhy radaru (jednotlivé PŘI) přeuspořádat do maticového uspořádání, které je přehlednější a jednodušší na zpracování. Zároveň toto uspořádání umožňuje jednoduše vytvářet třetí dimenzi matice pro každý element řady zvlášť, přes kterou jsme následně schopni určit směr příchodu signálu – Obr. 22 dole.



Obr. 22 – Matice vstupních dat

1.5.2 Komprese pulzu s odhadem vzdálenosti cílů

Komprese pulzu je proces, kdy přijatý signál projde přizpůsobeným filtrem. Díky ní jsme schopni u signálu docílit velkých odstupů signál-šum, který by jinak znemožňoval kvalitní

detekci jak normálních cílů, tak cílů, které by za normálních okolností byly utopeny v šumu a nebyla by možnost je jinak detekovat.

Přizpůsobená filtrace je proces, kdy je přijímaný signál korelován s jeho vysílanou replikou. Při korelaci se v zašuměném signálu hledá oblast, která je podobná neboli se zde nachází určitý stupeň shody s vysílaným signálem. Tato oblast následně vystoupí ze šumu v podobě autokorelační funkce. Využívá se zde poznatku, že šum z větší části bývá nahodilou veličinou, která není korelována, a proto nereaguje na samotnou korelaci. Korelace je definována následovně (1.34).

$$(h(t) * s_p(t)) = s_{filtr}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) s_p(\tau) d\tau = A \int_{-\infty}^{\infty} s_r^*(T_0 - t + \tau) s_p(\tau) d\tau, (1.34)$$

kde $h(t)$ - impulzní odezva přizpůsobeného filtru,

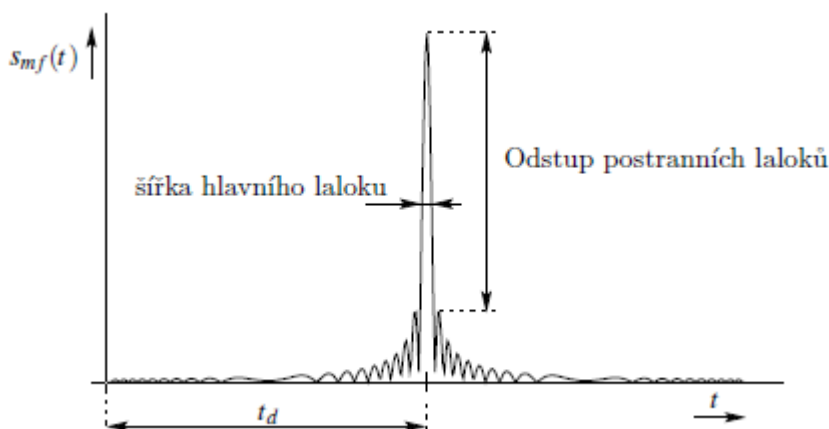
$s_p(t)$ - přijímaný signál,

$s_r(t)$ - replika,

A - zisk filtru,

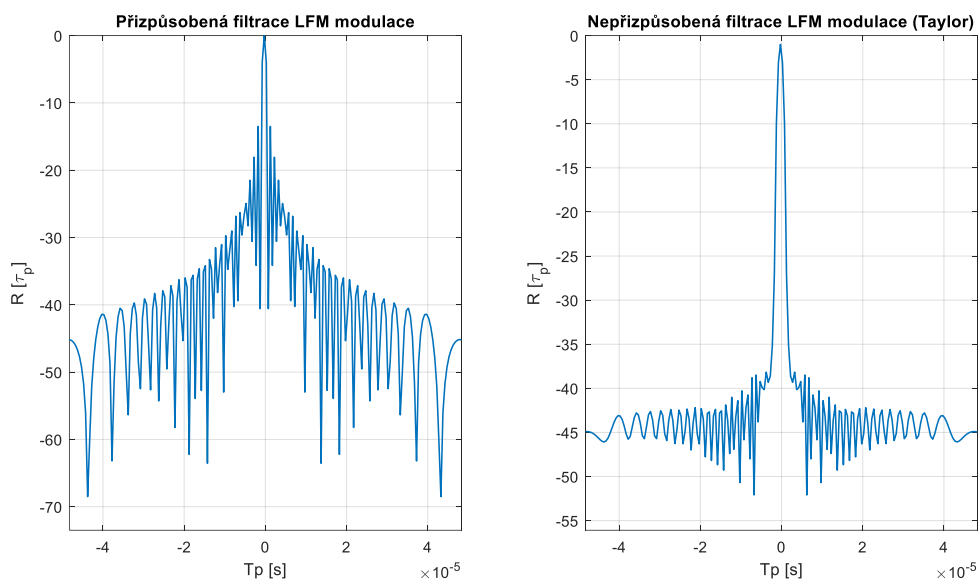
T_0 - časové zpoždění filtru.

Na Obr. 23 je vidět výstupní korelační funkce vyslaného a přijatého signálu. Je zde vidět, jak maximum funkce převyšuje hodnoty ostatních nežádoucích hodnot (postranních laloků), což je jeden z velmi důležitých procesů, kvůli kterým je filtrace primárně využívána.



Obr. 23 – Vzájemná korelační funkce vyslaného a přijatého signálu [1]

Ovšem často samotná přizpůsobená filtrace není schopna docílit dostatečného odstupu postranních laloků – příkladem může být klasická vnitropulzní modulace LFM – Obr. 24 vlevo. Proto se využívá filtrace nepřizpůsobená. Oproti přizpůsobené neprobíhá korelace s replikou vysílaného signálu, ale konvoluce s obecným filtrem, který není přesnou replikou signálu. Díky této metodě filtrace jsme schopni dosahovat mnohem lepšího odstupu postranních laloků, ale s určitými nedostatky. Tato filtrace neefektivně reaguje na změny signálu nebo prostředí z důvodu, že se jedná o statické filtry. Což může představovat zvýšené ztráty a také rozšiřování hlavního laloku.



Obr. 24 – Přizpůsobená a nepřizpůsobená filtrace LFM modulace

Další využívanou vlastností filtrů je jejich schopnost ovlivňovat rozlišovací schopnosti radaru, které byly popsány v kapitole 1.2.2, přes šířku hlavního laloku korelační funkce, která je přímo úměrná šířce frekvenčního pásma využívaných pulzních signálů. Tato šířka bývá u pulzů s vnitropulzní modulací kratší než pulz samotný, a proto se této operaci často říká komprese pulzu. Nejpodstatnějším důvodem, proč se provádí přizpůsobená filtrace, je určení vzdálenosti cíle, který se určuje prostřednictvím polohy maxima korelační funkce v čase – Obr. 23. Princip spočívá v tom, že maximum korelační funkce je zpožděná v čase, který je roven dvojnásobné vzdálenosti, kterou musel signál urazit. Dvojnásobná z důvodu, že signál prvně putuje k cíli a následně se od něj odráží a vrací se zpět po stejné dráze. Vzdálenost se následně určuje vztahem (1.35).

$$R_{cl} = \frac{t_d \cdot c}{2}, \quad (1.35)$$

kde t_d - časové zpoždění maxima autokorelační funkce.

Díky potlačení postranních laloků filtrací zamezujeme chybové detekci a umožňuje detekovat slabé cíle v okolí, které by za normálních okolností nebyly v lalocích vidět.

1.5.3 Detekce

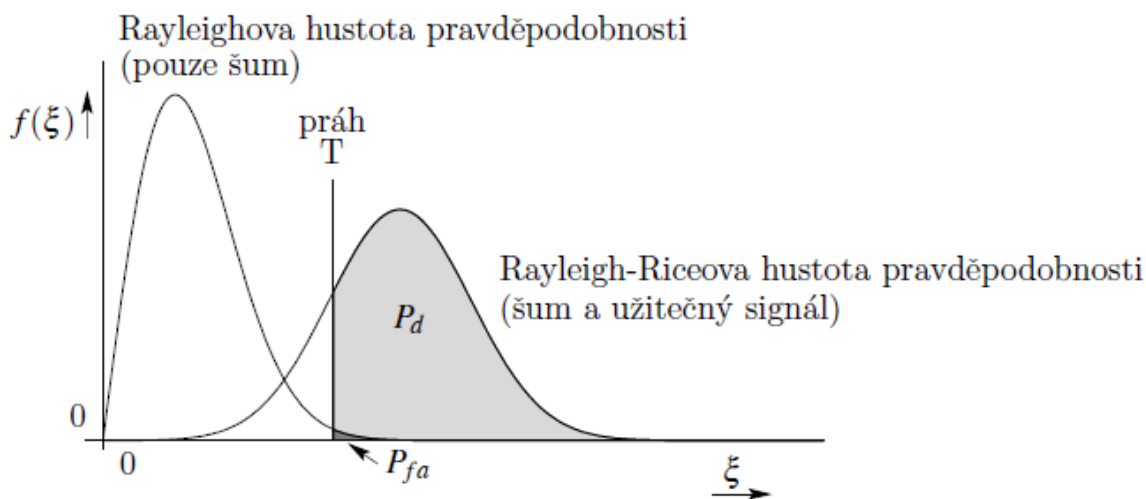
Cílem detekční části v primárním zpracování je rozhodovat o přítomnosti cíle pro každou rozlišovací buňku radaru z přijatého signálu. Vzhledem k náhodnému charakteru rušivých vlivů a parametrů užitečného signálu nelze s jistotou rozhodnout o přítomnosti cíle. Kvalitu detekce lze hodnotit podle dvojice pravděpodobností, a to pravděpodobnost detekce P_d a pravděpodobnost falešného poplachu P_{fa} .

Tyto pravděpodobnosti se získávají z ploch křivek hustot pravděpodobností signálu, které mají rozložení Rayleighovo pro šum (1.36) a Rayleigh-Riceovo pro užitečný signál se šumem (1.37) na Obr. 25. [2]

$$w_r(\xi) = \frac{\xi}{\sigma^2} e^{-\frac{\xi^2}{2\sigma^2}} d\xi = P_{fa} = \int_T^\infty \frac{\xi}{\sigma^2} e^{-\frac{\xi^2}{2\sigma^2}} d\xi = e^{-\frac{T^2}{2\sigma^2}}, \quad (1.36)$$

$$w_{RR}(\xi) = \frac{\xi}{\sigma^2} e^{-\frac{\xi^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\xi s}{\sigma^2}\right) = P_d = \int_T^\infty \frac{\xi}{\sigma^2} e^{-\frac{\xi^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\xi s}{\sigma^2}\right) d\xi, \quad (1.37)$$

- kde ξ - amplituda přijatého signálu,
 σ - efektivní odrazná plocha cíle,
 T - práh detekce,
 s - amplituda signálu odraženého od cíle,
 I_0 - modifikovaná Besselova funkce 1. druhu.



Obr. 25 – Hustota pravděpodobnosti signálu nefluktujícího cíle [1]

Optimální detektor se snaží maximalizovat pravděpodobnost detekce pro požadovanou pravděpodobnost falešného poplachu [1]. Tento stav se zajistí splněním Neyman-Pearsonova teorému (1.38) přes poměr mezi pravděpodobnostmi předpokladu přítomnosti \mathcal{H}_1 a nepřítomnosti \mathcal{H}_0 cíle v přijatém signálu.

$$L(x) = \frac{P(x|\mathcal{H}_1)}{P(x|\mathcal{H}_0)} > \gamma, \quad (1.38)$$

kde γ - práh detekce.

Z důvodu různorodosti šumu a změnám okolního prostředí je nutné ovlivňovat parametry detekce adaptivně, kde nejjednodušší je adaptivní nastavování prahu detekce. Algoritmus

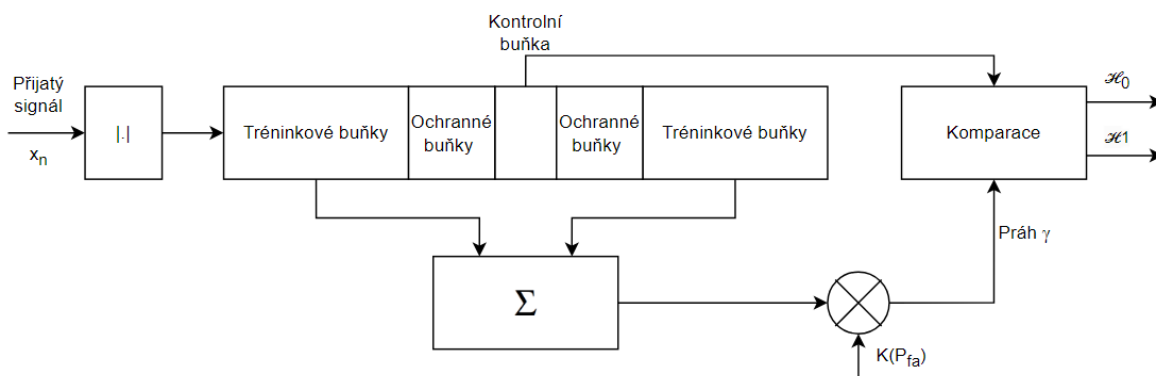
pracující na tomto principu udržuje konstantní úroveň falešného poplachu (Constant False Alarm Rate-CFAR).

CFAR metody pracují na principu adaptivního určování prahu detekce tak, aby se udržela konstantní pravděpodobnost falešného poplachu. Aby tato metoda byla schopna adaptivně nastavovat detekční práh i v případech proměnlivého clutteru a šumu, je nezbytné, aby pro jeho výpočet využívala hodnoty signálu i v blízkém okolí (v okolních rozlišovacích buňkách) rozlišovací buňky, ve které rozhodujeme o přítomnosti cíle. Jedním ze způsobů adaptivního nastavování detekčního prahu je metoda CA-CFAR popsaná níže.

Cell Averaging CFAR (CA-CFAR) je typ metody – Obr. 26, která průměruje amplitudy okolních buněk, ze kterých získává odhad jejich středních hodnot. V Rayleighově rozložení střední hodnoty závisí na velikosti efektivní odrazné plochy cíle σ lineárně (1.39). Ze vztahu (1.36) pro falešný poplach se odvodí hodnota prahu, do které dosadíme (1.39) a vznikne nám funkce pro hledání hodnot prahu (1.40).

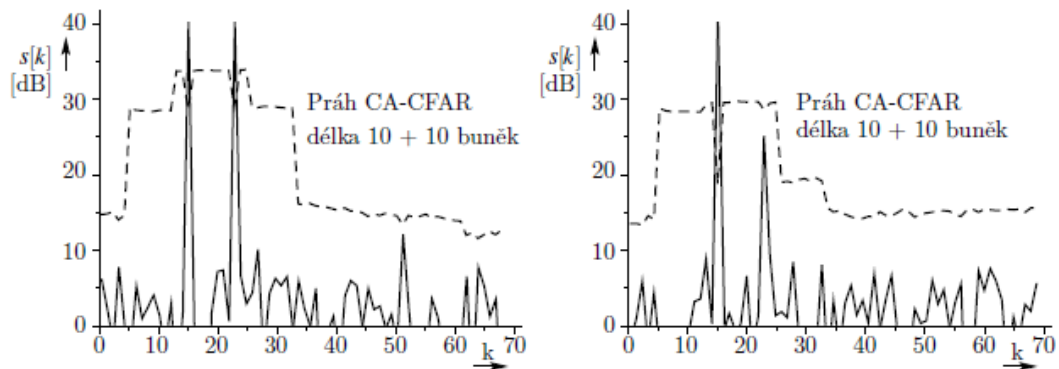
$$E[\xi] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad (1.39)$$

$$T = \sigma \sqrt{-2 \ln(P_{fa})} = E[\xi] \sqrt{-\frac{4 \ln(P_{fa})}{\pi}}. \quad (1.40)$$



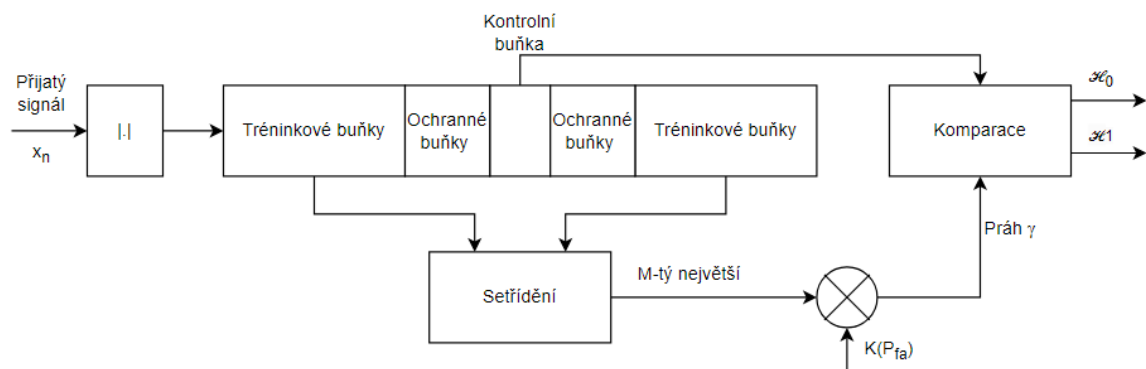
Obr. 26 – Struktura metody CA-CFAR

Průběh prahu je následně ukázán na Obr. 27, kde se vybírá prostřední prvek identifikované oblasti jako kontrolní buňka pro detekci, ke které jsou přiřazeny ochranné buňky, aby nenastala situace, kdy by byly brány vzorky ze samotného cíle, které by úroveň prahu značně ovlivňovaly. Následně se vybírají okolní vzorky z tréninkových buněk, které jsou průměrovány a využívány pro výpočet kontrolního prahu. Je zde ale vidět nedostatek, který je tvořen samotným průměrem, a to ten, že hodnoty silnějších cílů v okolí rozhodovací buňky během výpočtu průměru hrají velkou roli, kde může následně nastávat situace jako na Obr. 27 vpravo, kde je slabší cíl zastíněn hodnotami silnějšího cíle v okolí. Proto je vhodné tuto metodu modifikovat na typ Ordered Statistic CFAR (OS-CFAR), který tento problém řeší.



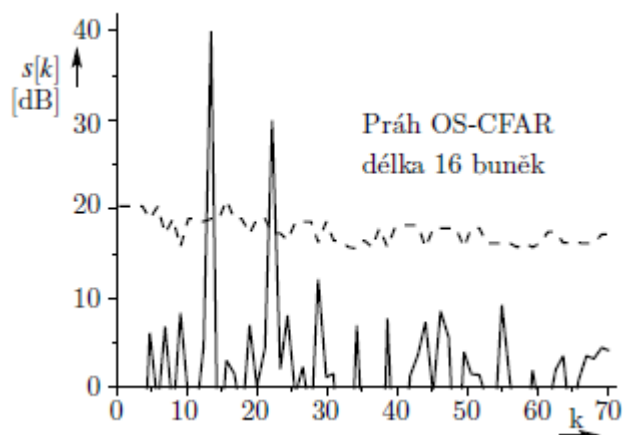
Obr. 27 – Průběh prahu metodou CA-CFAR [1]

Při metodě OS-CFAR se nepočítá průměrná hodnota amplitud pro výpočet hodnoty prahu, ale odhad přes M-tý největší prvek – Obr. 28. Prvky se místo součtu seřazují a následně se z nich vybírá největší prvek pro výpočet prahu.



Obr. 28 – Struktura metody OS-CFAR

Tato metoda umožňuje zlepšení detekcí dvou blízkých cílů, které nemusí být stejných rozměrů – Obr. 29.



Obr. 29 – Průběh prahu metodou OS-CFAR [1]

V této práci využívám přístup, kdy pro výpočet prahu detekce jsou brány vzorky z mrtvé zóny odběhu, které jsou následně zprůměrovány a posunuty o konstantní definovanou úroveň a tvoří tak hranici prahu.

Dále následuje v primární zpracování extrakce, kde se cílům přiřazují polohy v prostoru. Udává se vzdálenost cíle od radaru 1.5.2 a směr, ve kterém se nachází. Směr příchodu signálu lze určit přes velké množství metod, které budou podrobněji popsány v nadcházející kapitole.

1.6 Metody určení směru příchodu signálu

Existuje několik různých přístupů, jak určovat směr příchodu signálu. Primárně se metody pro určení směru příchodu signálu dělí na tři základní typy.

