

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky

**Zpracování širokopásmových radarových signálů se zaměřením
na spolehlivost detekce objektů**

Disertační práce

Autor: Ing. Tomáš Krejčí

Školitel: Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.

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

Pardubice, 2023

Prohlašuji:

Práci s názvem *Zpracování širokopásmových radarových signálů se zaměřením na spolehlivost detekce objektů* 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., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, 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. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 31. 08. 2023

Ing. Tomáš Krejčí

Poděkování

Děkuji Ing. Tomášovi Zálabskému, Ph.D. a Ing. Zdeňkovi Němcovi, Ph.D. za vedení, podporu, cenné rady a náměty při tvorbě této disertační práce. Rovněž bych rád poděkoval členům výzkumné skupiny, jmenovitě Ing. Tomášovi Hnilíčkoví, Ph.D., Ing. Ondřeji Němcovi a Ing. Vojtěchovi Valentovi za konzultace a podporu.

Anotace

Práce pojednává o problematice signálového zpracování v radarových systémech využívající širokopásmové pulsní signály. Představeny jsou principy pulsního primárního radaru, který slouží k porovnání s navrhovaným typem širokopásmového OFDM radaru. Práce též obsahuje teoretický rozbor metod určení směru příchodu signálu s využitím spektrálního rozkladu a principu digitálního beamformingu, který je využíván k zpřesnění odhadu polohy cíle v prostoru, včetně technologie MIMO. Klíčovým prvkem práce je aplikace širokopásmového OFDM pulsního signálu. Jsou analyzovány principy odhadu radiální vzdálenosti a rychlosti cíle. Diskutovány jsou dopady Dopplerova posuvu vlivem pohybu cíle vůči radaru a koherence vysílací a přijímací části radarového senzoru na využití parametrů senzoru. V závěrečné části jsou analyzovány a porovnány výsledky reálného měření, kde byl použit běžný pulsní signál a OFDM signál.

Klíčová slova

Radar; OFDM; Beamforming; MIMO; Zpracování signálu; Zpracování Dopplerovského signálu; Zpracování radarového signálu

Title

Processing of wideband radar signals with a focus on the reliability of object detection

Annotation

The work deals with the issue of signal processing in radar systems using broadband pulse signals. The basic principles of the pulse primary radar are briefly presented. This type of radar is used for comparison with the type of broadband OFDM radar proposed here. The work also contains a theoretical analysis of methods for determining the direction of signal arrival using spectral decomposition and digital beamforming. This is used to refine the localization of the target in space. The key element of the work is the application of a broadband OFDM pulse signal. Different principles of radial distance and target velocity estimation are analyzed. The effects of the Doppler shift due to the movement of the target relative to the radar and the coherence of the transmitting and receiving part of the radar sensor on the sensor parameters are discussed in detail. In the final part, the results of a real measurement, where a common pulse signal and an OFDM signal were used, are analyzed and compared.

Keywords

Radar; OFDM; Beamforming; MIMO; Signal processing; Doppler signal processing; Radar signal processing

Obsah

Seznam zkratk	7
Seznam symbolů	9
Seznam obrázků	11
Seznam tabulek	14
Úvod	15
1 Signálové zpracování pulsních primárních radarů	17
1.1 Specifikace radarového senzoru	17
1.2 Řetězec signálového zpracování	17
1.3 Komprese pulsu a klíčové vlastnosti autokorelační funkce	20
1.4 Vliv Dopplerova posuvu na funkci neurčitosti	22
1.5 MTD	23
2 Metody určení směru příchodu signálu odraženého od cílů	25
2.2 Digitální beamforming	27
2.3 Skenování prostoru hlavním svazkem	27
2.4 Bartlettova metoda	28
2.5 CAPON	28
2.6 MUSIC	29
2.7 Porovnání metod určení směru příchodu signálu	29
3 Aplikace OFDM pro využití v radarových systémech	30
3.1 Popis OFDM a parametrizace průběhu vysílaných signálů	30
3.2 Vliv digitální modulace vstupních dat na činitel PAPR	34
3.3 Vliv Dopplerova posuvu na jednotlivé subnosné, symboly a CPI	35
3.4 Optimalizace OFDM signálů	36
3.4.1 Autokorelace OFDM symbolu	37
3.4.2 Minimalizace PAPR	39
3.4.3 XCORR vs. PAPR	40
3.4.4 Zastříhovač (Clipping)	41
4 Signálové zpracování v OFDM radarech	42
4.1 Model OFDM radaru	42
4.2 Dopplerův frekvenční posuv v OFDM radarových systémech a jeho potlačení	44
4.3 Řetězec signálového zpracování	46
4.4 Vliv autokorelační funkce na odhad vzdálenosti a radiální rychlosti cíle	50
5 Aplikace MIMO v radarových systémech	53
5.1 Virtuální anténní pole	53
5.2 Vícekanálové signálové zpracování pro standardní MIMO radarové systémy	56
5.3 OFDM MIMO signálové zpracování	57
6 Matematický model radaru	61
6.1 Výkonová analýza	61
6.2 Signály a parametry	63
6.3 Simulace	64

6.4	Simulace pulsního režimu 1Tx-1Rx (SISO)	65
6.5	Simulace pulsního režimu 1Tx-8Rx (MISO).....	67
6.6	Simulace pulsního režimu 2Tx-8Rx (MIMO).....	71
6.7	Simulace OFDM režimu 1Tx-1Rx (SISO)	74
6.8	Simulace OFDM režimu 1Tx-8Rx (MISO).....	78
6.9	Simulace OFDM režimu 2Tx-8Rx (MIMO).....	80
7	USRP Radar.....	85
7.1	RF části USRP Radaru	87
7.1.1	Přijímač TwinRx-80	87
7.1.2	Vysílač UBX-160	92
7.1.3	Synchronizace.....	95
7.2	Anténní systém.....	96
7.2.1	Anténní element.....	96
7.2.2	Lineární anténní řada	98
7.2.3	Lineární anténní řada se synchronizačním rozvodem.....	101
7.2.4	MIMO	102
8	Porovnání standardních pulsních radarů s OFDM radarovým senzorem	104
8.1	Scénář č. 1 – pulsní a OFDM režim se statickými cíli.....	104
8.2	Scénář č. 2 – pulsní režim a bližší statické cíle.....	106
8.3	Scénář č. 3 – OFDM režim a jeden statický cíl.....	108
8.4	Scénář č. 4 – OFDM režim a dva blízké statické cíle	111
8.5	Scénář č. 5 – OFDM režim a pohyblivé cíle.....	114
	Závěr	117
	Příloha A.....	119
	Příloha B.....	120
	Příloha C	121
	Příloha D.....	122
	Literatura.....	124

Seznam zkratek

2D	Two- D imensional	dvou-rozměrné
AF	Ambiguity F unction	funkce neurčitosti
ADC	Analog-to- D igital C onverter	analogově digitální převodník
AoA	A ngle of A rival	úhel příchodu
AWGN	Additive W hite G aussian N oise	aditivní bílý Gaussův šum
BER	B it E rror R ate	bitová chybovost
CFAR	C onstant F alse A larm R ate	konstantní úroveň falešného poplachu
CP	C yclic P refix	cyklický prefix
CPI	C oherent P rocessing I nterval	koherentní interval zpracování
CW	C ontinuous W aveform	kontinuální signál
DAC	D igital-to- A nalog C onverter	digitálně analogový převodník
DFT	D iscrete F ourier T ransform	diskrétní Fourierova transformace
DoA	D irection of A rival	směr příchodu
DVB	D igital V ideo B roadcasting	digitální televizní vysílání
EqSI	E quidistant S ubcarrier I nterleaving	ekvidistantní rozložení subnosných
FFT	F ast F ourier T ransform	rychlá Fourierova transformace
FMCW	F requency M odulated C ontinuous W ave	frekvenčně modulované kontinuální vysílání
FPGA	F ield P rogrammable G ate A rray	programovatelné hradlové pole
GA	G enetic A lgorithm	genetický algoritmus
ICI	I ntercarrier I nterference	interference mezi sub-nosnými
IFFT	I nverse F FT	inverzní FFT
ISI	I ntersymbol I nterference	mezi-symbolová interference
LFM	L inear F requency- M odulated	lineární frekvenční modulace
LTE	L ong T erm E volution	technologie vysokorychlostního připojení pro mobilní sítě
MC	M onte C arlo	optimalizace Monte-Carlo
MIMO	M ultiple- I nter M ultiple- O utput	vícenásobný vstup, vícenásobný výstup

MISO	M ultiple- I nput S ingle- O utput	vícenásobný vstup, jeden výstup
MTD	M oving T arget D etection	detekce pohyblivých cílů
MTI	M oving T arget I dentification	identifikace pohyblivých cílů
MUSIC	M ultiple S ignal C lassification	metoda klasifikace více signálů
NeqSI	N on- E quidistant S ubcarrier I nterleaving	neekvidistantní rozložení subnosných
NF	N oise F loor	prahový šum
NOP	N emodulovaný O bdélníkový P uls	
OFDM	O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing	ortogonální multiplex s frekvenčním dělením
PAPR	P eak-to- A verage P ower R atio	poměr špičkového k průměrnému výkonu
PRI	P ulse R epetition I nterval	interval opakování pulsu
PSK	P hase S hift K eying	klíčování fázovým posuvem
QAM	Q uadrature A mplitude M odulation	čtyřstavová amplitudová modulace
QPSK	Q uadrature P hase S hift K eying	čtyřstavové klíčování fázovým zdvihem
RDM	R ange D oppler M ap	zobrazení vzdáleností a Dopplerovy frekvence
RCS	R adar C ross- S ection	efektivní odrazná plocha
SBP	S canned B eam P attern	skenování hlavním svazkem
SDR	S oftware D efined R adio	softwarově definované rádio
SNR	S ignal to N oise R atio	poměr signálu k šumu
SISO	S ingle- I nput S ingle- O utput	jeden vstup, jeden výstup
ULA	U niform L inear A rray	lineární uniformní řada
USRP	U niversal S oftware R adio P eripheral	komerční označení SDR firmy Ettus Research
XCORR	cross- C ORrelation	korelace

Seznam symbolů

\mathbf{A}	vychylovací matice, steering matrix
BW	šířka pásma (Hz)
c_0	rychlost šíření signálu (ms^{-1})
\mathbf{D}_D	matice symbolového dělení přijatých a vyslaných dat
f_c	nosná frekvence (Hz)
f_D	Dopplerův posuv, či Dopplerova frekvence (Hz)
f_{D_max}	maximální Dopplerova frekvence (Hz)
f_n	frekvence dané subnosné (Hz)
f_s	vzorkovací frekvence (Hz)
Δf	frekvenční rozestup subnosných v OFDM (Hz)
G_I	zisk zpracování (dB)
$G_{I,2DFFT}$	zisk zpracování 2D FFT (dB)
N_c	počet subnosných v OFDM signálu
N_K	počet vzorků
N_P	počet pulsů během CPI
N_{PRI}	počet vzorků v intervalu PRI
N_{Rx}	počet přijímačů, počet přijímacích antén
N_s	počet OFDM symbolů v jednom měřicím cyklu
N_{TRG}	počet cílů
N_{Tx}	počet vysílačů, počet vysílacích antén
N_{ULA}	počet prvků lineární uniformní anténní řady
ΔR	rozlišení v radiální vzdálenosti (m)
R_{umax}	maximální jednoznačný dosah (m)
$\mathbf{S}; s(n, \mu)$	matice vysílaných modulačních dat pro OFDM pulsy
\mathbf{S}_{RxNRx}	model přijatého signálu pro N_{TRG} cílů a N_{Rx} kanálů přijímače
σ	efektivní odrazná plocha cíle, RCS (dBms)
T	délka OFDM symbolu/pulsu (s)
T_{obs}	doba trvání jednoho měření (s)
T_{SRI}	interval opakování OFDM symbolu (s)

τ	délka pulsu (s)
Δv	rozlišení v radiální rychlosti (ms^{-1})
v_{umax}	maximální jednoznačná rychlost (ms^{-1})
\mathbf{Y}_D	matice přijatých modulačních dat (spektra OFDM symbolů)
$\mathbf{Y}_{R_x N_{R_x}}$	matice přijatého signálu pro N_{TRG} cílů a N_{R_x} kanálů přijímače
\mathbf{Y}_S	matice přijatého signálu pro všechny cíle
$\mathbf{Y}_{\bar{S}}$	\mathbf{Y}_S kde každý cíl na je samostatném řádku
\mathbf{Y}_{SN}	\mathbf{Y}_S s AWGN dle zadaného SNR

Seznam obrázků

Obrázek 1.1 Obecné blokové schéma dopplerovského signálového zpracování u pulsních primárních radarů.....	18
Obrázek 1.2 Uspořádání matice vstupních vzorků signálu s naznačením operace přizpůsobené filtrace a dopplerovské filtrace	19
Obrázek 1.3 Blokové schéma primárního signálového radarového zpracování s podporou vícekanálového koherentního příjmu.....	20
Obrázek 1.4 Srovnání spekter pro tři typy pulsů	21
Obrázek 1.5 Srovnání AF pro tři typy pulsů se stejnou šířkou pásma, a) nemodulovaný obdélníkový puls; b) LFM; c) Barker13	23
Obrázek 2.1 Lineární anténní řada.....	26
Obrázek 2.2 Princip metody SBP	27
Obrázek 2.3 Srovnání Bartlett, Capon, MUSIC a SBP, vlevo SNR 10 dB, vpravo SNR 40 dB	29
Obrázek 3.1 Rozbor OFDM signálu: a) spektrum čtyř ortogonálních signálů/subnosných, b) jejich průběhy v čase, c) výsledný OFDM průběh v čase	31
Obrázek 3.2 Časově-frekvenční reprezentace OFDM – 4 symboly se 4 modulovanými subnosnými	32
Obrázek 3.3 a) Tx a Rx se zpožděním, b) vliv Dopplerova posuvu	33
Obrázek 3.4 Časování OFDM pulsů a) bez pauzy T_0 , b) s pauzou T_0	33
Obrázek 3.5 a) konstelační digram signálu b) amplitudová obálka signálu	35
Obrázek 3.6 Diagram genetického algoritmu	37
Obrázek 3.7 Ukázka autokorelace OFDM symbolu získaného pomocí GA	38
Obrázek 3.8 Ukázka autokorelace OFDM symbolu získaného pomocí GA a náhodných modulačních dat.....	39
Obrázek 3.9 Ukázka průběhu obálky OFDM pulsu získaného pomocí GA a pomocí náhodných modulačních dat.....	40
Obrázek 4.1 Zjednodušené blokové schéma uvažovaného radarového systému	43
Obrázek 4.2 Cíl metody All-Cell Doppler Correction [24]	45
Obrázek 4.3 Řetězec signálního zpracování symbolového dělení a 2D FFT	46
Obrázek 4.4 Princip metody spektrálního dělení.....	47
Obrázek 4.5 a) Swerling 1; b) Swerling 3.	50
Obrázek 4.6 Ukázka RDM s pěti cíli a jejich replikami v rychlosti a vzdálenosti	51
Obrázek 4.7 a) AF pěti LFM pulsů; b) AF pěti OFDM impulsů s nevhodnými modulačními daty; c) AF pěti pulsů OFDM s daty náhodné modulace	52
Obrázek 5.1 Rozmístění anténních prvků pro MIMO radarový systém.....	54
Obrázek 5.2 Koncept virtuální lineární anténní řady.....	55
Obrázek 5.3 MIMO anténní pole 4Tx-16Rx	55
Obrázek 5.4 Blokové schéma signálového zpracování u standardního pulsního MIMO primárního radaru	57
Obrázek 5.5 OFDM multiplex časový	58
Obrázek 5.6 OFDM multiplex frekvenční	58
Obrázek 5.7 OFDM multiplex s ekvidistantním prokládáním	59

Obrázek 5.8 OFDM multiplex s neekvidistantním prokládáním.....	59
Obrázek 5.9 Blokové schéma signálového zpracování u OFDM MIMO primárního radaru...	60
Obrázek 6.1 Upřesněné časování v simulátoru pulsního radaru.....	66
Obrázek 6.2 Odhad vzdálenosti pro NOP.....	67
Obrázek 6.3 Odhad vzdálenosti pro LFM.....	67
Obrázek 6.4 Diagram simulátoru pro signálové zpracování v MISO režimu.....	68
Obrázek 6.5 Detekované cíle v polárních souřadnicích.....	69
Obrázek 6.6 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB (pulsní, MISO).....	70
Obrázek 6.7 Diagram simulátoru pro signálové zpracování v MIMO režimu.....	72
Obrázek 6.8 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB (pulsní, MIMO).....	74
Obrázek 6.9 Odhad vzdálenosti s využitím náhodného OFDM.....	75
Obrázek 6.10 RDM simulovaných cílů.....	75
Obrázek 6.11 Odhad vzdálenosti s optimalizovaným OFDM.....	76
Obrázek 6.12 Odhad vzdálenosti při úpravě amplitudy iterativní metodou Clipping.....	76
Obrázek 6.13 Odhad vzdálenosti při úpravě amplitudy metodu normování.....	77
Obrázek 6.14 RDM více senzorů.....	78
Obrázek 6.15 Princip signálového zpracování MISO pro určení AoA.....	79
Obrázek 6.16 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB (OFDM, MISO).....	80
Obrázek 6.17 Princip signálového zpracování MIMO pro AoA.....	81
Obrázek 6.18 RDM; MIMO s ekvidistantním rozložením (EqSI).....	82
Obrázek 6.19 RDM; MIMO s neekvidistantním rozložením (NeqSI).....	83
Obrázek 6.20 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB při NeqSI.....	84
Obrázek 7.1 Propojení USRP rádií v racku.....	85
Obrázek 7.2 Využití kanálů USRP Radar.....	86
Obrázek 7.3 USRP Radar s anténami v bezodrazové komoře.....	86
Obrázek 7.4 Blokové schéma přijímače TwinRx-80.....	87
Obrázek 7.5 Úroveň přijatého signálu pro různé zisky UsrpRxGain.....	88
Obrázek 7.6 Spektrum navzorkovaného signálu kanálu Ch3 při UsrpGainRx 60 dB.....	89
Obrázek 7.7 a) stanovený práh šumu, b) hodinový signál, c) průměrné hodnoty spurs.....	90
Obrázek 7.8 Přeslech signálu mezi sousedními kanály.....	91
Obrázek 7.9 Rozdílná úroveň přijatého signálu na jednotlivých Rx kanálech.....	91
Obrázek 7.10 Nerovnováha IQ složek.....	92
Obrázek 7.11 Diagram vysílače UBX-160.....	92
Obrázek 7.12 Závislost nastaveného zisku a výstupního výkonu (modře změřený, červeně stanovený dle rovnice (7.2)).....	93
Obrázek 7.13 „Náběh“ vysílače.....	94
Obrázek 7.14 Velmi krátký NOP puls.....	94
Obrázek 7.15 Krátký LFM puls.....	95
Obrázek 7.16 Diagram časové aktivity zařízení v USRP Radar.....	96
Obrázek 7.17 Model (nahore) a vyzařovací diagramy anténního elementu (vlevo horizontální, vpravo vertikální rovina).....	97
Obrázek 7.18 Fotografie anténního elementu.....	98
Obrázek 7.19 Model (nahore) a vyzařovací diagramy osmi prvkové lineární anténní řady (vlevo horizontální, vpravo vertikální rovina).....	99

Obrázek 7.20 Fotografie osmi prvkové lineární anténní řady	100
Obrázek 7.21 Přijímací osmi prvková lineární anténní řada s vysílacím elementem pro synchronizaci	100
Obrázek 7.22 Model osmi prvkové lineární anténní řady se synchronizačním rozvodem.....	101
Obrázek 7.23 Fotografie osmi prvkové lineární anténní řady se synchronizačním rozvodem	102
Obrázek 7.24 Dva vysílací anténní elementy v nastavení pro MIMO.....	103
Obrázek 8.1 Situační schéma scénáře č. 1 na satelitním snímku [44]	105
Obrázek 8.2 Odhad vzdálenosti pro signály NOP, Barker11 a OFDM.....	106
Obrázek 8.3 Odhadované azimuty (nahore v režimu MISO, vlevo cíl Y vpravo X; dole v režimu MIMO, vlevo cíl Y vpravo X).....	108
Obrázek 8.4 RDM cíle ve vzdálenosti 20 m.....	109
Obrázek 8.5 Řez RDM na nulové rychlosti, srovnání tří variant OFDM signálu	110
Obrázek 8.6 RDM (cíl ve 20 m) režimu MIMO s ekvidistantním rozložením subnosných...	110
Obrázek 8.7 RDM (cíl ve 20 m) režimu MIMO s neekvidistantním rozložením subnosných	111
Obrázek 8.8 Situační schéma scénáře č. 4 na satelitním snímku [44]	112
Obrázek 8.9 RDM režimu MISO	112
Obrázek 8.10 RDM režimu MIMO	112
Obrázek 8.11 Odhadované azimuty (nahore v režimu MISO, vlevo cíl Y vpravo X; dole v režimu MIMO, vlevo cíl Y vpravo X).....	114
Obrázek 8.12 Situační schéma scénáře č. 5 na satelitním snímku [44]	115
Obrázek 8.13 RDM dvou pohyblivých cílů.....	115
Obrázek 8.14 Odhadované azimuty pohyblivých cílů.....	116

Seznam tabulek

Tabulka 1.1 Základní požadované parametry senzoru	17
Tabulka 1.2 Parametry pulsů	21
Tabulka 3.1 Výsledky optimalizace XCORR pomocí GA	38
Tabulka 3.2 Výsledky optimalizace XCORR pomocí MC	38
Tabulka 3.3 Výsledky optimalizace PAPR pomocí GA	39
Tabulka 3.4 Výsledky optimalizace XCORR vs. PAPR pomocí GA	41
Tabulka 6.1 Hodnoty parametrů použité ve výkonové analýze	63
Tabulka 6.2 Parametry signálů pro pulsní radar	63
Tabulka 6.3 Parametry pro OFDM radar	63
Tabulka 6.4 Parametry simulovaných bodových cílů	64
Tabulka 6.5 Parametry dvou simulovaných bodových cílů pro určení rozlišovací schopnosti v azimutu	64
Tabulka 6.6 Ostatní parametry simulace	64
Tabulka 6.7 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON (pulsní, MISO)	71
Tabulka 6.8 -Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod BARTLETT a SBP (pulsní, MISO)	71
Tabulka 6.9 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON (pulsní, MIMO)	73
Tabulka 6.10 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON (OFDM, MISO)	80
Tabulka 6.11 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON při NeqSI (OFDM, MIMO)	83
Tabulka 7.1 Parametry modulu TwinRx-80	87
Tabulka 7.2 Změřené úrovně přeslechů	91
Tabulka 7.3 Normované rozdíly výkonu přijatého signálu na jednotlivých Rx kanálech	92
Tabulka 7.4 Parametry modulu UBX-160	92
Tabulka 7.5 Parametry anténního elementu	97
Tabulka 7.6 Parametry osmi prvkové lineární anténní řady	99
Tabulka 8.1 Cíle ve scénáři č. 1	105
Tabulka 8.2 Cíle ve scénáři č. 2	106
Tabulka 8.3 Šířka svazku hlavního laloku odhadovaných azimutů cíle X a Y	107
Tabulka 8.4 Varianty použitého OFDM signálu	109
Tabulka 8.5 Cíle ve scénáři č. 4	111
Tabulka 8.6 Šířka svazku hlavního laloku odhadovaných azimutů cíle X a Y	113

Úvod

Soudobé radarové systémy ve stále větší míře využívají pro zlepšování svých parametrů pokročilé a inovativní metody signálového zpracování. Tohoto přístupu lze využít jen díky současnému pokroku ve vývoji HW komponent, jako jsou vysokorychlostní AD/DA převodníky a procesory, FPGA či vysokorychlostní sběrnice umožňující přenosy velkých objemů dat pro další zpracování. Zároveň současným trendem v oblastech radarových systémů, „Smart Cities“ a autonomních vozidel, jsou aplikace tzv. RadCom systémů, tedy systémů, které kombinují radarovou a komunikační část. Takovéto systémy mohou například současně detekovat překážku a informovat o ní okolní infrastrukturu.

Ve své práci jsem se zaměřil na techniku OFDM radarových systémů, která má potenciál pro uplatnění ve zmíněných oblastech. Ve výzkumu a vývoji metod signálového zpracování radarových signálů je cílem zlepšit rozlišení v dálce, úhlu i rychlosti a tím zvýšit pravděpodobnost a spolehlivost detekce cíle.

V disertační práci analyzuji dopady pohybu cíle vůči senzoru v případech klasických signálů s vnitropulsní modulací, primárně ale pro OFDM signál. Vzájemný pohyb cíle vůči radaru má dopad na detekovatelnost cíle a odhad jeho polohy. Uvádím zde analytický model signálu odraženého od pohyblivého cíle a diskutuji dopady Dopplerových posuvů jak na jednotlivé subnosné OFDM, tak na jednotlivé symboly. Podrobně zde uvádím, pro tuto práci klíčový, přístup radarového signálového zpracování využívající 2D FFT algoritmus pro odhad vzdálenosti a rychlosti cíle metodou dělení jednotlivých OFDM symbolů. Dále jsou popsány optimalizace OFDM pulsů s cílem nalezení takových typů, které zlepšují jejich vlastnosti pro signálové zpracování a tím zvýší finální spolehlivost detekce. Optimalizace signálu, primárně založená na genetickém algoritmu, je aplikována na snížení parametru PAPR a na autokorelační funkci s minimálními postranními laloky.

V této práci jsou popsány základní techniky zlepšení rozlišovací schopnosti a přesnosti určení směru příchodu signálu, a to i s využitím MIMO technologie. Díky principu OFDM je možné rozdělit vysílání ortogonálních subnosných na více anténních prvků při současném příjmu vícekanálovou lineární anténní řadou. Takováto topologie radarového senzoru umožňuje s využitím specifického signálového zpracování zlepšit rozlišovací schopnost v úhlu. Tím vznikl ucelený řetězec OFDM MIMO signálového zpracování.

Pro účely analýzy vlivu pohyblivých cílů na radarový signál a na navrhované metody signálového zpracování byl implementován simulátor umožňující konfigurovat radarový senzor. Konfiguraci lze provádět v režimech anténního systému v topologii jedné vysílací a jedné přijímací (SISO), jedné vysílací a více přijímacích (MISO), více vysílacích a více přijímacích (MIMO) při použití klasických pulsních signálů nebo pro OFDM. Simulacemi byla verifikována navrhovaná signálová zpracování.

Pro ověření navrhovaných metod a signálů v reálném experimentu byl sestaven měřicí systém na bázi SDR. Systém je navržen pro dva vysílací kanály a osm přijímacích. Jednotlivé kanály nejsou fázově koherentní, proto byly hledány metody, jak přijaté signály fázově

zkorigovat. Finální řešení je založeno na anténním systému s kalibračním vedením, které rovnoměrně injektuje kalibrační signál do každého elementu přijímací antény.

V rámci reálných měření, která jsem provedl, jsou validovány navržené metody a postupy v reálných podmínkách na statických a pohyblivých cílech s využitím běžných pulsních signálů a OFDM signálu v MIMO systému.

1 Signálové zpracování pulsních primárních radarů

Kapitola pojednává o řetězci signálového zpracování pulsních primárních radarů s podporou určení radiální rychlosti cílů na základě vyhodnocení dopplerovských posuvů spektra vysílaných vysokofrekvenčních pulsů. Jelikož hlavními cíli disertační práce jsou optimalizace průběhu vysílaných pulsních signálů s využitím modulace OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pro aplikaci v MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) radarovém senzoru, je nejprve nutné definovat parametry radarového senzoru tak, aby bylo možné tyto vlastnosti a algoritmy ověřovat v reálných podmínkách s využitím HW prostředků dostupných na školicím pracovišti, tj. s využitím synchronních vícekanálových softwarově definovaných rádií USRP (Universal Software Radio Peripheral).

1.1 Specifikace radarového senzoru

Primárním určením navrhovaného radarového senzoru je detekce pohybujících se objektů s efektivní odraznou plochou 10 m^2 (přibližně střední efektivní odrazná plocha standardního osobního automobilu) na vzdálenost 2 km. Navržený radarový senzor by měl být schopen lokalizovat cíle ve 2D prostoru, tedy bez rozlišení v elevaci (jsou uvažovány především pohybující se cíle na zemi, případně nízko nad terénem). Anténní pole senzoru v horizontální (azimutální) rovině vykryvá prostor $\pm 45^\circ$ od jeho osy s minimální úhlovou rozlišovací schopností 10° . Požadovaná rozlišovací schopnost dvou shodných a stejně se pohybujících cílů ve vzdálenosti je 5 m. Slepá zóna radarového senzoru by neměla překročit hodnotu 50 m a doba obnovy informace hodnotu 2 s. Dále je předpokládáno, že maximální rychlost pohybujících se objektů nepřekročí hodnotu 50 ms^{-1} , přičemž je požadována rozlišovací schopnost v rychlosti alespoň $0,5 \text{ ms}^{-1}$. Souhrnně jsou základní předpokládané parametry senzoru uvedeny v Tabulka 1.1.

Tabulka 1.1 Základní požadované parametry senzoru

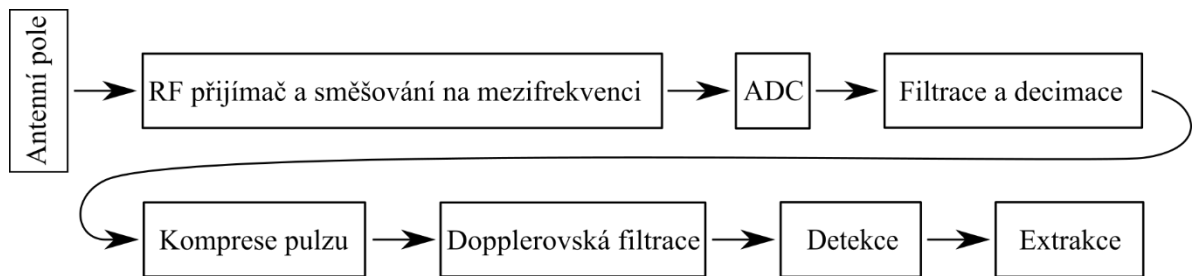
Požadovaný parametr	Označení	Hodnota
Střední efektivní odrazná plocha cíle	RCS_{str}	10 m^2
Maximální rychlost cíle	v_{max}	50 ms^{-1}
Maximální dosah na definovaný cíl	R_{umax}	2 000 m
Rozlišovací schopnost ve vzdálenosti	ΔR	5 m
Rozlišovací schopnost v rychlosti	Δv	$0,5 \text{ ms}^{-1}$
Krytí prostoru v elevaci	$Krytí_{elevace}$	$0-45^\circ$
Krytí prostoru v azimutu	$Krytí_{azimut}$	$\pm 45^\circ$
Rozlišovací schopnost v azimutu	Δ_{azimut}	10°
Slepá zóna	R_{slepa}	50 m
Doba obnovy informace	T_{obnovy}	2 s

1.2 Řetězec signálového zpracování

Od moderních radarových systémů je očekáváno, že budou schopny nejen s vysokou přesností lokalizovat polohu cílů v prostoru, ale též budou schopné určovat radiální rychlost jednotlivých cílů na principu Dopplerova jevu. Rozdíl fází vyslaného a přijatého odraženého

signálu od cíle závisí na okamžité vzdálenosti tohoto cíle od radaru, tedy radiální pohyb cíle se projeví změnami rozdílu fází v čase. Tyto změny jsou ovšem schopny vyhodnocovat pouze radary s koherentním signálovým zpracováním [1].

Pulsní koherentní radarové systémy jsou schopny měřit fázi signálu mezi jednotlivými odběhy. Popis signálového zpracování pro pulsni dopplerovské radarové systémy v této práci omezím pouze na oblast tzv. primárního zpracování, která je zakončena extrakcí dat z jednoho úseku koherentního signálového zpracování (CPI – Coherent Processing Interval), tedy v místě, kde jsou i prezentovány výsledky ověřovacích měření na navržené sestavě radarového senzoru. Řetězec signálového zpracování pulsně – dopplerovského radaru představuje Obrázek 1.1.

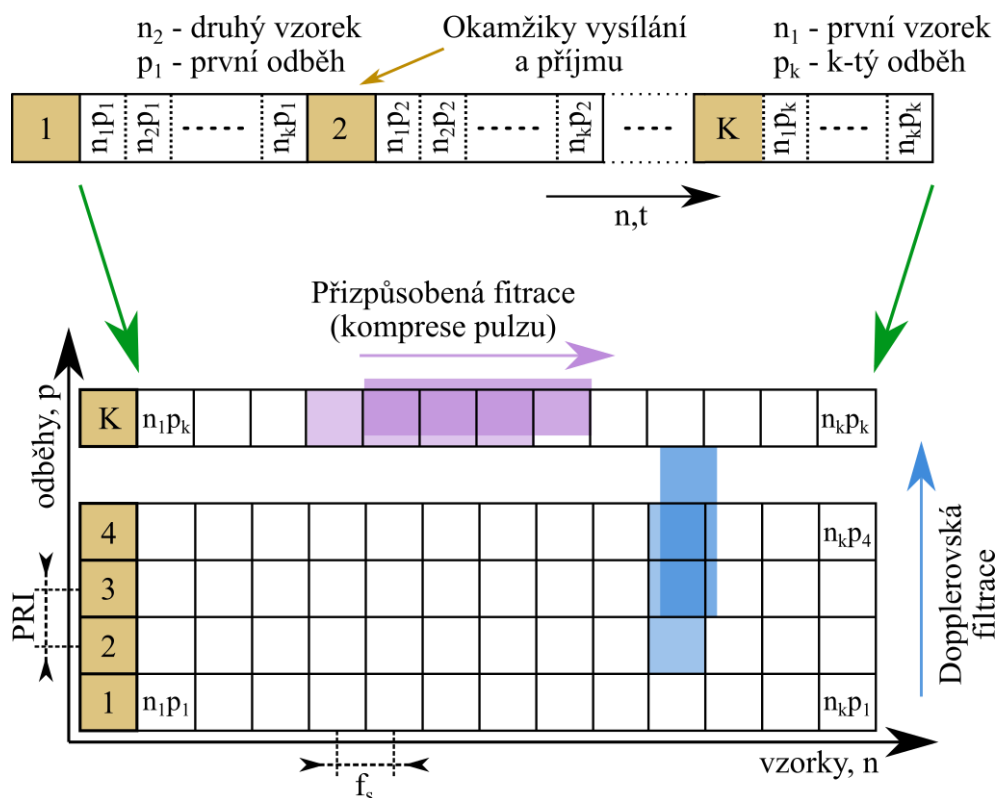


Obrázek 1.1 Obecné blokové schéma dopplerovského signálového zpracování u pulsni primárních radarů

Blok přijímacího anténního pole představuje reálný anténní subsystém, ze kterého je přijímaný signál distribuován vysokofrekvenčními obvody do celkového počtu N přijímacích bloků. Úkolem těchto bloků je filtrace signálu, nízko-šumové zesílení, následná konverze přijímaných signálů na mezifrekvenci a filtrace výstupního signálu po konverzi. U moderních radarových systémů je na tento blok přímo navázána konverze z analogové podoby signálu do digitální, přičemž další signálové zpracování už probíhá na komplexní obálce signálu, která je reprezentována soufázovou a kvadraturními složkami signálu I a Q, které jsou získány přímým vzorkováním mezifrekvenčního signálu a následnou digitální filtrací a decimací. Výhodou zpracování čistě digitálního signálu je velká variabilita v souslednosti dílčích kroků radarového signálového zpracování, která je umožněna a zároveň podmíněna linearitou jednotlivých operací.

Vzorky signálu jednotlivých odběhů (intervalů mezi vysíláním jednotlivých pulsů, PRI – Pulse Repetition Interval), které odpovídají rozlišovacím buňkám bezprostředně sousedících ve vzdálenosti, procházejí přizpůsobeným filtrem, kde jsou korelovány s replikou vysílaného pulsu. Tento proces se označuje jako komprese pulsu, jelikož šířka svazku korelační funkce na výstupu je obvykle mnohem kratší, než je délka trvání pulsu. Této části se podrobněji věnuje kapitola 1.3.

Další operací primárního zpracování signálu je dopplerovské zpracování. Toto zpracování využívá fázových posuvů mezi přijatými signály od jednotlivých pulsů ve stejném dálkovém kvantu – stejné rozlišovací buňce. Na takto rozdělené vzorky signálu následně můžeme aplikovat různé přístupy spektrální filtrace signálu, přičemž můžeme vycházet ze základní diskretní rychlé Fourierovy transformace (FFT). Přeuspořádání vzorků signálu do matice pro kompresi pulsu a dopplerovskou filtraci demonstruje Obrázek 1.2.

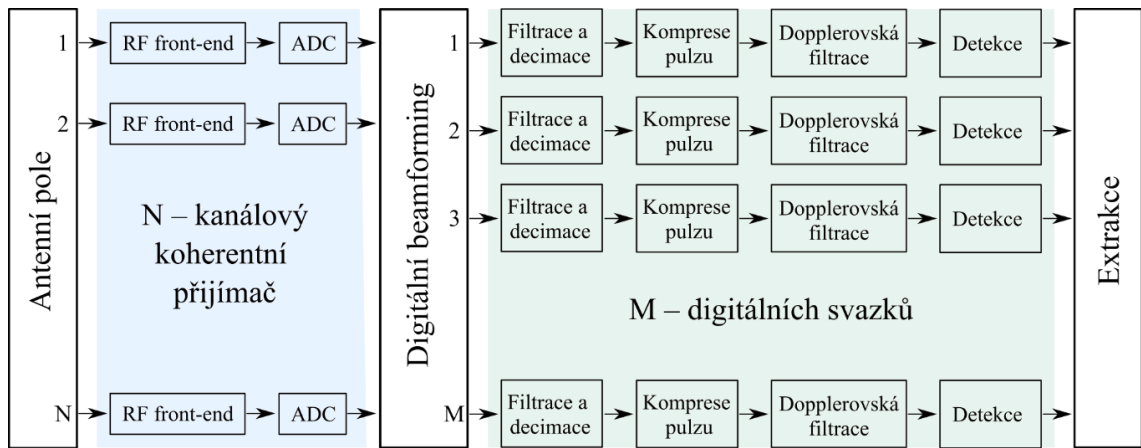


Obrázek 1.2 Uspořádání matice vstupních vzorků signálu s naznačením operace přizpůsobené filtrace a dopplerovské filtrace

Předposledním blokem primárního signálového zpracování je detekce, tj. rozhodnutí o přítomnosti cíle v dané rozlišovací buňce. Pro toto rozhodnutí se využívá několika principů, které jsou založeny na adaptivitě nastavení prahové rozhodovací úrovně na úrovni šumu, případně clutteru. Tyto algoritmy se tedy snaží do jisté míry udržet konstantní úroveň četnosti falešných poplachů. Proto se tyto metody souhrnně označují jako CFAR (Constant False Alarm Rate).

Posledním, ale velice významným blokem je extrakce dat. Tento blok určuje na základě výstupů z detektoru polohu cíle, dále doplňuje informace o cíli (např. jeho rychlost) a zároveň u vícekanálových koherentních systémů sdružuje detekci z jednotlivých kanálů a umožňuje určení azimutu, případně elevaci cíle.

V této práci se ovšem vymežují na použití vícekanálového koherentního radarového přijímače, který podporuje pro určení azimutu příchodu signálu jednak digitální beamforming, ale též umožňuje aplikovat pod-prostorové metody odhadu azimutu. V tomto případě přechází obecné blokové schéma přijímací části s primárním dopplerovským radarovým zpracováním do následující podoby – viz Obrázek 1.3.



Obrázek 1.3 Blokové schéma primárního signálového radarového zpracování s podporou vícekanálového koherentního příjmu

1.3 Komprese pulsu a klíčové vlastnosti autokorelační funkce

Pro přesné určení radiální vzdálenosti cíle je nezbytné, aby měl vysílaný radarový signál vhodné autokorelační vlastnosti. Jeho autokorelační funkce nesmí být příliš citlivá na dopplerovský posun spektra signálu a šířka pásma signálu musí odpovídat HW možnostem vysílače a přijímače i výpočetním možnostem signálového zpracování. Tato práce je primárně zaměřena na generování radarových signálů s ortogonální frekvenční modulací OFDM, ale pro srovnání s klasickými radarovými systémy využívající běžné pulsní signály budou v následujících částech popsány tři typy obvyklých pulsních průběhů. V prvním případě se jedná o signál bez vnitropulsní modulace, což částečně zjednodušuje obvody signálového zpracování. Požadované rozlišovací schopnosti v radiální vzdálenosti je dosahováno vysláním dostatečně krátkého pulsu o délce τ_p – rovnice (1.1)

$$\tau_p = \frac{2 \cdot \Delta R}{c_0} \quad (1.1)$$

kde:

- ΔR je rozlišení radiální vzdálenosti,
- c_0 je rychlost šíření signálu.

V případě signálů bez vnitropulsní modulace lze zlepšovat detekční vlastnosti radaru pouze zvyšováním vysílaného impulsního výkonu, což ovšem i v současné době může narážet jednak na HW limity a zároveň zvyšování výkonu má významný dopad na cenu součástkové základny senzoru.

Jedním z možných řešení je použití signálů s vnitropulsní modulací. Tato varianta umožňuje využít výrazně delší časový průběh pulsu, čímž dochází k rozproštění vysílaného výkonu do delšího časového intervalu a tím i snížení špičkové hodnoty vysílaného pulsního výkonu. Pulsy jsou obvykle modulovány frekvenční modulací, binární nebo vícecestavovou fázovou modulací. V další analýze se omezím pouze na případ aplikace lineární frekvenční modulace LFM a binární fázovou modulaci s kódem Barker.

V signálovém zpracování s cílem odhadnout radiální vzdálenost cíle prochází signály přizpůsobenou filtrací. Jedná se o korelaci přijatého signálu s jeho vlastní replikou. Vzájemná korelační funkce má stejný tvar jako funkce autokorelační, její maximum je ovšem posunuto o zpoždění příchodu odraženého signálu od cíle. V případě signálů s vnitropulsní modulací je hlavní lalok odezvy tohoto filtru (korelační funkce) výrazně kratší, než je doba trvání tohoto pulsu, a proto je tento proces obecně označován jako „komprese pulsu“. Poměr šířky hlavního laloku odezvy přizpůsobeného filtru modulovaného a nemodulovaného pulsu se nazývá kompresní poměr ρ a pro většinu modulací jej lze určit dle vztahu (1.2) [2].

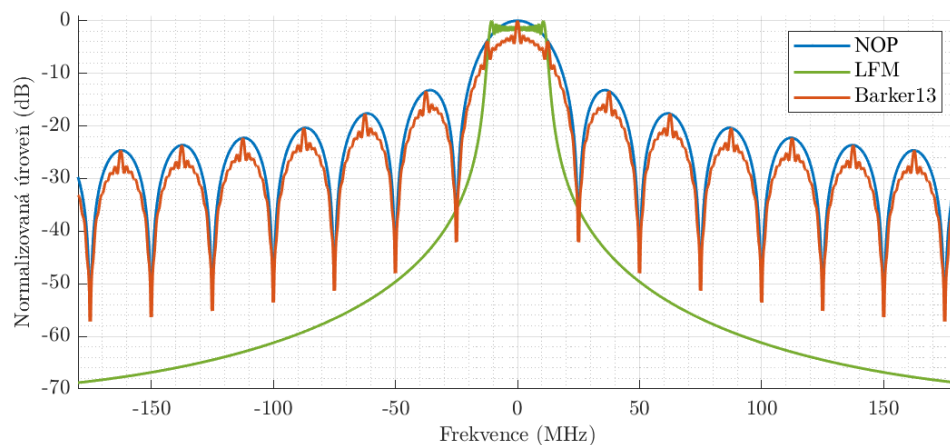
$$\rho = BW \cdot \tau_p = \frac{\tau_p}{\tau_s}, \quad (1.2)$$

kde:

- BW je šířka pásma použitého signálu (Hz),
- τ_p je délka vysílaného pulsu (s),
- τ_s je délka subpulsu u fázových modulací (s).

Konkrétně pro parametry senzoru uvedené v kapitole 1.1 lze s využitím rovnice (1.1) určit délku pulsu $\tau_p = 33,3$ ns.

Na Obrázek 1.4 jsou spektrální průběhy tří signálů (pulsů), které mají takové parametry (Tabulka 1.2), aby měly stejnou šířku pásma přibližně 25 MHz neboli rozlišení ΔR rovno 6 m. Nemodulovaný obdélníkový puls (NOP) musí být velice krátký, aby dosáhl požadovaného rozlišení.



Obrázek 1.4 Srovnání spekter pro tři typy pulsů

Tabulka 1.2 Parametry pulsů

puls	τ_p	ρ
NOP	40 ns	1
LFM	5 μ s	125
Barker13	520 ns	13

1.4 Vliv Dopplerova posuvu na funkci neurčitosti

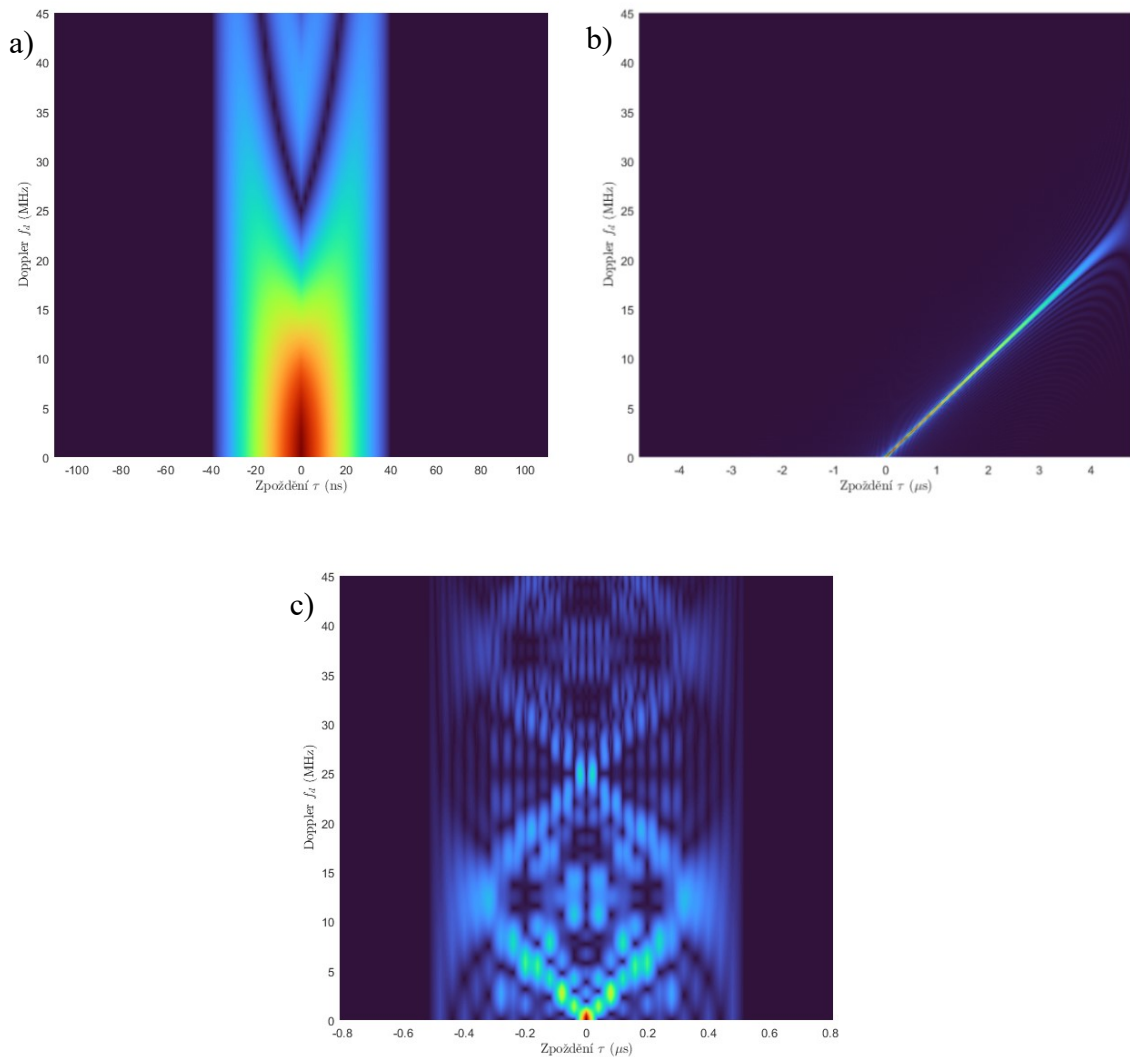
Funkce neurčitosti (v angličtině známá jako Ambiguity Function, AF) je dvourozměrná časově-frekvenční autokorelační funkce signálu. Jedná se o absolutní hodnotu $|\chi(\tau, f_D)|$ odezvy přizpůsobené filtrace časově τ a frekvenčně f_D posunutého signálu [3].

$$\chi(\tau, f_D) = \frac{1}{2 \cdot E} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot u^*(t - \tau) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot t} dt, \quad (1.3)$$

kde:

- $u(t)$ je komplexní obálka signálu,
- τ je časové zpoždění,
- f_D je Dopplerův posuv či Dopplerova frekvence,
- E je energie signálu.

Na Obrázek 1.5 jsou zobrazeny AF pro signály s parametry dle Tabulka 1.2. Signál je rozmítán do Dopplerovy frekvence 45 MHz. Z AF je jasně vidět, že puls je ovlivněn Dopplerovým posuvem, ovšem v našem zájmovém rozsahu $f_D \leq 10$ kHz se f_D nemění a je konstantní (AF v detailu jsou v příloze A).



Obrázek 1.5 Srovnání AF pro tři typy pulsů se stejnou šířkou pásma, a) nemodulovaný obdélníkový puls; b) LFM; c) Barker13

1.5 MTD

Obecně Dopplerovské signálové zpracování, které je umožněno využitím koherentního či semi-koherentního radarového systému, využívá fázového posuvu mezi přijatými odraženými pulsy radarového signálu ve stejné rozlišovací buňce. Vycházíme-li z uspořádání vstupních dat dle matice uvedené na Obrázek 1.2, tak dopplerovský filtr vždy zpracovává vzorky signálu z jednoho sloupce této matice. Účelem dopplerovského signálového zpracování může být základní rozdělení detekovaných cílů na pohyblivé a statické (ty jsou většinou nezájmové – např. statický pozemní clutter). Tento typ signálového zpracování je označován jako Moving Target Identification (MTI). Obvykle ale u soudobých radarových systémů vyžadujeme pokročilejší schopnost, kterou je u detekovaných zájmových objektů odhadnout jejich reálnou radiální rychlost. Toto zpracování se v anglické literatuře označuje pojmem Moving Target Detection (MTD). Existuje opět několik variant tohoto typu zpracování. Základním způsobem, který je výpočetně nejméně náročný, je rozdělení přijatých signálů do definovaných kategorií

radiálních rychlostí s využitím sady digitálních pásmových propustí. Druhou variantou, která je v dnešní době rychlých procesorů a FPGA již též zvládnutelná, je aplikace FFT na vzorky signálů nesoucí informaci o Dopplerově posuvu odraženého signálu. Teno způsob je využíván i v této práci. Nevýhodou tohoto typu signálového zpracování je možné potlačení některých reálných cílů, které se ale pohybují na tzv. slepých radiálních rychlostech. To jsou rychlosti, které způsobí změnu fáze odraženého signálu za dobu opakovací periody pulsu rovnou celočíselnému násobku 2π . Pak se takovýto cíl jeví jako nepohyblivý. Slepé rychlosti lze určit z následujícího vztahu (1.4) [2].

$$v_{slepá} = k \cdot \frac{c_0}{2} \cdot \frac{PRI}{f_c}, \quad (1.4)$$

Kde:

- k je celočíselný násobek 2π ,
- f_c je nosná frekvence.

Jedním ze způsobů potlačení slepých rychlostí je využití nerovnoměrných period mezi vysílanými pulsy, tento systém je označován jako stagger.

2 Metody určení směru příchodu signálu odraženého od cílů

Výhodou vícekanálového koherentního příjmu je možnost využít pro určení prostorových souřadnic cíle (v rámci této práce konkrétně pro odhad azimutální pozice cíle) digitální a adaptivní tvarování anténního svazku v prostoru. U adaptivních metod určování směru příchodu odraženého signálu se tvarování anténního svazku adaptivně přizpůsobuje dané situaci, což umožňuje do jisté míry dosáhnout lepší rozlišovací schopnosti v úhlu oproti klasickému mechanickému vychylování svazku při zachování stejných rozměrů anténní řady.

Následující analýzy vycházejí z navrženého anténního pole (Obrázek 2.1) tvořeného celkem $N_{ULA} = 8$ anténními prvky ekvidistantně rozmístěnými v horizontální rovině, přičemž rozteč mezi jednotlivými elementy $d = 0,5 \cdot \lambda$. Při větších rozestupech se v rámci digitálního tvarování svazků začínají v krajních pozicích objevovat difrakční laloky a v případě metod využívajících pseudo-spektrum se objevují významné postranní laloky, které mohou způsobovat nejednoznačnost určení azimutální souřadnice cíle v rámci vymezeného zájmového prostoru.

Pro přehlednost a porovnatelnost simulačních modelů předpokládáme, že vysílaný pulsní signál se odráží od celkem N_{TRG} bodových pohyblivých cílů. Přijaté odražené signály jsou reprezentovány N_K vzorky v diskretním čase, časový rozestup přijatých vzorků odpovídá vzorkovací frekvenci vysílaných pulsních radarových signálů. Dále je nutné uvažovat, že na každém přijímači se ke vzorkům signálu přičítá aditivní bílý Gaussovský šum.

Model výstupního diskretního signálu z anténní řady, na kterou dopadá odražený signál od celkového počtu N_{TRG} cílů, lze vyjádřit následující rovnicí (2.1) [4].

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{a}(\theta_1) \ \mathbf{a}(\theta_2) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_{N_{TRG}})] \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_{N_{TRG}}(k) \end{bmatrix} + [\mathbf{n}(k)], \quad (2.1)$$

kde:

- $\mathbf{x}(k)$ je výstup z anténní řady v čase k ,
- $\mathbf{a}(\theta)$ je vektor komplexních koeficientů jednotlivých anténních elementů závislých na směru příchodu signálu od daného cíle (vektor o délce počtu anténních elementů N_{ULA}),

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \ e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 1 \cdot d \cdot \sin \theta} \ e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 2 \cdot d \cdot \sin \theta} \ \dots \ e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot (N_{ULA}-1) \cdot d \cdot \sin \theta}]^T,$$

- $\mathbf{s}(k)$ jsou vzorky signálu odražený od daných cílů, (sloupcový vektor o délce N_{TRG}),
- $\mathbf{n}(k)$ jsou vzorky šumu v čase k (vektor o délce N_{TRG}).

V případě více cílů a za předpokladu, že jednotlivé cíle se nacházejí v dostatečné vzdálenosti od přijímací antény vůči jejímu celkovému rozměru, můžeme uvažovat vlnoplochu signálu dopadajícího od jednotlivých cílů na anténní řadu jako rovinnou. V závislosti na úhlu, který svírá vlnoplocha s kolmicí roviny anténní řady, dopadne signál na dílčí anténní prvky v různých časech a tím pádem s různým fázovým posuvem. Tento fázový posuv je závislý na

úhlu dopadu planární vlny na anténní řadu (směru příchodu signálu), na vzdálenosti d anténních elementů mezi sebou a na vlnové délce. Vektory $\mathbf{a}(\theta)$ jsou pak zapsány do matice \mathbf{A} (anglicky obvykle označovaná jako steering matrix) a každému cíli připadá konkrétní úhel θ_{trg} , reprezentující fázové posuvy způsobené různou vzájemnou polohou anténních prvků a cílů vůči sobě:

$$\mathbf{A}(N_{ULA}, \theta_{TRG}) = \begin{bmatrix} g(\theta_1)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 0} & g(\theta_2)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 0} & \dots & g(\theta_{TRG})e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 0} \\ g(\theta_1)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot d \cdot \sin \theta_1} & g(\theta_2)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot d \cdot \sin \theta_2} & \dots & g(\theta_{TRG})e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot d \cdot \sin \theta_{TRG}} \\ g(\theta_1)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 2 \cdot d \cdot \sin \theta_1} & g(\theta_2)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 2 \cdot d \cdot \sin \theta_2} & \dots & g(\theta_{TRG})e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot 2 \cdot d \cdot \sin \theta_{TRG}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(\theta_1)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot (N-1) \cdot d \cdot \sin \theta_1} & g(\theta_2)e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot (N-1) \cdot d \cdot \sin \theta_2} & \dots & g(\theta_{TRG})e^{-j \cdot 2\pi/\lambda \cdot (N-1) \cdot d \cdot \sin \theta_{TRG}} \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

kde:

- $g(\theta)$ je směrovost anténního elementu v daném směru příjmu signálu.