Metody časové, ve kterých se pomocí časového zpoždění přijatého signálu na anténních elementech určuje směr příchodu signálu s využitím hyperbolického principu určení polohy místa s konstantním rozdílem času příchodu signálu. Tato metoda funguje na podobném principu jako metody fázové, jen místo fáze se zde počítá s časem příchodu. Tato metoda vyžaduje mít pro dosažení větší přesnosti velké rozestupy mezi anténami pro přesnější zaznamenávání časového rozdílu příchodu signálu. Pro lokalizaci cíle ve 2D prostoru vyžaduje využití minimálně 3 přijímačů, pro lokalizaci ve 3D prostoru minimálně 4 přijímače. Výhodou je frekvenční nezávislost těchto metod. Avšak má i své nevýhody v podobě neschopnosti detekce při kontinuálních signálech, kde tento problém může být řešen pomocí přesně kalibrovaného sekundárního systému pro detekci poklesu amplitud. Tyto metody pro svou správnou činnost vyžadují precizní časovou synchronizaci všech přijímačů.

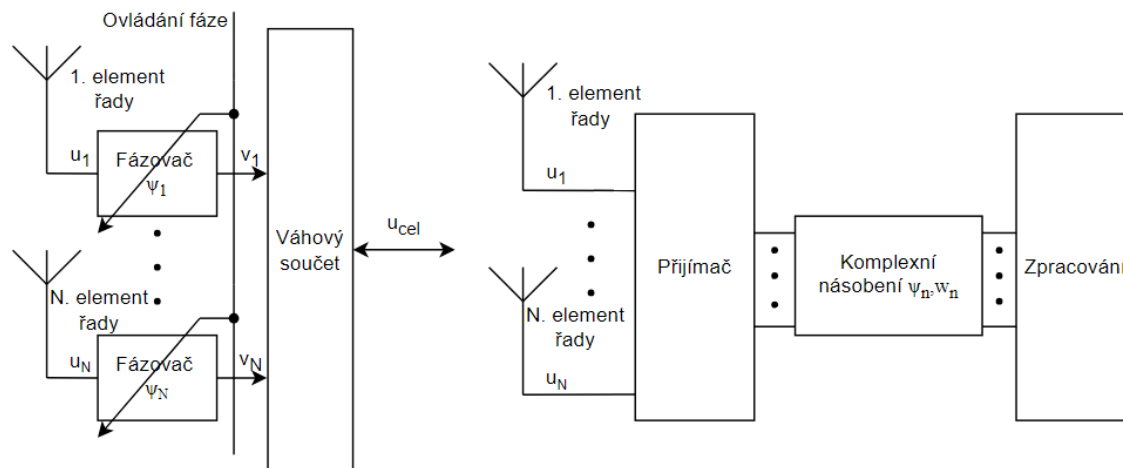
Druhým přístupem jsou metody porovnávající amplitudu, které vyhledávají směr příchodu podle hledání největší intenzity přijímaného signálu v prostoru. Tyto metody využívají směrových vlastních antén, kdy mohou být využity dvě antény (monopulz), kde z kombinace jejich charakteristik se následně zjišťuje směr příchodu signálu. Výhodou těchto metod je jejich velká citlivost, přesnost a kompaktnost. Nevýhoda je v jejich časové odezvě, kdy je zapotřebí, aby se anténa plně otočila nebo byl její anténní svazek (svazky) elektronicky vychylován, aby byla schopna měřit směr příchodu signálu.

A v neposlední řadě je nutné zmínit metody určující směr příchodu signálu prostřednictvím fázového rozdílu přijatých signálů na elementech anténní řady, tzv. fázová interferometrie. U těchto metod je zapotřebí, aby byla zaručena fázová koherence mezi jednotlivými elementy řady (přijímacími kanály radaru), aby nevznikaly chyby při určení směru příchodu signálu.

Pro některé z výše uvedených přístupů budou v následující části uvedeny a podrobněji analyzovány konkrétní metody určení směru příchodu signálu. Jedná se o metody, které jsem pak též využil v rámci experimentálního ověření a které mezi sebou porovnávám.

1.6.1 Vychylování anténního svazku

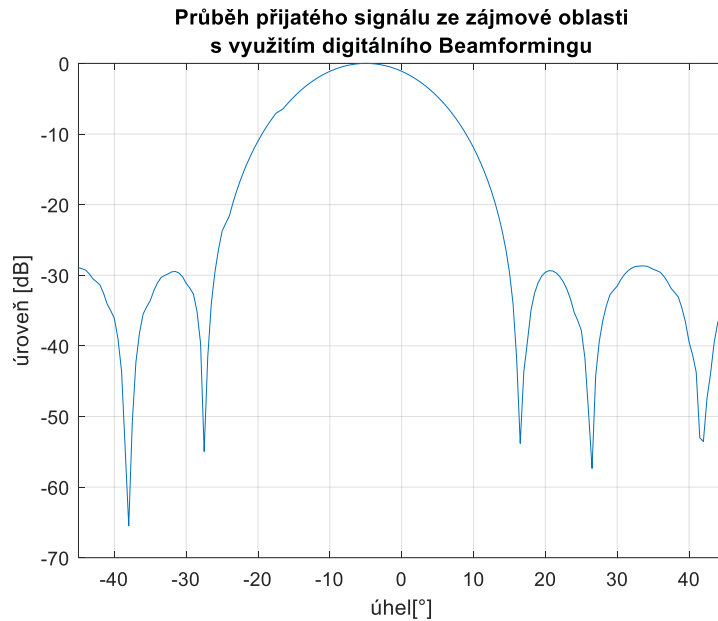
První metoda patří mezi klasické úhlové směroměrné metody. V rámci této metody je využíváno vychylování hlavního anténní svazku. Toto vychylování může být prováděno analogově (Electronically Steered Array-ESA) – Obr. 30, kde se nastavují fázovací členy pro každý element zvlášť, a tím se celá charakteristika vychyluje. Druhým přístupem je využívanější digitální proces (Active Electronically Scanned Array-AESA) – Obr. 30, kde se svazek vychyluje pouze digitálně pro zpracovaná data bez zásahu do fyzického napájení pole. [9]



Obr. 30 – Metoda ESA (vlevo) a AESA (vpravo)

Tato metoda se také nazývá digitální tvarování paprsku (digital beamforming). Při této metodě se pracuje již s digitalizovanou formou přijatého signálu, která je následně zpracovávána přes beamformingový algoritmus. Algoritmus funguje na principu, kde je signál z jednotlivých anténních elementů pronásoben určitým váhovacím oknem w_n a fázovým posunem ψ_n pro daný element anténního pole (přijímací kanál radaru). Hodnoty těchto fází pro jednotlivé úhly vychylování elementů jsou uloženy v paměti systému. Následně se pro určitý posun ψ sčítají výsledné hodnoty ze všech elementů, které reprezentují amplitudovou hodnotu pro daný směr. Tento proces se opakuje pro všechny úhly pozorování, ze kterých následně vznikne diagram, který kopíruje tvar digitálně tvořené vyzařovací charakteristiky anténního systému v dané rovině – Obr. 31, ve kterém se hledají maxima, která reprezentují úhly, ze kterých byl signál přijat. Tento proces je popsán vztahem (1.41).

$$U(\psi) = \sum_{n=1}^N u_n(t) \cdot e^{-j\psi_n} \cdot w_n . \quad (1.41)$$



Obr. 31 – Určení směru příchodu signálu s využitím digitálního Beamformingu (cíl v -5°)

Výhodou této metody je její flexibilní implementace, kde se jedná čistě o softvérovou část zpracování bez nutnosti zasahování do samotné konstrukce, která je schopna pracovat s libovolným počtem anténních elementů. Přesnost této metody velice závisí na počtu anténních prvků (přijímacích kanálů radarového systému), pro dosažení velké přesnosti je potřeba mít velký počet těchto prvků, což vede k velké výpočetní náročnosti a velkým datovým tokům v části signálového zpracování. Nevýhodou je následná matematická náročnost, kde při využívání vícero typů váhovacích oken spolu s detailnějším prohledáním prostoru sebou nese vyšší výpočetní nároky. Nevýhodou je také omezení rozsahu prohledání prostoru, který je omezen rozestupem prvků anténního pole a vznikem difrakčních laloků při překročení určité hodnoty vychýlení svazku (elektronicky můžeme svazek vychylovat obvykle maximálně v rozsahu $\pm 60^\circ$). Problémy také mohou nastávat při situacích, kdy se ve stejné vzdálenosti nacházejí dva cíle, kde nízký odstup postranních laloků v kombinaci se širokým hlavním svazkem může velmi ovlivnit výsledné hodnoty. Tento problém se řeší využitím váhovacích oken, které snižují postranní laloky, ale za cenu širšího hlavního laloku.

1.6.2 Caponova metoda

Caponova metoda je modifikace digitálního beamformingu, která pracuje na principu minimalizace rozptylu signálu (Method of Minimum Variance-MMV). Při této metodě se potlačují vlivy zdrojů rušivých signálů (clutter, šum) z nežádoucích směrů a zároveň je zisk v maximu vyzařovací charakteristiky udržován na přibližně konstantní úrovni. Cílem metody je nalézt váhový koeficient, který minimalizuje energii nežádoucích signálů a zesílí signál z požadovaného směru (1.42). Tato metoda využívá kovarianční matici signálu. Pro její odvození si musíme nejprve rozložit signál dopadající na anténní řadu. [7] [10]

$$s_m(t) = w_m^H x(t), \quad (1.42)$$

kde H - Hermitovská transpozice,
 w_m - váhový vektor m -tého signálu.

Předpokládáme, že na řadu dopadají rovinné vlny od m zdrojů $s_m(t)$ z úhlů θ_m , kterou reprezentuje úhel mezi osou řady a směrem ke zdroji signálu (k cíli). Signál následně dopadá na k anténních elementů řady a tvoří na nich příspěvek (1.43). [7]

$$s_{mk}(t) = a_k(\theta_m) \cdot s_m(t), \quad (1.43)$$

kde $s_m(t)$ - signály od m -tého zdroje $s_m(t) = S_m e^{ja_0 t}$,

$$a_k(\theta_m) - \text{fázový posun na } k\text{-tém anténním elementu } a_k(\theta_m) = e^{-j2\pi(k-1)\frac{d}{\lambda}\cos\theta_m},$$

d - vzdálenost mezi elementy anténní řady.

Přijatý signál na každém elementu může být vyjádřen následovně (1.44).

$$x_k(t) = \sum_{m=1}^M a_k(\theta_m) s_m(t) + n_k(t), \quad (1.44)$$

kde n_k - šum na k -tém anténním elementu.

Výše uvedený vztah lze vyjádřit ve formě vektorů o velikosti k , díky kterým se rovnice zjednoduší na (1.45).

$$x = A \cdot s + n. \quad (1.45)$$

Následně se vypočítá kovarianční matice dle rovnice (1.46).

$$R = E \left[(A \cdot s + n)(A \cdot s + n)^H \right], \quad (1.46)$$

$$R = E \left[xx^H \right]$$

tato matice má rozměry $k \times k$, což odpovídá počtu elementů anténní řady. Signál je při zpracování samozřejmě ještě n vzorkován a jeho kovarianční matice je pro tento signál rovna (1.47).

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n) x^H(n) = \frac{1}{N} (xx^H). \quad (1.47)$$

Nyní, když máme vytvořenou kovarianční matici, tak si můžeme stanovit matematické omezení (kritéria) MMV algoritmu (1.48).

$$\min \left\{ w_m^H \hat{R} w_m \right\}; (w_m^H a_m(\theta)) = 1, \quad (1.48)$$

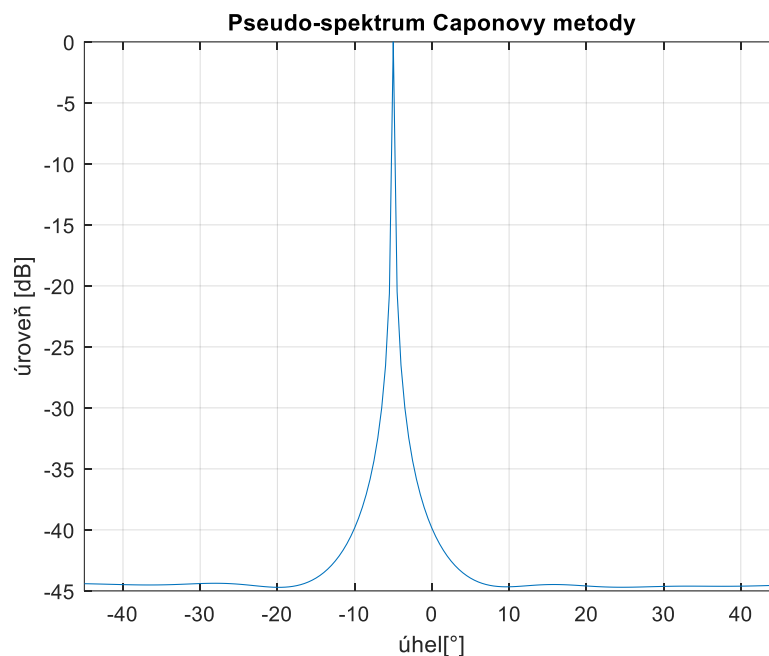
kde w_m - váhový vektor m -tého signálu.

Použitím metody Lagrangerovy optimalizace dostáváme vztah pro výpočet váhového vektoru (1.49).

$$w_m = \frac{\hat{R}^{-1} a}{a^H \hat{R}^{-1} a}. \quad (1.49)$$

Při následném výpočtu výkonového spektra pomocí váhového koeficientu dostaneme Caponovo úhlové pseudo-spektrum (1.50) – Obr. 32.

$$P_{MMV}(\theta) = w_m^H \hat{R} w_m = \frac{1}{a^H \hat{R}^{-1} a}. \quad (1.50)$$



Obr. 32 – Pseudo-spektrum Caponovy metody (cíl v -5°)

Výhodou této metody je oproti beamformingu přesnější určování směru příchodu signálu s takřka úplně potlačenými nežádoucími signály s vysokou koncentrací energie ve směru zdroje. Další výhodou je, že oproti váhování v beamformingu je tato metoda adaptivní a mění se podle typu prostředí, díky čemuž se stává odolnější proti vlivům prostředí a lépe řeší problém, kdy mohou být přítomny dva cíle ve stejné vzdálenosti díky lepší rozlišovací schopnosti v úhlu s velkým potlačením postranních laloků. Nevýhodou může být její výpočetní náročnost, která narůstá s požadavkem na vyšší přesnosti či použití velkého množství antén v řadě.

1.6.3 MUSIC

Další z metod odhadu směru příchodu signálu je metoda MUSIC (MUltiple Signal Classification). Tato metoda je jedna z nejznámějších pro určení směru příchodu signálu, která je založena na metodě MMV, ale místo samotné kovarianční matice využívá vlastní vektory jejího šumového podprostoru.

Toho se docílí dekompozicí kovarianční matice na její vlastní čísla a vlastní vektory. Kovarianční matice se dá rozepsat v následujícím tvaru (1.51). [11]

$$R = AR_s A^H + \sigma^2 I, \quad (1.51)$$

kde R_s - kovarianční matice nekorelovaných signálů $R_s = E[ss^H]$,
 σ^2 - výkon šumu,
 I - jednotková matice $k \times k$.

Pro tento rozklad se vychází z předpokladu, že kovarianční matice R není singulární. To znamená, že dopadající signály jsou nekorelované (například dva cíle s různou radiální rychlostí). MUSIC pak předpokládá, že podprostorové matice signálu a šumu jsou ortogonální. Potom lze matici R rozepsat následovně (1.52).

$$R = V \Lambda V^H = \sum_{k=1}^K \lambda_k v_k v_k^H, \quad (1.52)$$

kde Λ - diagonální matice vlastních čísel seřazených podle velikosti,
 V - vlastní vektory příslušné matice Λ $V = [v_1, v_2, \dots, v_K]$.

Tyto vlastní čísla a vektory lze dále rozložit na signálový a šumový podprostor (1.53).

$$V = \begin{bmatrix} V_s & V_n \end{bmatrix}, \quad (1.53)$$

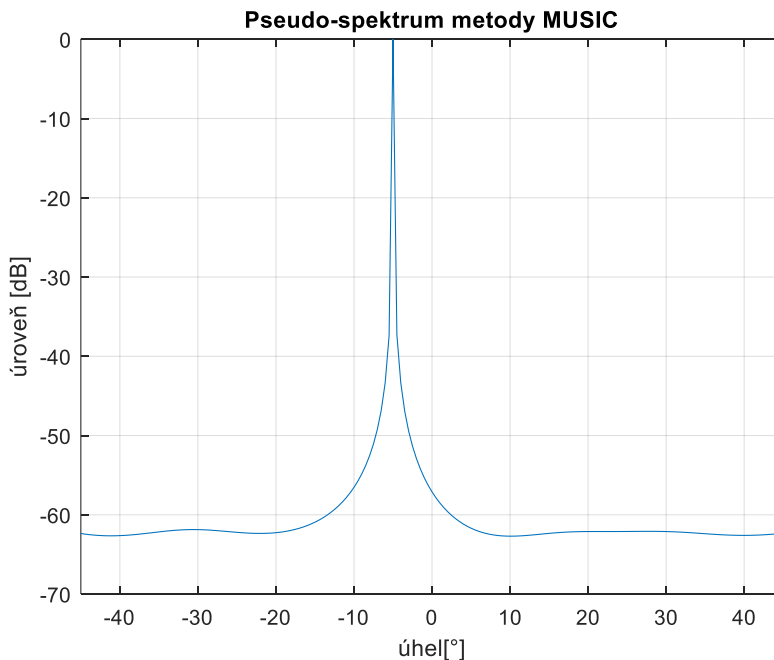
kde V_s - signálový podprostor generovaný prvními m (signálovými) vlastními vektory,
 V_n - šumový podprostor generovaný posledními $k - m$ (šumovými) vlastními vektory.

Z rovnice (1.53) plyne, že šumový podprostor má dimenzi $k - m$. Pro správné rozlišení jeho vlastních vektorů od vektorů signálového podprostoru je zapotřebí znát předem počet m zdrojů (cílů), které generují signály dopadající na anténní řadu. [12]

Díky ortogonalitě podprostorů je možné nahradit matici R v (1.50) maticovým násobením jejím šumovým podprostorem (1.54) – Obr. 33.

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{F(\theta)} = \frac{1}{a^H V_n V_n^H a}, \quad (1.54)$$

kde $F(\theta)$ - promítání směrového vektoru do šumového podprostoru.



Obr. 33 – Pseudo-spektrum metody MUSIC (cíl v -5°)

Z Obr. 33 je vidět, že při použití metody MUSIC se lépe potlačí nežádoucí signály. To vede k dalšímu zlepšení rozlišovací schopnosti v úhlu oproti metodě MMV. Je málo citlivá na šum díky její schopnosti oddělit šumovou část od té signálové. Při této metodě se také efektivněji využívají přijatá data, kdy se při rozložení získává jen část s užitečnými daty bez šumu, které jsou ze signálu extrahovány při malých ztrátách informací. Nevýhodou, jak bylo v kapitole zmíněno, je fakt, že metoda funguje jen pro nekoherentní signály z důvodů rozkladu signálu na podprostory, které využívají vlastnosti ortogonality, které tyto typy signálů zaručují, a nutnosti znát počet zdrojů pro její správnou funkčnost. Další nevýhodou této metody je její výpočetní náročnost při práci s podprostory kovarianční matice. Tento problém se následně řeší různými typy modifikací metody MUSIC. Jednou takovou může být změna typu prohledání prostoru, kterou využívá metoda Root-MUSIC.

1.6.4 Root-MUSIC

Root-MUSIC je modifikovaná verze metody MUSIC. Oproti MUSICu se nevyužívá prohledávání celého prostoru pomocí vektoru a_m , ale hledají se pouze kořeny polynomů, proto předpona Root.

Ze vztahu (1.54) si přepíšeme zápis veličiny $F(\theta)$ do jednoduššího tvaru (1.55). [5]

$$F(\theta) = a^H C a, \quad (1.55)$$

kde $C = V_n V_n^H$,

a - vektor šíření na elementech řady $a = e^{j2\pi(k-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}$.

Tato rovnice se může také rozepsat pomocí sum do polynomu (1.56).

$$F(z) = \sum_{m=1}^k \sum_{n=1}^k e^{j2\pi(m-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta} C_{mn} e^{j2\pi(n-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta} = \sum_{k=-(k-1)}^{(k-1)} c_k z^k, \quad (1.56)$$

kde c_k - součet prvků na hlavní diagonále matice C ,

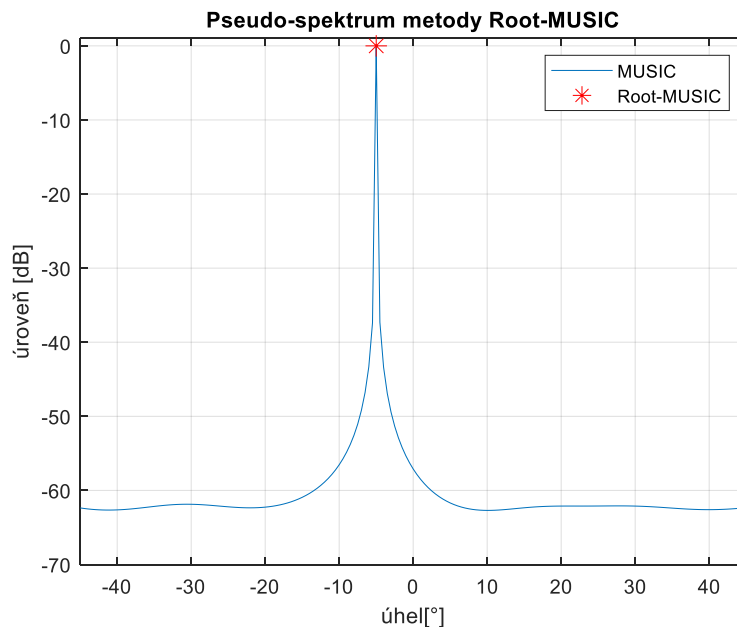
$z = e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta}$.

Tento polynom nabývá řádu $2(k-1)$ se stejným počtem komplexně sdružených kořenů.

Tyto kořeny, které jsou asociované se signálem, následně leží blízko jednotkové kružnice. Kořeny vzdálenější jsou pro nás zanedbatelné. Pro určení směru příchodu signálu z kořenů polynomu je využít vztah (1.57). [13]

$$\theta_i = \arccos\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_i)\right) \quad (1.57)$$

Díky této metodě není zapotřebí prohledávat celý prostor jako u MUSICu a vybírají se pouze hodnoty v korespondujícím směru příchodu signálu – Obr. 34, což velice snižuje její výpočetní náročnost.

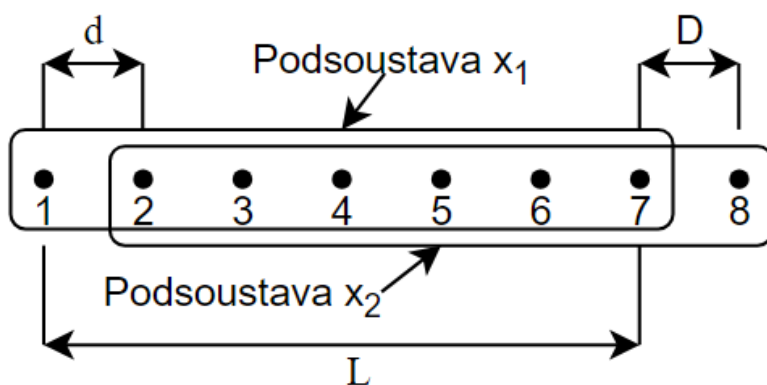


Obr. 34 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody Root-MUSIC (cíl v -5°)

1.6.5 ESPRIT

Jako poslední je uvedena metoda odhadu směru příchodu signálu pomocí technik rotační invariance (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques-ESPRIT). Oproti MUSICu využívá signálový podprostor kovarianční matice.

U této metody je anténní řada rozdělena na dvě podsoustavy o délce L – Obr. 35, kde $L = k - 1$ kvůli maximalizaci apertury [7]. Tyto podsoustavy jsou od sebe vzdáleny délkou D , která pro lineární anténní řadu je rovna rozteči mezi elementy d . Signály na výstupu těchto podsoustav jsou dány vztahy (1.58).



Obr. 35 – Podsoustavy anténní řady s 8 elementy

$$\begin{aligned} x_1(t) &= A \cdot s(t) + n_{x_1}(t) \\ x_2(t) &= A \cdot \phi \cdot s(t) + n_{x_2}(t) \end{aligned} \quad (1.58)$$

kde ϕ - zpoždění signálu na x_2 vůči x_1 $\phi_m = e^{-j2\pi \frac{D}{\lambda} \cos \theta_m}$.

Účelem těchto metod je určit počet ϕ_m , ze kterých lze určit směr příchodu signálu. Kovarianční matice těchto podsoustav vypadají následovně (1.59).

$$\begin{aligned} R_{x_1 x_1} &= E[x_1 x_1^H] = A R_s A^H + \sigma^2 I_L \\ R_{x_2 x_2} &= E[x_2 x_2^H] = A R_s \Phi^H A^H + \sigma^2 J_L \end{aligned} \quad (1.59)$$

kde I_L - jednotková matice s rozměrem $L \times L$,

J_L - matice mající diagonálně jedničky pod hlavní diagonálou, ostatní prvky nulové.

Prakticky lze tyto matice získat z celkové kovarianční matice řady, kdy vynecháme poslední řádek a sloupec, pro odvození $R_{x_1 x_1}$ a pro $R_{x_2 x_2}$ první [7]. Následně si rozdělíme šumovou část od signálové, a tím získáme jejich bezšumové matice (1.60).

$$\begin{aligned} C_{x_1 x_1} &= R_{x_1 x_1} - \sigma^2 I_L = A R_s A^H \\ C_{x_2 x_2} &= R_{x_2 x_2} - \sigma^2 J_L = A R_s \Phi^H A^H, \end{aligned} \quad (1.60)$$

které se upraví do tvaru (1.61).

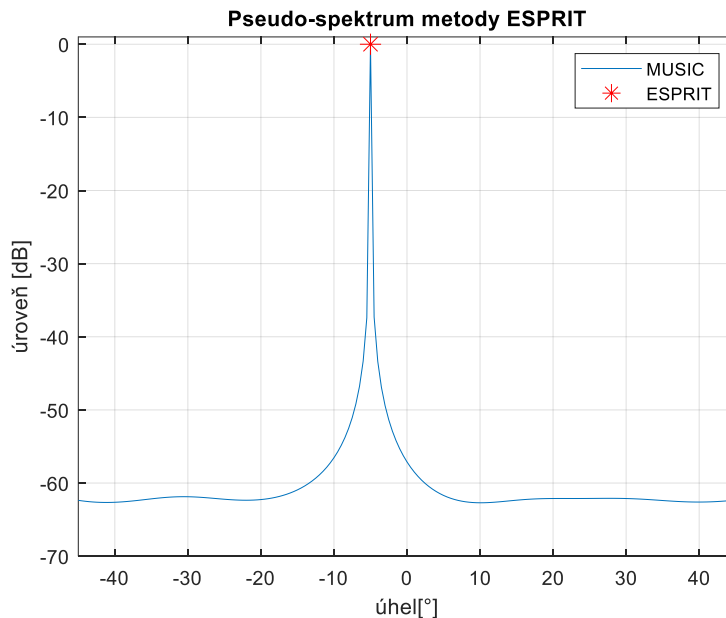
$$C_{x_1 x_1} - \gamma C_{x_2 x_2} = A R_s (I_m - \gamma \Phi^H) A^H. \quad (1.61)$$

Následně se pomocí singulárního rozkladu najdou vlastní hodnoty γ v kořenech (1.62).

$$\begin{aligned} |I_m - \gamma \Phi^H| &= 0 \\ |C_{x_1 x_1} - \gamma C_{x_2 x_2}| &= 0. \end{aligned} \quad (1.62)$$

Poté je z těchto hodnot možné vyjádřit fázové posuny signálů podsoustavy x_2 vůči x_1 , a tím i úhly směru příchodu signálu (1.63) – Obr. 36.

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \varphi_k^* = e^{j2\pi \frac{D}{\lambda} \cos \theta_k} = e^{j\varphi_k} \\ \varphi_k &= \arccos \left(\frac{\operatorname{Re}(\gamma_k)}{|\gamma_k|} \right) \\ \theta_k &= \arccos \left(\frac{\varphi_k \lambda}{2\pi D} \right) \end{aligned} \quad (1.63)$$



Obr. 36 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody ESPRIT (cíl v -5°)

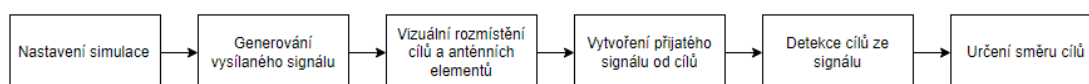
Oproti MUSIC u této metody, jak bylo vidět během odvození, není zapotřebí k zjištění úhlu příchodu signálu prohledávat celý prostor, což snižuje výpočetní náročnost metody oproti MUSICu. Avšak pro její správnou funkčnost je zapotřebí vyšších odstupů signál-šum.

2 Simulační model v Matlabu

Tato kapitola je zaměřena na popis simulačního modelu, který byl naprogramován v programovacím jazyce Matlab (verze R2020b). Účelem tohoto simulačního modelu, bylo ověřit vlastnosti výše popsaných metod odhadu směru příchodu signálu pro různé typy využívaných radarových signálů a v podmínkách různě se pohybujících cílů za přítomnosti nastavitelné úrovně šumu.

2.1 Popis modelu

Program je možné rozdělit do několika jeho klíčových částí, které jsou znázorněny na Obr. 37. Každá z těchto částí bude v nadcházejících kapitolách podrobněji popsána.



Obr. 37 – Blokové schéma simulačního modelu

2.1.1 Nastavení simulace

V první části simulátoru se nastavují jeho základní parametry (včetně nastavení vlastností testovacích cílů), podle kterých se následně samotná simulace generuje a zpětně kontroluje, zda se její výsledky těmto hodnotám blíží, či se přímo rovnají.

Je zde možné nastavovat parametry pro stanovení vlastností generovaného signálu a samotné anténní řady. Prvním parametrem je stanovení nosné frekvence – F_c , na které bude simulovaný signál následně vysílán a na jejím základě se také určuje rozestup jednotlivých elementů anténní řady podle poznatků z kapitoly 1.3. Přes parametr F_v je definována vzorkovací frekvence. Parametrem *rozlis_schopnost* se udává požadovaná rozlišovací schopnost dvou totožných cílů od sebe v dálce. *Dosah_Radaru* udává jednoznačný dosah, ve kterém radar bude pracovat. *Pocet_PRI* nastavuje celkový počet vyslaných průběhů PRI (vyslaných pulzů), které se využívají pro signálové zpracování v rámci jednoho CPI (Coherent Processing Interval). Parametr *pocet_anten* udává celkový počet elementů v simulované anténní řadě. Následně hodnoty G_v a G_p určují zisk vysílací a přijímací spolu s P_v , kterým se udává vysílací výkon a L pro stanovení ztrát prostředí.

Dále jsou zde parametry pro charakterizaci samotných cílů. Proměnnou R_t se zadává radiální vzdálenost cílů od radaru, přes A_{zt} se udává úhel, ve kterém se cíle nachází vůči středové ose radaru, která představuje úhel 0° . Pomocí *Odraz_plocha* se definují odrazné plochy jednotlivých cílů a jejich radiální rychlost *radialni_rychlost*.

Poslední čtyři parametry slouží k vybírání typu vysílaného signálu *sig*, váhových oken *okno*, úhlu vychýlení vyzářovacího diagramu *chci* a nastavení odstupů přidávaného šumu od signálu *SNR*. Využití těchto všech parametrů bude blíže upřesněno v následujících kapitolách.

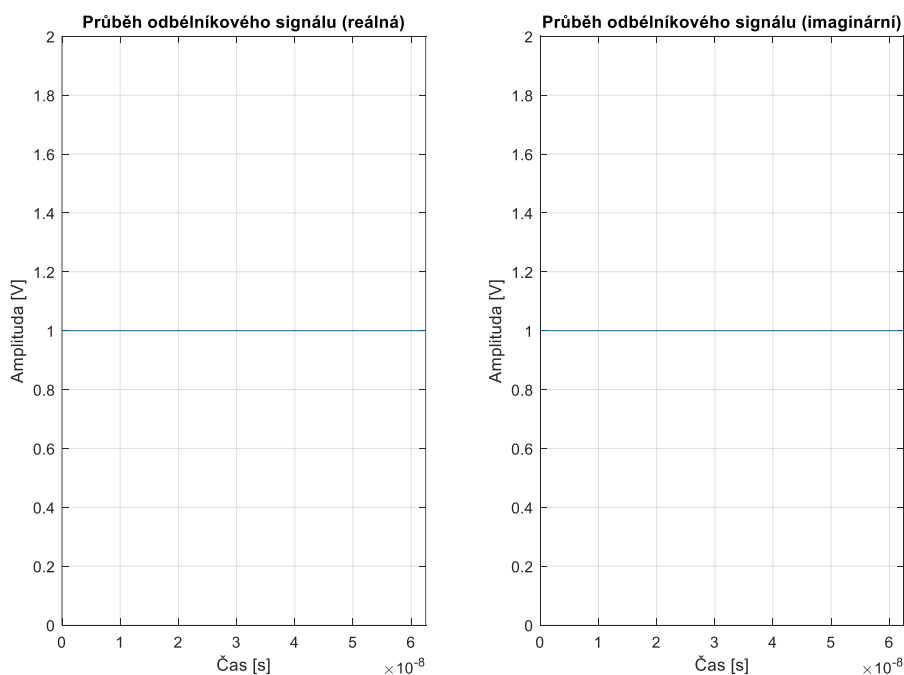
2.1.2 Generování vysílaného signálu

Po nastavení základních běhových parametrů simulátoru se nejprve vytvoří tvar vysílaného pulzního signálu. Jako první se určí pomocí požadované rozlišovací schopnosti *rozlis_schopnost* podle vzorce (1.4) z kapitoly 1.2.2 potřebná délka vysílaného pulzu *tau* nebo potřebná šířka pásma vnitropulzní modulace *BW*. Dále se přes *Dosah_radaru* podle vzorce (1.2) určí potřebná opakovací doba PRI. Následně se podle délky pulzu *tau* a vzorkovací frekvenci *Fv* zjistí počet vzorků na daný vysílaný pulz (2.1), které reprezentuje parametr *sig_sam*.

$$sig_sam = \frac{Fv}{BW} = Fv \cdot tau . \quad (2.1)$$

Posléze se přes proměnou *sig* určí, který typ signálu bude pro simulaci použit. Je zde na výběr ze tří možných typů signálu, a to samotný obdélníkový pulz bez vnitropulzní modulace, pulz modulovaný vnitropulzní modulací LFM a modulací Barker13.

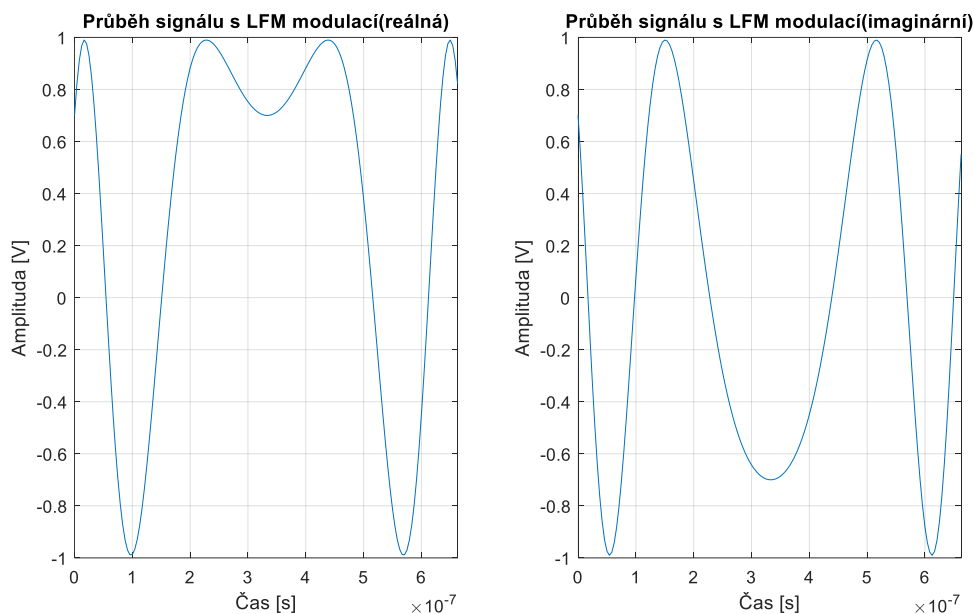
Pro samotný obdélníkový pulz bez vnitropulzní modulace se využijí již vypočtené parametry, kde se doplní do vysílané délky pulzu *tau* jenom samé jedničky jak v reálné, tak imaginární ose, čímž se vytvoří jednoduchý komplexní obdélníkový signál – Obr. 38.



Obr. 38 – Průběh vysílaného obdélníkového signálu

V případě využití LFM vnitropulzní modulace je nutné změnit velikost délky pulzu *tau*, a to z důvodu, že rozlišovací schopnost LFM se určuje podle vzorce (1.4), kde se využívá jejího frekvenčního zdvihu, který odpovídá šířce pásma *BW*, kde díky větší šířce pásma jsme schopni dosahovat lepší rozlišovací schopnosti v dálce při stejné nebo dokonce i delší délce

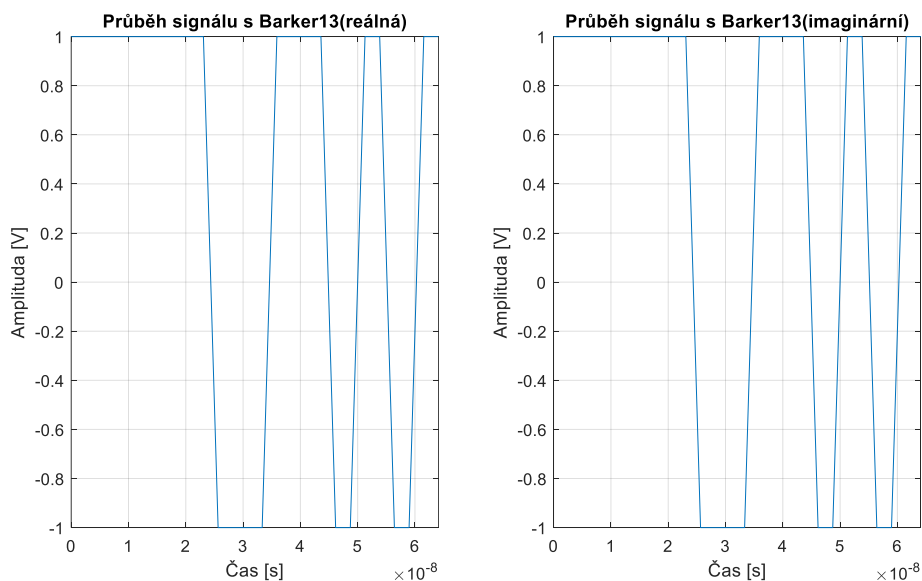
pulzu než v případě nemodulovaného pulzu. Následný signál je vytvořen pomocí rovnic (1.7) a (1.8), jehož průběh pro reálnou a imaginární složku je zachycen na Obr. 39.