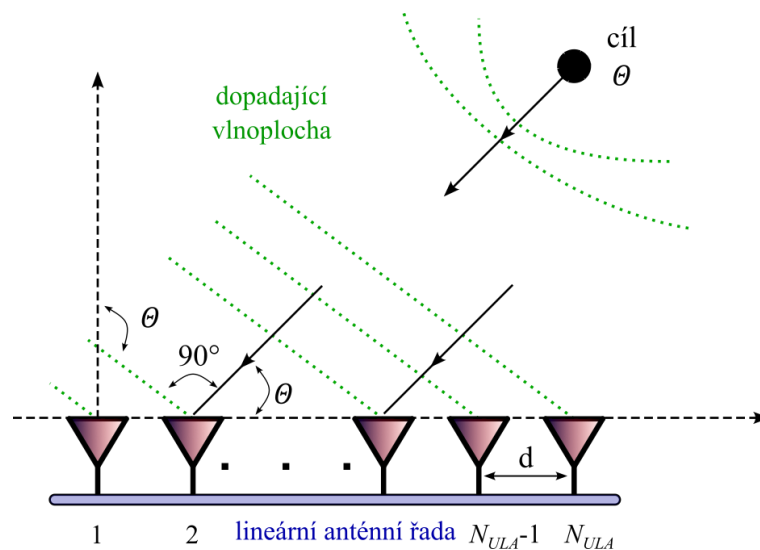
V dalších výpočtech se omezíme na konstantní směrovost anténních elementů v uvažovaném azimutálním rozsahu $\pm 45^\circ$.

Rovnici (2.1) lze přepsat do maticové podoby:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} * \mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad (2.3)$$

kde:

- \mathbf{X} je matice přijatých vzorků signálu na jednotlivých prvcích anténní řady v časech $k = 1$ až N_K (rozměr matice je $\mathbb{C}^{N_{ULA} \times N_K}$),
- \mathbf{S} je matice signálů odražených od jednotlivých cílů (rozměr matice je $\mathbb{C}^{N_K \times N_{TRG}}$),
- \mathbf{N} je matice bílého aditivního Gaussovského šumu, reprezentující šum na jednotlivých prvcích v jednotlivých časových okamžicích (rozměr matice je $\mathbb{C}^{N_{ULA} \times N_K}$),
- \mathbf{A} je matice komplexních koeficientů příjmu (rozměr matice je $\mathbb{C}^{N_{ULA} \times N_{trg}}$).



Obrázek 2.1 Lineární anténní řada

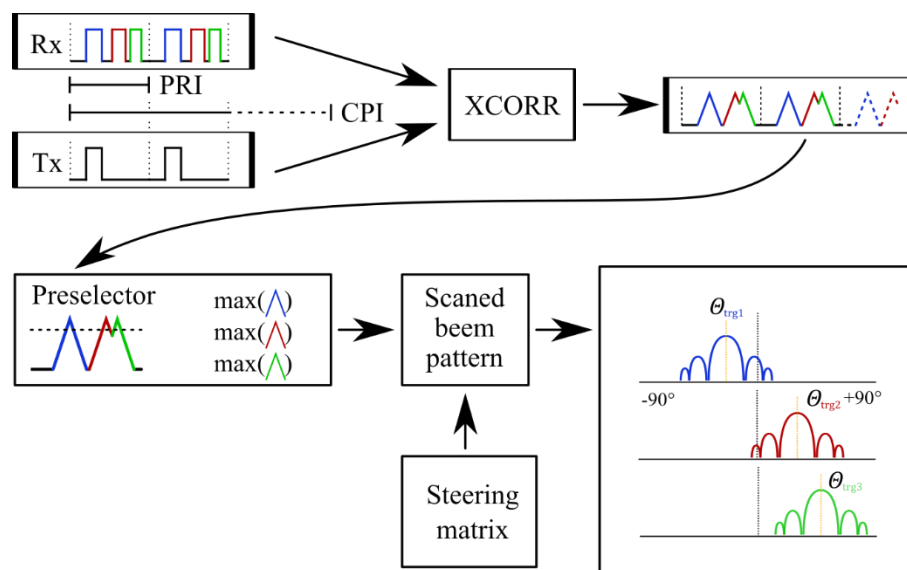
2.2 Digitální beamforming

V široké škále aplikací je klíčovým úkolem určit směr příchodu signálu dopadajícího na anténní pole (Direction of Arrival, DoA; či Angle of Arrival, AoA). Individuální anténní prvek neumožňuje určit směr příchodu signálu, umožňuje to pouze soustava více anténních prvků – anténní řada či anténní pole. Pro určení směru příchodu signálu se využívají specifické digitální (matematické, softwarové) metody. Existuje mnoho technik a podskupin algoritmů určení směru příchodu signálu, obecně je lze rozdělit do čtyř základních kategorií – Klasické metody, Podprostorové metody, Maximum-likelihood metody a metody založené na Kompresním snímání. V této práci se omezují na využití jednak klasických metod a na využití podprostorových metod. Mezi klasické metody patří Skenování prostoru hlavním svazkem či Bartlettova metoda, k podprostorovým se řadí Capon či MUSIC.

2.3 Skenování prostoru hlavním svazkem

Principiálně nejjednodušší metodou je prohledávání zájmového prostoru v azimutální rovině hlavním svazkem s využitím jeho vychylování vlivem digitálního fázování dílčích prvků přijímací anténní řady (Scanned Beam Pattern, SBP). Prakticky se tedy jedná o prohledávání vymezeného prostoru v daném rastru s využitím vhodně nastaveného vychylovacího vektoru jednotlivých anténních prvků.

Blokové schéma principu metody SBP je na Obrázek 2.2. Přijímaný signál je korelován s vysílaným (princip komprese pulsu). Následně jsou vytipovány možné cíle (tj. maxima v korelovaném průběhu). Každá nalezená maxima (ze všech kanálů) jsou pak násobena předpřipravenou vychylovací maticí, výsledkem je průběh, jehož maximum pak odpovídá úhel θ příjmu signálu od cíle. Metodu lze různě modifikovat, např. využít integraci pulsů v rámci CPI pro větší SNR.



Obrázek 2.2 Princip metody SBP

Přijatý signál od individuálního cíle přesně kopíruje anténní charakteristiku. V případě, že potřebujeme rozlišit více cílů ve stejné vzdálenostní rozlišovací buňce s výrazně odlišnými úrovněmi efektivních odrazných ploch, začne tato metoda selhávat v důsledku nejednoznačnosti určení směru příchodu odraženého signálu zachyceného hlavním anténním lalokem a postranními laloky.

Dalším významným omezením, které je nutné uvažovat, je maximální rozteč mezi anténními elementy v anténní řadě tak, aby nedocházelo k výskytu tzv. difrakčních laloků ve vymezeném prostoru (obvykle uvažujeme celý prostor – $\theta_{\max} = \pm 90^\circ$). K výskytu difrakčních laloků nedochází, pokud splníme následující podmínku:

$$d \leq \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_{\max})} = \frac{\lambda}{1 + \sin(90^\circ)} = \frac{\lambda}{2} \quad (2.4)$$

Dalším významným efektem pro tento typ určení směru příchodu signálu je výrazné rozšíření hlavního laloku při jeho vychýlení. Obecně platí, že čím více hlavní svazek vychýlíme, tím více se rozšíří. Z tohoto důvodu se v rámci této metody obvykle používá vychylování v maximálním rozsahu $\pm 60^\circ$.

Kvůli výše uvedeným omezením, a především z důvodu horší úhlové rozlišovací schopnosti se velmi často volí sofistikovanější algoritmy vyhodnocení směru příchodu signálu. Některé z těchto metod jsou stručně popsány v následujících odstavcích této práce.

2.4 Bartlettova metoda

Metoda Bartlett je označována jako metoda konvenční nebo také sum-delay. Vztah pro výpočet pseudo-spektra lze formulovat následovně [4][5]:

$$\mathbf{P}_{BAR}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) * \mathbf{R}_{xx} * \mathbf{a}(\theta), \quad (2.5)$$

kde:

- $\mathbf{a}(\theta)$ je sloupcový vektor, jehož jednotlivé prvky jsou dány fázovými posuvy na prvcích anténní řady vždy pro jeden definovaný úhel z vychylovací matice,
- \mathbf{R}_{xx} je kovarianční matice přijatého signálu, $\mathbf{R}_{xx} \cong (\mathbf{X} * \mathbf{X}^H) / N_{PRI}$.

Vzorová vychylovací matice příjmu realizuje posun svazku v daném skenovaném prostoru $\pm\theta$ s určitým krokem. Bartlettova metoda provádí součet příspěvků ze všech úhlů. Tam, kde se fáze vychýleného svazku nerovná fázi přijatého signálu, je úroveň výstupního výkonu malá. Tam, kde se naopak fáze vychýleného svazku rovná fázi přijatého signálu, je úroveň přijatého signálu maximální a směr příchodu signálu je určen z maxim pseudo-spektra.

2.5 CAPON

Tato metoda funguje na podobném principu jako metoda Bartlett. Snaží se tedy maximalizovat přijatou úroveň signálu pro každý prohledávaný úhel θ , přičemž se snaží o co největší potlačení přijímané úrovně signálu z ostatních směrů. Což je hlavní rozdíl od metody Bartlett, kde se sčítají příspěvky ze všech úhlů.

Vztah pro výpočet pseudo-spektra metodou CAPON lze formulovat následovně [6][10]:

$$P_{CAP}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) * \mathbf{R}_{xx}^{-1} * \mathbf{a}(\theta)}. \quad (2.6)$$

2.6 MUSIC

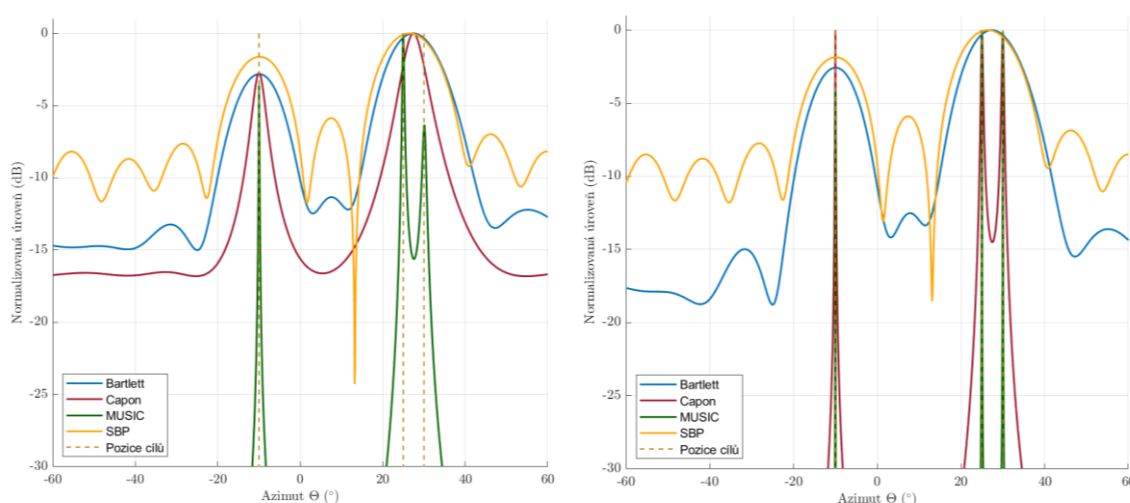
Metoda MUSIC (MUltiple Signal Classification) rovněž pracuje s kovarianční maticí. V tomto případě je prováděna dekompozice kovarianční matice na vlastní čísla a vlastní vektory. Vlastní vektory kovarianční matice generují vektorový prostor, který je tvořen signálovým a šumovým podprostorem. Signálový podprostor je generován vlastními čísly kovarianční matice s největší hodnotou, proto je důležité uspořádat hodnoty vlastních čísel od největší po nejmenší hodnotu. Metoda MUSIC využívá faktu, že šumový podprostor je ortogonální na podprostor signálový. Jednou z nevýhod této metody je potřeba znát počet cílů. Detailně je tato metoda popsána například v [7][8][9][10]. Vztah pro výpočet pseudo-spektra u metody MUSIC lze formulovat následovně:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{a}^H(\theta) * \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H * \mathbf{a}(\theta)|}, \quad (2.7)$$

kde \mathbf{E}_N je podprostor generovaný šumovými vlastními vektory.

2.7 Porovnání metod určení směru příchodu signálu

Pro srovnání jsou vybrány metody Bartlett, Capon, MUSIC a SBP. Je použit puls bez vnitropulsní modulace ($\tau = 1 \mu\text{s}$, $PRI = 50 \mu\text{s}$, $f_s = 50 \text{ MHz}$). Tři cíle se nachází v azimutech -10° , 25° a 30° . Ze simulace je vidět, že pouze metoda MUSIC dokázala rozlišit blízké cíle. Více o aplikaci těchto metod je uvedeno v kapitole 6.



Obrázek 2.3 Srovnání Bartlett, Capon, MUSIC a SBP, vlevo SNR 10 dB, vpravo SNR 40 dB

3 Aplikace OFDM pro využití v radarových systémech

Klíčovou problematikou řešenou v této disertační práci je využití techniky OFDM pro modulaci signálu v radarových aplikacích. Aplikace tohoto typu modulace na vysílaný radarový signál může mít v konkrétních případech významné výhody oproti konvenčním typům používaných radarových signálů (pulsním, FMCW, ...), např.:

- V pásmech milimetrových vln (více jak 10 GHz), kde je možné vytvořit širokopásmový (i více jak 1 GHz) signál, lze docílit vysoké přesnosti v radiálním určení pozice cíle, včetně vysokého rozlišení dvou totožných cílů v radiální vzdálenosti.
- Díky IFFT algoritmům je generování signálu implementovatelné i pro vysoký počet subnosných.
- Jednotlivé subnosné je možné modulovat užitečnou datovou zprávou a využít tak signál pro jednoduchou komunikaci. Takové systémy se nazývají RadCom.
- S použitím MIMO radarové technologie lze dosáhnout vysoké rozlišovací schopnosti v azimutu. Na využití MIMO je zaměřena i tato práce.

Technika OFDM je většinou využívána v komunikačních systémech, kde se používá výraz „symbol“ označující dobu T , po kterou jsou vysílaná data modulovaná na více ortogonálních subnosných. V radarových systémech se signál vysílaný v časovém intervalu T označuje jako puls. Jelikož v této práci je OFDM signál využíván k radarovému prohledávání okolí, mohou se výrazy symbol a puls protínat a při aplikaci OFDM modulace bude délka radarového pulsu totožná s délkou jednoho symbolu v rámci OFDM [11][12].

3.1 Popis OFDM a parametrizace průběhu vysílaných signálů

OFDM signál je složen z paralelní kombinace individuálních nosných signálů (ve spektrální oblasti je každý z nosných signálů reprezentován jednou spektrální čarou), kde každému nosnému signálu (tj. subnosné) je přiřazena frekvence f_n . Rozdíl dvou sousedních subnosných musí být konstantní pro všechny nosné frekvence ($\Delta f = f_{n+1} - f_n$, $n = 0, 1, \dots, N_c - 1$) a musí odpovídat převrácené hodnotě trvání symbolu ($\Delta f = 1/T$). Tím je zaručena ortogonalita subnosných. Matematicky lze výsledný OFDM signál popsat následně [13][14]:

$$s_{OFDM}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{\mu=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} s(n, \mu) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot t_f} \cdot \text{rect}\left(\frac{t_f + T_{CP}}{T_{OFDM}}\right), \quad (3.1)$$

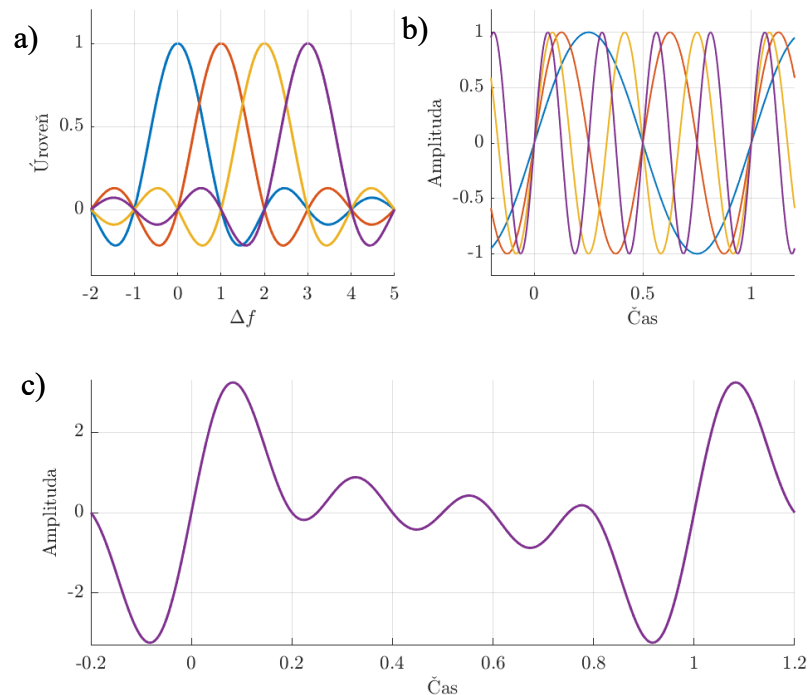
kde:

- N_c je počet subnosných,
- N_s je počet modulačních symbolů,
- $s(n, \mu) = \mathbf{S}$ je dvourozměrná matice komplexních modulačních dat,
- n je index subnosné (řádek),

- μ je index symbolu (sloupec),
- T_{OFDM} je doba trvání jednoho symbolu včetně doby T_{CP} ,
- $f_n = n \cdot \Delta f$ je frekvence dané subnosné,
- $t_f = t - \mu \cdot T_{SRI}$ je relativní čas daného symbolu v rámci opakovacího intervalu,
- funkce *rect* představuje obdélníkové výběrové okno pro dobu trvání daného symbolu.

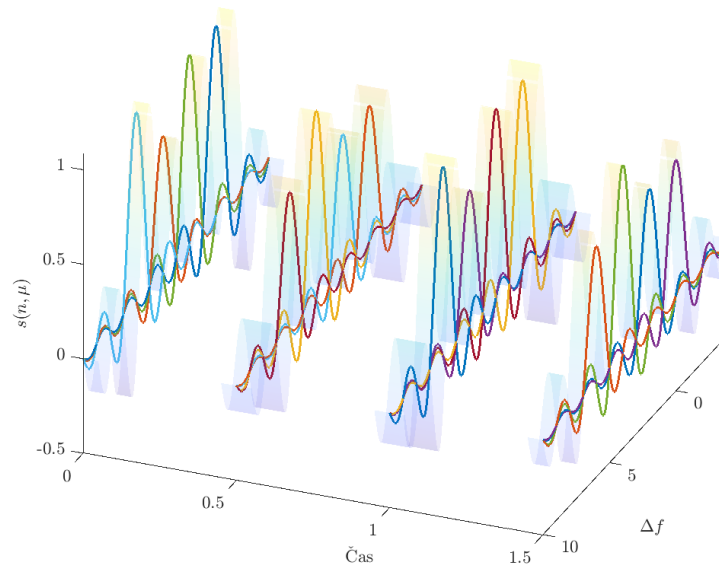
Modulační parametry (hodnoty fáze a amplitudy, IQ data) pro každou subnosnou jsou obsaženy v matici \mathbf{S} . Hodnoty dílčích prvků této matice jsou získány modulací vstupních dat. Pro tuto modulaci může být využito např. Phase Shift Keying (PSK), Quadrature Amplitude Modulation (QAM) i další typy modulací, a to pro každou jednotlivou subnosnou.

Následující Obrázek 3.1a) zobrazuje OFDM signál pro jedno symbol ($N_s = 1$) a čtyři subnosné ($N_c = 4$) ve spektrální oblasti, Obrázek 3.1b) v časové oblasti signál pro každou subnosnou zvlášť a Obrázek 3.1c) výsledný vysílaný OFDM signál v čase.



Obrázek 3.1 Rozbor OFDM signálu: a) spektrum čtyř ortogonální signálů/subnosných, b) jejich průběhy v čase, c) výsledný OFDM průběh v čase

Časově-frekvenční reprezentace OFDM signálu neboli reprezentace modulační matice \mathbf{S} (s různými IQ daty) pro 4 subnosné a 4 symboly (pulsy) je na Obrázek 3.2.



Obrázek 3.2 Časově-frekvenční reprezentace OFDM – 4 symboly se 4 modulovanými subnosnými

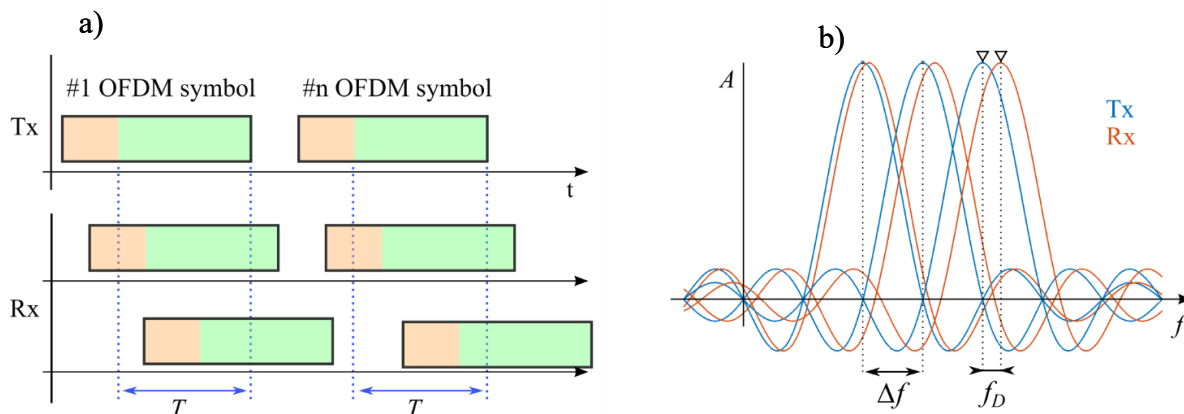
Vysílaný RF signál na nosné frekvenci f_c je dán vztahem (3.2).

$$s_{RF}(t) = s_{OFDM}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot t} \quad (3.2)$$

Při užití OFDM signálu a jeho zpracování pomocí diskretní Fourierovy transformace (respektive FFT a IFFT) je potřeba uvažovat a kompenzovat dva základní nežádoucí jevy – mezi-symbolovou interferenci (Intersymbol Interference, ISI) a interferenci mezi nosnými (Intercarrier Interference, ICI) [13].

- a) ISI – jev, při kterém se na přijímači překrývají sousední symboly nebo více symbolů, nastává při vícecestném šíření signálu prostředím. V režimu radaru se jedná i o zpoždění šíření signálu od cíle. Pro odstranění vlivu ISI se využívá ochranný interval, tj. část signálu mezi sousední symboly, která nenese užitečný signál s novou informací. V našem případě to může představovat kombinaci cyklického prefixu a primárně intervalu T_0 (Obrázek 3.3 a) a Obrázek 3.4).
- b) ICI – jev, kde jsou jednotlivé subnosné ovlivněny dopplerovským posuvem s frekvencí f_D . To způsobí, že spektrum není vzorkované optimálně (tj. v maximu) (Obrázek 3.3 b)).

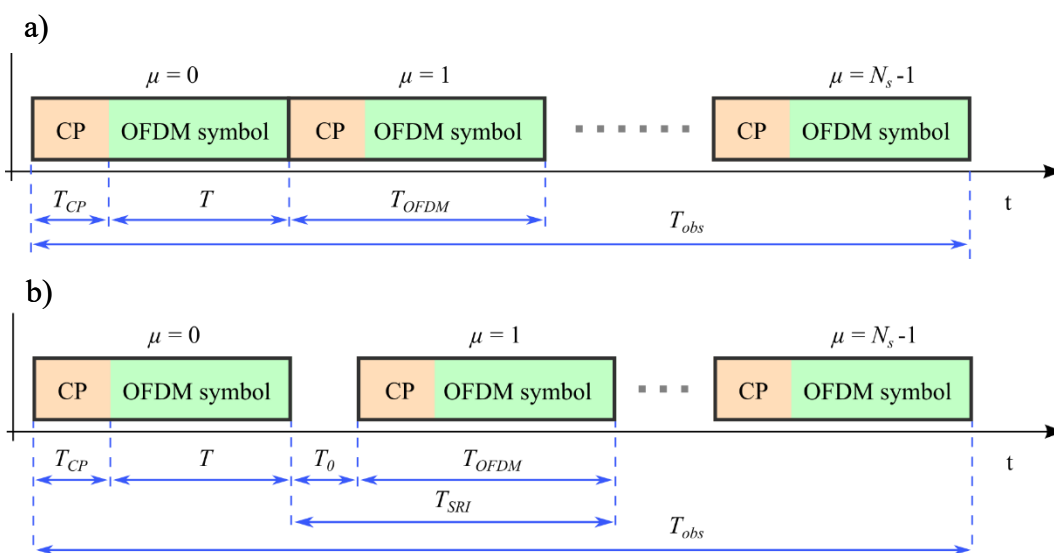
Cyklický prefix (CP) se používá převážně v komunikacích (LTE, DVB, ...) k nápravě ISI a ICI. Z toho plyne, že je potřeba zajistit koherentní vzorkování vysílače a přijímače, a to přesně po dobu T . Nedodržení vzorkování má za následek nesprávnou demodulaci dat.



Obrázek 3.3 a) Tx a Rx se zpožděním, b) vliv Dopplerova posuvu

Časování vysílání signálu prezentuje Obrázek 3.4. Varianta a) je pseudo-pulsní režim, mezery mezi jednotlivými OFDM pulsy jsou vyplněny cyklickým prefixem, varianta b) s intervalem T_0 , nevysílání mezi OFDM pulsy, kde:

- T je trvání jednoho pulsu (OFDM symbolu),
- T_{CP} je trvání cyklického prefixu,
- T_0 je trvání vysílací pauzy mezi symboly (konec předchozího a začátek CP následujícího),
- T_{OFDM} je trvání jednoho symbolu s CP, $T_{OFDM} = T + T_{CP}$,
- T_{SRI} je interval opakování symbolu, $T_{SRI} = T_{OFDM} + T_0$, odpovídá PRI,
- T_{obs} je doba trvání jednoho měření.



Obrázek 3.4 Časování OFDM pulsů a) bez pauzy T_0 , b) s pauzou T_0

V této disertační práci je dále využívána varianta b), kde delším opakovacím intervalem mezi pulsy (PRI) získáme lepší rozlišení v rychlosti.

Na základě zvolených parametrů OFDM signálu lze stanovit detekční vlastnosti radarového systému. Výsledná šířka pásma (3.3), maximální jednoznačný dosah (3.4), rozlišení v radiální vzdálenosti (3.5), maximální jednoznačná rychlost (3.6), rozlišení v radiální rychlosti (3.7) [11][13].

$$BW = N_c \cdot \Delta f \quad (3.3)$$

$$R_{umax} = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta f} \quad (3.4)$$

$$\Delta R = \frac{c_0}{2 \cdot BW} \quad (3.5)$$

$$v_{umax} = \frac{c_0}{2 \cdot f_c \cdot T_{SRI}} \quad (3.6)$$

$$\Delta v = \frac{c_0}{2 \cdot f_c \cdot T_{obs}} \quad (3.7)$$

3.2 Vliv digitální modulace vstupních dat na činitel PAPR

Obálka výsledného OFDM signálu je bez dalších opatření časově proměnná, kde okamžitá velikost signálu vzhledem k průměrné úrovni bude mít za následek vysoký poměr špičkového k průměrnému výkonu (PAPR, Peak-to-Average Power Ratio). Vysoký PAPR negativně ovlivňuje parametry radaru. Nelinearita, vzniklá časově proměnnou obálkou OFDM pulsu, má dopad v celém RF front-end včetně výkonového zesilovače, který nelze provozovat v optimálně saturovaném režimu.