Obr. 39 – Průběh vysílaného signálu s LFM modulací

Poslední typ simulovaného signálu je pulzní signál s vnitropulzní modulací Barker13. U tohoto typu signálu je nutné dát dobrý pozor na počet vzorků vysílaného signálu. A to z důvodu, že pro správnou funkčnost této modulace je nutné mít minimálně dva vzorky na jednom subpulzu τ_s – Obr. 8. Pro Barker13 je nutné mít tedy minimálně 26 vzorků na celý vysílaný pulz. Tudíž je nutné ověřit, zda předem vypočtený počet vzorků sig_sam je dostačující či nikoliv a zvednout tak počet vzorků na potřebnou úroveň. Poté se podle vztahu (2.2) aplikuje fázová změna jednotlivých subpulzů podle typu Barkerova kódu – Tabulka 1 na obdélníkový pulz – Obr. 40.

$$s(t) = s_{obd\acute{e}ln\acute{ı}k}(t) \cdot e^{(j\pi \cdot Barker_{13})} \quad (2.2)$$



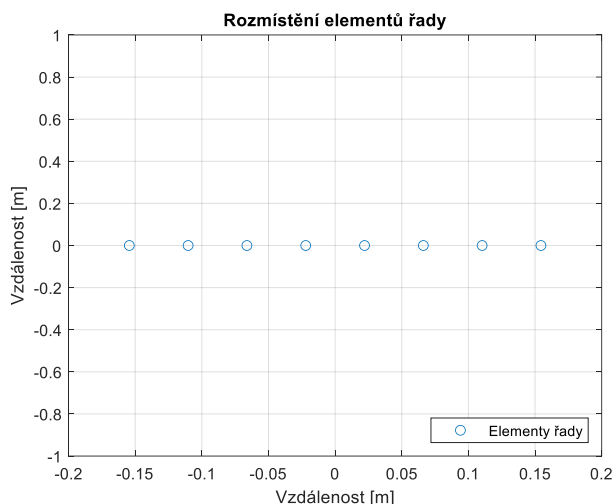
Obr. 40 – Průběh vysílaného signálu s Barker13

Po vytvoření vysílacího signálu se doplní signál nulovými hodnotami po délku určené velikosti PRI a následně je tento signál zkopírován podle počtu zadaných PRI uživatelem veličinou *pocet_PRI*. Toto kopírování má také výhodu, že odstraňuje možnou fázovou nesrovnalost vysílaných signálů (fázová koherence), která by mohla vzniknout, kdyby byl celý signál generován najednou. Tím je vytvořený vysílaný radarový signál, který je dále v programu využíván.

2.1.3 Vizuální rozmístění cílů a anténních elementů

Po vytvoření vysílaného signálu se určují rozestupy mezi elementy v anténní řadě *d_radaru* spolu s jejich vizuálním zobrazením v prostoru včetně samotných zadaných cílů. Rozestupy mezi elementy jsou určeny podle nosné frekvence *Fc* vztahem (2.3). Následně jsou rovnoměrně rozmístěny podél středové osy anténní řady (souřadnice (0,0)) – Obr. 41.

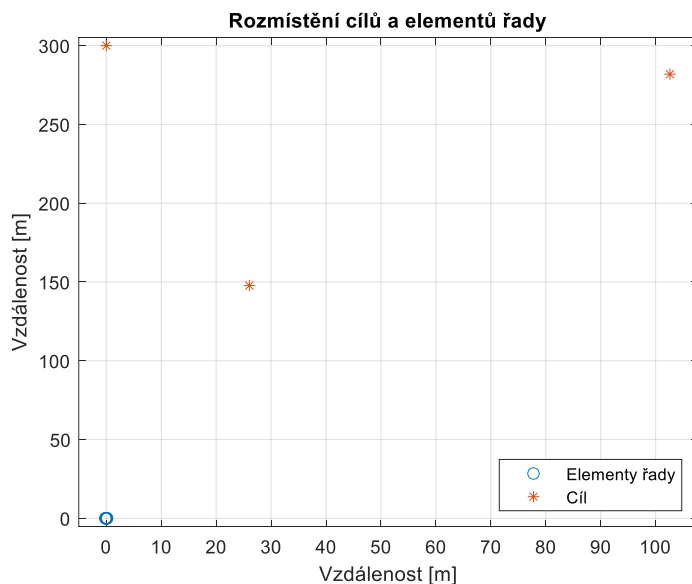
$$d_radaru = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{F_c \cdot 2}. \quad (2.3)$$



Obr. 41 – Vizuální rozmístění elementů anténní řady

Po vytvoření řady se určují souřadnice jednotlivých cílů. Pro určení jejich poloh je zapotřebí mít definovány hodnoty jejich vzdálenosti od antény Rt a úhlu Azt , ve kterém se nacházejí. Následně lze jejich souřadnice x a y spočítat podle vztahů (2.4) – Obr. 42.

$$\begin{aligned} x_n &= \sin(Azt_n \cdot Rt_n) \\ y_n &= \cos(Azt_n \cdot Rt_n) \end{aligned} \quad (2.4)$$



Obr. 42 – Vizuální rozmístění cílů a elementů anténní řady

2.1.4 Vytvoření přijatého signálu od cílů

Vytvořený vysílaný pulzní radarový signál z kapitoly 2.1.2 je využit a transformován s využitím znalostí o parametrech cílů (poloha, radiální rychlost, efektivní odrazná plocha) do podoby signálu odraženého od těchto cílů a dopadají na dílčí prvky anténního pole (přijímací kanály radarového systému).

Nejprve je zapotřebí určit zpoždění, ve kterém je daný signál od cílů přijatý vůči času jeho vyslání, podle vzdálenosti cílů od radaru – Obr. 3. Toto časové zpoždění $delay$ je určeno pomocí vztahu (2.5).

$$delay(t) = \frac{2 \cdot Rt}{c} \quad (2.5)$$

Jelikož je náš signál vzorkovaný, je zapotřebí tento čas převést na počet vzorků, o které byl signál zpožděn za pomoci vzorkovací frekvence Fv (2.6).

$$delay_samp(N) \doteq Fv \cdot delay(t) \quad (2.6)$$

Jak je vidět ze vztahu (2.6), tak jelikož se jedná o vzorky, je zapotřebí jejich hodnoty zaokrouhlovat, což může ústít k menším odchylkám při určování reálné polohy cílů.

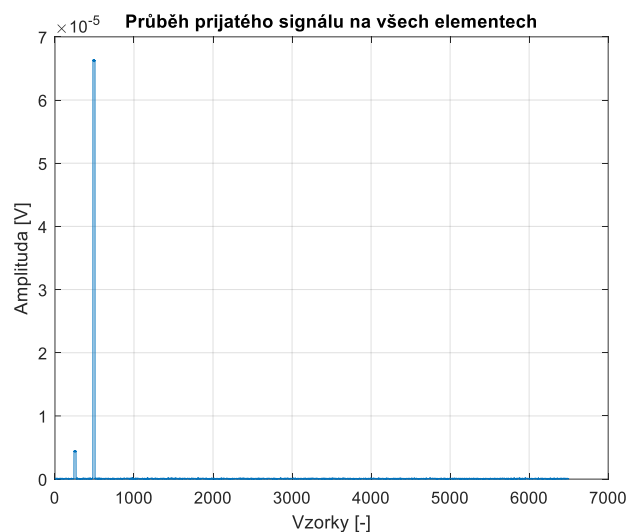
Signál šířící se prostředím se následně odrazí od cíle a cestuje zpátky k radaru. Během této cesty ztrácí na své intenzitě a slábne. Toto zeslabení je popsáno pomocí radarové rovnice (1.27) z kapitoly 1.4.5, kde se uplatňují zadané hodnoty zisků Gv a Gp spolu s vysílacím výkonem Pv , ztrátami šířením v daném prostředí L , vzdáleností cílů Rt a velikostí jejich efektivních odrazných ploch $Odras_plocha$. Takto upravený signál označujeme jako $S_{prijaty}$, nicméně je nutné do něj ještě zahrnout vliv radiálního pohybu cíle.

Dále je nutné brát v potaz, že cíle nemusí být stacionární a mohou se také hýbat. To do signálu zanáší Doppleův frekvenční posuv, který byl popsán v kapitole 1.4.2. Tento frekvenční posuv je určen pomocí vzorce (1.18), který je následně v podobě frekvenční změny odraženého signálu vůči signálu na cíl dopadajícímu aplikován vztahem (2.7).

$$s_{odrazeny}(t) = s_{vyslany}(t) \cdot e^{(j2\pi f_d \cdot t)} \quad (2.7)$$

Tím se vytvoří přijímaný signál odražený od cílů, který následně dopadá na anténní řadu. Na každý element dopadá signál v jiném čase (fázi), a je proto nutné pro každý element tento posun k jeho kanálu přidat. Pomocí vztahu (2.8) nám vznikne přijímaný signál odražený od cílů pro každý element řady $prijat_sig_awgn$, do kterého je následně přidán aditivní bílý Gaussův šum (Additive White Gaussian Noise-AWGN), u kterého jsme schopni určovat přes SNR jeho odstup od vytvořeného signálu – Obr. 43.

$$s_{prijaty}(t, n) = s_{prijaty}(t) \cdot e^{\left(j(n-1) \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) d_radaru \cdot \sin(Az) \right)} \quad (2.8)$$

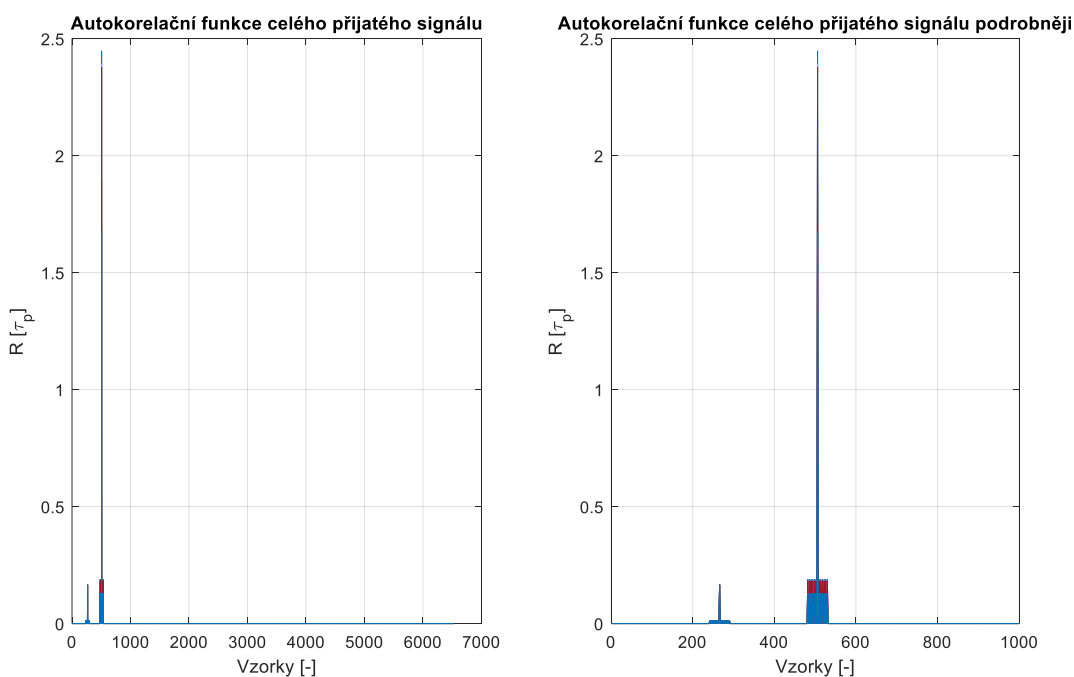


Obr. 43 – Průběh přijatého signálu na anténních elementech

2.1.5 Detekce cílů z přijatého signálu

Poté je tento signál upraven do maticového tvaru vizualizovaného na Obr. 22 z kapitoly 1.5.1, pro přehlednější a jednodušší zpracování. Posléze jsou na signál aplikovány metody, ze kterých se určí počet cílů v signálu a jejich vzdálenosti od radaru.

První aplikovanou metodou je přizpůsobená filtrace, viz kapitola 1.5.2, která je prováděna korelací přijatého signálu *prijat_sig_awgn* s jeho původní vysílanou replikou *signal_pouz* z kapitoly 2.1.2. Díky které přijímaný signál vystoupí ze šumu v podobě jeho autokorelační funkce – Obr. 44.



Obr. 44 – Autokorelační funkce přijatého signálu (Barker13)

Po provedení přizpůsobené filtrace přijatého signálu je následně zapotřebí zjistit pozice maxim výsledného signálu, které reprezentují jednotlivé radarové cíle, ze kterých je následně možné určit jejich vzdálenost od radaru. Odhad, která ze špiček představuje cíl, se provádí pomocí detekčních algoritmů.

Jeden z těchto algoritmů je CA-CFAR popsáný v kapitole 1.5.3, díky němuž se určují pozice maxim v autokorelační funkci. Další možnou metodou, která je využívána při jednoduchém obdélníkovém pulzu, je určování hodnoty prahu detekce za pomoci vzorků signálu (šumu) z mrtvé zóny odběhu, které jsou zprůměrovány a následně tak tvoří detekční práh.

Z těchto detekčních algoritmů následně získáváme hodnoty vzorků, na kterých se dané špičky nacházejí, uloženy ve veličině *misto*. Z těchto hodnot se (2.9) určí časová zpoždění a (2.10) následné vzdálenosti, ve kterých se dané cíle nacházejí.

$$zpozdeni = \frac{misto - sig_sam}{Fv} \quad (2.9)$$

$$vzdalenost = \frac{zpozdeni \cdot c}{2} \quad (2.10)$$

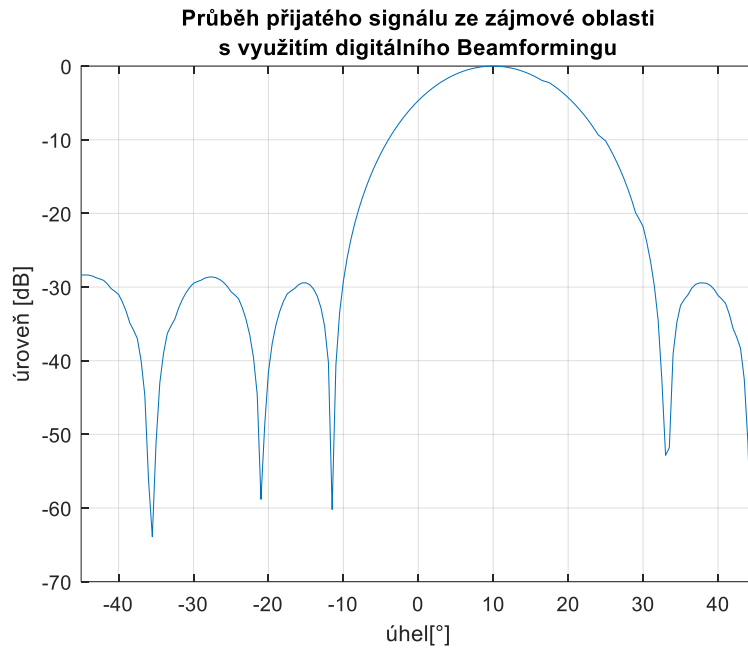
Ovšem může nastat i situace, kdy se dva cíle mohou nacházet ve vzdálenosti menší než je rozlišovací schopnost radaru *rozlis_schopnost*, v ten moment není možné přesně určit, zda se jedná o jeden, nebo dva cíle (blíže popsáno v kapitole 2.2). V případě, že tyto cíle jsou od sebe v dostatečné úhlové vzdálenosti (v našem případě v azimutu), je možné tuto nejednoznačnost následně řešit přes metody určování směru příchodu signálu, které byly popsány v kapitole 1.6.

Pro zjednodušení výpočtů se z přijatého signálu následně vytvoří matice *cile* naplněná jenom vzorky, které odpovídají detekovaným špičkám, čímž se sníží velikost zpracovávaných dat o nežádoucí hodnoty.

2.1.6 Určení směru příchodu signálu

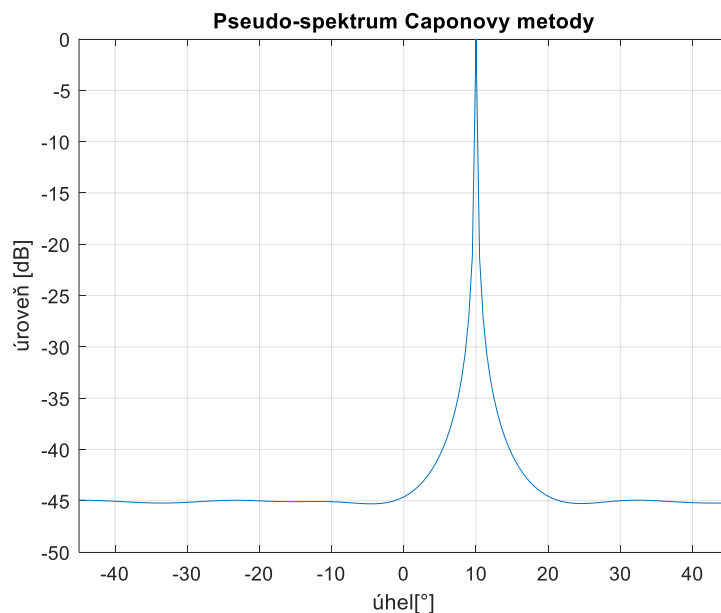
Tato kapitola popisuje aplikace metod určení směru příchodu signálu, které jsou uvedeny v kapitole 1.6, na vzorky přijatého signálu uložené do matice *cile*. V této diplomové práci se s ohledem na aplikaci různých přístupů k určení směru příchodu signálu omezím pouze na sektor $\pm 45^\circ$, ve kterém při konstantní rozteči mezi elementy anténní řady $\frac{\lambda}{2}$ nehrozí výskyt difrakčních svazků, ani významná deformace a změna tvaru hlavního anténního svazku.

Nejjednodušším z postupů je aplikace elementárního vychylování anténního svazku, jedná se o metodu označovanou jako digitální beamforming. Ta je vytvářena pomocí vztahu (1.41) z kapitoly 1.6.1. Na Obr. 45 je zobrazen průběh přijímaného signálu přes přeběh digitálně vychylovaného svazku zájmovým prostorem. U této metody je možné přes proměnou *okno* vybírat typ používaného váhovacího okna, díky kterému se mohou měnit vlastnosti metody – především odstup postranních laloků. Tyto změny budou podrobněji popsány v kapitole 2.3.



Obr. 45 – Určení směru příchodu signálu s využitím digitálního Beamformingu (cíl v 10°)

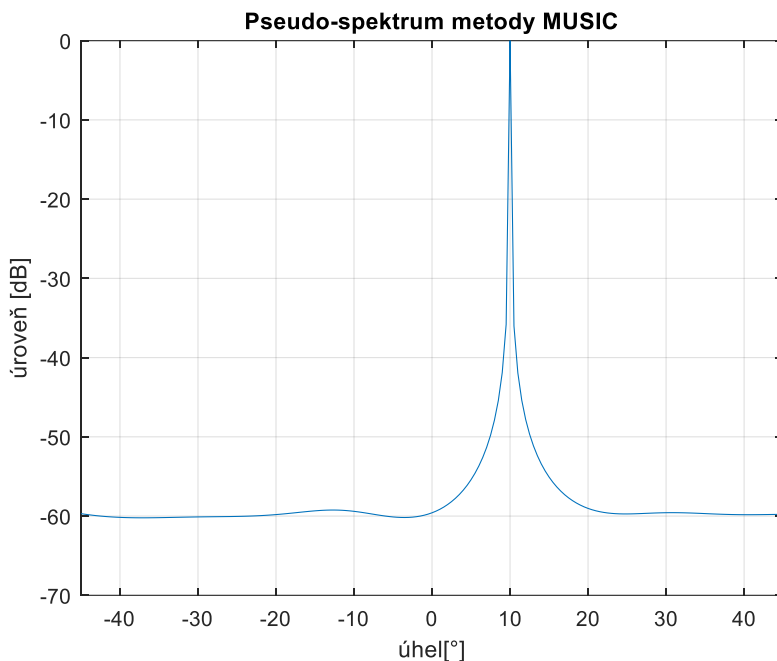
Následující část ukazuje aplikaci modifikace výše uvedené metody, a to metodu Caponovu. Při této metodě je využívána kovarianční matice přijatého signálu, která je vytvořena podle postupu z kapitoly 1.6.2, ze které je podle vztahu (1.50) následně určen směr příchodu signálu Obr. 46.



Obr. 46 – Pseudo-spektrum Caponovy metody (cíl v 10°)

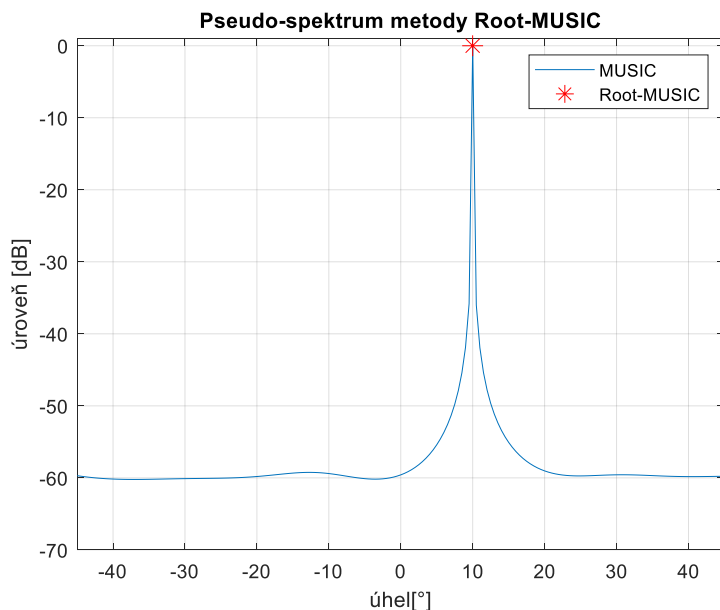
Následují metody využívající principu zpracování přijatého signálu odraženého od cílů přes kovarianční matici. Tato matice je rozdělena na dvě části, a to na matici signálového a šumového podprostoru kovarianční matice přes postup uvedený v kapitole 1.6.3. Hovoří se o nich jako o podprostorových metodách.

První z těchto metod je metoda MUSIC, která prostřednictvím aplikace vztahu (1.54) na matici obsahující vzorky přijatých signálů odraženého od cílů vypočte pseudo-spektrum, v jehož maximu se nachází poloha cíle – Obr. 47.



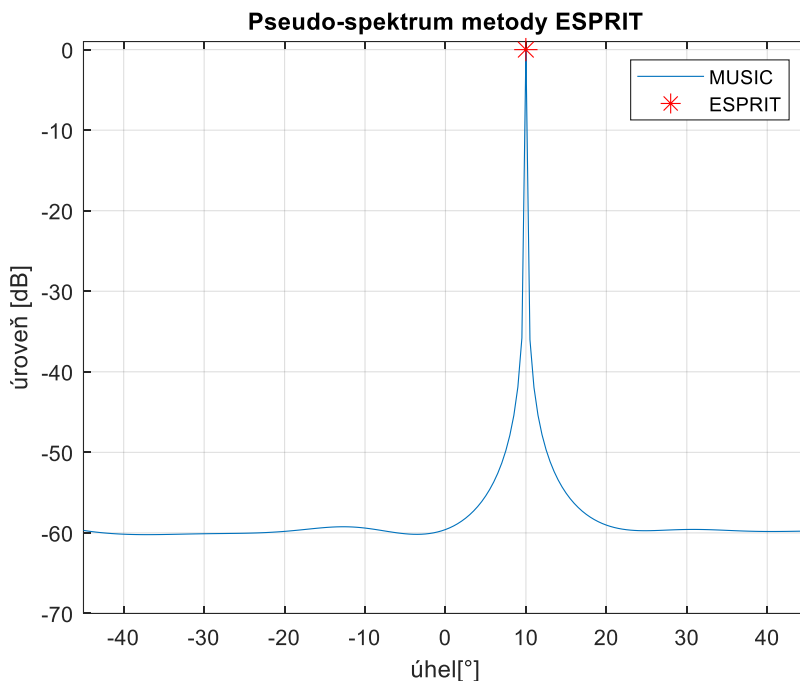
Obr. 47 – Pseudo-spektrum metody MUSIC (cíl v 10°)

Další z aplikovaných metod je její modifikovanější verze Root-MUSIC. Ta oproti MUSICu neprohledává celý prostor, ale využívá rozložení prostoru do polynomů, kde hledá jejich kořeny podle postupu z kapitoly 1.6.4. Následně podle vztahu (1.57) se z těchto kořenů určuje směr příchodu signálu – Obr. 48.



Obr. 48 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody Root-MUSIC (cíl v 10°)

Poslední využitou metodou je metoda ESPRIT. Oproti ostatním podprostorovým metodám využívá signálový podprostor a rozděluje využívanou anténní řadu do dvou podsoustav podle postupu z kapitoly 1.6.5. Posléze se přes vztah (1.63) určí směr příchodu signálu Obr. 49.

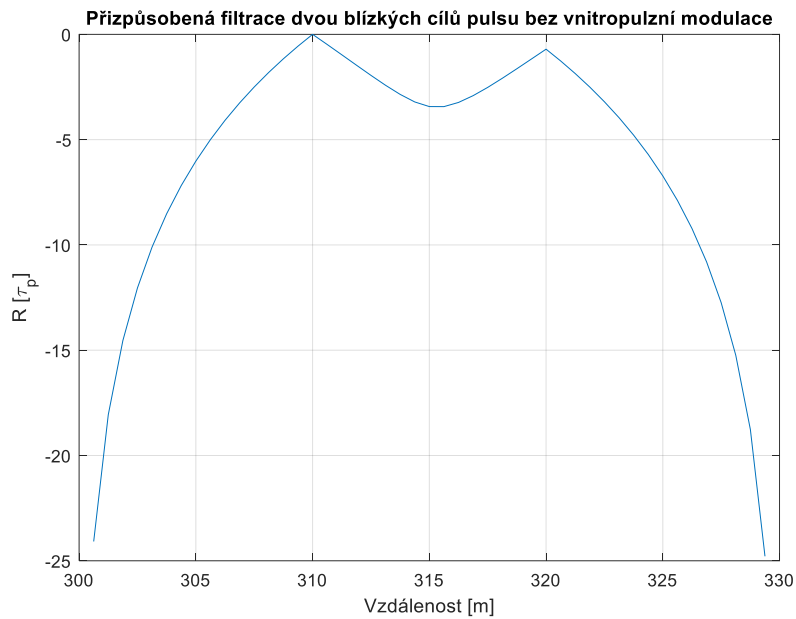


Obr. 49 – Pseudo-spektrum metody MUSIC a metody ESPRIT (cíl v 10°)

2.2 Blok přizpůsobené filtrace

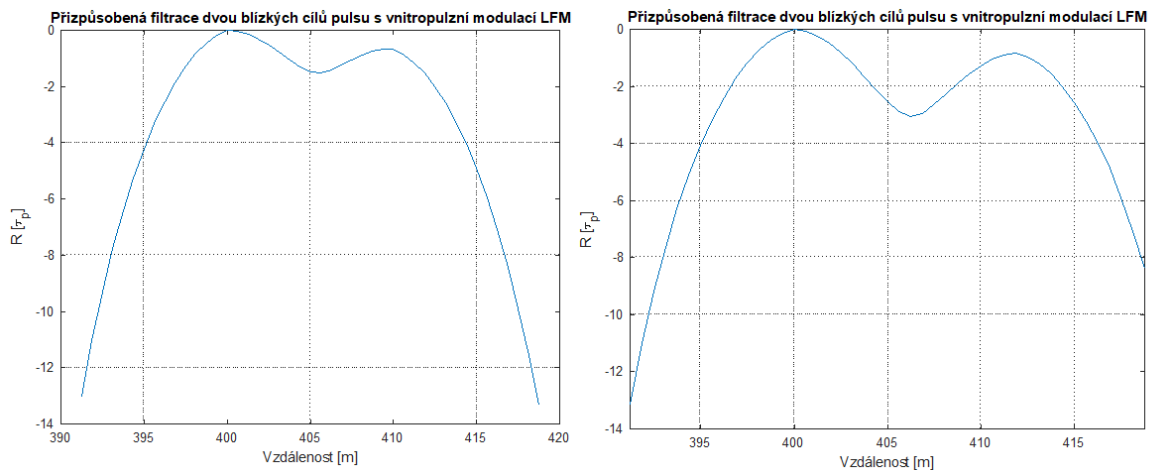
Jak bylo zmíněno v kapitole 2.1.5, tak může nastávat situace, kdy není možné rozlišit dva blízké cíle, které mají od sebe menší radiální vzdálenost, než je rozlišovací schopnost radaru v dálce. V této kapitole budou popsány výsledky rozlišovacích schopností v dálce pro jednotlivé typy využívaných pulzních signálů, přičemž jsou pro simulaci uvažovány dva totožné cíle se stejnou hodnotou RCS a zohledněním útlumu dvoucestným šířením, jejichž radiální rozestup byl nastaven přesně na hodnotu předpokládané rozlišovací schopnosti radaru – 10 m.

První signál je obdélníkový nemodulovaný signál. U tohoto typu signálu je rozlišovací schopnost dána jeho samotnou délkou podle rovnice (1.4). To je také vidět na Obr. 50, kde je při tomto rozestupu cílů patrný 3 dB propad mezi maximy jejich korelační funkce, díky kterému lze následně tyto dva cíle rozeznat kapitola 1.2.2. I když se jedná o dva totožné cíle, je vidět, že nemají stejnou úroveň přijatého signálu. To je způsobeno zohledněním útlumu při šíření, kde slabší signál přichází od vzdálenějšího cíle, který musí urazit delší vzdálenost, a tím se i více utlumí.



Obr. 50 – Rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 10 m při využití pulzního signálu bez vnitropulzní modulace

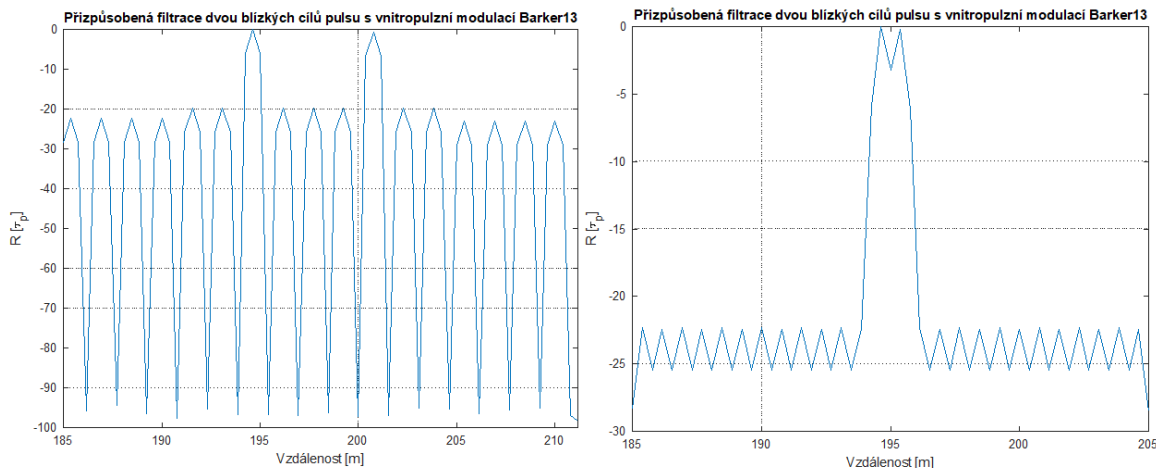
Při využití LFM ve stejné vzdálenosti při stejné rozlišovací schopnosti je vidět na Obr. 51 (vlevo) tvorbu dvou hlavních laloků, ale s propadem pouhých 1,5 dB, to je způsobeno vyššími postranními laloky autokorelační funkce, které nejsou při přizpůsobené filtraci dost potlačeny a mají při součtu charakteristik také váhu. Až při vzdálenosti 12,1 metrů – Obr. 51 (vpravo) bylo následně dosaženo vzájemného poklesu 3 dB.



Obr. 51 – Rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 10 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací LFM (vlevo) a rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 12,1 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací LFM (vpravo)

Posledním aplikovaným typem signálu byl signál využívající modulaci Barker13. Z Obr. 52 (vlevo) je patrné, že rozlišovací schopnost byla výrazně zlepšena, a to z důvodu, že při modulaci signálu pomocí Barkera, je jeho spektrum tvořeno součtem jednotlivých spekter vytvořených subpulzů, ty díky svým malým rozměrům mají relativně velkou šířku pásma,

vůči samotnému pulzu, což následně vede při korelaci na příjmu k vniku úzkého hlavního svazku – Obr. 8 (vpravo), také známé jako komprese pulzu. Tím se zlepší rozlišovací schopnost oproti samotnému nemodulovanému obdélníkovému pulzu a jsme schopni rozeznávat cíle už na vzdálenost 1 metr – Obr. 52 (vpravo).



Obr. 52 – Rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 10 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací Barker13 (vlevo) a rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti 1 m při využití pulzního signálu s vnitropulzní modulací Barker13 (vpravo)

Z Tabulka 2 je patrné, že při používání modulace Barker13 jsme schopni zlepšit naši rozlišovací schopnost až o 90 % oproti využívání pouhého obdélníkového pulzu při zachování celkových délek pulzů. Tyto typy pulzů mají ovšem značnou nevýhodu v tom, že pro dosažení požadované rozlišovací schopnosti v dále, musí být velmi krátké, a proto obsahují pouze malé množství energie, což znesnadňuje detekci malých objektů na velké vzdálenosti. Pro delší vzdálenosti a malé objekty je proto vhodné využít LFM. Tento typ vnitropulzní modulace sice dosáhl při stejné šířce využívaného pásma jako prostý nemodulovaný pulz zhoršení rozlišovací schopnosti o cca 21 %, ovšem při výrazně větší délce pulzu, což umožňuje přenášet výrazně více energie a dosáhnout tím spolehlivější detekce cílů.

Tabulka 2 – Rozlišovací schopnosti signálů

Signál	Rozlišovací schopnost	Zlepšení
Obdélník	10 m	0 %
LFM	12,1 m	-21 %
Barker13	1 m	90 %

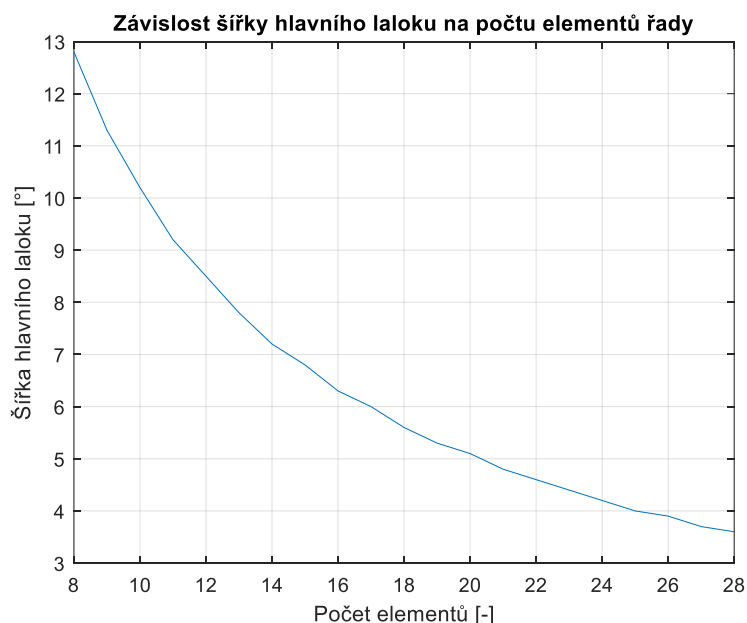
2.3 Simulace rozlišovací schopnosti v úhlu, vlivu rychlosti a vlivu šumu

Tato kapitola je zaměřena na analýzu metod určení směru příchodu signálu odraženého od zájmových cílů a vlivů, které mohou ovlivňovat přesnost měření úhlu přijímaného signálu s využitím těchto metod.

2.3.1 Parametry radaru ovlivňující rozlišovací schopnost v úhlu

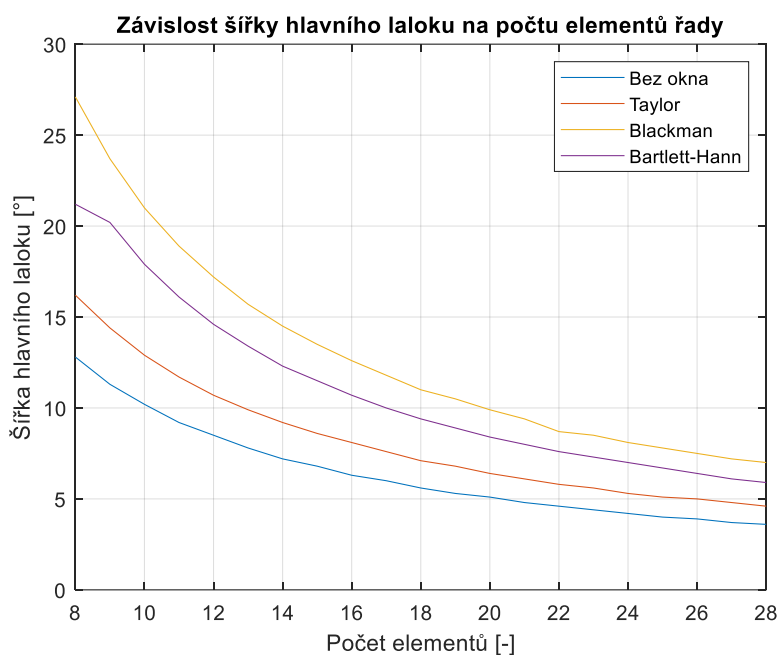
Ve své práci předpokládám a též i využívám víceprvkovou planární anténní řadu a vícekanálové koherentní signálové zpracování. Tento přístup umožňuje s využitím znalosti fázových rozdílů přijatých signálů na jednotlivých kanálech přijímače určovat směr příchodu signálu s využitím digitálního tvarování signálu nebo pseudospektrálních metod určení (Angle of Arrival-AoA).

Rozlišovací schopnost digitálního beamformingu neboli digitálního vychylování anténního svazku, je spjatá s vyzářovací charakteristikou používané anténní řady. Anténní řada může být obecně sestavena z několika anténních elementů – kapitola 1.3 – Obr. 12. S rostoucím počtem elementů se zužuje šířka hlavního vyzářovacího svazku, který udává i rozlišovací schopnost metody beamformingu. Na Obr. 53 je zobrazena tato závislost, kde s rostoucím počtem prvků se zužuje i samotný svazek. Ovšem se zvětšováním počtu elementů začne také narůstat i náročnost na signálové zpracování a datový přenos ze všech kanálů.



Obr. 53 – Závislost šířky hlavního laloku na počtu elementů řady

Dále je možné na samotnou charakteristiku aplikovat váhovací okna rovnice (1.41). Tato okna se využívají pro zlepšení odstupu postranních laloků v charakteristice prostřednictvím změny rozložení amplitud na jednotlivých elementech, přičemž amplituda od středu směrem ke kraji většinou klesá. Využívají se z důvodů, že nemusíme mít vždycky stejně velké cíle ve stejné vzdálenosti a slabší cíle se mohou ztrácet v postranních lalocích silnějších cílů. Při potlačení laloků se jejich energie směřuje do hlavního laloku, který se díky tomu rozšiřuje – Obr. 54.



Obr. 54 – Šířka hlavního laloku při použití váhových oken

Výsledné parametry pro jednotlivá okna při využití 8 elementů anténní řady jsou znázorněna v Tabulka 3.

Tabulka 3 – Vliv váhových oken na šířku hlavního laloku

Okna	Šířka hlavního laloku (8 elementů)	Odstup postranních laloků
Bez okna	12,8°	12,8dB
Taylor	16,2°	28,3dB
Blackman	27,1°	68,8dB
Bartlett-Hann	21,2°	34,1dB

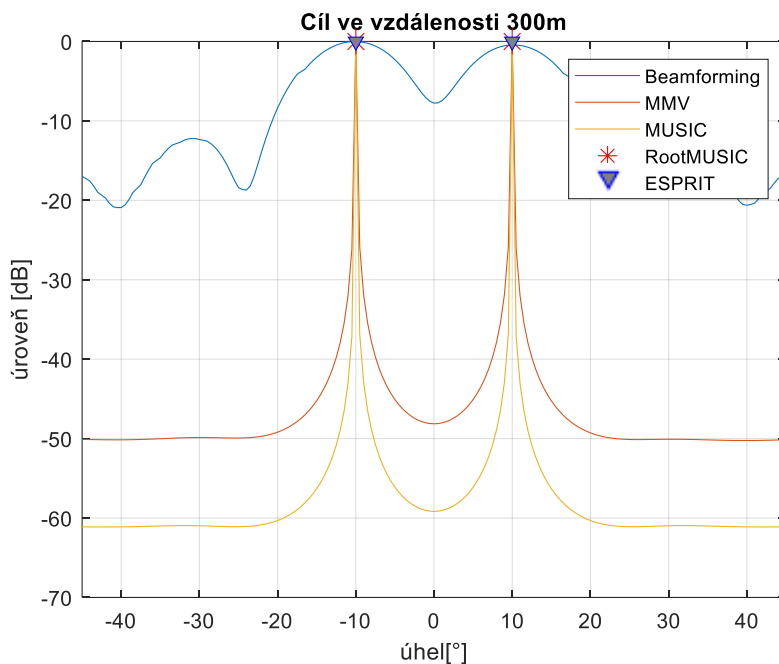
2.3.2 Rozlišovací schopnost AoA metod pro dva totožné cíle

V této části jsou porovnávány rozlišovací schopnosti aplikovaných metod AoA při různých typech využívaných vysílaných radarových pulzních signálech, pro dva totožné cíle umístěné ve stejné vzdálenosti a s azimuty $\pm 10^\circ$, při rozdílu v radiální rychlosti mezi cíli 1 m/s.