PAPR je definován (3.8) jako poměr maximálního špičkového výkonu P_{peek} ku střední hodnotě výkonu P_{avg} za periodu T [15].

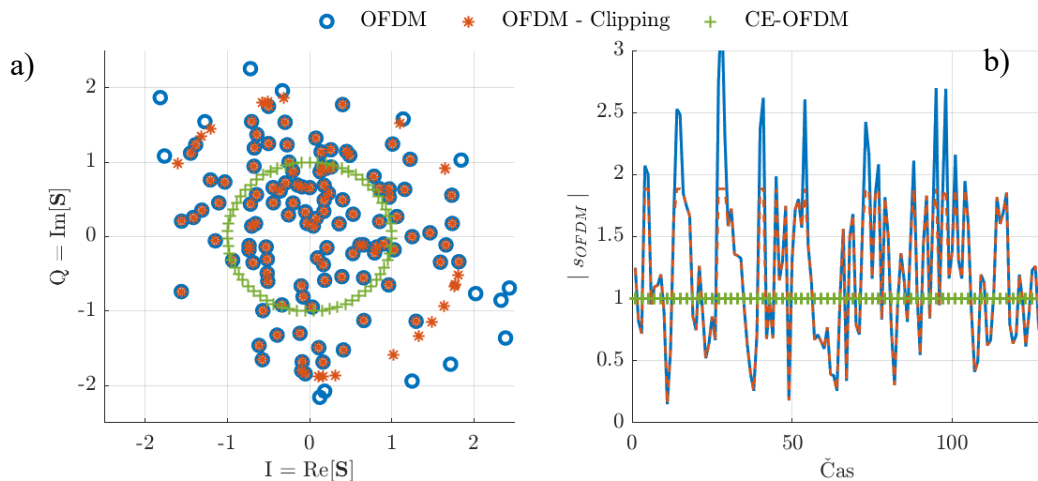
$$PAPR = \frac{P_{peek}}{P_{avg}} = \frac{\max(|s_{OFDM}(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_{t=0}^T |s_{OFDM}(t)|^2 dt} \quad (3.8)$$

Způsobů, jak optimalizovat činitel PAPR, je více, např. v komunikacích se využívají speciální kódové sekvence (tj. vhodná data modulační matice \mathbf{S}), která zamezí náhlým špičkám v časovém průběhu signálu. V radarové technice, kde není potřeba přenášet užitečná data (tj. modulační data \mathbf{S} nejsou na straně příjmu zajímavá), lze využít speciálních průběhů OFDM signálů. Neboli modulační matice \mathbf{S} nemusí obsahovat standardní hodnoty pro modulace PSK, QAM, ale libovolné hodnoty, které vytvoří signál s vhodným PAPR.

Zmíním dva nejběžnější způsoby (respektive další metody jsou odvezeny z těchto dvou), jak zlepšit PAPR:

- a) CE-OFDM (Constant Envelope OFDM) – jedná se o transformaci OFDM signálu na jednotkovou kružnici konstelačního diagramu [16][17],
- b) Signal Clipping – založena na prahování/limitování amplitudy, jinak řečeno, amplitudy větší než definovaný práh, jsou limitovány na tento práh [18], více v kapitole 3.4.4.

Na Obrázek 3.5 je ukázka tří různých OFDM signálů k porovnání konstelačního diagramu a amplitudové obálky. Lze dobře vidět, že pokud má modulovaný signál kruhový konstelační diagram (zelená), pak má konstantní amplitudovou obálku. Dále, že metoda Clipping snižuje amplitudové špičky na stanovený limit (průběh modrý (originální) vs. průběh červený (limitovaný)). V případě využití v režimu komunikace se metodou Clipping zhorší Bit Error Rate (BER), protože demodulovaná IQ data nemají původní amplitudu.



Obrázek 3.5 a) konstelační diagram signálu b) amplitudová obálka signálu

3.3 Vliv Dopplerova posuvu na jednotlivé subnosné, symboly a CPI

Klíčovým problémem využití OFDM v radarové technice je její citlivost na Dopplerův posuv. Aby byla zajištěna ortogonalita dílčích subnosných, je nutné, aby tyto subnosné byly umístěny na přesně definovaných frekvencích. Vlivem Dopplerova posuvu (který je navíc frekvenčně závislý) dochází k jejich frekvenčním posuvům, což vede ke snížení jejich ortogonalit – dochází k jevu, který je označován jako ICI, což má za následek významné zhoršení detekčních vlastností radarového senzoru. Jednou z možností potlačení tohoto jevu je zvýšení frekvenčního rozestupu mezi dílčími sub nosnými, což má ovšem markantní dopady na parametrizaci celého systému [13][19].

Dalším důsledkem pohybu cíle vůči radaru je efekt, kdy dochází k roztažení či kompresi jednoho pulsu (symbolu) OFDM v čase, což opačně vede ke kompresi či roztažení frekvenčního spektra OFDM symbolu. Tento efekt je v literatuře označován jako Doppler scaling [15].

Významný je též dopad pohybu cíle (Dopplerova posuvu) na jednotlivé subnosné přes několik po sobě jdoucích OFDM pulsů, tedy změna časové a frekvenční polohy stejné subnosné v rámci řady po sobě jdoucích pulsů. Tento posuv způsobuje jak nepřesnost v odhadu vzdálenosti cíle, tak v odhadu rychlosti cíle.

V neposlední řadě se vlivem Dopplerova posuvu mění fáze OFDM symbolů, jejíž znalost se využívá pro odhad rychlosti. Změna fáze má též klíčový dopad při aplikaci metody odhadu rychlosti a vzdálenosti cíle s využitím dělení jednotlivých symbolů.

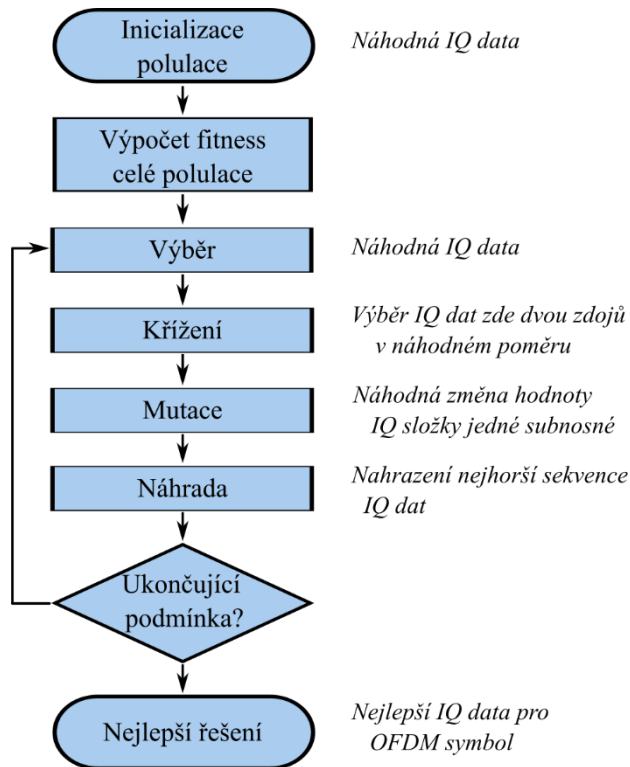
Matematicky jsou tyto závislosti popsány ve vztahu (4.1) v kapitole 4.1. Všechny tyto popsané vlivy pohybu cílů na OFDM signál byly analyzovány a možné metody a postupy minimalizace těchto vlivů jsou uvedeny v kapitole 4.2.

3.4 Optimalizace OFDM signálů

Modulační IQ data, která vytvoří OFDM signál, mohou nabývat libovonných hodnot (uvažované komplexní číslo $\pm l \pm lj$, respektive absolutní hodnota je rovna $\sqrt{2}$). Jedná se o variaci s opakováním, $V'_k(n) = n^k$, kde k je počet subnosných N_c a n je počet modulačních stavů. Např. pro QPSK modulaci a 128 subnosných je počet kombinací modulačních dat roven $V'_{128}(4) = 4^{128} \cong 10^{77}$. Což je obrovské množství a nelze použít analytickou metodu, pro následné optimalizace parametrů OFDM signálu, respektive hledání vhodných modulačních dat, byla použita stochastická metoda Monte Carlo a genetický algoritmus.

Metoda Monte Carlo (MC) v optimalizačním algoritmu využívá generování náhodných dat a výpočtu hodnotící funkce (tzv. fitness funkce). Prvním krokem je definice problému (cíl optimalizace), následuje generování náhodných dat z oboru hodnot, výpočet hodnoty fitness funkce a výběr nejlepšího řešení. Pro získání přesnějších výsledků proces mnohonásobně opakujeme. Metoda Monte Carlo je užitečná pro problémy bez analytického řešení, ale nese s sebou větší výpočetní náročnost.

Genetický algoritmus (GA) patří mezi optimalizační metodu z rodiny tzv. evolučních algoritmů. Jedná se o algoritmy inspirované přírodou využívající principy evoluční teorie, jako je přirozený výběr, křížení, mutace a přežití nejschopnějších jedinců [20]. Na základě těchto procesů je populace jednotlivců optimalizována z generace na generaci. To znamená, že na základě optimalizačních kritérií (fitness funkce) množina jedinců, směřuje vývoj populace určitým směrem, přičemž prostřednictvím mutace jsou zaváděny náhodné (malé) změny populace. Cílem mutace je zabránit tomu, aby proces uvízl v lokálním minimu. Díky přežití nejschopnějších jedinců se populace vyvíjí z generace na generaci, tím dochází k cílené optimalizaci. Diagram vlastní implementace GA je na Obrázek 3.6, kde pojmy z GA mají následující významy: jedinec představuje IQ data pro jeden OFDM symbol; IQ data mohou nabývat hodnot ze zvoleného typu modulace, jedná se tedy o chromozom; rodiče z procesu výběru představují dvě sekvence IQ dat (dva OFDM symboly) s nejlepší fitness.



Obrázek 3.6 Diagram genetického algoritmu

3.4.1 Autokorelace OFDM symbolu

Cílem optimalizace s využitím výše uvedených optimalizačních metod je nalezení takových modulačních dat, která vytvoří OFDM puls, jehož autokorelační funkce (XCORR) má minimální postranní laloky.

Fitness funkce je stanovena postupem v (Algoritmus I). Tímto fitness hodnocením jsou vybrána modulační data pro OFDM puls, který má co nejmenší rozptyl nadprůměrných špiček postranních laloků.

Algoritmus I

```

Vstup: vzorky signálu jako vektor  $s(k)$  o délce  $K$ 
// normovaná autokorelační funkce signálu  $s(k)$ 
1.  $x0 = \text{CrossCorrelation}(s(k)) / K$ 
// průběh absolutní hodnoty v logaritmickém měřítku
2.  $x1 = 10 * \log_{10}(\text{AbsoluteValue}(x0))$ 
// výběr hodnot mimo hlavní lalok
3.  $x2 = \text{Concatenate}(x1[1:K-1], x1[K+1:2*K-1])$ 
// posun průběhu okolo 0, dle střední hodnoty
4.  $x3 = x2 - \text{Mean}(x2)$ 
// odebrání záporných hodnot
5.  $x3 = x3(x3 \geq 0)$ 
// směrodatná odchylka kladných hodnot postranních laloků
6.  $\text{fitness} = \text{StandardDeviation}(x3)$ 

```

Výstup: hodnota fitness funkce

Parametry optimalizace pro metodu MC bylo 10^5 iterací, GA byl nastaven pro populaci o velikosti 500 a generaci o velikosti 10^4 a 10^5 . Každá optimalizace byla spuštěna pro kombinace parametrů OFDM s modulacemi QPSK a 16QAM a počty subnosných 128, 512 a 1024.

Z výsledků vyplývá:

- GA dosahuje lepších výsledků,
- čím více subnosných, tím menší je rozdíl mezi nejlepším a nejhorším řešením,
- tedy pro více jak 512 subnosných se ztrácí význam optimalizace autokorelační funkce (nejnižší fitness pro N_c 1024 je 0,58 při 16QAM),
- obecně QPSK modulace má oproti 16QAM o 1-2 dB menší průměrnou hodnotu vrcholů mimo hlavní lalok autokorelační funkce.

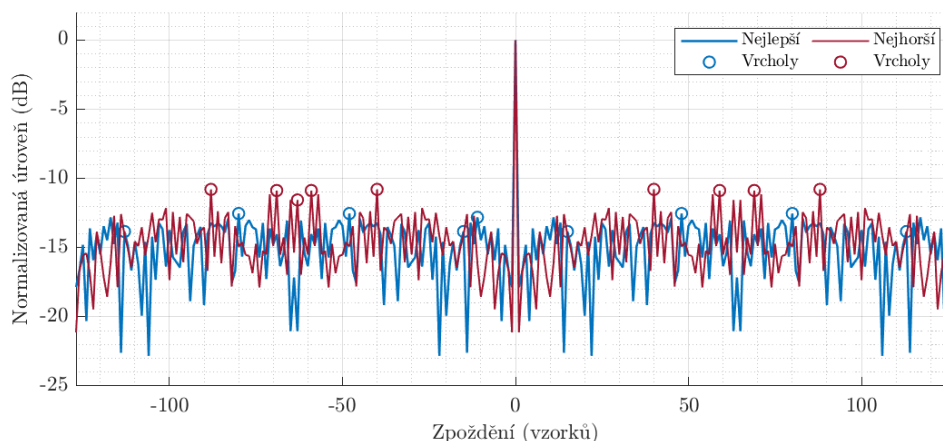
V Tabulka 3.1 je ukázka výsledů optimalizace pomocí GA (o populaci 10^4) s průměrnými hodnotami špiček autokorelační funkce a na Obrázek 3.7 je průběh autokorelační funkce se 128 subnosnými OFDM pulsu pro nejlepší a nejhorší výsledný fitness, s detekovanými vrcholy. Na Obrázek 3.8 je průběh autokorelační funkce se 128 subnosnými OFDM pulsu pro nejlepší výsledek získaný pomocí GA ve srovnání s náhodnými modulačními IQ daty. V Tabulka 3.2 jsou výsledné hodnoty fitness z optimalizace pomocí MC.

Tabulka 3.1 Výsledky optimalizace XCORR pomocí GA

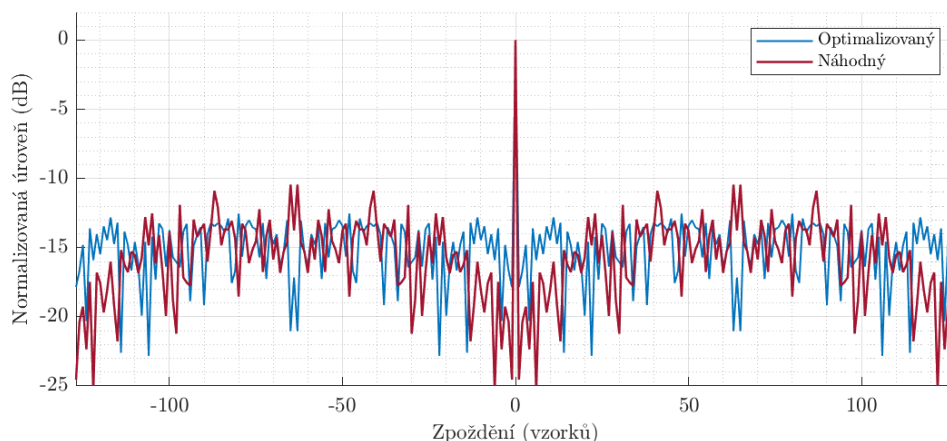
N_c	nejlepší		nejhorší	
	fitness (-)	průměr vrcholů (dB)	fitness (-)	průměr vrcholů (dB)
128	0,66	-13,0	1,13	-10,4
512	0,96	-15,4	1,14	-13,7
1024	1,10	-15,8	1,29	-15,2

Tabulka 3.2 Výsledky optimalizace XCORR pomocí MC

N_c	nejlepší	nejhorší
	fitness (-)	fitness (-)
128	0,75	2,48
512	1,06	1,79
1024	1,15	1,69



Obrázek 3.7 Ukázka autokorelace OFDM symbolu získaného pomocí GA



Obrázek 3.8 Ukázka autokorelace OFDM symbolu získaného pomocí GA a náhodných modulačních dat

3.4.2 Minimalizace PAPR

Cílem je nalezení takových modulačních dat, která vykazují minimální PAPR pro OFDM puls. Fitness funkce je stanovena parametrem PAPR dle rovnice (3.8).

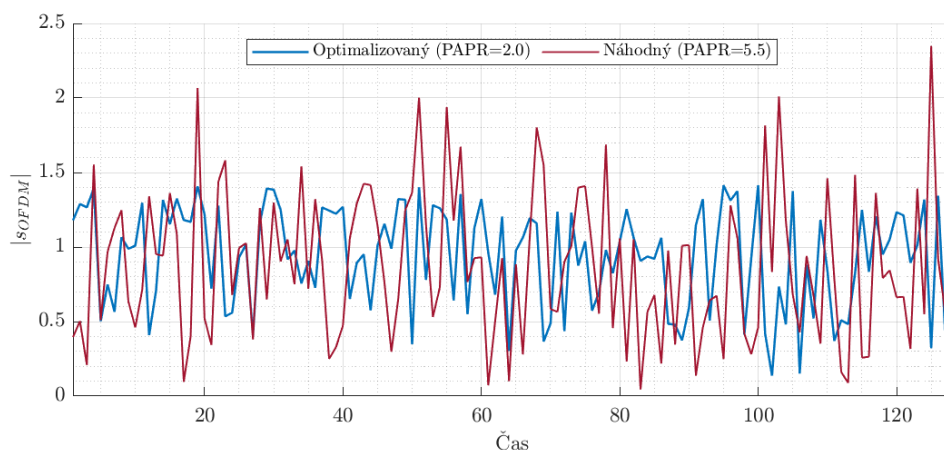
Z výsledků vyplývá:

- rozdíl v PAPR pro QPSK a 16QAM je pouze pár jednotek procent ve prospěch 16QAM, při stejném počtu subnosných,
- obecně čím více subnosných tím větší je PAPR (pro N_c 1024 byla nalezena nejnižší fitness 3,05 při 16QAM).

V Tabulka 3.3 je ukázka výsledů optimalizace PAPR s GA (generace 10^5) pro QPSK a 16QAM. Optimalizace s využitím MC má horší výsledky než GA, proto zde její výsledky nejsou uváděny. Na Obrázek 3.9 je obálka OFDM pulsu se 128 subnosnými pro nejlepší výsledek získaný pomocí GA ve srovnání s náhodnými modulačními IQ daty.

Tabulka 3.3 Výsledky optimalizace PAPR pomocí GA

	QPSK		16QAM	
	nejlepší	nejhorší	nejlepší	nejhorší
N_c	fitness (-)	fitness (-)	fitness (-)	fitness (-)
128	2,03	2,24	1,88	2,04
512	2,68	2,93	2,59	2,82
1024	3,30	3,53	3,05	3,20



Obrázek 3.9 Ukázka průběhu obálky OFDM pulsu získaného pomocí GA a pomocí náhodných modulačních dat

Pro srovnání, pokud jsou modulační data o stejné hodnotě (např.: $I+Ij$) pak diskretní OFDM puls v časové oblasti je tvořen jedním vzorkem s onou hodnotou a zbytek vzorků jsou nuly. Hodnota PAPR takového signálu je pak rovna počtu subnosných.

3.4.3 XCORR vs. PAPR

Byla zkoumána závislost mezi samostatnými výsledky optimalizace. Tedy jaká je hodnota fitness autokorelační funkce pro signál, který má dobrou fitness funkci pro parametr PAPR, a naopak.

Z výsledků vyplývá:

- optimalizovaná autokorelační funkce nezaručuje dobrý PAPR, hodnoty PAPR jsou spíše náhodného charakteru v rozmezí hodnot 4 až 7,
- optimalizovaný PAPR nezaručuje dobrou autokorelační funkci (její fitness) hodnoty fitness jsou spíše náhodného charakteru v rozmezí hodnot 1,2 až 1,5.

Optimalizace jedné vlastnosti signálu tedy nezaručuje zlepšení i jiné vlastnosti. Proto byl GA rozšířen o současnou optimalizaci těchto dvou vlastností OFDM signálu. Fitness funkce je stanovena dle vztahu (3.9).

$$fitness = A \cdot fitness_{XCORR} + B \cdot fitness_{PAPR} \quad (3.9)$$

kde:

- $fitness_{XCORR}$ fitness funkce z kapitoly 3.4.1,
- $fitness_{PAPR}$ fitness funkce z kapitoly 3.4.2,
- A váhová konstanta pro $fitness_{XCORR}$,
- B váhová konstanta pro $fitness_{PAPR}$.

Byly provedeny optimalizace pro různé kombinace konstant A a B , a z výsledů lze shrnout, že přijatelných výsledků je dosaženo pro konstanty $A=0,6$ a $B=0,4$. Výsledné fitness hodnoty pro QPSK jsou v Tabulka 3.4.

Tabulka 3.4 Výsledky optimalizace XCORR vs. PAPR pomocí GA

N_c	fitness (-)	fitness _{PAPR} (-)	fitness _{XCORR} (-)
128	1,31	2,45	0,56
512	1,80	2,95	1,03
1024	1,92	3,18	1,08

Při porovnání s optimalizacemi prováděnými samostatně pro PAPR nebo pro XCORR se jedná spíše o hodnoty blízké těm nejhorším. Ovšem i tato optimalizace je výhodnější než signál vytvořený pouze s pomocí náhodných modulačních dat.

3.4.4 Zastřihovač (Clipping)

Clipping je jednou z několika technik k redukci PAPR. Jejím účelem je snížení špiček v časovém průběhu OFDM signálu. V této práci je clipping využit pro úpravu signálu použitého v reálném vysílači. Jsou uvažovány dvě metody. První vychází z [18], kde iterativně dle Algoritmus II upravuje amplitudu signálu. Druhá metoda je založena na normování signálu dle jeho maximální amplitudy k požadované úrovni. Tyto úpravy signálu je možné využít i rekurzivně k úpravě modulačních dat na takové, které vytvoří signál s požadovanou maximální amplitudou.

Algoritmus II

Vstup: vzorky signálu jako vektor $s(k)$ o délce K

```

// střední hodnota amplitudy signálu
1.  $x_t = \text{mean}(\text{abs}(s))$ 
// počet vzorků jejíž amplituda je větší než  $x_t$ 
2.  $P = \text{length}(\text{find}(\text{abs}(x_n) > x_t));$ 
// stanovení nové hodnoty amplitudy
3.  $x_{tp} = \sqrt{K/P} * x_t$ 
// projít všechny vzorky
4. for  $k = 1:K$ 
// pokud amplituda vzorku větší než  $x_t$ 
5.   if  $\text{abs}(s(k)) > x_{tp}$ 
// nový vzorek o amplitudě  $x_{tp}$  a původní fázi
6.      $s(k) = x_{tp} * \exp(1j * \text{angle}(s(k)))$ 
7.   end if
8. end for

```

Výstup: upravené vzorky signálu $s(k)$

4 Signálové zpracování v OFDM radarech

Signálové zpracování v radarech využívajících techniku OFDM pro vysílání pulsní signál umožňuje zvýšit výkonnost radarových systémů z pohledu zlepšení rozlišovací schopnosti ve vzdálenosti i v úhlu a do určité míry zlepšit detekci zájmových cílů v komplexním prostředí s výrazným cluttreem a rušením.

Podobně jako v konvenčních pulsních radarech i zde můžeme signálové zpracování rozdělit na dvě kategorie:

- a) časové – určení vzdálenosti cíle na základě přizpůsobené filtrace signálu (obvykle korelace přijatého odraženého signálu s vysílaným),
- b) dopplerovské – určení vzdálenosti a rychlosti cíle na základě dvourozměrného (časově-frekvenčního) zpracování.

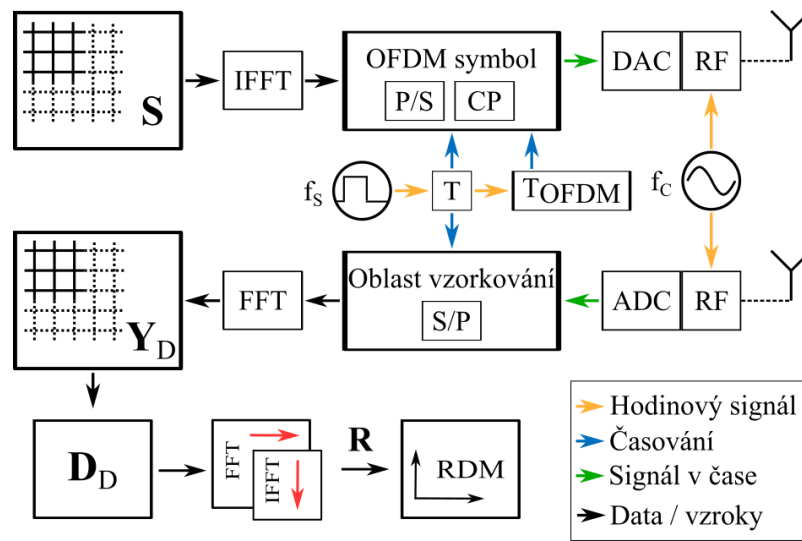
V obou případech je potřeba, aby vysílaný radarový signál měl vhodnou autokorelační funkci, tj. takovou, která má úzký hlavní lalok a nízké postranní laloky. V následující části jsem se zaměřil na klíčové aspekty dopplerovského signálového zpracování, jelikož se v případě OFDM radaru významně odlišuje od standardního signálového zpracování u klasických pulsních radarů. V zásadě lze na OFDM modulovaný radarový signál uplatnit dva způsoby signálového zpracování, které se liší nároky a požadavky na modulaci dat jednotlivých subnosných v rámci OFDM signálu.

- a) Základní signálové zpracování OFDM radarového signálu využívá zpracování jednotlivých dílčích pulsů OFDM tak, jako by se jednalo o klasický pulsní radar s aplikací vnitropulsní modulace. Signál dopadající na vstup dílčích kanálů přijímače je řazen do matice podle Obrázek 1.2, tedy data jsou řazena v řádku dle pořadí vzorku a ve sloupci dle jednotlivých odvysílaných pulsů (odpovídá PRI). Na takto sestavenou matici lze aplikovat korelaci (přizpůsobenou filtraci) přijatého a vyslaného signálu v rámci jednotlivých řádků. Výsledkem této matematické operace je odhad polohy jednotlivých cílů v radiální vzdálenosti. Na vzorky signálu přes jednotlivé řádky lze aplikovat algoritmus FFT, jehož výsledkem je spektrum odpovídající Dopplerovým frekvenčním posuvům, způsobených pohybem cílů (metoda MTD). Přesnost určení vzdálenosti a rychlosti cíle a rozlišovací schopnost velice závisí na vlastnostech modulace dat na dílčí subnosné OFDM. Typ modulace má přímý dopad na parametr PAPR, tvar hlavního laloku autokorelační funkce a odstup postranních laloků [21].
- b) Dalším a komplexnějším způsobem signálového zpracování OFDM radarového signálu je využití spektrálního dělení. Pro odhad polohy cíle není využita korelace, ale spektrální dělení, více se tomuto tématu věnuje kapitola 4.3 [22].

4.1 Model OFDM radaru

Obrázek 4.1 zachycuje blokové schéma koherentního systému OFDM radaru. Digitální část, pracující s komplexními signály, je vzorkovaná frekvencí rovnou šířce pásma OFDM symbolu, $f_s = BW$. Pro správnou funkci celého radarového systému, potažmo řetězce signálového zpracování je důležité dodržet koherenci celého radarového systému, která je

zajištěna jednak využitím společné časové základny pro vysílač a přijímač a zároveň využitím kalibračního (synchronizačního) signálu přiváděného do přijímací antény. Na začátku je stanovena matice \mathbf{S} s vhodnými modulačními daty (spektrální oblast) pro všechny OFDM symboly vysílanými během měřicího cyklu T_{obs} , pomocí IFFT je vytvořen průběh OFDM signálu v časové oblasti, ke kterému je přidán CP. Následuje vyslání signálu na nosném kmitočtu. Po odrazu signálu od cíle a jeho následném příjmu, je směřován do základního pásma a digitalizován. Digitální signál je vzorkován po dobu trvání OFDM symbolu T , tím je odstraněn CP. Takto získaný OFDM puls je převeden do spektrální oblasti a uložen. Na konci měřicího cyklu je provedeno základní signálové zpracování, jehož výsledkem je tzv. RDM (Range Doppler Map). Jedná se o vizualizační techniku zobrazování prostorových a frekvenčních informací. V zásadě jde o 2D graf, kde na ose x je obvykle zobrazena vzdálenost cíle od radaru a na ose y je zobrazena Dopplerova frekvence (rychlost pohybu cíle).