Pulz bez vnitropulzní modulace, 8 prvkové anténní pole bez váhování (metody beamforming, Capon, Music, RootMusic a Esprit)

Na Obr. 55 je zobrazeno pseudo-spektrum využívaných metod AoA při využití pulzu bez vnitropulzní modulace. Z výsledku je patrný rozdíl schopností jednotlivých metod potlačit nežádoucí postranní laloky, kde díky metodě MUSIC jsme schopni potlačit nechtěné signály

až o 60 dB, 44 dB při využívání metody MMV a u Root-MUSIC a ESPRITu tyto signály kompletně filtrovat.

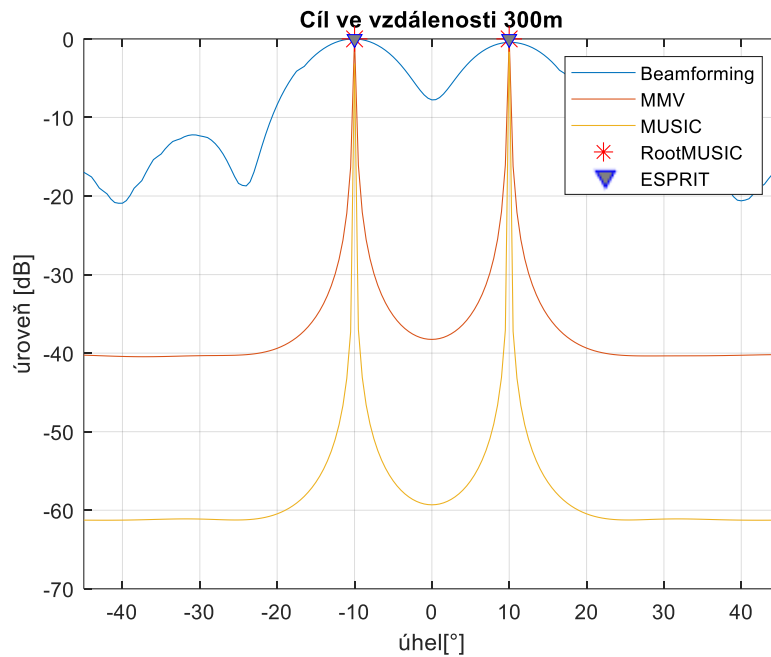


Obr. 55 – Pseudo-spektrum metod AoA při využití pulzu bez vnitropulzní modulace

LFM modulace, 8 prvkové anténní pole bez váhování (metody beamforming, Capon, Music, RootMusic a Esprit)

Dále byl použit signál s vnitropulzní modulací LFM – Obr. 56. Z Tabulka 4 je patrné, že se rozlišovací schopnosti všech metod AoA při využití této modulace zhoršily. To je způsobeno tím, že pro správnou funkci některých uváděných metod je nutné, aby signály odražené od jednotlivých cílů byly vszájemně nekorelované, toho je dosaženo vzájemnou rozdílnou radiální rychlostí obou simulovaných cílů. Jak víme z kapitoly 1.4.4, tak modulace LFM je náchylná na Dopplerovský posun, tím je její autokorelační funkce deformovaná (jak výkonově, tak i fázově) a může za následné zhoršení vlastností metod. Dále má

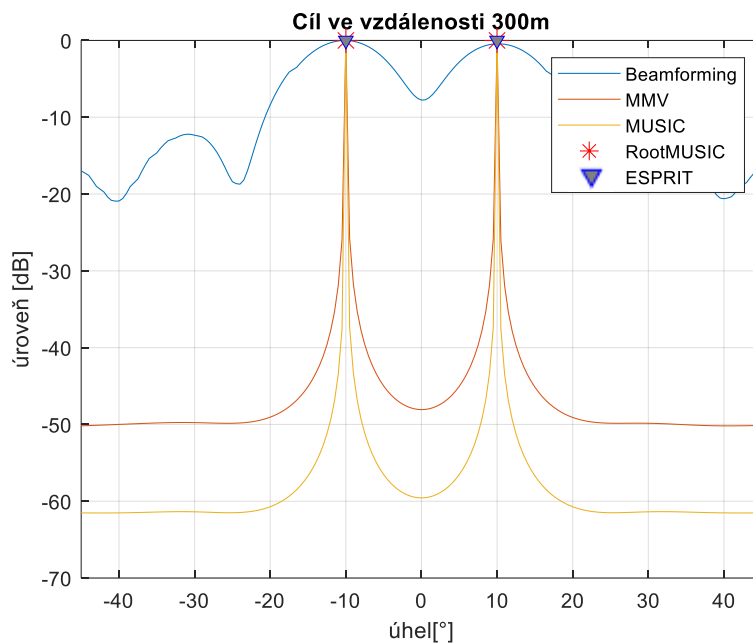
nezanedbatelný vliv též lehce zhoršený odstup postranních laloků autokorelační funkce LFM.



Obr. 56 – Pseudo-spektrum metod AoA při využití pulzu s vnitropulzní modulací LFM

Barker modulace, 8 prvkové anténní pole bez váhování (metody beamforming, Capon, Music, RootMusic a Esprit)

Posledním testovaným signálem byl pulz s vnitropulzní modulací Barker13 – Obr. 57. Ten oproti LFM výrazně připomíná průběhy dílčích metod AoA i výsledky úhlové rozlišovací schopnosti užití nemodulovaného pulzu – viz Tabulka 4. To je dáno podobností jejich autokorelačních funkcí a tomu, že stejně jako nemodulovaný pulz reaguje na Dopplerovský posun jen poklesem amplitud, které se projevují až při vyšších rychlostech.



Obr. 57 – Pseudo-spektrum metod AoA při využití pulzu s vnitropulzní modulací Barker13

Následně byly cíle k sobě postupně v azimutu přibližovány pro určení rozlišovacích schopností všech metod při použití různých typů pulzů. Tyto hodnoty byly následně zaneseny do Tabulka 4. Z této tabulky je patrné, že ze všech metod vychází jako nejpřesnější a s nejlepší rozlišovací schopností metoda ESPRIT.

Tabulka 4 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod při různých pulzech

Metoda/signál	Bez modulace	LFM	Barker13
Beamforming	9,4°	9,4°	9,4°
Capon	1,9°	2,9°	1,9°
Music	0,9°	1,1°	0,9°
Root-Music	0,3°	0,6°	0,3°
ESPRIT	0,2°	0,5°	0,2°

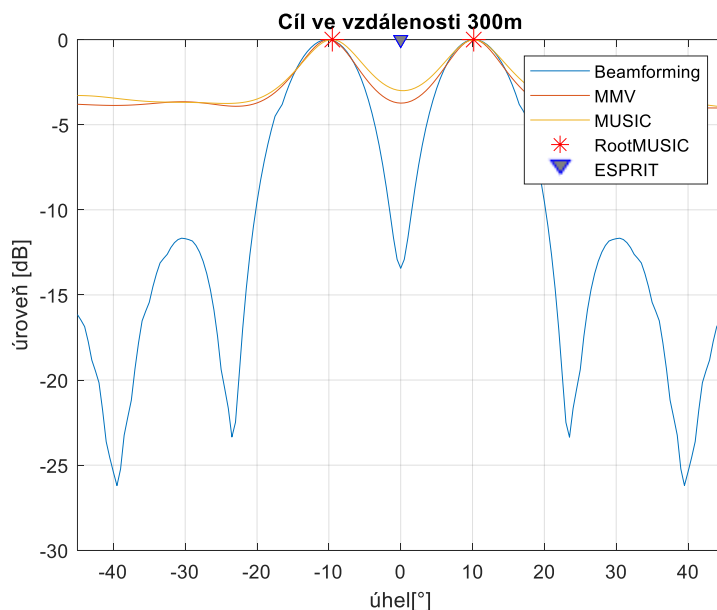
2.3.3 Vliv rychlosti cíle

V této části je popisován vliv rychlostí cílů na úhlovou rozlišovací schopnost metod založených na využívání kovarianční matice. Aby tato matice nebyla singulární (pak nelze určit směr příchodu signálu), tak je nutné, aby signály odražené od jednotlivých cílů byly nekoherentní.

Na Obr. 58 je průběh pseudo-spektra pro dva nehybné cíle. Z výsledků je patrná deformace pseudo-spekter těchto kovariančních metod, u kterých nastalo zhoršení jejich rozlišovacích schopností (Tabulka 5) i přesnosti. Například u metody ESPRIT není možné vůbec určit správné AoA. To je způsobeno tím, že při tvorbách signálových a šumových podprostorů kovarianční matice je zapotřebí mít nekorelované signály, díky kterým lze následně matici rozložit. Ovšem při korelovatelných signálech se kovarianční matice stává singulární a zamezuje tak tím samotnému rozkladu a silně ovlivňuje schopnost správného určení AoA.

Tabulka 5 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod pro nepohyblivé cíle

Metoda	Rozlišení
Beamforming	11,6°
Capon	12,7°
Music	12,5°
Root-Music	12,5°
ESPRIT	-

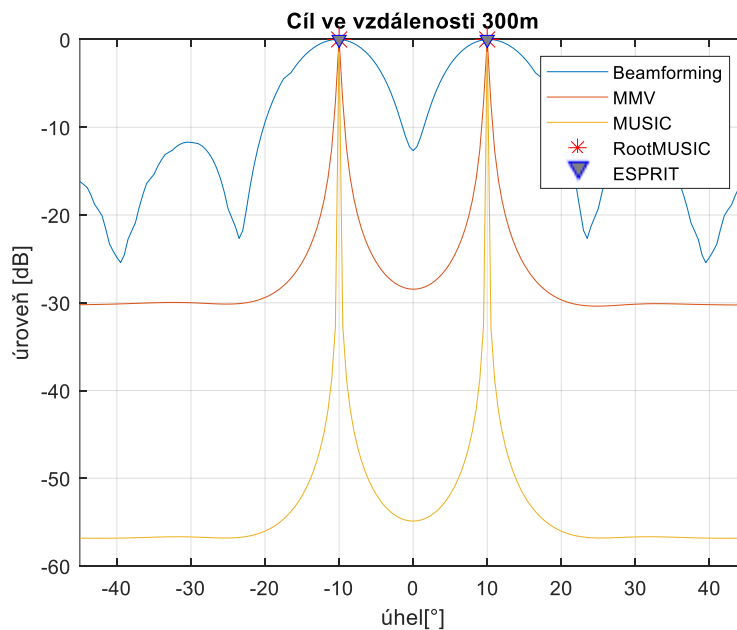


Obr. 58 – Pseudo-spektrum metod AoA pro dva nepohyblivé cíle

I drobné rozdíly radiálních rychlostí dvou cílů stačí na opětovnou funkčnost těchto metod – Obr. 59. Jak je ale z průběhu patrné, nemůžeme dosahovat velkých přesností. S rostoucím rozdílem radiálních rychlostí cílů je následně možné rozlišovat tyto cíle od sebe (Tabulka 6) a je i zlepšená samotná přesnost určení směru příchodu signálu.

Tabulka 6 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod pro cíle s rozdílem rychlostí 0,1 m/s

Metoda	Rozlišení
Beamforming	11,4°
Capon	5°
Music	1,5°
Root-Music	1,4°
ESPRIT	1,2°

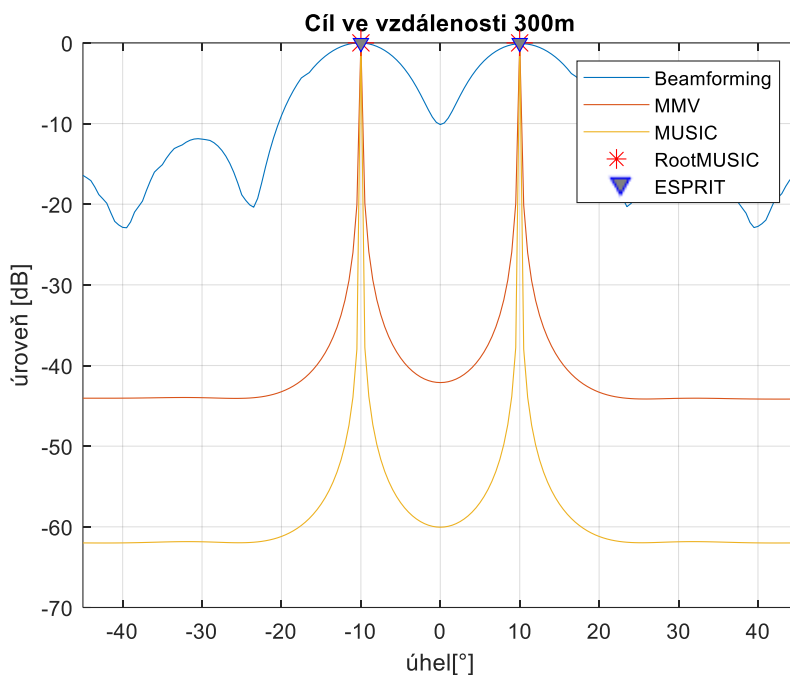


Obr. 59 – Pseudo-spektrum metod AoA pro dva cíle s rozdílem rychlostí 0,1 m/s

Se zvětšujícím se odstupem rychlostí je jednodušší signály od sebe rozeznávat a lépe tvořit kovarianční matice a jejich podprostory – Obr. 60. Tím se zlepši i rozlišovací schopnosti směroměrných metod – Tabulka 7. Nelze ovšem zanedbat fakt, že samotné signály jsou ovlivňovány Dopplerovským posunem – viz kapitola 1.4.4, a tím se naopak v případě některých typů vnitropulzních modulací mohou některé parametry radarového systému zhoršit – např. přesnost určení radiální vzdálenosti cíle v případě využití LFM vnitropulzní modulace.

Tabulka 7 – Rozlišovací schopnosti směroměrných metod pro cíle s rozdílem rychlostí 0,5 m/s

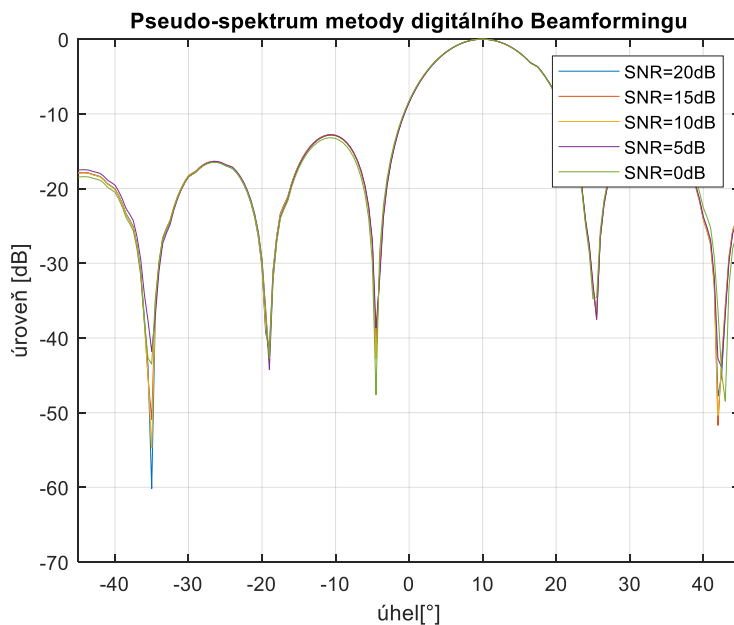
Metoda	Rozlišení
Beamforming	10,5°
Capon	2,43°
Music	0,9°
Root-Music	0,55°
ESPRIT	0,48°



Obr. 60 – Pseudo-spektrum metod AoA pro dva cíle s rozdílem rychlostí 0,5 m/s

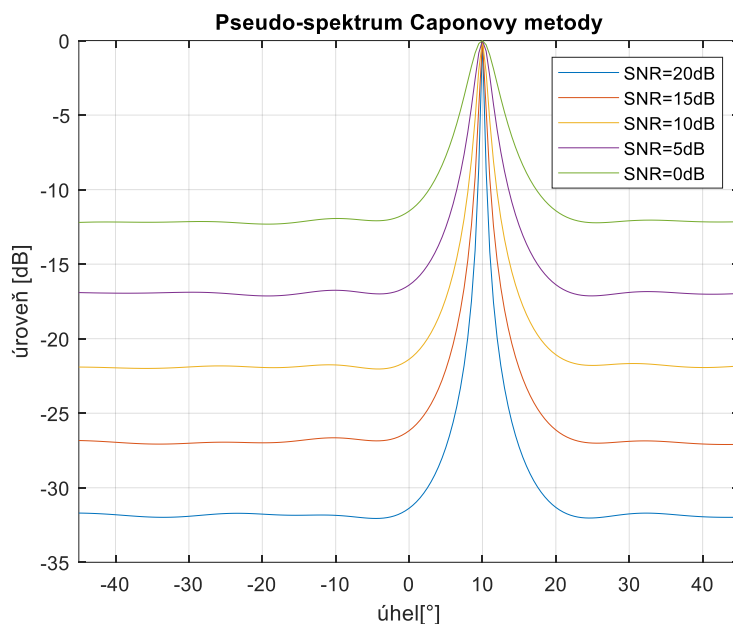
2.3.4 Vliv šumu

V neposlední řadě je nutné zmínit vliv samotného šumu. Ten působí na každou metodu různě. Například pro metodu digitálního beamformingu je z Obr. 61 zřejmé, že snižování poměru signálu k šumu (Signal to Noise Ratio-SNR) nemá na funkčnost, ani tvar metody takřka žádný vliv.



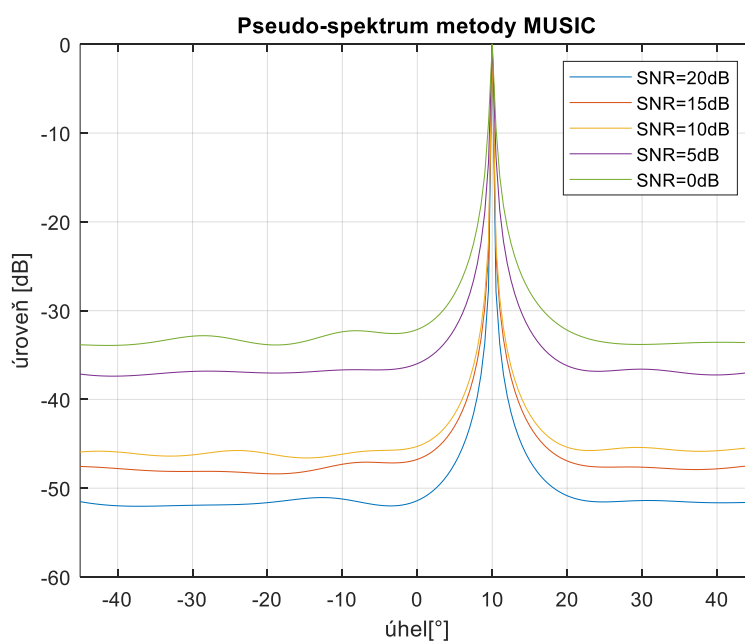
Obr. 61 – Pseudo-spektrum metody digitálního Beamformingu pro různé hodnoty SNR

Oproti tomu u Caponovy metody je vidět na Obr. 62 znatelný vliv šumu, kde při snížení SNR se také snižuje schopnost metody potlačovat signály z nežádoucích směrů, narůstá šířka laloku v maximu spektra, která odpovídá hledanému směru a tím se zhoršuje její rozlišovací schopnost.



Obr. 62 – Pseudo-spektrum Caponovy metody pro různé hodnoty SNR

U metody MUSIC je také vidět tento vliv šumu – Obr. 63, ale oproti Caponově metodě není jeho vliv natolik závažný, a to díky její schopnosti oddělit šumovou část od té signálové.