Obrázek 4.1 Zjednodušené blokové schéma uvažovaného radarového systému

Pro modelování OFDM radaru je využita rovnice (4.1) [13][23], vystihující odraz OFDM signálu od jednoho bodového cíle v diskrétní formě. Odraz a dvoucestné šíření signálu mezi vysílací a přijímací částí radaru je označován jako cesta šíření. Index i v tomto případě označuje konkrétní cestu šíření k i -tému cíli.

$$y_i(m, \mu) = \frac{\bar{a}_i}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} s(n, \mu) \cdot \underbrace{e^{j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot \frac{m}{N_c} \cdot T}}_{\#1} \cdot \underbrace{e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot \tau}}_{\#2} \cdot \underbrace{e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot \gamma \cdot \frac{m}{N_c} \cdot T}}_{\#3} \cdot \underbrace{e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot \gamma \cdot \mu \cdot T_{SRI}}}_{\#4} \cdot \underbrace{e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot \frac{m}{N_c} \cdot T}}_{\#5} \cdot \underbrace{e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot \mu \cdot T_{SRI}}}_{\#6} \quad (4.1)$$

$$pro \ 0 \leq m < N_c \ a \ 0 \leq \mu < N_s ,$$

kde:

- N_c je počet subnosných,
- N_s je počet symbolů,

- \bar{a}_i je amplituda a fáze i -tého cíle, $\bar{a}_i = a_i \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot \tau_i + \pi}$, a_i je odhadovaný přijatý výkon dle základní radarové rovnice [22],
- část #1 konkrétní subnosná na frekvenci $f_n = n \cdot \Delta f$,
- část #2 časového zpoždění způsobené šířením signálu pro odhad vzdálenosti, $\tau = 2 \cdot d_i / c_0$, d_i je vzdálenost mezi senzorem a cílem i ,
- část #3 Doppler scaling, $\gamma = 2 \cdot v_i / c_0$, v_i je rychlost i -tého cíle,
- část #4 vliv pohybu cíle na jednotlivé nosné,
- část #5, $f_D = -2 \cdot v_i \cdot f_c / c_0$, Dopplerův posuv subnosných během pohybu cíle, může vést k ztrátě ortogonality mezi subnosnými,
- část #6 vliv Dopplerova posuvu pro odhad rychlosti.

Výsledná matice \mathbf{Y}_s přijatého signálu pro všechny cíle je:

$$\mathbf{Y}_s = y(m, \mu) = \sum_{i=1}^{N_{trg}} y_i(m, \mu) \quad (4.2)$$

pro $0 \leq m < N_c$ a $0 \leq \mu < N_s$.

4.2 Dopplerův frekvenční posuv v OFDM radarových systémech a jeho potlačení

Vliv Dopplerova posuvu na radarové signály modulované OFDM modulací byl shrnut v kapitole 3.3. V této části bude uvedeno, jakým způsobem byl vliv Dopplerova jevu omezen, či kompenzován pro signály a signálové zpracování v rámci této disertační práce.

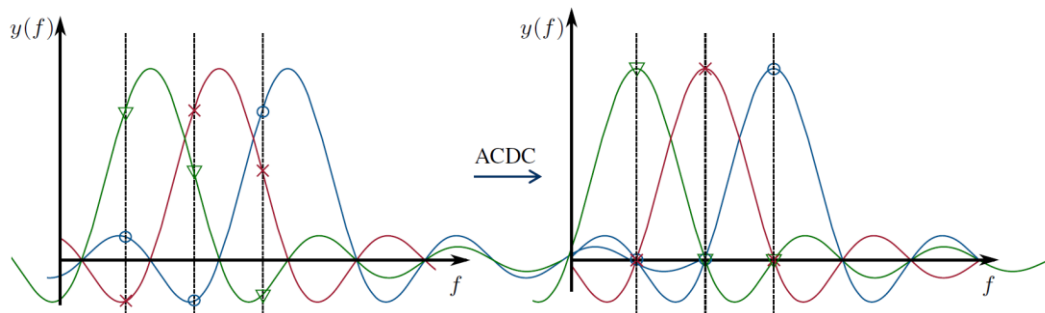
Frekvenční posuv mezi jednotlivými subnosnými způsobený Dopplerovým frekvenčním posuvem odraženého signálu je relativně jednoduše eliminován použitím dostatečně velkého frekvenčního rozestupu mezi subnosnými. Matematicky vyjádřeno $\Delta f \gg f_{D,max}$. Pro omezení vlivu ICI je stanoveno, že vzdálenost dílčích subnosných v OFDM by měla být minimálně desetinásobkem maximálního uvažovaného Dopplerova posuvu. V případě radarového senzoru popisovaného v této disertační práci se jedná dokonce o hodnoty nad úroveň stonásobku maximálního Dopplerova posuvu – viz parametrizace navrženého OFDM systému v kapitole 6.2. Obecně je ale nutné brát v úvahu, že zvýšení vzdálenosti mezi subnosnými snižuje celkový jednoznačný dosah radaru vlivem zkrácení celkové doby trvání OFDM pulsu v čase, která z důvodu ortogonality nosných signálů odpovídá převrácené hodnotě Δf .

Dalším důležitým vlivem, který může způsobit problémy s kvalitou detekce je rozdílnost frekvenčních posuvů subnosných na spodním okraji frekvenčního pásma vůči subnosným na horním okraji frekvenčního pásma OFDM. Tento jev lze eliminovat tím, že šířka pásma OFDM bude výrazně nižší, než je hodnota nosného kmitočtu. V optimálním případě by šířka pásma OFDM neměla překročit $1/20$ nosného kmitočtu. V případě systému uvažovaného v této práci je poměr $BW/f_c \approx 0,015$ což je dostatečně nízká hodnota. Je ovšem nutné brát v potaz, že

obecně nižší hodnota šířky pásma OFDM má důsledek v nižší rozlišovací schopnosti radarového systému v dálce [13].

Dalším výrazným problémem, který se u radarů na bázi OFDM může vyskytnout ve vztahu k pohybu cíle, je přesun polohy cíle do různých rozlišovacích buněk během měření. Tento negativní jev se projeví dekompozicí zobrazeného cíle v RDM do více sousedních buněk, což má za následek výrazné zhoršení rozlišovací schopnosti radaru v dálce a snížení pravděpodobnosti detekce cíle. K tomuto problému dochází u radarů s velkou šířkou pásma a dlouhou dobou měření. V této své práci, uvažuji maximální rychlost cíle 50 ms^{-1} a dobu pozorování $0,0786 \text{ s}$ (viz specifikace v kapitole 6.2). Za tuto dobu pozorování se cíl může pohnout o maximálně $3,9 \text{ m}$, což relativně koresponduje s předpokládanou rozlišovací schopností v dálce $3,2 \text{ m}$. Z tohoto důvodu lze dopady i tohoto nepříznivého jevu zanedbat.

Pro OFDM radarové systémy, které nejsou schopny naplnit výše uvedená kritéria, existují postupy, jak vliv Dopplerova frekvenčního posuvu na detekční schopnosti eliminovat. Jedním z těchto postupů je metoda označovaná jako All-Cell Doppler Correction [24]. Tato metoda je založena na modelu frekvenčních posunů jednotlivých subnosných v rámci OFDM radarového signálu pro různé rychlosti cílů. Tedy pro určitou rychlost cíle je vytvořena matice frekvenčních korekcí jednotlivých subnosných. Na přijatém radarovém signálu se nejprve provede odhad rychlostí cílů, na jehož základě se vybere vhodná korekční matice, kterou se vynásobí prvky matice \mathbf{Y}_s . Tento postup ve své podstatě kompenzuje vzájemné frekvenční polohy jednotlivých subnosných tak, aby maximum jedné subnosné odpovídalo minimu sousední subnosné a byla tak dodržena jejich vzájemná ortogonalita (Obrázek 4.2). Teprve v návaznosti na tuto korekci je prováděn odhad vzdálenosti jednotlivých cílů s využitím algoritmu IFFT.



Obrázek 4.2 Cíl metody All-Cell Doppler Correction [24]

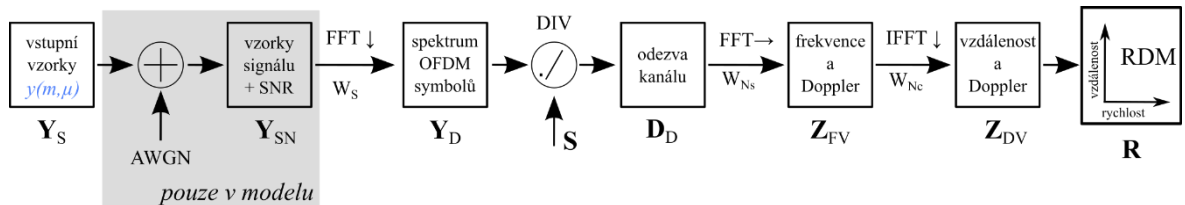
Druhou z metod kompenzace vlivu Dopplerova posuvu na přesnost odhadu rychlosti a vzdálenosti cíle je metoda All-Cell Migration Compensation [13][24]. Tato metoda představuje speciální časově-frekvenční transformaci, která kompenzuje migraci odhadu vzdálenosti a rychlosti pro všechny cíle. Používá se pro kompresi pulsu místo standardního dopplerovského zpracování založeném na FFT.

Vzhledem k tomu, že OFDM radarový systém navržený a využívaný v rámci této disertační práce splňuje veškerá kritéria uvedená v prvních odstavcích této kapitoly, a že je využíváno signálové zpracování založené na modulačních symbolech, kde je Dopplerův posun inherentně kompenzován, což znamená, že Dopplerův posun neomezuje dobu integrace jako u

přístupu s rozprostřeným spektrem, není nutné v rámci experimentálního ověření signálového zpracování využívat žádné kompenzace dopplerovských frekvenčních posuvů.

4.3 Řetězec signálového zpracování

Řetězec signálového zpracování je znázorněn na Obrázek 4.3.



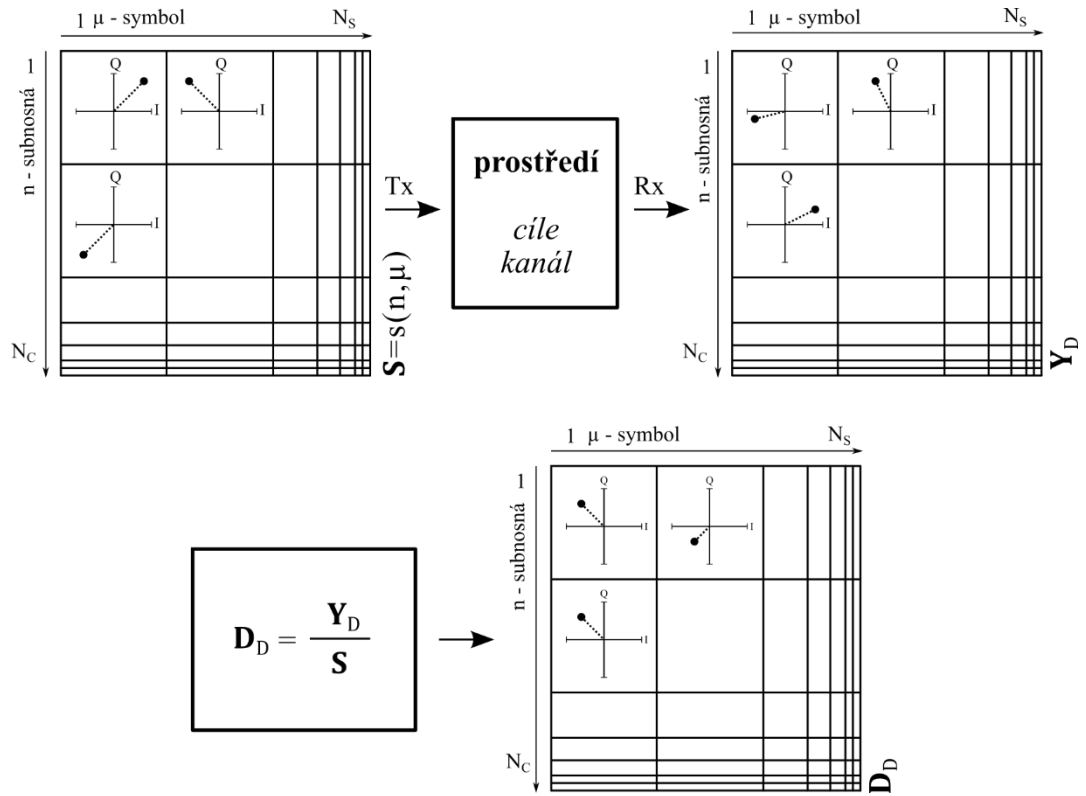
Obrázek 4.3 Řetězec signálního zpracování symbolového dělení a 2D FFT

Na vstupu je matice \mathbf{Y}_S se vzorky dat (z rovnice (4.2)). V případě simulace je přidán AWGN šum v požadovaném SNR pro simulaci reálného prostředí. Matice \mathbf{Y}_{SN} , obsahuje vzorky OFDM symbolů, ta je převedena do spektrální oblasti po jednotlivých symbolech, zde lze aplikovat váhovací okno W_S pro potlačení postranních laloků. Tato operace je vhodná až nutná (viz příloha B, kde je ukázka RDM bez použití váhovacího okna). Vznikne matice \mathbf{Y}_D (4.3).

$$\mathbf{Y}_D = FFT(\mathbf{Y}_{SN}) * W_S \quad (4.3)$$

Metoda dělení jednotlivých symbolů

Pro odhad vzdálenosti a rychlosti je využito spektrální dělení, tj. spektrální normování jednotlivých subnosných, založené na porovnání dílčích modulačních dat na těchto subnosných, což odpovídá podílu matice přijatých modulačních dat \mathbf{Y}_D a matice vysílaných modulačních dat \mathbf{S} . Toto normování neupravuje pouze fázi dílčích modulačních dat, obsažených v matici \mathbf{S} , ale i jejich amplitudu. Z tohoto důvodu takto normovaná data vykazují při aplikaci FFT a IFFT průběhy s menšími postranními laloky. Tento přístup zlepšuje SNR, což má za následek spolehlivější detekci [22][25]. Princip metody symbolového dělení, jehož výsledkem je odezva prostředí kanálu, je znázorněn na Obrázek 4.4. Výsledkem tohoto dělení je matice, která bude v další části označována jako \mathbf{D}_D .



Obrázek 4.4 Princip metody spektrálního dělení

Obsah matice D_D lze extrahovat na:

$$D_D = \frac{Y_D}{S} = \begin{pmatrix} d(0,0) & d(0,1) & \dots & d(0, N_s - 1) \\ d(1,0) & d(1,1) & \dots & d(1, N_s - 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d(N_c - 1, 0) & d(N_c - 1, 1) & \dots & d(N_c - 1, N_s - 1) \end{pmatrix}. \quad (4.4)$$

Dílčí prvky matice D_D obsahují tyto informace:

$$d(m, \mu) = a(m, \mu) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot \frac{2R}{c_0}} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot t} \quad (4.5)$$

pro $0 \leq m < N_c$ a $0 \leq \mu < N_s$,

kde:

- $a(m, \mu)$ reprezentuje změnu amplitudy vlivem velikosti efektivní odrazné plochy cíle,
- $e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot \frac{2R}{c_0}}$ reprezentuje vliv vzdálenosti cíle,
- $e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot t}$ reprezentuje vliv Dopplerova posuvu.

Zpracování založené na spektrálním dělení eliminuje zpracování OFDM signálu v časové oblasti, a tak odpovídá zpracování založenému na korelaci pro signál s ideální periodickou autokorelační funkcí. Další výhodou je možnost aplikace váhovacích oken pro potlačení postranních laloků, které vzniknou v důsledku končené délky signálu.

Možnost využití 2D FFT pro určení vzdálenosti a rychlosti cíle

Je tedy zřejmé, že takto sestavená matice \mathbf{D}_D obsahuje informace jak o vzdálenosti, tak rychlosti cíle. Nejprve s využitím algoritmu FFT přes jednotlivé řádky matice určíme rychlost cílů a následně s využitím IFFT ve frekvenční oblasti přes jednotlivé sloupce matice \mathbf{D}_D určíme vzdálenosti cílů (posloupnost úkonů FFT a IFFT je v textu označována jako 2D FFT).

Matice \mathbf{Z}_{FV} , která obsahuje rychlosti jednotlivých cílů, vznikne pomocí FFT přes jednotlivé řádky matice \mathbf{Y}_D . Řádky lze volitelně váhovat oknem v podobě vektoru $\vec{w}_{N_s} \in \mathbb{C}^{1 \times N_s}$. Poslední transformace dá vzniknout matici \mathbf{Z}_{DV} , která už obsahuje nejen rychlosti, ale i vzdálenosti jednotlivých cílů. Tato matice vznikne aplikací IFFT přes jednotlivé sloupce matice \mathbf{Z}_{FV} . Sloupce lze volitelně váhovat oknem v podobě vektoru $\vec{w}_{N_c} \in \mathbb{C}^{N_c \times 1}$.

$$\mathbf{Z}_{FV} = FFT(\mathbf{Y}_D \cdot \vec{w}_{N_s}) \quad (4.6)$$

$$\mathbf{Z}_{DV} = IFFT(\mathbf{Z}_{FV} \cdot \vec{w}_{N_c}) \quad (4.7)$$

Výsledkem této dvojité aplikace algoritmu rychlé Fourierovy transformace je matice \mathbf{R} obsahující informace o radiální vzdálenosti cílů a jejich radiálních rychlostech (RDM).

Přepočet radiální vzdálenosti cíle ze vzorků matice lze udělat následovně:

$$\hat{R} = \frac{l \cdot c_0}{2 \cdot N_c \cdot \Delta f}, \quad (4.8)$$

kde l označuje index prvku ve sloupci matice \mathbf{R} .

Přepočet radiální rychlosti cíle ze vzorků matice lze udělat následovně:

$$\hat{v} = \frac{k \cdot c_0}{2 \cdot f_c \cdot N_s \cdot T_{OFDM}}, \quad (4.9)$$

kde k označuje index prvku v řádku matice \mathbf{R} .

Protože Fourierovy transformace v signálovém zpracování zahrnují normalizace, tak výsledná špičková hodnota v RDM není měřítkem pro zisk zpracování. Místo toho se v každé FFT signály sčítají v koherentním deterministickém procesu, což má za následek celkový výkonový zisk N^2 , zatímco šum jako stochastická veličina má zisk N . V případě volby obdélníkového váhovacího okna (vektory \vec{w}_{N_s} a \vec{w}_{N_c} obsahují $1+0j$) a pokud střední hodnota výkonu symbolů je rovna jedné, pak je maximální zisk zpracování roven $G_{I,2DFFT}$ (4.10), který je roven počtu subnosných N_c a symbolů N_s [22].

$$G_{I,2DFFT} = N_c \cdot N_s \quad (4.10)$$

Střední výkon symbolů je dán $|\mathbf{S}| = 1/N_c \sum_n^{N_c} |s(n, \mu)|^2 = 1 \forall \mu \in N_s$, tato rovnost platí pro modulační data s konstantní amplitudou $\pm 1/\sqrt{2} \cong \pm 0,7$. Pak pro $N_c = 512$ a $N_s = 300$ je maximální zisk $G_{I,2DFFT} > 50 \text{ dB}$ [13].

Výhodou OFDM signálu s náhodnými modulačními daty je, že v případě rušení z jiného zdroje OFDM signálu má přesně stejný dopad jako přidání bílého šumu, tj. pouze se zvýší

hladina šumu pozadí RDM, ale neobjeví se žádné falešné cíle. To umožní souběžný provoz více radarových senzorů v oblasti dosahu. Touto problematikou se též zabývá má publikace [45] a tato disertace v kapitole 6.7.

Extraktor

Další zpracování a vyhodnocení dat z RDM probíhá v extraktoru, který s využitím různých algoritmů vyhodnocuje přítomnost cíle. Detailní problematika extrakce cílů je již nad rámec této práce. V následující části se omezím pouze na důležitý faktor pravděpodobnosti detekce, který má přímou vazbu jak na extrakci cíle, tak na parametrizaci radarového senzoru v mé práci a do jisté míry vystihuje spolehlivost radarového systému.

Spolehlivost detekce je pro účely této práce popsána pravděpodobností detekce cíle P_d a pravděpodobností falešného poplachu P_{fa} . Podle Neyman-Pearsonova kritéria [26] pravděpodobnost falešného poplachu je:

$$P_{fa} = P(H_1|H_0) = P(R > TRH) = \int_{TRH}^{+\infty} f(y) dy \quad (4.11)$$

kde:

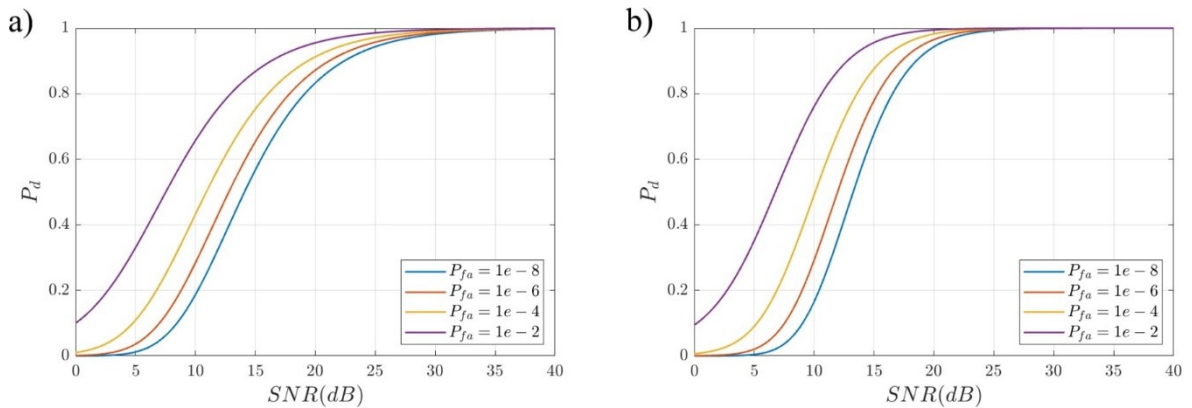
- R představuje jednu detekční buňku v RDM,
- H_0 znamená, že v signálu v dané buňce není přítomen cíl,
- H_1 znamená, že v buňce je cíl přítomen,
- funkce $f(y)$ představuje hustotu pravděpodobnosti,
- TRH představuje prahovou rozhodovací úroveň, při jejímž překročení detekujeme přítomnost cíle.

Průběh funkce $f(y)$ závisí především na typu cíle (z pohledu velikosti a rychlosti fluktuace jeho efektivní odrazné plochy) – dle typu fluktuace se dělí na Swerling 1 až Swerling 4 (případně Swerling 0 pro nefluktuující cíl). Pravděpodobnost detekce se určí integrací hustoty pravděpodobnosti za podmínky přítomnosti užitečného signálu od zvoleného prahu do kladného nekonečna. Pravděpodobnost falešného poplachu se určí stejným způsobem pouze pro hustotu pravděpodobnosti za nepřítomnosti užitečného signálu.

V literatuře je často uváděno, že fluktuace efektivní odrazné plochy vozidel, které jsou předmětem detekce v praktické části této práce, odpovídá Swerling 1 (předpokládá, že amplituda odraženého signálu z jednoho cíle zůstává konstantní, neboli pravděpodobnost falešného poplachu bude spíše ovlivněna úrovní šumu v radarovém systému než proměnlivostí signálu odraženého od cílů) nebo Swerling 3 (bere v úvahu proměnlivost amplitudy signálu odraženého od různých cílů, neboli pravděpodobnost falešného poplachu může být vyšší, protože může dojít k detekci signálů, které jsou výsledkem fluktuací, nikoli skutečných cílů) [27][28].

Na základě těchto informací lze stanovit hodnoty pravděpodobnosti detekce pro různé úrovně pravděpodobnosti falešného poplachu a různé úrovně odstupu signálu od šumu. Tyto

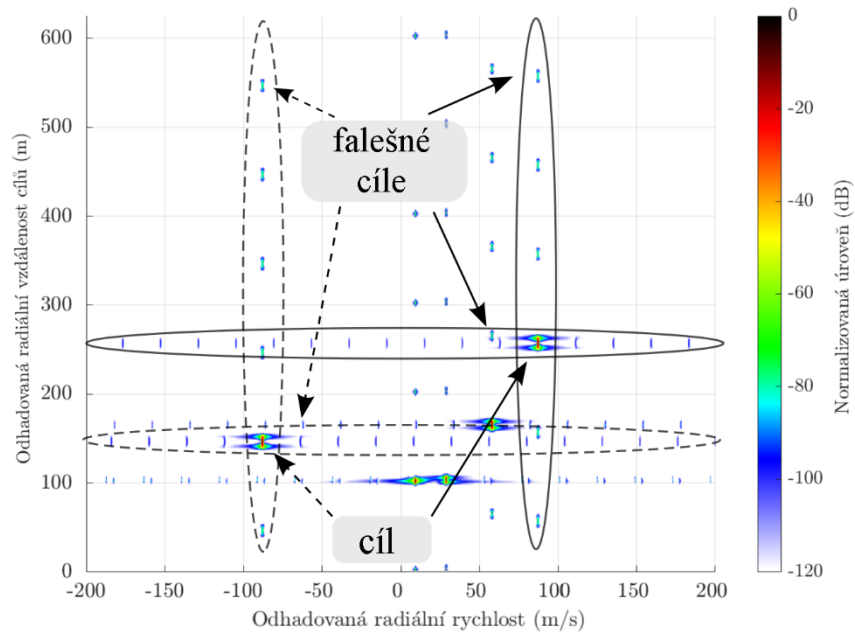
průběhy jsou zachyceny pro flukтуаční model Swerling 1 na Obrázek 4.5 a) a pro flukтуаční model Swerling 3 na Obrázek 4.5 b). Při nízkých SNR (do 5 dB) je pravděpodobnost obou modelů podobná. Při zvyšujícím se SNR se zvyšuje pravděpodobnost detekce cíle, např. pro SNR 15 dB je pravděpodobnost detekce 66 % dle modelu Swerling 1 a 80 % pro model Swerling 3 při $P_{fa}=10^{-6}$.



Obrázek 4.5 a) Swerling 1; b) Swerling 3.