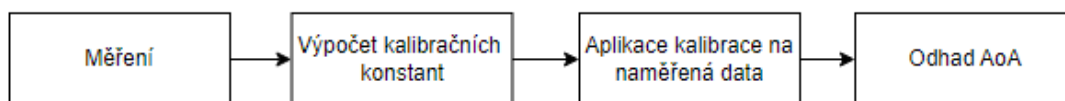
Obr. 63 – Pseudo-spektrum metody MUSIC pro různé hodnoty SNR

3 Experimentální ověření

V této kapitole je uveden popis uskutečněného experimentálního ověření uváděných a analyzovaných parametrů radarového systému měřením v reálných podmínkách pro ověření funkčnosti a správnosti simulačního modelu.

3.1 Popis experimentálního měření

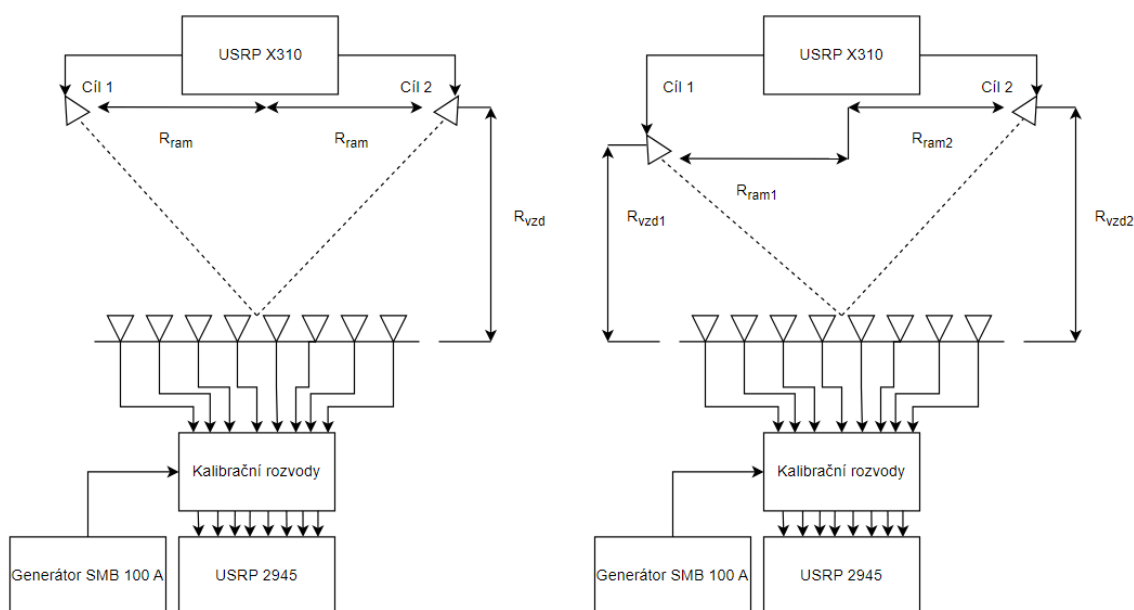
Experimentální ověření lze rozdělit do několika etap, které jsou znázorněny na Obr. 64. Každá z těchto etap je v nadcházejících kapitolách podrobněji popsána.



Obr. 64 – Blokové schéma měření

3.1.1 Měření

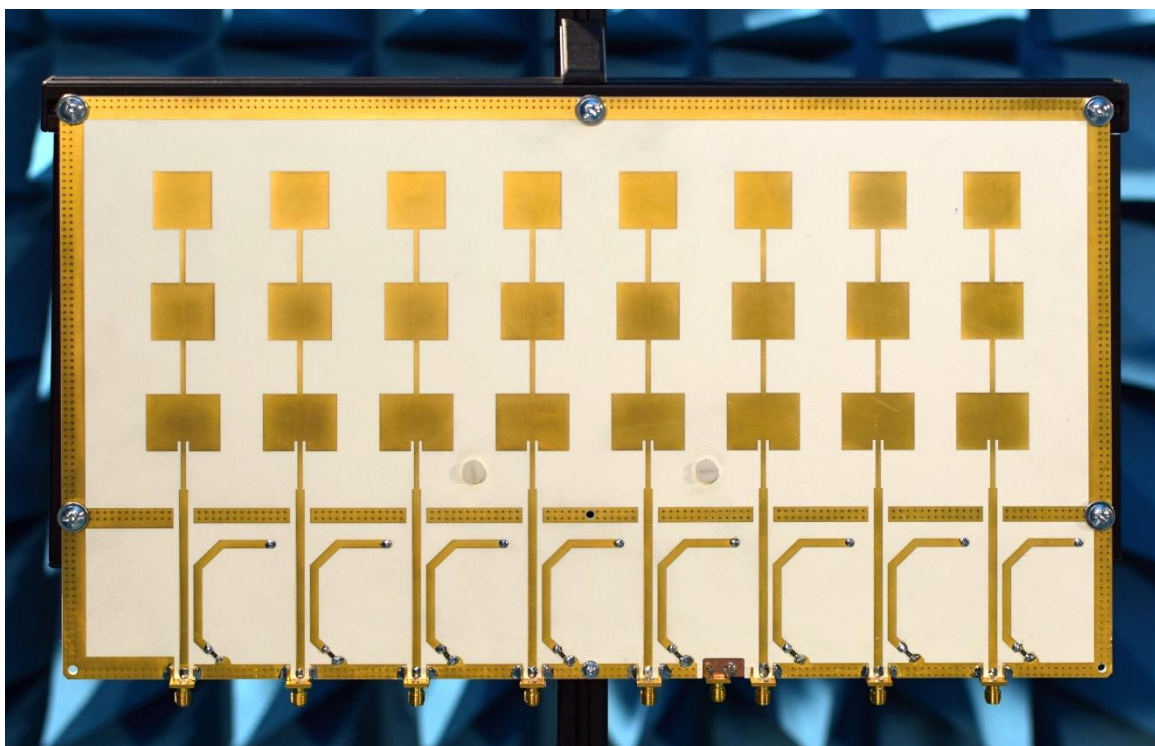
Samotné měření bylo prováděno podle schémat na Obr. 65, které znázorňuje využití dílčích přístrojů (obvodů) a jejich zařazení v měřicím řetězci.



Obr. 65 – Blokové schéma měřicího pracoviště pro dva cíle ve stejné vzdálenosti (vlevo) a v různé vzdálenosti (vpravo)

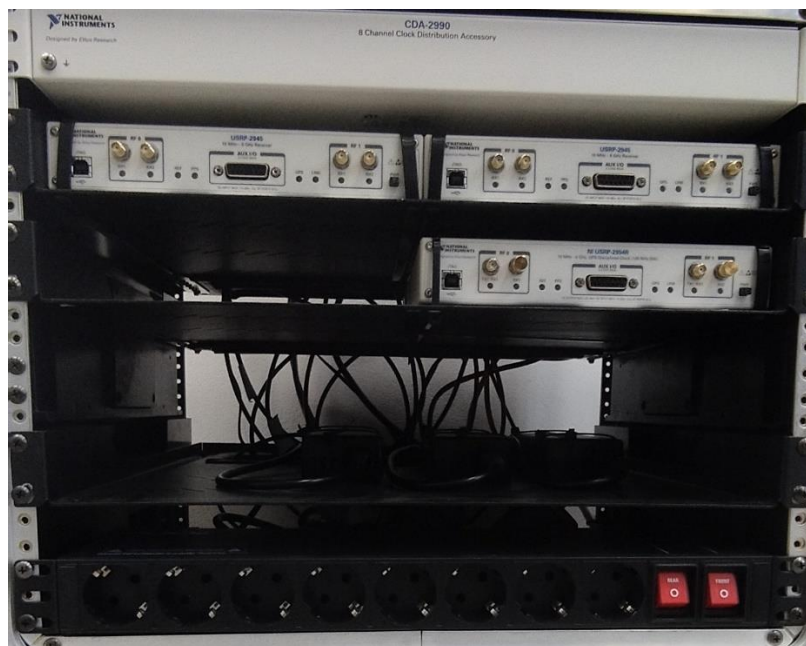
Přijímací soustava byla tvořena anténním polem, které je složeno z 8 sériově napájených anténních řad, přičemž každá z těchto řad je využívána jako jeden samostatný přijímací kanál radarového systému. Obr. 66. Tato anténa obsahuje integrované rozvody kalibračního signálu, díky kterému nebylo zapotřebí vysílat kalibrační signál prostřednictvím jiné samostatné antény umístěné ve vzdálené zóně antény v podobě kalibračního cíle, ale stačilo

pouze vysílat kalibrační signál do těchto rozvodů antény pro časovou a fázovou kalibraci všech 8 přijímacích kanálů radarového systému.



Obr. 66 – Fotografie přijímacího anténního pole

Jednotlivé anténní řady byly následně zapojeny do přijímací části radarového systému na bázi softwarově definovaných rádií – Obr. 68 (Software Defined Radio-SDR) USRP 2945 umístěných v 19" racku Obr. 67, na kterých se zaznamenávaly signály přijaté na jednotlivých řadách anténního pole.



Obr. 67 – Fotografie umístěných přijímacích USRP v 19" racku



Obr. 68 – Fotografie zapojení přijímacího pracoviště

Jako ověřovací cíle byly využity dvě širokopásmové trychtýřové antény buzené navrženými pulzními radarovými signály. Tyto antény byly napojeny a buzeny prostřednictvím

softwarově definovaného rádia SDR USRP X310 – Obr. 69. Na Obr. 70 je znázorněno reálné zapojení cvičných cílů buzených SDR, které bylo ovládáno pomocí programu GNU radio, kde se nastavovaly jednotlivé parametry signálů radarových signálů. Tímto systémem bylo umožněno velmi jednoduše simulovat dva různé typy cílů s různými Dopplerovskými frekvenčními posuvy zároveň.



Obr. 69 – Fotografie vysílače USRP X310



Obr. 70 – Fotografie zapojení vysílače pracoviště

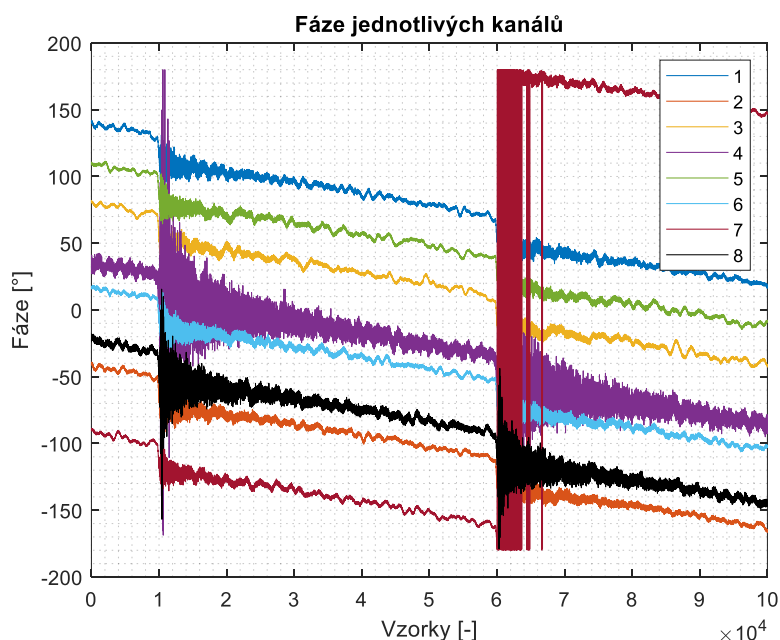
Samotné měření následně probíhalo tak, že prvně byl do rozvodů přijímací antény poslán kalibrační signál ze signálového generátoru Rohde&Schwarz SMB 100 A, který byl na jednotlivých přijímacích kanálech zaznamenán, následně bylo spuštěno vysílání samotných radarových signálů prostřednictvím cvičných, které bylo zaznamenáno a uloženo. Pak následovalo off-line signálové zpracování naměřených hodnot, kde se nejprve

spočítaly kalibrační koeficienty z prvotní kalibrační části, přes které byl měřený signál kalibrován, a nakonec se z těchto dat určoval AoA. Tento postup byl aplikován pro různá rozmístění vysílacích antén (cvičných cílů).

3.1.2 Výpočet kalibračních konstant a jejich následná implementace

Účelem kalibrace je fázově synchronizovat kanály přijímacích SDR, na která jsou přijímány signály z jednotlivých elementů přijímacího anténního pole tak, aby se systém jevil jako koherentní (kapitola 1.1). Jak bylo zmíněno v minulé kapitole, kalibrace je prováděna posláním kalibračního signálu generátorem do kalibračního rozvodu antény. Tento signál je následně zaznamenán pro jednotlivé elementy prostřednictvím 8 kanálů na dvou zařízeních SDR.

Po zaznamenání kalibračních dat se nejprve vizualizuje fáze jednotlivých kanálů – Obr. 71.

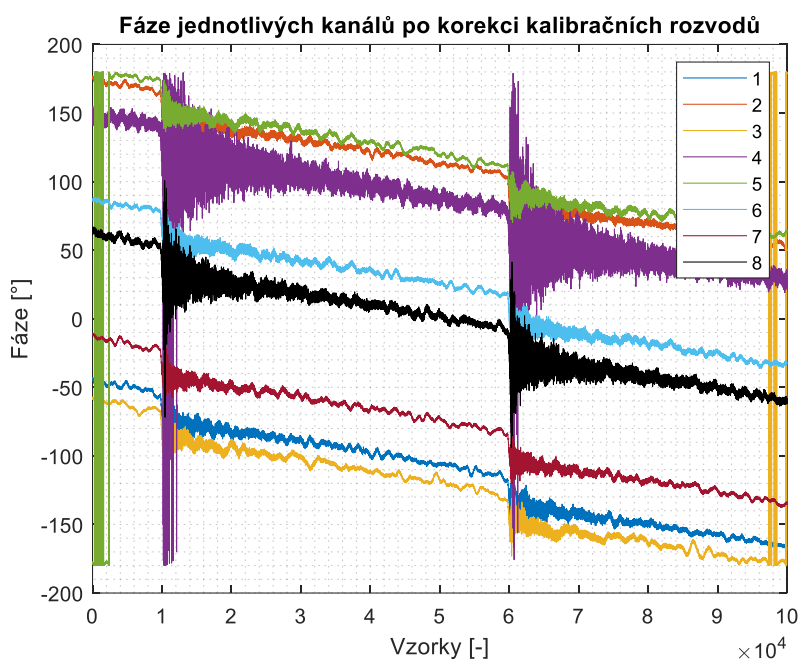


Obr. 71 – Fáze jednotlivých kanálů kalibračních dat

Při kalibraci je nutné brát v potaz, že i samotné kalibrační rozvody na anténě vytvářejí svůj vlastní fázový posun, který je zapotřebí znát a aplikovat korekci tohoto přesně stanoveného fázového posuvu, aby kalibrace správně synchronizovala fáze přijímacích kanálů SDR. Hodnoty fázových posuvů kalibračního rozvodu (Tabulka 8) byly laboratorně změřeny prostřednictvím vektorového obvodového analyzátoru. Následně se tyto korekční data aplikovala na jednotlivé kanály a tím byl eliminován vliv samotných signálových rozvodů anténního pole. Obr. 72.

Tabulka 8 – Fázový posun jednotlivých kalibračních kanálů

Kanál	1	2	3	4	5	6	7	8
Fázová korekce	-175°	144°	139°	-114°	-72°	-70°	-78°	-85°



Obr. 72 – Fáze jednotlivých kanálů kalibračních dat po aplikaci korekce kalibračních rozvodů

Po této korekci následuje samotná kalibrace. Ta funguje na principu, kde se vybere jeden referenční kanál (pro nás kanál 1), který má fázový posun 0° a podle tohoto kanálu se určuje, o kolik stupňů se musí ostatní kanály posunout, aby měly stejnou fázi. Tyto fáze jsou posléze aplikované na měřená data přes vzorec (3.1).

$$data_{m_kalibrována} = data_m \cdot e^{-j \cdot kalib_faze_m} \quad (3.1)$$

Z těchto z kalibrovaných dat se následně pomocí simulačního programu určil s využitím různých metod směr příchodu signálu od jednotlivých cílů.

3.2 Výsledky měření

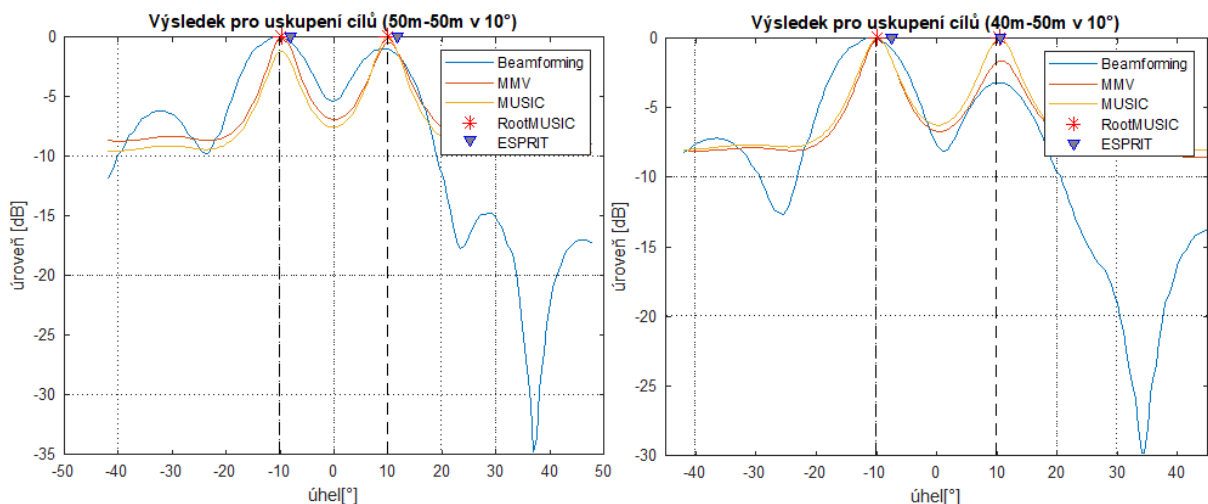
Měření probíhalo ve dvou variantách. V první byly oba cíle umístěné ve vzdálenosti 50 m od přijímací antény, kde byly následně posouvány identicky do opačných stran od osy přijímacího radarového systému (Obr. 65) podle vypočtených rozměrů, viz Tabulka 9, pro nastavení přesných úhlů (azimutů) pro pět různých měření (pozice $\pm 10^\circ$, $\pm 7,5^\circ$, $\pm 5^\circ$, $\pm 3^\circ$ a $\pm 2^\circ$). Při druhém typu měření byl jeden cíl posunut blíže k přijímači na vzdálenost 40 m, kde probíhal stejný postup azimutálního vychylování cvičných cílů jako v první variantě.