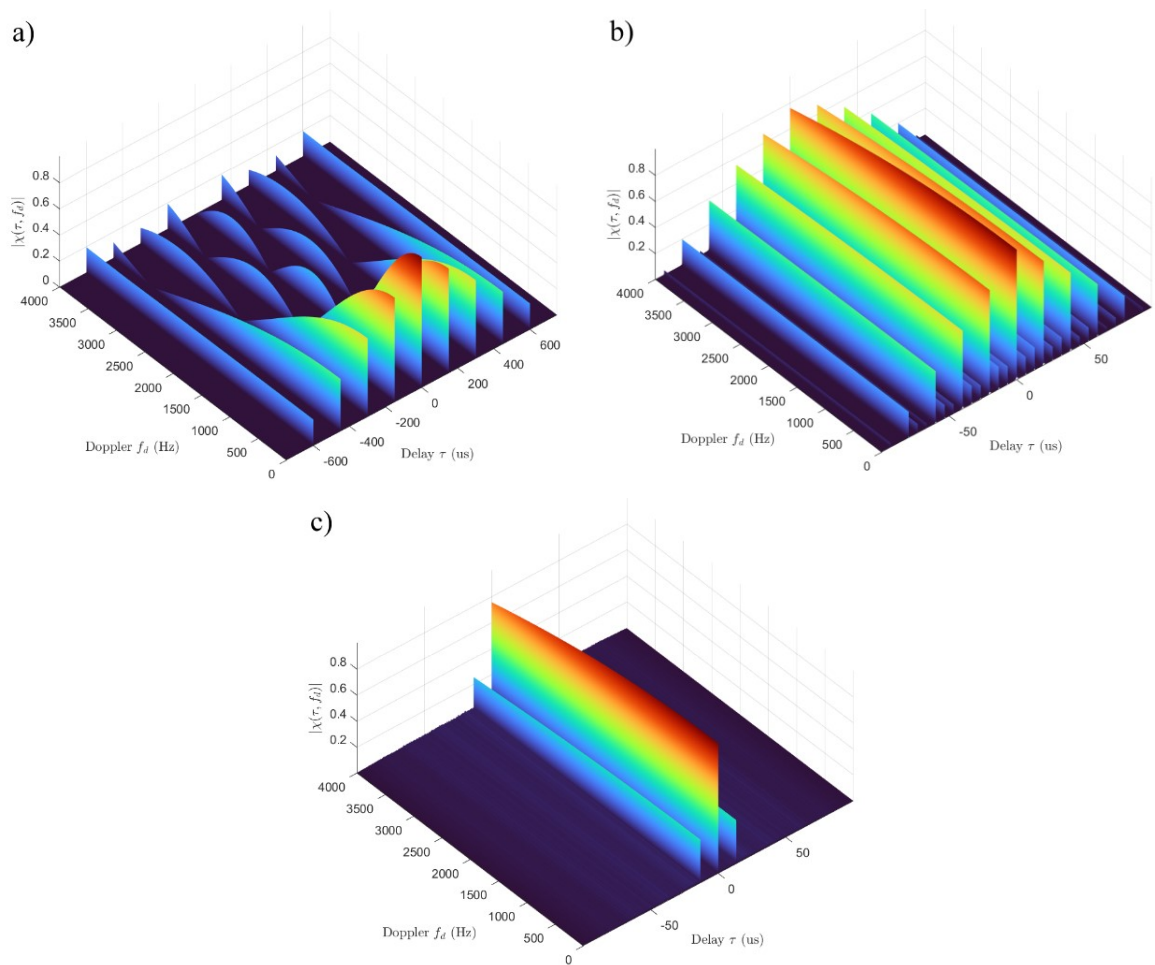
4.4 Vliv autokorelační funkce na odhad vzdálenosti a radiální rychlosti cíle

Při nevhodně zvolených modulačních datech, má autokorelační funkce vysílaného pulsního OFDM signálu významné postranní laloky. V takovém případě dojde vlivem těchto postranních laloků autokorelační funkce ke vzniku periodicky opakujících se falešných cílů v RDM. Obrázek 4.6 ukazuje výslednou RDM pro případ 5 bodových cílů s nevhodně zvolenými modulačními daty, kde je zjevné periodické zobrazování těchto cílů. K tomuto chování dochází, když jsou vyhodnocována nevhodná modulační data (matice \mathbf{S}) během doby trvání jednoho měření T_{obs} . Pokud jsou modulační data podobná v řádcích, pak se ve výsledném RDM vytvoří falešné cíle na ose vzdálenosti. Pokud jsou modulační data podobná ve sloupcích, pak ve výsledném RDM vznikají falešné cíle na ose rychlosti. Když matice \mathbf{S} obsahuje korelovatelný blok na řádcích a sloupcích, pak jsou také vytvořeny falešné cíle. I jakákoliv periodická podobnost v matici \mathbf{S} vyvolá periodické falešné popluchy v celém prostoru RDM. Řešením vhodným pro aplikaci v radarových systémech je znáhodnění modulačních dat. Za předpokladu nekorelovaných (pseudonáhodných) dat pro všechny OFDM symboly má 2D autokorelační funkce matice \mathbf{S} pouze jeden jediný vrchol a nedochází k žádnému vzniku falešného cíle.



Obrázek 4.6 Ukázka RDM s pěti cíli a jejich replikami v rychlosti a vzdálenosti

Vhodnost použitého OFDM signálu pro radarové použití lze zkoumat pomocí AF. Na Obrázek 4.7 je srovnání AF pro a) LFM, b) OFDM s nevhodnou maticí \mathbf{S} , c) OFDM s vhodnou maticí \mathbf{S} .



Obrázek 4.7 a) AF pěti LFM pulsů; b) AF pěti OFDM impulsů s nevhodnými modulačními daty; c) AF pěti pulsů OFDM s daty náhodné modulace

Problematikou vhodného znáhodnění modulačních dat v matici \mathbf{S} se podrobně zabývá i můj článek *Application of hash function for generation of modulation data in RadCom system* [45]. Tento článek se zabývá také analýzou využití vysílaných OFDM pulsů ke vzájemné komunikaci mezi zařízeními.

5 Aplikace MIMO v radarových systémech

Technologie MIMO v radaru umožňuje zlepšit přesnost určení směru příchodu signálu. Základním principem je rozdělení vysílaného radarového signálu do více vysílačů (antén) při současném příjmu uniformním lineárním vícekanalovým anténním polem (neboli s konstantním rozložením amplitud a fází). Vhodná prostorová separace vysílačů zapříčiní fázový posuv signálů, odrážejících se od radarového cíle. Tyto fázové rozdíly poskytují podrobnější informace o poloze, rychlosti a charakteristice cíle. Lze dosáhnout lepšího potlačení nežádoucího rušení a zvýšit spolehlivost detekce. To vyžaduje, aby celý systém byl po dobu vysílání a příjmu koherentní, nebo byl alespoň nějakým způsobem synchronizován tak, aby bylo možné určit fázové rozdíly mezi vysíláním a příjmem. Za předpokladu, že dokážeme rozlišit, od jakého vysílače daný signál přijímáme, jsme schopni díky fázovému posuvu virtuálně replikovat přijímací anténní pole. Tedy jej virtuálně zvětšovat a tím výrazně zmenšovat šířku přijímacího anténního svazku a zlepšovat rozlišovací schopnost v úhlu radarového systému [29].

5.1 Virtuální anténní pole

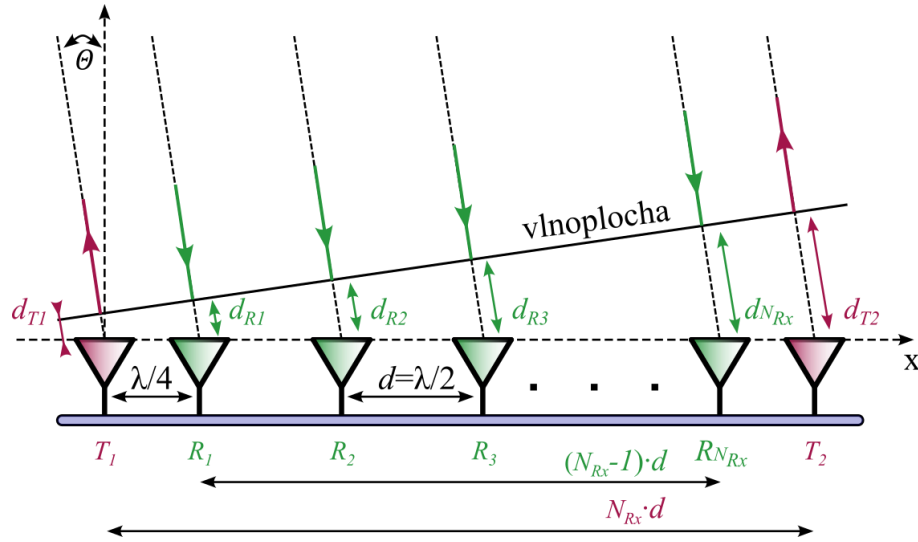
Koncept virtuálního anténního pole představuje techniku zvýšení počtu radarových přijímacích kanálů nad jejich reálný počet, proto virtuální pole. Před samotným popisem anténního pole je nutné uvést některé důležité předpoklady a definice [30][31].

- Předpokládáme, že vysílací a přijímací anténní prvky jsou blízko sebe, tj. že se nejedná o bistatický radarový systém.
- Zájmové radarové cíle se musí nacházet ve vzdálené zóně MIMO anténního pole.
- Zájmové radarové cíle se nachází ve výrazně větší vzdálenosti, než je fyzický rozměr celého MIMO anténního systému. Pak můžeme uvažovat odraženou vlnu od radarového cíle, dopadající na přijímací část anténního pole, jako rovinnou (planární).

MIMO radarové systémy tedy využívají více vysílacích anténních elementů, jejichž celkový počet bude dále označen jako N_{Tx} a více přijímacích elementů (přijímacích kanálů) N_{Rx} . Pokud anténní prvky rozmístíme dle Obrázek 5.1, lze definovat polohy, v ose x , přijímacích anténních prvků dle rovnice (5.1) a polohy dvou vysílacích elementů dle (5.2).

$$x_{Rn} = x_{R1} + (n - 1) \cdot d \quad (5.1)$$

$$x_{T2} = x_{T1} + N_{Rx} \cdot d \quad (5.2)$$



Obrázek 5.1 Rozmístění anténních prvků pro MIMO radarový systém

Nejprve předpokládejme, že na anténní pole dle Obrázek 5.1 dopadá signál odražený od jednoho zájmového bodového cíle, který se nachází dostatečně daleko, tak aby vlnoplocha tohoto signálu dopadající na toto pole byla rovinná, jak je na tomto obrázku znázorněna. Poté lze dle rovnic (5.3) a (5.4) určit vzdálenost vysílacích a přijímacích prvků od této vlnoplochy.

$$d_{Rn} = d_{R1} + (n - 1) \cdot d \cdot \sin \theta \quad (5.3)$$

$$d_{T2} = d_{T1} + N_{Rx} \cdot d \cdot \sin \theta \quad (5.4)$$

Definujeme-li radiální vzdálenost mezi anténním systémem a cílem jako R , lze dráhy signálů od prvního vysílacího elementu přes cíl a k přijímacím elementům určit dle rovnice (5.5) a dráhy od druhého vysílacího elementu přes cíl k přijímacím elementům určit dle rovnice (5.6).

$$R_{T1n} = 2 \cdot R + d_{T1} + d_{Rn} \quad (5.5)$$

$$R_{T2n} = 2 \cdot R + d_{T2} + d_{Rn} \quad (5.6)$$

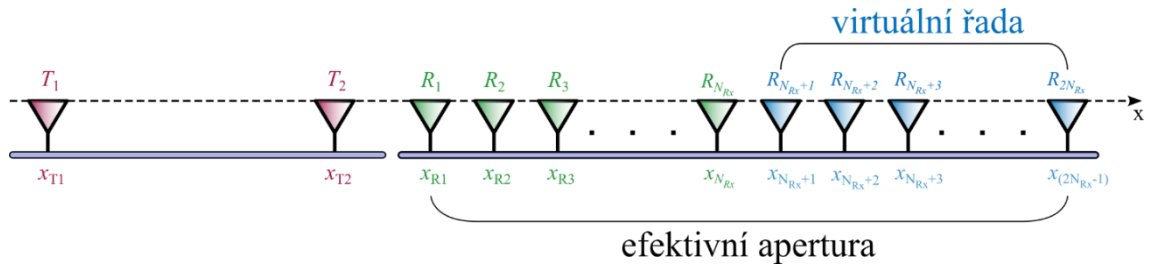
Následně lze určit fáze signálů, přijatých na individuálních přijímačích od jednotlivých vysílačů, viz rovnice (5.7) a (5.8).

$$T1: \theta_{T1Rn} = \theta_{T1R1} + \frac{2\pi \cdot (n - 1)}{\lambda} \cdot d \cdot \sin \theta \quad (5.7)$$

$$T2: \theta_{T2Rn} = \theta_{T1R1} + \frac{2\pi \cdot (N_{Rx} + n - 1)}{\lambda} \cdot d \cdot \sin \theta \quad (5.8)$$

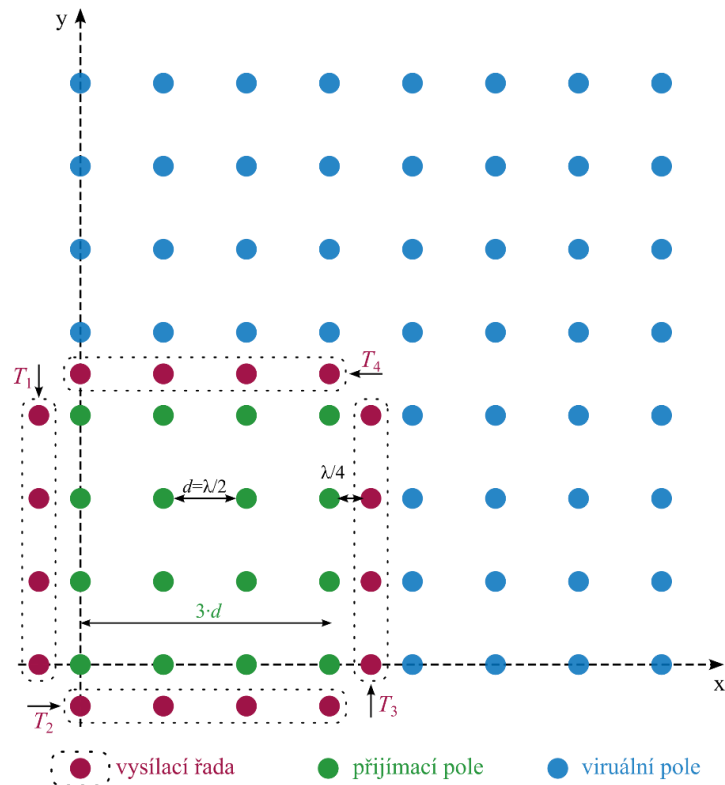
Signály přijaté přijímači R_1 až $R_{N_{Rx}}$ od vysílače T_2 jsou stejné, jako kdyby vysílal jenom T_1 , ale byly zde ještě další „virtuální“ přijímací anténní elementy na pozicích $N_{Rx} \cdot d$ až $(2 \cdot N_{Rx} - 1) \cdot d$, viz Obrázek 5.2, pro které platí rovnost dle vztahu (5.9).

$$T2: \theta_{T2Rn} = \theta_{T1R1} + \frac{2\pi \cdot (N_{Rx} + n - 1)}{\lambda} \cdot d \cdot \sin \theta = \theta_{T1Rn+N_{Rx}} \quad (5.9)$$



Obrázek 5.2 Koncept virtuální lineární anténní řady

Existuje velké množství variant uspořádání vysílacích a přijímacích anténních prvků, které je závislé na řadě faktorů [32]. Klíčovým je především požadavek na určení polohy cíle pouze v jedné rovině, nebo v obou rovinách (azimut i elevace), tedy jestli se jedná o lineární uniformní anténní řadu nebo lineární uniformní anténní pole. Ukázka možného rozložení anténních prvků v uniformním lineárním anténním poli s $N_{Rx} = 16$ přijímacími prvky a $N_{Tx} = 4$ vysílacími prvky, které vytvoří virtuální anténní pole o celkovém počtu 64 přijímacích prvků je na Obrázek 5.3.



Obrázek 5.3 MIMO anténní pole 4Tx-16Rx

V případě, že rozměry vysílací antény nedovolují umístění vysílacího elementu do těsné blízkosti přijímacího prvku, lze vysílací elementy posunout na bok přijímacího anténního systému. Takový koncept rozložení anténních prvků jsem zvolil i pro experimentální část této práce. Koncept umožňuje dosáhnout vyšší izolace mezi vysílacími a přijímacími anténními prvky a omezit tím přeslechy mezi vysílací a přijímací částí radarového systému.

Lze tedy shrnout, že s vhodně navrženými pozicemi anténních prvků (rozestupy mezi elementy), lze vytvořit velmi dlouhé virtuálního pole s malým počtem skutečných anténních

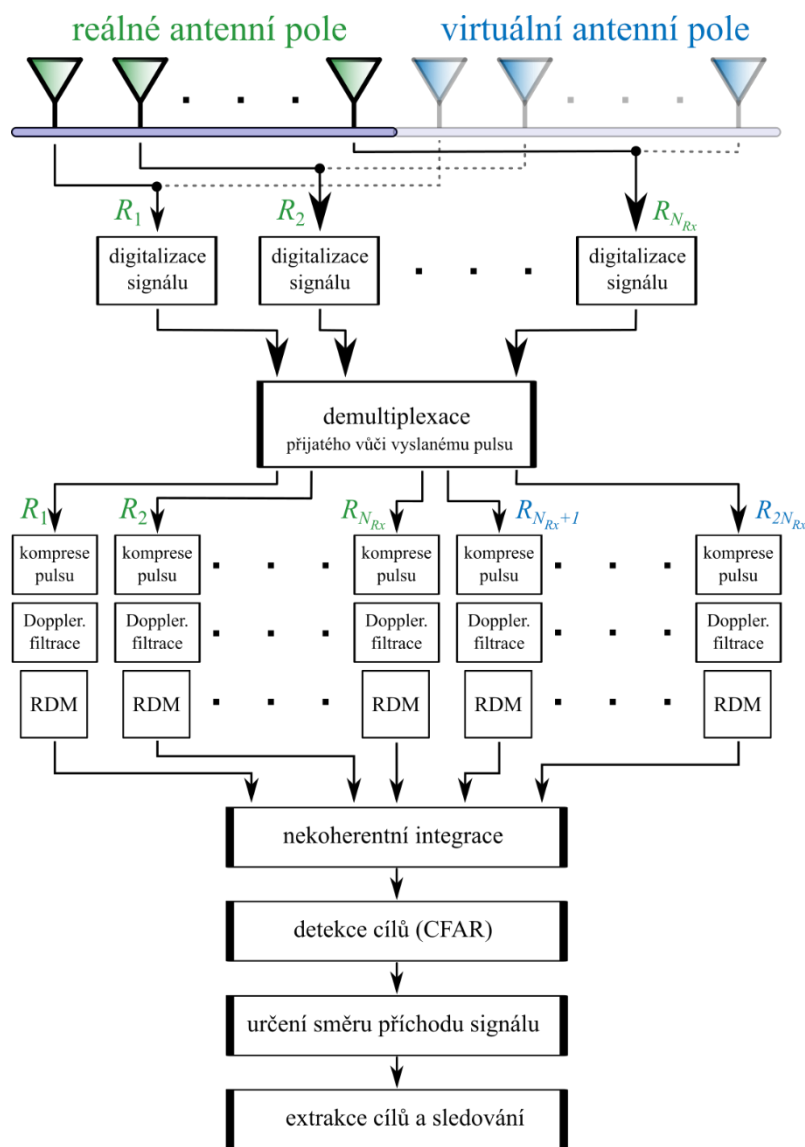
prvků a tím významně zvýšit rozlišovací schopnost a spolehlivost detekce zájmových radarových cílů.

5.2 Vícekanálové signálové zpracování pro standardní MIMO radarové systémy

Běžné primární pulsní radarové systémy vyživající vícekanálový koherentní příjem nejprve provádějí odhad vzdálenosti a rychlosti zájmových cílů na základě metod popsanych v kapitole 1 této práce. Pro odhad vzdálenosti tedy využívají přizpůsobené filtrace a pro odhad rychlosti cílů využívají měření fázových posuvů mezi jednotlivými radarovými pulsy. Jedná se o výpočet RDM. Toto zpracování a vyhodnocení provádí pro každý jednotlivý prostorový kanál zvlášť. Prostorovým kanálem rozumíme šíření signálu mezi vysílací částí radarového senzoru a jedním z jeho přijímačů. V případě radaru využívajícího MIMO technologii se tedy nejprve musí oddělit kanály od různých vysílačů na základě demultiplexace. Existuje celá řada přístupů, jak oddělit na straně příjmu více vysílaných signálů. Jedná se o varianty frekvenčního, časového a kódového multiplexu. Tedy že signály na jednotlivých vysílačích mohou být vysílány buď na různých kmitočtech, v různých nepřekrývajících se časech nebo s využitím různého kódování. V této práci pro ověření konceptu MIMO technologie pro klasické pulsní primární radary využívám techniku časového multiplexu. Pro zvýšení přesnosti a spolehlivosti odhadu vzdálenosti a rychlosti cíle je vhodné výsledky obdržené z jednotlivých kanálů kombinovat a slučovat. Jedná se v podstatě o proces nekoherentní integrace výsledků detekce z jednotlivých kanálů. Nekoherentní proto, že v tuto chvíli ještě neznáme úhlové pozice cílů, a tudíž neznáme fázové posuvy vzorků signálu způsobené těmito pozicemi cílů na jednotlivých kanálech, včetně těch virtuálních [32][33].

V dalším kroku je s využitím metod určení směru příchodu signálu popsanych ve druhé kapitole této práce vyhodnocen směr příchodu signálu. Pro tyto účely jsou využívány pouze vzorky signálu ze všech kanálů, včetně těch virtuálních, které na základě předchozího kroku detekují přítomnost cíle.

Posledním krokem signálového zpracování je extrakce cílů z většího počtu pozorování (většího počtu CPI). V rámci tohoto kroku se ještě více eliminují náhodné falešně detekované cíle, je potlačen vliv clutteru a je zde prováděno sledování cíle. Pro účely sledování cíle se využívá řada přístupů, jakým může být např. Kalmanova filtrace. Tento poslední krok signálového zpracování již ale není předmětem této disertační práce. Blokové schéma signálového zpracování pro MIMO pulsní primární radary je na Obrázek 5.4.



Obrázek 5.4 Blokové schéma signálového zpracování u standardního pulsního MIMO primárního radaru

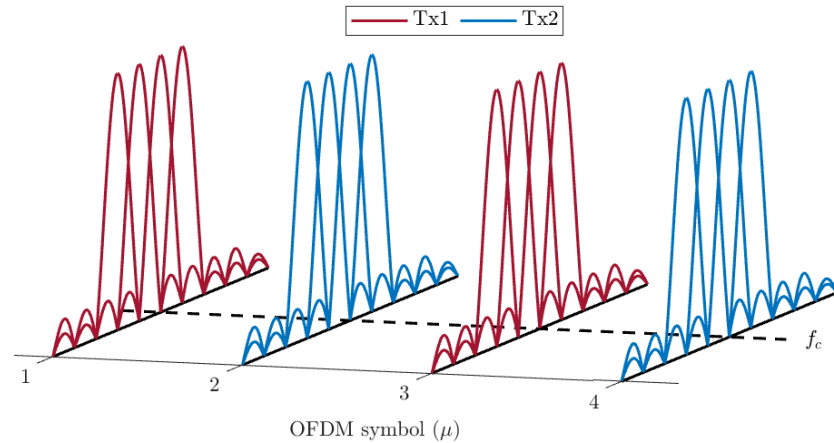
5.3 OFDM MIMO signálové zpracování

Díky své struktuře s více vzájemně ortogonálními nosnými signály na různých kmitočtech nabízí OFDM MIMO radarový systém následující formy multiplexace vysílaných signálů mezi více vysílači:

- časový multiplex – každý OFDM puls je vyslán jiným Tx kanálem,
- frekvenční multiplex – každé sub-pásmo je vysíláno jiným Tx kanálem,
- kódový multiplex – kde je využito ortogonálních časoprostorových bloků kódů,
- prokládání subnosných – každá subnosná je vysílána jiným Tx kanálem.

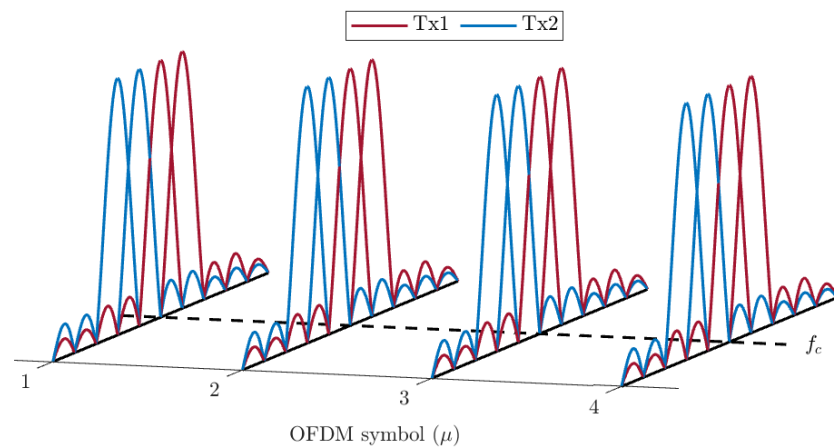
První variantou je využití časového multiplexu (Obrázek 5.5). Jedná se o konvenční a realizačně jednoduchý systém. Hlavní nevýhodou je prodloužení časového intervalu mezi vysíláním dvou symbolů, což vede ke snížení maximální detekovatelné rychlosti a celkové prodloužení doby obnovy informace. Kompenzace, tedy snížení doby trvání jednoho symbolu, vede pro zachování ortogonality ke snížení jednoznačného dosahu radaru [13]. Podstatný je též

vliv Dopplerova frekvenčního posuvu pro pohyblivé cíle, který se projevuje nekoherencí signálů odražených od pohyblivých cílů z různých Tx kanálů, což má za následek zhoršení přesnosti odhadu AoA. Tento jev musí být kompenzován před samotným odhadem [34].



Obrázek 5.5 OFDM multiplex časový

Druhou alternativou je využití frekvenčního multiplexu (Obrázek 5.6), lze jej také zařadit mezi konvenční přístupy. Jeho hlavní nevýhodou je sdílení šířky pásma (výsledná šířka pásma se snižuje s počtem vysílacích kanálů), to má za následek snížení rozlišení ve vzdálenosti.

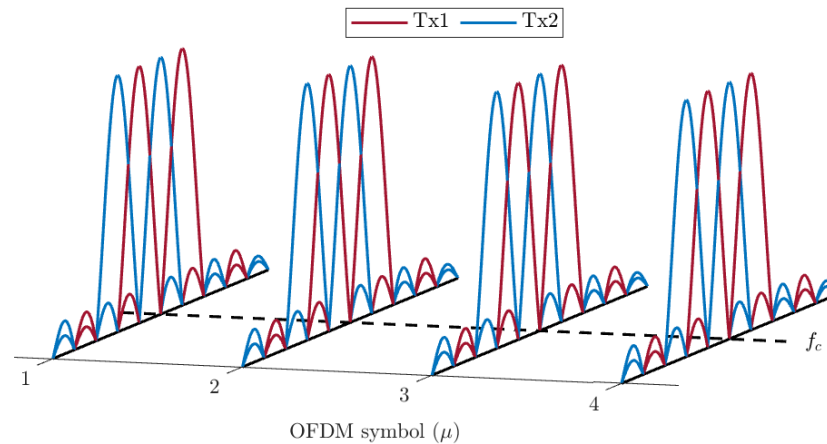


Obrázek 5.6 OFDM multiplex frekvenční

Jednou z alternativ je též využití kódového multiplexu. Pro aplikaci v MIMO OFDM radaru má tento přístup ovšem mnohem více negativních vlastností než pozitivních. Dle [35][35] kódové multiplexy snižují rozlišovací schopnost v rychlosti, jsou náchylné na Dopplerův posuv, který způsobuje zhoršení detekčních vlastností senzoru a snížení přesnosti určení parametrů cílů a blokové kódy jako takové komplikují optimalizaci vysílaného signálu z pohledu výrazného zvýšení činitele PAPR.

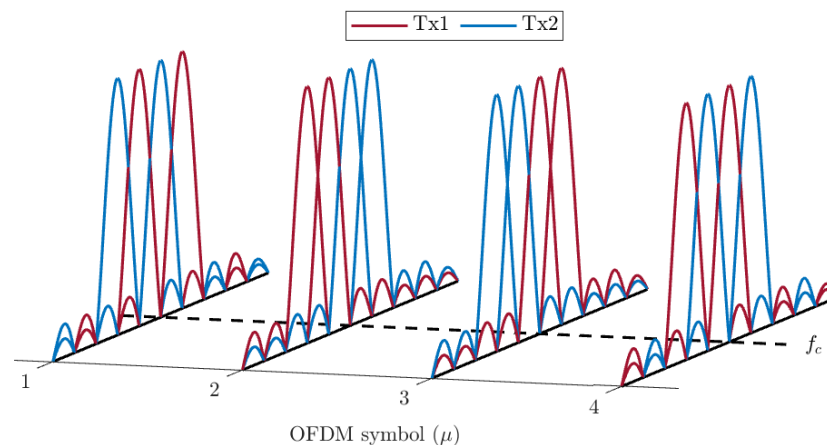
Poslední variantou, kterou zde uvádím a zároveň ji též využívám v experimentální části této práce je metoda prokládání subnosných (Subcarrier Interleaving, SCI). Princip této metody byl publikován např. v [36]. Každému vysílacímu kanálu Tx je přiřazena N -tá subnosná,

přičemž N v tomto případě odpovídá počtu vysílacích kanálů. Tedy pro nejjednodušší variantu dvou vysílacích kanálů jsou jedním kanálem vysílány liché subnosné a druhým kanálem jsou vysílány sudé subnosné OFDM modulovaného pulsu (Obrázek 5.7). Zároveň tento přístup zajišťuje ekvidistantní (dále označováno jako EqSI) rozestup mezi subnosnými a zachování původní šířky pásma pro dosažení totožné rozlišovací schopnosti radaru v dále.