Tabulka 9 – Hodnoty pozic cílů od středu anténní řady

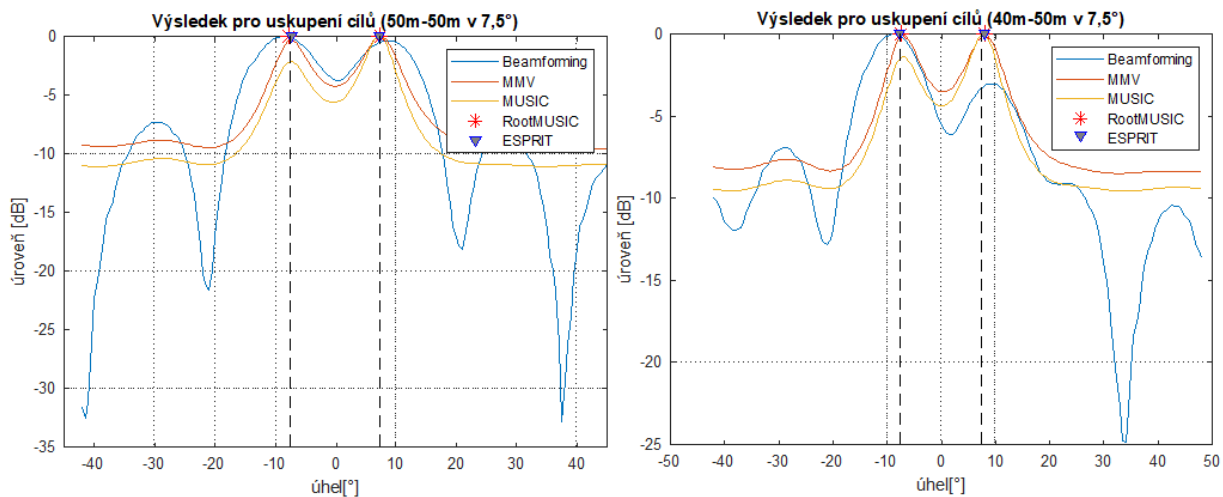
Vzdálenost/úhel	$\pm 10^\circ$	$\pm 7,5^\circ$	$\pm 5^\circ$	$\pm 3^\circ$	$\pm 2^\circ$
50 m	8,816m	6,583m	4,374m	2,620m	1,746m
40 m	7,053m	5,266m	3,499m	2,096m	1,397m

Obr. 73 zobrazuje dvojici grafů výsledných odhadů AoA všemi uváděnými metodami pro cíle v teoretickém úhlu (azimutu) $\pm 10^\circ$. U výsledků vlevo pro dva cíle ve stejné vzdálenosti při metodě digitálního beamformingu vycházely odhady v hodnotách $(-10,5^\circ$ a $9,5^\circ)$, tento posun mohl být zapříčiněn součtem postranními laloky pseudo-spekter cílů, kde je patrné, že jeden z cílů klesá ve výkonu. Tento pokles mohl být zapříčiněn nesprávným namířením vysílací antény, která nemusela na přijímač vysílat v plném výkonu. U metod Capon, MUSIC a Root-MUSIC je vidět přesnější odhady, které měly maximální chybovost určení směru do $0,1^\circ$ (což koresponduje i přesností rozmístění cvičných cílů). Je zde nutné také podotknout, že jak metoda Caponova, tak i MUSIC nevykazují silný útlum signálů z nežádoucích směrů, za toto zhoršení jejich útlumových vlastností může velké zastoupení šumu – kapitola 2.3.4, který byl signálem zaznamenán (malý vysílací výkon na SDR a velký vložený útlum na napájecí trase). Tento projev šumu je nejvíce vidět u metody ESPRIT, která je na šum obzvláště náchylná a vytváří tím výslednou odchylku až 2° (výsledky -8° a 12°). Výsledky vpravo byly následně měřeny v rozpoložení, kde byla jedna z antén postavena blíže přijímači anténě. Tato změna vzdálenosti lze velmi dobře vidět v průběhu metody digitálního beamformingu, kde je vidět znatelný pokles na pravém laloku patřící vzdálenějšímu cíli. Tyto podobné výsledky jsou také znatelné v pozici cílů $\pm 7,5^\circ$ – Obr. 74.

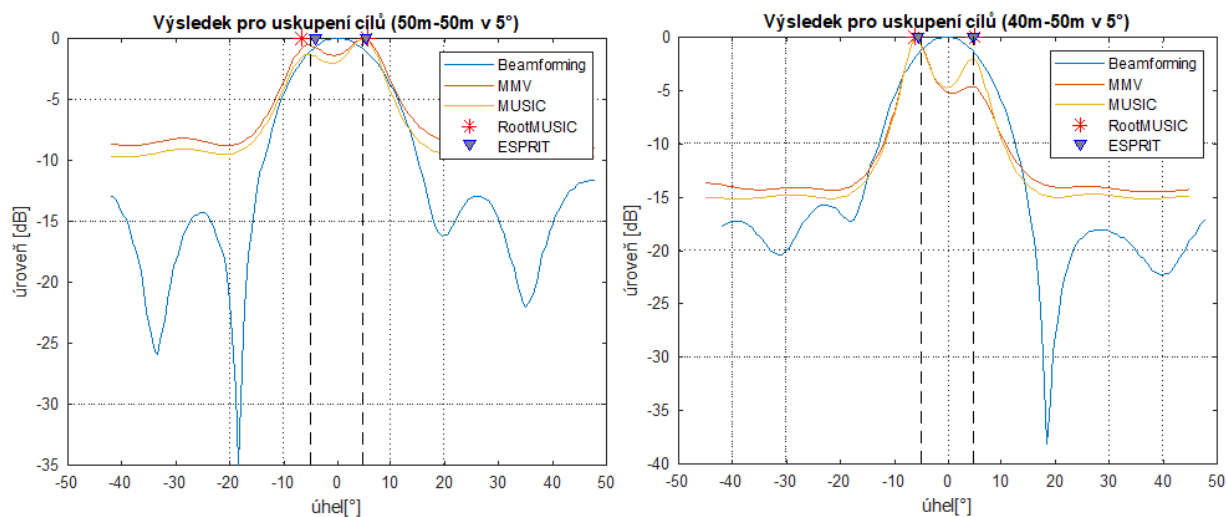
Za povšimnutí stojí průběhy odhadu příchodu signálu při úhlech $\pm 5^\circ$ – Obr. 75, při tomto uskupení již nejsme schopni rozlišit dva cíle od sebe za pomocí metod digitálního beamformingu, Caponovy metody a obtížněji u MUSICu. U dalších výsledků pro nižší úhly (Obr. 76 a Obr. 77) je zapotřebí brát v potaz už jen výsledky z metody ESPRIT, která byla až do úhlu $\pm 2^\circ$ schopna správně rozlišit dva cíle, ale je nutné brát v potaz, že tyto výsledky nejsou natolik přesné z důvodu šumu. Závěrem z tohoto měření můžeme říct, že simulátor pracuje správně a výsledky experimentálního ověření odpovídají teoretickým předpokladům.



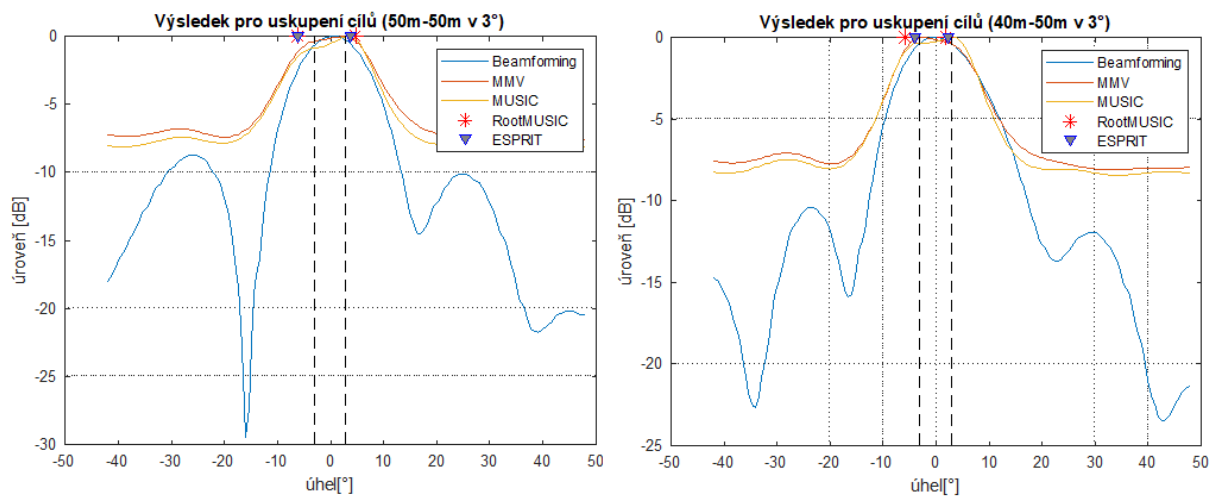
Obr. 73 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 10° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)



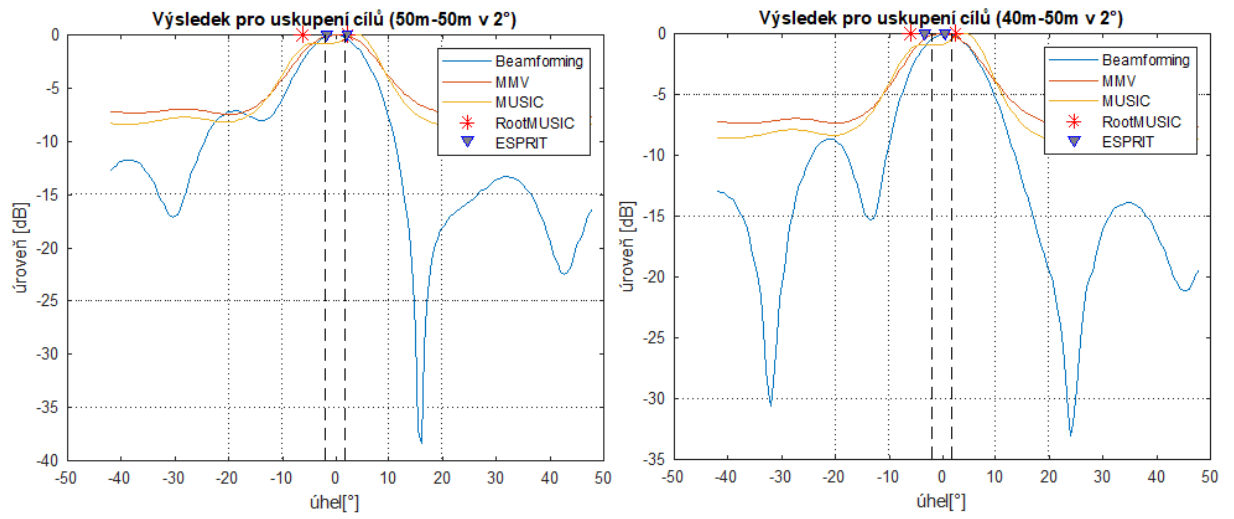
Obr. 74 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 7,5° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)



Obr. 75 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 5° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)



Obr. 76 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 3° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)



Obr. 77 – Výsledky měření pro cíle v úhlu 2° ve vzdálenosti 50m-50m (vlevo) a 40m-50m (vpravo)

Závěr

Hlavní náplní této práce bylo vytvořit simulační model pro analýzu a srovnávání metod odhadu směru příchodu signálu založených na digitálním signálovém zpracování vícekanálového koherentního radarového přijímače pro odhad pozic statických i pohyblivých cílů.

Při vývoji simulátoru jsem se nejprve zaměřil na způsob signálového zpracování, ve kterém musí simulovaný radarový systém pracovat, aby byla splněna kritéria zadání této diplomové práce. Z tohoto důvodu jsem zvolil koherentní signálové zpracování, které krom amplitudy přijatého signálu umí také analyzovat i jeho fázi, díky které je možné detekovat Dopplerovský posun signálu a zvyšuje úhlové rozlišení díky fázové synchronizaci jednotlivých kanálů. Dále bylo nutné vybrat druhy vysílaných pulzních radarových signálů. Pro simulaci jsem si vybral tři druhy signálů, a to čistě nemodulovaný obdélníkový pulzní signál, který je brán jako jeden z nezákladnějších pulzních signálů a vnitropulzně modulované signály pro porovnání vlivů těchto modulací na signál a přesnost určení úhlu a radiální vzdálenosti oproti čistě nemodulovanému pulzu. Modulace jsem zvolil dvě, a to v dnešní době hojně využívané modulace LFM a Barker13 z důvodu jejich jednoduché implementace a dobrým vlastnostem. Po zvolení druhů signálů bylo nutné nastudovat možné vlivy, které mohou vyslaný signál v prostoru ovlivňovat a aplikovat je do samotného modelu při tvorbě přijímaného signálu. Jeden z vlivů, který jsem do modelu zakomponoval, je vliv útlumu prostředí, který je závislý na vzdálenosti, kterou musel signál v prostoru urazit spolu s efektivní odraznou plochou cíle, od kterého se daný signál odrážel za pomoci radarové rovnice. Dále byl přidán vliv samotného radiálního pohybu cíle, který tento signál frekvenčně posul vlivem Dopplerova jevu. Také bylo zapotřebí zakomponovat vliv jednotlivých přijímacích elementů řady, kde bylo podle jejich rozložení nutné přijímaný signál fázově posouvat a přidat také AWGN šumu do signálu, aby výsledný přijatý signál co nejvíce odpovídal realitě. Poté bylo nutné stanovit následný postup primárního signálového zpracování pro přijaté signály. V této části jsem nejprve zvolil využití přizpůsobené filtrace. Její principiální jednoduchost tkví ve využívání korelace přijímaného signálu s jeho vysílanou replikou. Tato metoda umožňuje potlačit vliv přítomného šumu, a tím zlepšit kvalitu detekce. Pro následnou detekční část jsem zvolil CA-CFAR algoritmus, přes který bylo možné detekovat hledané cíle v signálu. Na závěr bylo zapotřebí aplikovat směroměrné metody na tento signál. K třem metodám určeným v zadání jsem přidal další dvě, kde první byla metoda Caponova, kterou jsem vybral z důvodu, že se jedná o metodu, která přímo vychází z metody digitálního beamformingu a následně se z ní vytvářejí podprostorové metody za pomoci rozložení kovarianční matice, kterou metoda využívá a druhá, která je tvořena modifikací metody MUSIC, a to Root-MUSIC, která využívá hledání kořenů svého podprostoru stejně jako metoda ESPRIT.

Ve vyvinutém modelu byly následně za pomoci simulace zjišťovány vlivy, které mohou ovlivnit kvalitu a přesnost určení vzdálenosti cíle, azimutální polohy cíle a rozlišovacích schopností ve vzdálenosti a v úhlu. První ovlivnění bylo patrné při rozlišovací schopnosti radaru v dálce, která byla natavena na 10 m při využití různých typů vysílaných signálů. Při

využití obdélníkového pulzu bylo dosaženo přesně požadovaných 10 m, ale při využití signálu s vnitropulzní modulací LFM se rozlišovací schopnost radaru zhoršila na 12,1 m (zhoršení 21 %). Toto zhoršení bylo zapříčiněno využitím přizpůsobené filtrace ve zpracování, ve které nemá LFM velký pokles postranních laloků (13,5dB), které následně samotné rozlišení zhoršují. Naopak při využití Barkera13 bylo zaznamenáno zlepšení rozlišení až na 1 m (zlepšení 90 %) díky svému složenému spektru ze spekter svých subpulzů. Z toho můžeme usoudit, že co se týče oblasti rozlišení v dálce, je ze signálů nejvýhodnější využít Barker13. Dále zde byly analyzovány vlivy silně ovlivňující metodu digitálního beamformingu, a to počet použitých elementů v anténní řadě a typ využívaného váhového okna. U počtu elementu bylo vidět, jak s jejich rostoucím počtem se zužoval hlavní vyzařovací lalok, a tím se zlepšovala samotná rozlišovací schopnost z necelých 12,8° při 8 až na 3,8° u 28, ale za cenu vyššího výpočetního výkonu. Roly zde hrály také váhovací okna, která se snažila potlačit postranní laloky korelační funkce pro lepší rozlišovací schopnost radaru. Pro měření rozlišovacích schopností směroměrných metod pro dva různě rychlé cíle byla následně využita 8 prvková anténní řada bez využití váhovacího okna. Zde byl prvně zkoumán vliv použitého druhu signálu, ze kterého vyplynula horší rozlišovací schopnost při použití LFM signálu, a to z důvodu Dopplerova posunu, kde již při malých rychlostech je patrná změna amplitudy i fáze jeho autokorelační funkce, která toto zhoršení zapříčinila. Barker13 jevil stejné výsledky jako obdélníkový signál z důvodů, že při malých rychlostech u těchto signálů klesá pouze amplituda jejich autokorelační funkce, která není tak znatelná. Stojí zde za povšimnutí, že při tomto měření bylo zjištěno, že z těchto pěti využívaných metod je metoda ESPRIT tou nejpresnější, co se týče schopnosti úhlového rozlišení (v průměru 0,3°) pro rozlišení dvou totožných pohyblivých cílů. Dále byl ověřován vliv samotné rychlosti, kde při stejných rychlostech dvou cílů metody založené na využívání kovarianční matice začaly mít zhoršenou rozlišovací schopnosti i přesnost z důvodů, že pro jejich funkčnost je zapotřebí mít nekorelované signály, jinak se samotná matice stává singulární a zamezuje tím tak správné určení AoA. S rostoucím rozdílem radiálních rychlostí se rozlišení metod zlepšuje. Posledním ověřovaným vlivem byla přítomnost šumu, která opět výhradně ovlivňovala metody využívající kovarianční matici. Při nárůstu šumu bylo zjištěno zhoršení rozlišovacích vlastností Caponna a MUSICu, kde metoda MUSIC byla ovlivněna méně z důvodů její schopnosti oddělit šumovou část přijatého signálu od té signálové. Metoda ESPRIT na šum reaguje nejvíce ze všech metod z důvodu využívání jenom signálového podprostoru.

Z prezentovaných výsledků můžeme dojít k závěrům, že ze všech využitých metod je nejpresnější ESPRIT, který nemůže být využíván v hustě zašuměném prostředí, na která se hodí víc využít metodu MUSIC. Co se týče používaných signálů, je výhodnější využívat pro kratší vzdálenosti Barker13 a pro delší vzdálenosti LFM, která může při korekci její Dopplerovské závislosti být využívána i pro detekci rychlejších cílů.

Následně byl model otestován při měření na reálných datech za pomoci tří zařízení SDR. Samotné měření se neobešlo bez komplikací. Jeden z problémů představovalo silné zašumění zaznamenávaného signálu, díky kterému naměřené výsledky nemohly být natolik přesné. Dále zde byl problém v rozmístování antén, kde povrch, na kterém se měření

provádělo, nebyl rovný a vlivem silného větru bylo obtížné umístování antén, které následně nemusely odpovídat přesně vypočteným souřadnicím. I přes tyto problémy samotné měření z ostatních pohledů proběhlo úspěšně.

Závěrem lze tedy konstatovat, že klíčové cíle této diplomové práce byly splněné a samotný simulátor byl validován na základě experimentálního ověření měření v reálných podmínkách.

Literatura

- [1] BEZOUŠEK, P. a P. ŠEDIVÝ. *Radarová technika*. 2. Praha: ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03036-3.
- [2] BEZOUŠEK, P. *Přednášky z předmětu Zpracování signálu v digitálních komunikacích*.
- [3] RICHARDS, Mark A., James A. SCHEER a William A. HOLM. *Principles of modern radar*. Vol. I: Basic Principles. 379 Thornall Street: SciTech Publishing - An Imprint of the IET, 2010. ISBN 978-1-891121-52-4.
- [4] FIŠER, O. *Přednášky z předmětu Vysokofrekvenční technika v komunikacích*.
- [5] GROSS, FRANK. *Smart Antennas for Wireless Communications with MATLAB*. 1. vol. United States of America: The McGraw-Hill Companies, 2005. ISBN 0-07-158895-7.
- [6] ZÁLABSKÝ, T. *Přednášky z předmětu Anténní systémy*.
- [7] KURTY, Ján a František NEBUS. *Spracovanie signálov anténovej sústavy*. Vyd. 1. Košice: Mercury-Smékal, 2002. ISBN 80-89061-58-3.
- [8] SKOLNIK, Merrill I. *RADAR HANDBOOK*. Third Edition. United States of America: The McGraw-Hill Companies, 2008. ISBN 978-0-07-148547-0.
- [9] ZÁLABSKÝ, T. *Přednášky z předmětu Systémy určování polohy*.
- [10] SANUDIN, Rahmat, Nurul H. NOORDIN, Ahmed O. EL-RAYIS, Nakul HARIDAS, Ahmet T. ERDOGAN a Tughrul ARSLAN. *Capon-like DOA estimation algorithm for directional antenna arrays* [online]. IEEE, 2011, 1-4 [cit. 2023-07-08]. ISBN 978-1-4577-1016-2. Dostupné z: doi:10.1109/LAPC.2011.6114042
- [11] LIU, Ying a Hongyuan CUI. Antenna Array Signal Direction of Arrival Estimation on Digital Signal Processor (DSP). In: *Procedia Computer Science* [online]. s. 782-791 [cit. 2023-07-08]. ISSN 1877-0509. Dostupné z: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877050915016336?via%3Dihub>
- [12] JOHNSON, D.H. The application of spectral estimation methods to bearing estimation problems. *Proceedings of the IEEE* [online]. 1982, **70**(9), 1018-1028 [cit. 2023-07-09]. ISSN 0018-9219. Dostupné z: doi:10.1109/PROC.1982.12430

- [13] RONHOVDE, A., L. YANG, T. TAXT a S. HOLM. High-resolution beamforming for multibeam echo sounders using raw EM3000 data. *Oceans '99. MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century. Conference and Exhibition. Conference Proceedings (IEEE Cat. No.99CH37008)* [online]. 1999, 923-930 [cit. 2023-07-09]. ISBN 0-7803-5628-4. Dostupné z: doi:10.1109/OCEANS.1999.804997

Přílohy

Zdrojové kódy jsou k dispozici na STAGU.