Obrázek 5.7 OFDM multiplex s ekvidistantním prokládáním

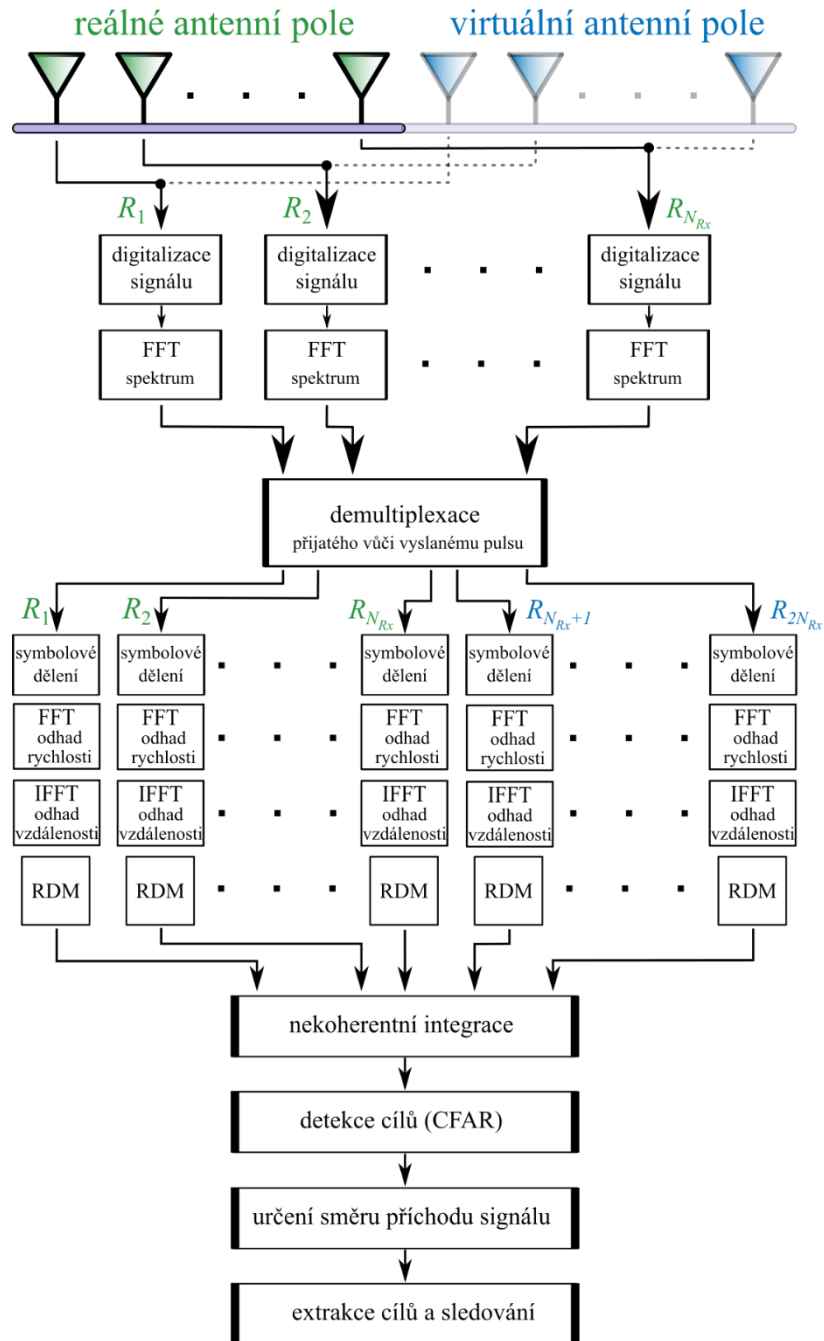
Při ekvidistantním rozložení subnosných dochází ke vzniku periodicky se opakujících falešných cílů, jejich počet odpovídá počtu vysílacích kanálů. Jedná se o podobný problém jako v případě využití nevhodných nenáhodných modulačních dat, která způsobí vysoké postranní laloky autokorelační funkce vysílaného signálu (viz kapitola 6.9). Řešením je použití neekvidistantního přiřazení subnosných (dále označováno jako NeqSI) na jednotlivé Tx kanály (Obrázek 5.8). Neekvidistantní (náhodné) rozložení bohužel zvýší šum ve výsledné RDM.



Obrázek 5.8 OFDM multiplex s neekvidistantním prokládáním

Řetězec signálového zpracování je do značné míry totožný se zpracováním, které je popsáno v předchozí kapitole. Liší se především v systému demultiplexace, kde jsou přijaté signály rozdělovány podle jednotlivých subnosných. Po demultiplexaci příchozího signálu, je na jednotlivých přijímacích kanálech (včetně virtuálních) provedena operace symbolového dělení, která je podrobně popsána v kapitole 4.3. Na výsledné vzorky signálu je uplatněna FFT,

pro odhad radiální rychlosti cílů obsažených v přijatém signálu. Následně je provedena IFFT, pro odhad radiální vzdálenosti cílů. Z těchto obdržených výsledků je sestavena RDM. Další zpracování včetně nekoherentní integrace je již obdobné jako v případě klasického MIMO pulsního primárního radarového systému. Obecné blokové schéma signálového zpracování pro OFDM MIMO radarové systémy je na Obrázek 5.9 [37][38].



Obrázek 5.9 Blokové schéma signálového zpracování u OFDM MIMO primárního radaru

6 Matematický model radaru

V této kapitole jsou popsány matematické modely, které souží k simulaci jak klasického pulsního radaru, tak radaru na bázi OFDM signálu, včetně jeho varianty využívající MIMO technologii. Kapitola je rozdělena do částí dle simulované konfigurace anténního systému a druhu využívaného radarového signálu.

6.1 Výkonová analýza

Pro nastavení vlastností simulačního modelu bylo nejprve nutné provést výkonovou analýzu. Tato analýza je založena na výpočtu minimálního přijatého výkonu na přijímači s ohledem na odstup signálu od šumu v tomto místě radarového systému. Rovnice (6.1) definuje minimální potřebný odstup užitečného signálu od šumu pro dosažení požadované pravděpodobnosti detekce cíle fluktuujícího dle modelu Swerling 0 či Swerling 1, při využití koherentní integrace sledu pulsu odraženého radarového signálu.

Minimální odstup signál-šum

$$(S/N)_{min} = \frac{D_n \cdot L_f \cdot L_s \cdot L_i \cdot L_p \cdot L_m}{N_p \cdot \rho} \quad (6.1)$$

kde:

- D_n je činitel detekovatelnosti cíle pro zadaný Swerling (SW0 nebo SW1),
- L_f jsou fluktuační ztráty,
- L_s jsou skenovací ztráty (vliv integrace vzorků mimo maximum antény), uvažováno beze ztrát,
- L_i jsou integrační ztráty (nedokonalostí realizace),
- L_p jsou ztráty zpracování, uvažováno beze ztrát,
- L_m jsou ztráty nedokonalostí přizpůsobeného filtru,
- N_p je počet pulsů koherentní integrace,
- ρ je kompresní poměr.

Minimální přijatý výkon

Na základě znalosti minimálního potřebného odstupů užitečného signálu od šumu na přijímači radarového systému lze definovat minimální potřebný přijatý výkon signálu pro zajištění spolehlivé detekce zájmového cíle – rovnice (6.2).

$$P_{pmin} = k \cdot T_s \cdot BW \cdot (S/N)_{min} \quad (6.2)$$

kde:

- k je Boltzmannova konstanta,
- T_s je šumová teplota systému.

Přijatý výkon na hranici dosahu

Přijatý výkon odraženého signálu od zájmového cíle s definovanou efektivní odraznou plochou a v definované radiální vzdálenosti od radarového systému se specifikovanými parametry anténního systému a vysílaného výkonu lze stanovit dle rovnice (6.3).

$$P_p = \frac{P_v \cdot G_v \cdot G_p \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot R_{umax}^4 \cdot L_{at}(R_{umax})} \quad (6.3)$$

kde:

- P_v je vysílaný výkon,
- G_v je zisk vysílací antény,
- G_p je zisk přijímací antény,
- σ je efektivní odrazná plocha cíle (RCS),
- λ je vlnová délka nosného signálu,
- L_{at} jsou ztráty v atmosféře.

Na základě změřené hodnoty šumového prahu (Noise Floor, NF), která je popsána a definována v kapitole 7.1.1 a byla určena při analýze přijímače, lze rovnici (6.2) upravit na tvar $P_{pmin} = NF \cdot (S/N)_{min}$. Pak dosazením rovnice (6.2) do rovnice (6.3) a následným vyjádřením R_{max} získáme tzv. rovnici dosahu (6.4) [39].

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_v \cdot G_v \cdot G_p \cdot \sigma \cdot \lambda^2 \cdot \rho \cdot N_p}{(4\pi)^3 \cdot D_n \cdot NF \cdot L_f \cdot L_s \cdot L_i \cdot L_p \cdot L_{at}(R_{max})}} \cdot f_v^2 \cdot f_p^2 \quad (6.4)$$

kde:

- NF je hodnota prahového šumu, nahrazující teplotní šum $k \cdot T_s \cdot BW$,
- f_v je normovaná amplitudová směrová charakteristika vysílací antény v závislosti na azimutu φ a elevace ϑ ,
- f_p je normovaná amplitudová směrová charakteristika přijímací antény v závislosti na azimutu φ a elevace ϑ .

Rovnice (6.4) je přizpůsobená pro klasický pulsní radar. Pro zde uvažovaný OFDM radar je potřeba rovnici upravit na tvar (6.5) tak, že zisk zpracování vyjádřený kompresním poměrem ρ a počet pulsů N_p je nahrazen procesním ziskem použité 2D FFT označeným jako $G_{I,2DFFT}$.

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_v \cdot G_v \cdot G_p \cdot \sigma \cdot \lambda^2 \cdot G_{I,2DFFT}}{(4\pi)^3 \cdot D_n \cdot NF \cdot L_f \cdot L_s \cdot L_i \cdot L_p \cdot L_{at}(R_{max})}} \quad (6.5)$$

Shrnutí zvolených (předpokládaných) a vypočítaných výkonových parametrů je v Tabulka 6.1.

Tabulka 6.1 Hodnoty parametrů použité ve výkonové analýze

parametr	hodnota	parametr	hodnota
S/N D0	12,5 dB	L_i	13 dB
P_d	0,8	P_v	25 dBm
P_{fa}	10E-6	G_v	7 dB
L_{at}	2 dB	G_p	10 dB
L_f	0 dB	λ	0,0879 m
L_s	0 dB	NF	-110 dB
L_p	0 dB	σ	10 dBms
L_m	2 dB	f_v, f_p	0 dB

6.2 Signály a parametry

Na základně výkonových parametrů a vlastností zařízení, která jsou použita pro experimentální ověření (viz kapitola 7.1) byly pro simulaci zvoleny následující parametry vysílaných pulsních radarových signálů. Tabulka 6.2 a Tabulka 6.3 ukazuje hodnoty parametrů vysílaného signálu pro OFDM radar, čísla v závorkách představují počet vzorků digitálního signálu.

Tabulka 6.2 Parametry signálů pro pulsní radar

parametr	NOP	LFM	Barker11
τ_p (μ s)	0,1 (5)	0,44 (22)	0,44 (22)
PRI (μ s)	25 (1250)	25 (1250)	25 (1250)
ΔR (m)	15	3,5	6
Δv (m/s)	0,5	0,5	0,5
R_0 (m)	75	75	130
R_{umax} (m)	3800	3800	3800
R_{max} (m)	200	460	400
v_{max} (m/s)	880	880	880
N_p	3600	3600	3600
BW (MHz)	10	44	25
T_{obs} (ms)	90	90	90
S/N _{min} (dB)	-8	-20	-18
G_I (dB)	35	48	46

Tabulka 6.3 Parametry pro OFDM radar

parametr	OFDM
T (μ s)	10,92 (546)
T_{SRI} (μ s)	49,14 (2457)
N_C	512
Δf (kHz)	91,5751
T_{CP} (μ s)	5,46 (273)
T_0 (μ s)	32,76
T_{OFDM} (μ s)	16.38
ΔR (m)	3.2
Δv (m/s)	0,56
R_{umax} (m)	1636
R_{max} (m)	930
v_{max} (m/s)	890
N_s	1600
BW (MHz)	46,88
T_{obs} (ms)	78,624
S/N _{min} (dB)	-33
$G_{I,2DFFT}$ (dB)	59
modulace	QPSK

R_0 je slepá zóna v blízkosti radaru, kde kvůli přeslechu mezi Tx a Rx anténou nemusí být spolehlivě detekován cíl. Pro případ OFDM radaru, který využívá mnohem delší trvání pulsů, by byla slepá zóna příliš dlouhá. Z tohoto důvodu radarový systém, který využívám, má oddělené anténní systémy pro vysílání a pro příjem a potlačení přeslechů je dáno izolací mezi těmito anténami. Pro účely maximalizace izolace jsou využívány směrové antény s minimálními postranními laloky ve směrech druhé antény a mezi tyto antény byla při měřeních umístěna útlumová hmota. R_{max} je maximální vzdálenost cíle, který lze teoreticky detekovat při deklarovaném vysílacím výkonu, integraci pulsů, očekávaném RCS cíle a popsaných vlastnostech přijímače. R_{umax} je teoretický maximální jednoznačný dosah daný vlastnostmi signálu, především opakovací periodou vysílaných pulsů (PRI či T_{SRI}).

6.3 Simulace

Pro simulaci jsou uvažovány čtyři cíle, jejich vlastnosti jsou shrnuty v Tabulka 6.4. Simulace provádí odhad vzdálenosti, rychlosti a azimutu všech definovaných cílů. R_{trg} označuje radiální vzdálenost, v_{trg} radiální rychlost, θ azimut, RCS_{trg} odraznou plochu cíle.

Tabulka 6.4 Parametry simulovaných bodových cílů

trg	R_{trg} (m)	v_{trg} (ms ⁻¹)	θ (°)	RCS_{trg} (dBms)
A	155	10	-20	4
B	190	5	30	2
C	300	20	10	7
D	500	-10	-5	10

Pro simulační určení rozlišovací schopnosti v azimutu jsou použity dva totožné bodové cíle dle Tabulka 6.5, jejich vzájemná vzdálenost v azimutu je měněna a je vyhodnocováno, kdy jsou ještě oba cíle vzájemně rozpoznatelné a kdy splývají v jeden.

Tabulka 6.5 Parametry dvou simulovaných bodových cílů pro určení rozlišovací schopnosti v azimutu

trg	R_{trg} (m)	v_{trg} (ms ⁻¹)	θ (°)	RCS_{trg} (dBms)
A	100	0	od -30 k 0	10
B	100	5	od +30 k 0	10

Další parametry systému nutné pro simulaci jsou v Tabulka 6.6.

Tabulka 6.6 Ostatní parametry simulace

parametr	hodnota
f_s	50 MHz
f_c	3,41 GHz
λ	0,0879 m
c_0	3E8 m/s
P_{tx}	0,3 W (25 dBm)
G_{tx}	10 dB
G_{rx}	7 dB
NF	-93 dBm

Vyvinutý simulátor umožňuje simulovat různé režimy pulsního primárního radaru a dílčího signálového zpracování, které lze individuálně zapínat či vypínat. Jedná se především o variabilní konfiguraci vysílacích a přijímacích kanálů, tedy např. model s jedním vysílacím a jedním přijímacím kanálem (dále označováno jako 1Tx-1Rx), model s jedním vysílacím kanálem a vícekanalovým příjmem z lineární anténní řady (např. 1Tx-8Rx), umožňuje též modelovat konfiguraci MIMO radaru (např. 2Tx-8Rx). V rámci všech uvedených konfigurací je možné využívat všechny předdefinované pulsní signály, včetně OFDM. Simulátor dále umožňuje variabilně nastavovat počet cvičných cílů a definovat jejich základní parametry (radiální rychlost, RCS, poloha atd.). V rámci signálového zpracování simulátor umožňuje ověřovat kompenzaci Dopplerova posuvu pohyblivých cílů, provádět integraci pulsů v rámci CPI, ale především provádět odhad vzdálenosti, rychlosti a azimutu jednotlivých cílů.

6.4 Simulace pulsního režimu 1Tx-1Rx (SISO)

Kapitola se zabývá matematickým modelem a simulací klasického pulsního radaru v režimu jedné vysílací a jedné přijímací antény (též označováno jako Single-Input Single-Output, SISO). Uváděné signálové zpracování je zaměřeno na odhad radiální vzdálenosti a rychlosti.

Matematický model přijatého signálu (6.6) je interpretován modelem vyslaného pulsu s_{tx} zpožděného o τ_k vzorků, utlumeného α a ovlivněného Dopplerovým posuvem f_D .

$$s_{trg,p}(n) = \alpha \cdot s_{tx}(n - \tau_k) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot k} \quad (6.6)$$

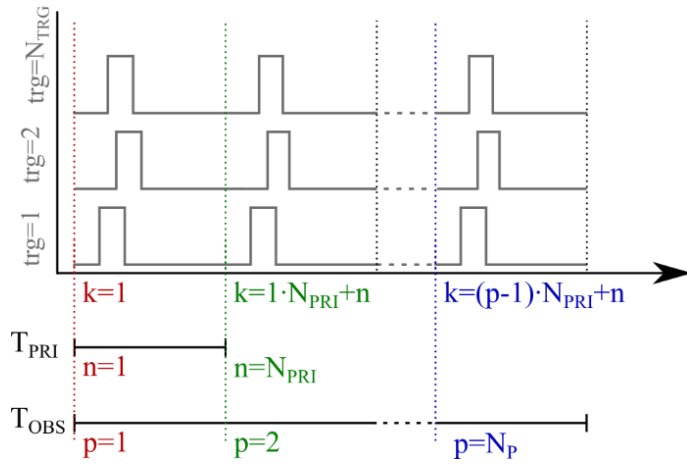
kde:

- α je útlum signálu, $\alpha = (P_{tx} \cdot G_{tx} \cdot G_{rx} \cdot RCS_{trg} \cdot \lambda^2) / ((4\pi)^3 \cdot R_{trg}^4 \cdot L)$,
- τ_k je zpoždění o k vzorků, $\tau_k = [(2 \cdot R_{trg} / c_0) \cdot f_s]$,
- f_D je Dopplerův posuv, $f_D = (-2 \cdot v_{trg} \cdot f_c) / c_0$,
- k je čas během T_{OBS} vyjádřený vzorkem $k = (p - 1) \cdot N_{PRI} + n$.

Jeden puls odražený od jednoho konkrétního cíle za dobu PRI je vyjádřen vektorem $\vec{s}_{trg,p}$ (6.7), kde trg je identifikátor konkrétního cíle a p představuje pořadí pulsu z N_P během intervalu CPI. Celkový počet vzorků je $N_K = N_P \cdot N_{PRI}$. Vektory $\vec{s}_{trg,p}$, obsahující odražený signál od jednotlivých cílů, jsou uspořádány do komplexní matice \mathbf{S}_{RxTrg} (6.8). Časová posloupnost pulsů, sled signálů od více cílů a vazba mezi časem a pořadím vzorků jsou zobrazeny na Obrázek 6.1.

$$\vec{s}_{trg,p} = [s_{trg,p}(1) \quad s_{trg,p}(2) \quad \cdots \quad s_{trg,p}(N_{PRI})] \in \mathbb{C}^{1 \times N_{PRI}} \quad (6.7)$$

$$\mathbf{S}_{RxTrg} = \begin{bmatrix} \vec{s}_{1,1} & \vec{s}_{1,2} & \cdots & \vec{s}_{1,N_P} \\ \vec{s}_{2,1} & \vec{s}_{2,2} & \cdots & \vec{s}_{2,N_P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vec{s}_{N_{trg},1} & \vec{s}_{N_{trg},2} & \cdots & \vec{s}_{N_{trg},N_P} \end{bmatrix}_{\substack{1 < trg \leq N_{TRG} \\ 1 < p \leq N_P}} \in \mathbb{C}^{N_{TRG} \times N_P \cdot N_{PRI}} \quad (6.8)$$



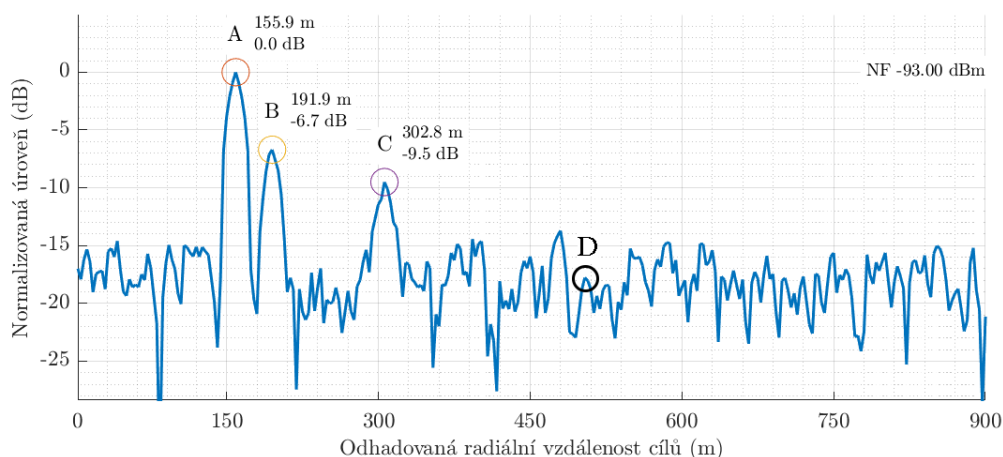
Obrázek 6.1 Upřesněné časování v simulátoru pulsního radaru

Výsledný model přijatého signálu, který je dále označen jako S_{Rx} , představuje součet všech signálů odražených od jednotlivých cílů, tak jak reálně přichází na vstup radarového přijímače (6.9).

$$\mathbf{S}_{Rx} = \sum_{trg=1}^{N_{trg}} \mathbf{S}_{RxTrg}(trg) \in \mathbb{C}^{1 \times N_P \cdot N_{PRI}} \quad (6.9)$$

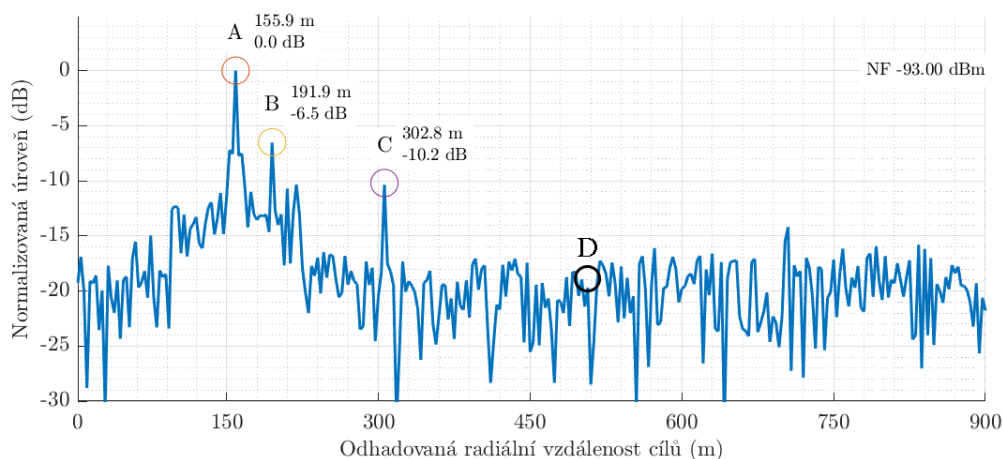
Přerovnáním matice \mathbf{S}_{Rx} tak, že jednotlivé řádky obsahují pouze vzorky signálu z jednotlivých PRI (dle vzoru na Obrázek 1.2) vznikne matice přijatého signálu $\mathbf{S}_{Rx1} \in \mathbb{C}^{N_{CPI} \times N_{PRI}}$ v podobě vhodné pro další signálové zpracování. Na takto uspořádaných vzorcích přijatého signálu je nejprve provedena přizpůsobená filtrace pro odhad vzdálenosti jednotlivých cílů a následně je aplikován algoritmus MTD pro odhad jejich rychlostí.

V tomto režimu, kdy využíváme pouze jeden přijímací kanál se statickou přijímací anténou lze provést pouze odhad radiální vzdálenosti a rychlosti cílů, nikoli odhad jejich azimutu. Na Obrázek 6.2 je průběh odhadu vzdálenosti simulovaných cílů s využitím NOP pulsů při simulovaném NF -93 dBm. Je vidět že cíl D ve vzdálenosti 500 m už není jednoznačně detekovatelný.



Obrázek 6.2 Odhad vzdálenosti pro NOP

Na Obrázek 6.3 je vyneseno odhad vzdálenosti cílů s využitím LFM vnitropulsní modulace. I zde je z výsledků zřejmé, že cíl D je také pod hranicí detekovatelnosti. Je dobře patrné, že díky vyššímu zisku zpracování je úroveň šumu o několik decibel níže než v případě pulsů NOP, a hlavní lalok korelační funkce v přizpůsobené filtraci je užší než v předchozím případě.



Obrázek 6.3 Odhad vzdálenosti pro LFM

6.5 Simulace pulsního režimu 1Tx-8Rx (MISO)

Kapitola se zabývá matematickým modelem a simulací pulsního radaru v režimu jedné vysílací antény a jedné přijímací lineární anténní řady o osmi přijímacích kanálech (též označováno jako Multiple-Input Single-Output, MISO). Díky aplikaci vícekanálového příjmu je uváděné signálové zpracování zaměřeno i na odhad azimutu individuálních cílů. Simulační model využívá stejné signály jako v předchozím případě, tedy ty, které jsou uvedeny v kapitole 6.2.

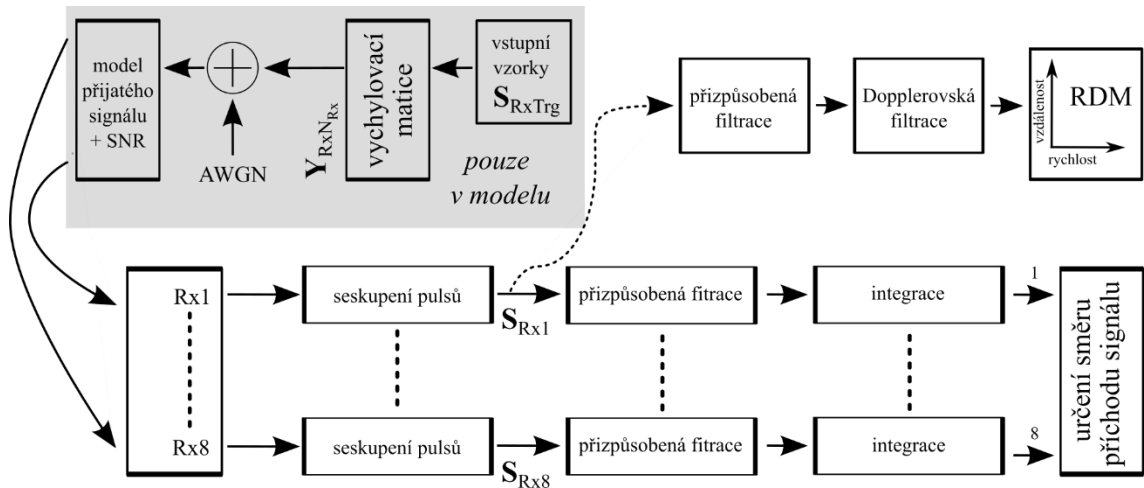
Matematický model vychází z matice dopadajících signálů na jeden anténní přijímač $\mathbf{S}_{\text{RxTrg}}$, přičemž pro vícekanálový příjem je potřeba tento signál duplikovat a zohlednit fázové posuvy tohoto signálu mezi jednotlivými kanály přijímače, čehož je dosaženo pomocí matice komplexních koeficientů příjmu \mathbf{A} , která vychází z rovnice (2.2) a pro účely simulace více cílů

současně je upravena do podoby rovnice (6.10). Tím je získán model přijatého signálu pro N_{TRG} cílů a N_{Rx} kanálů přijímače (6.11).

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}(N_{Rx}, \boldsymbol{\theta}_{TRG}) \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_{Trg}} \quad (6.10)$$

$$\mathbf{S}_{RxN_{Rx}} = \mathbf{A} * \mathbf{S}_{RxTrg} \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_P \cdot N_{PRI}} \quad (6.11)$$

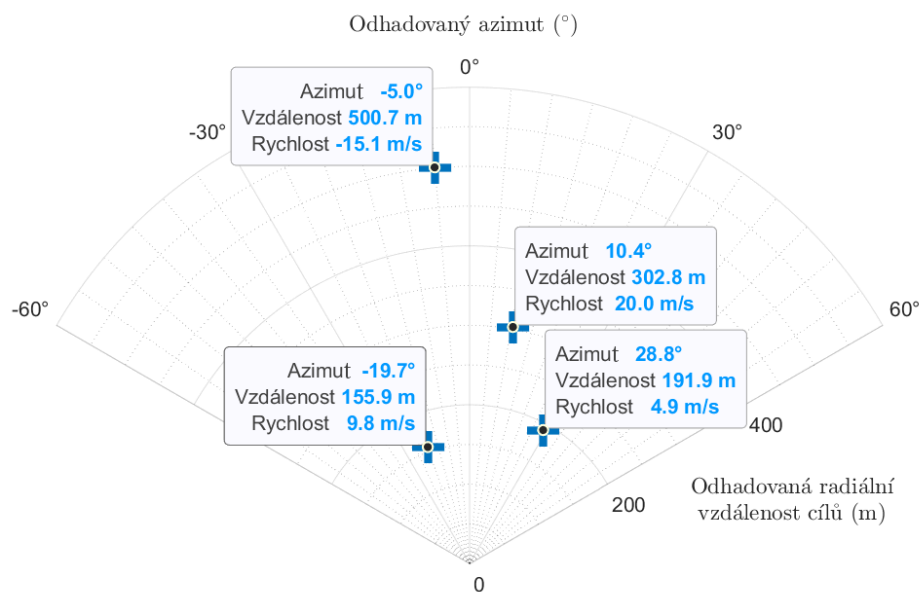
Při signálovém zpracování (Obrázek 6.4) jsou pulsy každého kanálu seskupeny do matic $\mathbf{S}_{RxN_{Rx}}$. Následuje standardní přizpůsobená filtrace, nekoherentní integrace a určení směru příchodu signálu s využitím různých dříve popsanych metod.



Obrázek 6.4 Diagram simulátoru pro signálové zpracování v MISO režimu

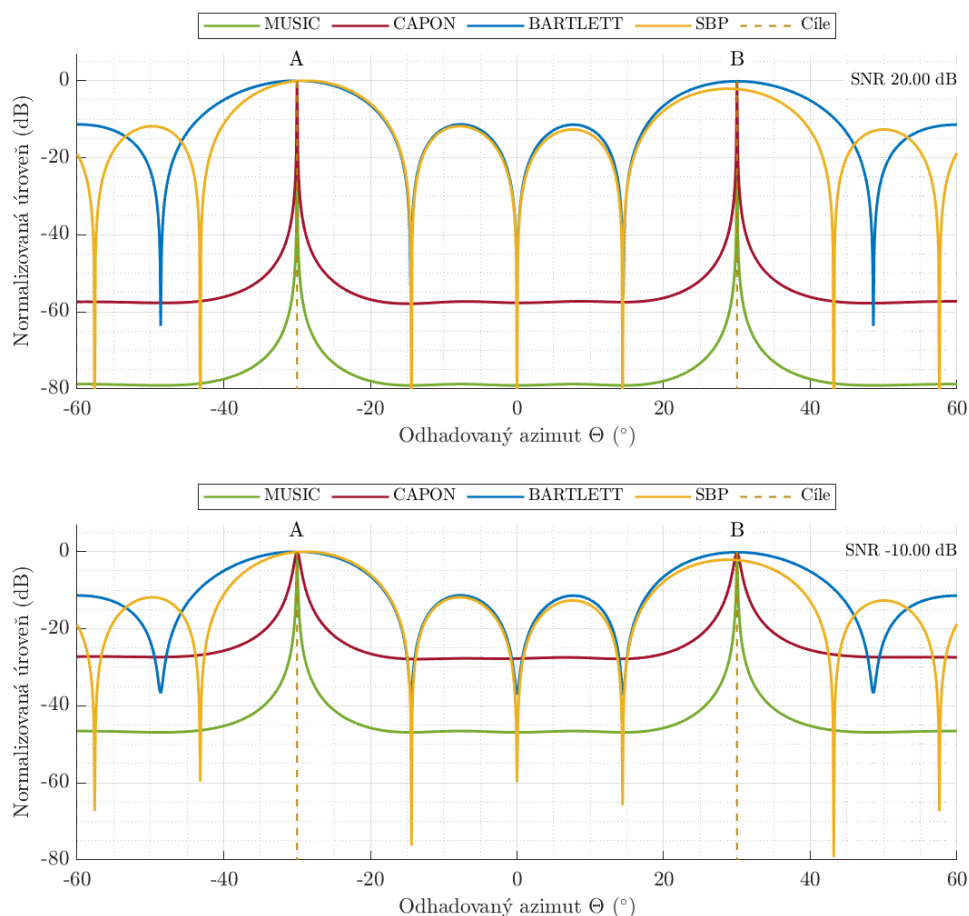
V tomto režimu, 1Tx-8Rx, lze provést odhad radiální vzdálenosti a rychlosti jednotlivých cílů obdobně, jako v předchozím případě. Vzhledem k tomu, že bychom obdrželi naprosto stejné výsledky jako v režimu SISO, dovolil jsem si zde tuto část vynechat a věnovat se především odhadu azimutální polohy zájmových cílů. Kapitola se tedy primárně zaměřuje na odhad směru příchodu signálu a na určení rozlišovací schopnosti (minimálního azimutálního rozestupu) dvou cílů.

Pro detekované cíle byla pomocí algoritmu MTD určena i jejich rychlost. Na Obrázek 6.5 je výstup ze simulátoru extrahovaných cílů (Tabulka 6.4) zobrazených v polárních souřadnicích s uvedením odhadnuté radiální rychlosti. Z výsledků je dobře patrná shoda těchto odhadnutých rychlostí se zadanou hodnotou dle Tabulka 6.4.



Obrázek 6.5 Detekované cíle v polárních souřadnicích

Cílem následujících simulací bylo ověřit funkčnost dříve uvedených a popsanych algoritmů určení směru příchodu signálu a následně nalezení minimálního úhlového rozestupu mezi dvěma shodnými cíli tak, aby byly úhlově rozlišitelné. V rámci simulačního modelu jsem aplikoval následující metody odhadu směru příchodu signálu: MUSIC, CAPON, BARTLETT a SBP. Simulaci jsem provedl pro různé hodnoty odstupů signálu od šumu, pro přehlednost uvádím grafické výsledky pouze pro hodnoty SNR 20 dB a -10 dB. V rámci simulací jsem též porovnával výsledky pro různé vysílané radarové signály. Na Obrázek 6.6 nahoře jsou odhady azimutů cílů ve výchozích pozicích dle Tabulka 6.5 pro SNR = 20 dB a na Obrázek 6.6 dole pro SNR = -10 dB. Je vidět, že průběhy metod MUSIC a CAPON jsou závislé na šumu v signálu, naopak metody BARTLETT a SBP jsou na téměř stejné úrovni, a tudíž jsou jen minimálně citlivé na velikost šumu.



Obrázek 6.6 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB (pulsní, MISO)

Dále byla simulována každá ze čtyř uvažovaných metod AoA samostatně pro různé typy pulsního signálu. Cíle se nejprve nacházely v azimutu $\pm 30^\circ$ a následně byly shodně z obou stran přibližovány. V rámci jednotlivých metod byla hledána mez, kdy byly cíle od sebe ještě v úhlu rozlišitelné. Tato mez byla definována propadem charakteristiky mezi dvěma vrcholy představujícími cíle alespoň o 3 dB. Oba cíle byly umístěny do stejné vzdálenosti $R_{trg} = 100$ m. Aby metody MUSIC a CAPON neselhaly, bylo nutné zajistit nekoherentnost odražených signálů od jednotlivých cílů, které je dosaženo jejich různou radiální rychlostí. V opačném případě by kovarianční matice přijímaných signálů, ze které se určuje v těchto metodách azimut cílů, vycházela singulární, a proto by tento odhad selhával.

Pro metody MUSIC a CAPON jsou výsledky zaznamenány v Tabulka 6.7. Tato tabulka uvádí porovnání těchto metod pro různé průběhy vysílaných signálů a různé úrovně odstupů signálu od šumu na přijímacích kanálech radarového systému. Pro signály NOP a Barker11 byly výsledky téměř shodné, proto jsou sloučeny do jedné tabulky.

Tabulka 6.7 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON (pulsní, MISO)

puls	SNR (dB)	20	10	0	-10	-20	-30	-40
LFM	MUSIC (°)	0,24	0,5	1,2	1,8	2,8	5	8
	CAPON (°)	0,8	1,6	2,4	4	7,2	12	20
NOP Barker11	MUSIC (°)	0,2	0,4	0,7	1,3	2,5	4,8	8
	CAPON (°)	0,6	1	1,8	3,2	5,6	9,6	15

Pro klasické metody BARTLETT a SBP jsou výsledky uvedeny v Tabulka 6.8.

Tabulka 6.8 -Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod BARTLETT a SBP (pulsní, MISO)

puls	SNR (dB)	20	10	0	-10	-20	-30	-40
LFM	BARTLETT (°)	19	19	19	19	19	19	22
	SBP (°)	15	15	15	15	15	16	20
NOP	BARTLETT (°)	19	19	19	19	19	19	21
	SBP (°)	13	13	13	13	13	14	17
Barker11	BARTLETT (°)	19	15	19	19	19	19	22
	SBP (°)	14	14,5	14,5	14,5	14,5	16	19

Z výsledků lze jednoznačně vyvodit, že při použití metody BARTLETT nezáleží na typu používaného signálu. V rozsahu SNR od 20 dB do -30 dB je rozlišení v azimutu 19°, od SNR -30 dB se rozlišení začíná zhoršovat. Naopak u metody SBP na typu používaného radarového signálu záleží. Pro pulsní signál typu NOP je úhlové rozlišení 13° při SNR 0 dB. Pro hodnoty SNR pod úrovní -20 dB začíná určení směru příchodu signálu lehce selhávat a zhoršuje se rozlišovací schopnost. Pro signál s vnitropulsní modulací LFM je úhlové rozlišení 15° při SNR 0 dB a opět je patrné zhoršení rozlišovací schopnosti při velmi nízkém odstupu signálu od šumu. Pro signál s vnitropulsní modulací Barker11 je úhlové rozlišení 14,5° při SNR 0 dB a opět je patrné zhoršování vlastností se zvyšujícím se šumem.

Lze tedy shrnout, že metody MUSIC a CAPON dokážou být velice přesné a dosahovat vynikajících úhlových rozlišovacích schopností, ale jsou více závislé na SNR než zbylé dvě metody. Při horším SNR se blíží rozlišovacím schopnostem metod BARTLETT a SBP. Tento jev se dá ale u metody MUSIC velice dobře kompenzovat zvětšením počtu vzorků signálu, které vstupují do výpočtu. V případě simulací prezentovaných v této kapitole využívám vzorky signálu ze všech pulsů v rámci CPI, tedy používám N_{PRI} vzorků. Díky tomuto velkému počtu vzorků metoda MUSIC funguje velice spolehlivě i při velice špatném poměru SNR pod úrovní -10 dB.

6.6 Simulace pulsního režimu 2Tx-8Rx (MIMO)

Tato část se zabývá matematickým modelem a simulací klasického pulsního radaru v režimu dvou vysílacích kanálů a osmi kanálového příjmu využívajícího lineární anténní řadu (též označováno jako Multiple-Input Multiple-Output, MIMO). Popisované signálové zpracování je opět zaměřeno na odhad azimutu cílů a úhlovou rozlišovací schopnost.

Model přijatého signálu je založen na metodě časové multiplexace vysílaných pulsů. Konkrétně jedním vysílacím kanálem jsou vysílány sudé pulsy a druhým kanálem liché pulsy.

Model vyhází ze stejné rovnice jako v režimu 1Tx-1Rx – viz rovnice (6.6). Úpravou pak získáme vztah pro liché pulsy (6.12) a k němu identicky pro sudé pulsy (6.13), který je ovšem fázově posunut o d_{T2} dle vztahu (5.4).

$$s_{trg,p}^{lichý}(n) = \alpha \cdot s_{tx}(n - \tau_k) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot k} \quad (6.12)$$

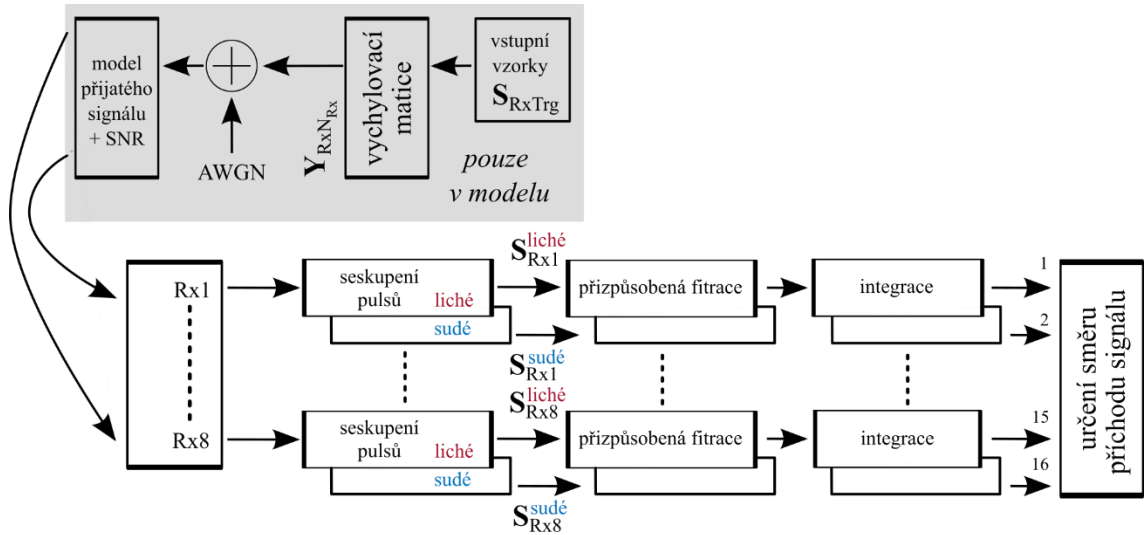
$$s_{trg,p}^{sudý}(n) = \alpha \cdot s_{tx}(n - \tau_k) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_D \cdot k} \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot d_{T2}} \quad (6.13)$$

$$\vec{s}_{trg,p}^{lichý} = [s_{trg,p}^{lichý}(1) \quad s_{trg,p}^{lichý}(2) \quad \dots \quad s_{trg,p}^{lichý}(N_{PRI})] \in \mathbb{C}^{1 \times N_{PRI}} \quad (6.14)$$

$$\vec{s}_{trg,p}^{sudý} = [s_{trg,p}^{sudý}(1) \quad s_{trg,p}^{sudý}(2) \quad \dots \quad s_{trg,p}^{sudý}(N_{PRI})] \in \mathbb{C}^{1 \times N_{PRI}}$$

$$\mathbf{S}_{RxTrg} = \begin{bmatrix} \vec{s}_{1,1}^{lichý} & \vec{s}_{1,2}^{sudý} & \dots & \vec{s}_{1,N_P}^{lichý | sudý} \\ \vec{s}_{2,1}^{lichý} & \vec{s}_{2,2}^{sudý} & \dots & \vec{s}_{2,N_P}^{lichý | sudý} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vec{s}_{N_{TRG},1}^{lichý} & \vec{s}_{N_{TRG},1}^{sudý} & \dots & \vec{s}_{N_{TRG},N_P}^{lichý | sudý} \end{bmatrix}_{\substack{1 < trg \leq N_{TRG} \\ 1 < p \leq N_P}} \in \mathbb{C}^{N_{TRG} \times N_P \cdot N_{PRI}} \quad (6.15)$$

Maticí \mathbf{S}_{RxTrg} je násobena matice komplexních koeficientů příjmu \mathbf{A} , obdobně jako v předchozím případě, dle rovnice (6.11). Při signálovém zpracování (Obrázek 6.7) jsou na základě časové demultiplexace pulsy každého kanálu seskupeny do matic pro liché $\mathbf{S}_{RxN}^{liché}$ a sudé $\mathbf{S}_{RxN}^{sudé}$ pulsy. Následuje standardní přizpůsobená filtrace. Tím je získán dvojnásobný počet přijímacích kanálů pro použití v AoA metodách.



Obrázek 6.7 Diagram simulátoru pro signálové zpracování v MIMO režimu

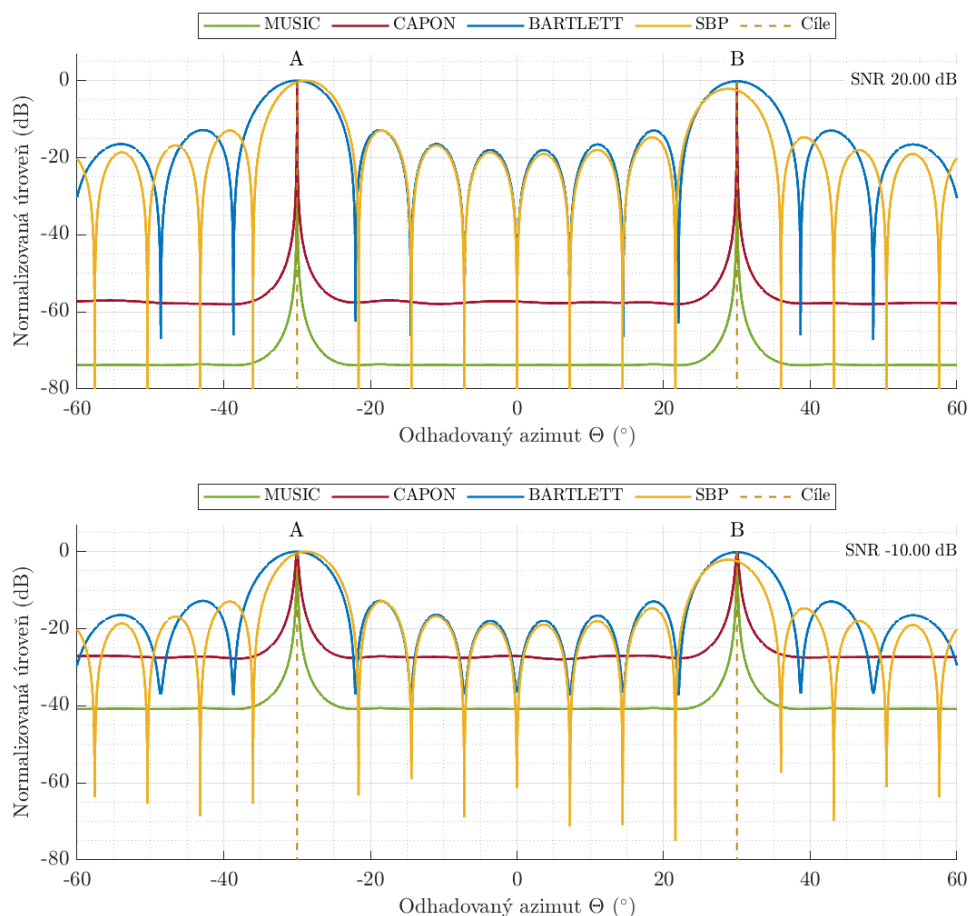
Na Obrázek 6.8 jsou výsledky určení směru příchodu signálu pro dva azimutálně stejně vzdálené cíle jako předchozím případě (Obrázek 6.6), tedy v azimutu $\pm 30^\circ$. Je vidět, že v MIMO režimu došlo ke zúžení šířky laloků na polovinu. Postranní laloky jsou na srovnatelné úrovni jako v režimu MISO.

Metoda BARTLETT poskytuje stejné výsledky neohledě na simulovaný typ pulsu. Rozlišení je 9° do SNR -40 dB s postranními laloky na úrovni -14 dB. Metoda SBP pro puls NOP má rozlišení 7°, pro LFM a Barker11 je to 6,5°.

Pro metody MUSIC a CAPON jsou výsledky uvedeny v Tabulka 6.9. Při vysokém SNR dosahují velice dobrého úhlového rozlišení. Odstup postranních laloků je silně závislý na nastaveném SNR, kde MUSIC je o 10 dB lepší než metoda CAPON. Lze shrnout, že nejlepších výsledků je dosahováno pro signály s vnitropulsní modulací LFM při aplikaci metody MUSIC

Tabulka 6.9 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON (pulsní, MIMO)

puls	SNR (dB)	20	10	0	-10	-20	-30	-40
NOP	MUSIC (°)	0,15	0,22	0,48	0,85	1,6	2,9	5,3
	odstup (dB)	-80	-70	-60	-50	-40	-30	-20
	CAPON (°)	0,3	0,6	1,2	2	3	5,2	8,4
	odstup (dB)	-65	-55	-45	-35	-30	-20	-10
LFM	MUSIC (°)	0,18	0,21	0,46	0,8	1,4	2,8	5,2
	odstup (dB)	-80	-70	-65	-50	-40	-35	-20
	CAPON (°)	0,4	0,7	1,2	2,6	3,8	5,4	9,4
	odstup (dB)	-60	-50	-45	-35	-25	-15	-5
Barker11	MUSIC (°)	0,18	0,23	0,46	0,8	1,5	2,9	5,4
	odstup (dB)	-80	-70	-65	-50	-40	-30	-20
	CAPON (°)	0,4	0,7	1,1	2,2	3,8	5,8	8,8
	odstup (dB)	-60	-50	-40	-30	-25	-15	-5

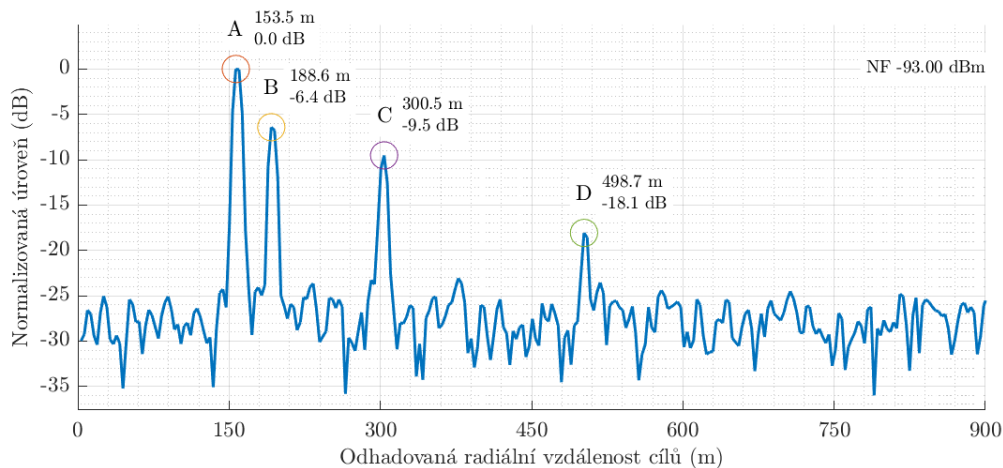


Obrázek 6.8 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB (pulsní, MIMO)

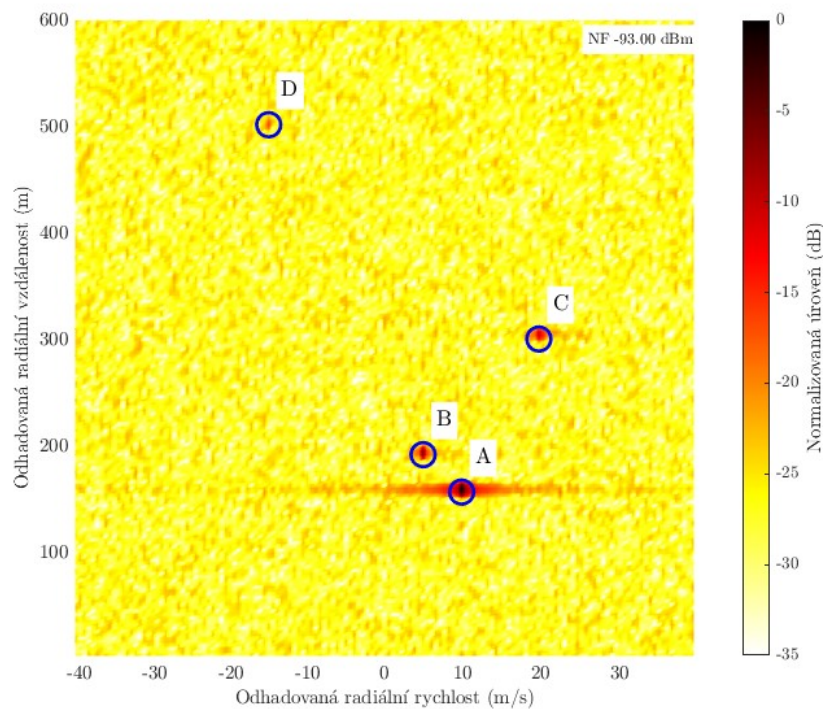
6.7 Simulace OFDM režimu 1Tx-1Rx (SISO)

Tato část se zabývá matematickým modelem a simulací OFDM radaru v režimu jednoho vysílače a jednoho přijímače kanálu (SISO). Signálové zpracování je zaměřeno na odhad radiální vzdálenosti a rychlosti s využitím symbolového dělení a 2D FFT signálového zpracování. Model přijatého signálu včetně signálového zpracování je podrobně popsán v kapitole 4.

Obrázek 6.9 prezentuje odhad radiální vzdálenosti cílů definovaných v Tabulka 6.4, je vidět, že cíl D byl spolehlivě detekován a práh šumu je o víc než 5 dB níže než u klasického pulsního radaru (kapitola 6.4). Byla použita náhodná modulační data bez optimalizace PAPR či XCORR. Na Obrázek 6.10 je výsledná RDM, ze které je dobře vidět že, vzdálenost a rychlost detekovaných cílů odpovídá předpokladům dle Tabulka 6.4.

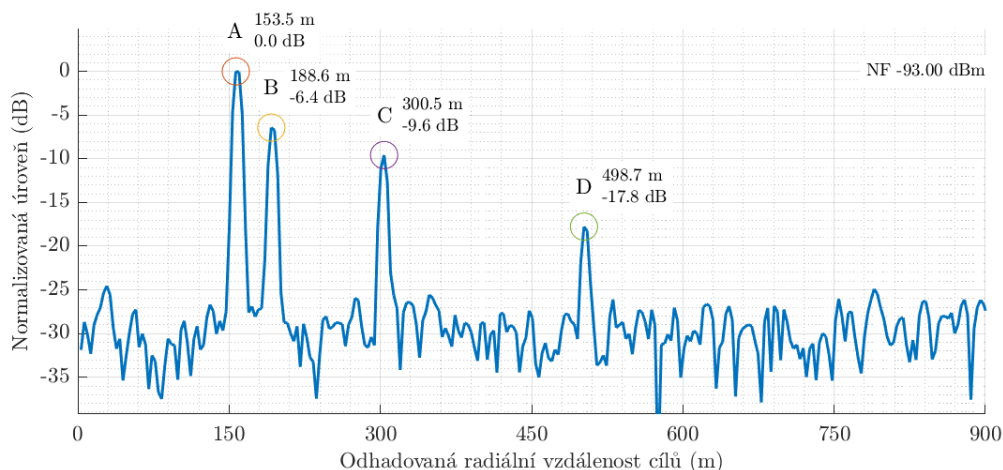


Obrázek 6.9 Odhad vzdálenosti s využitím náhodného OFDM



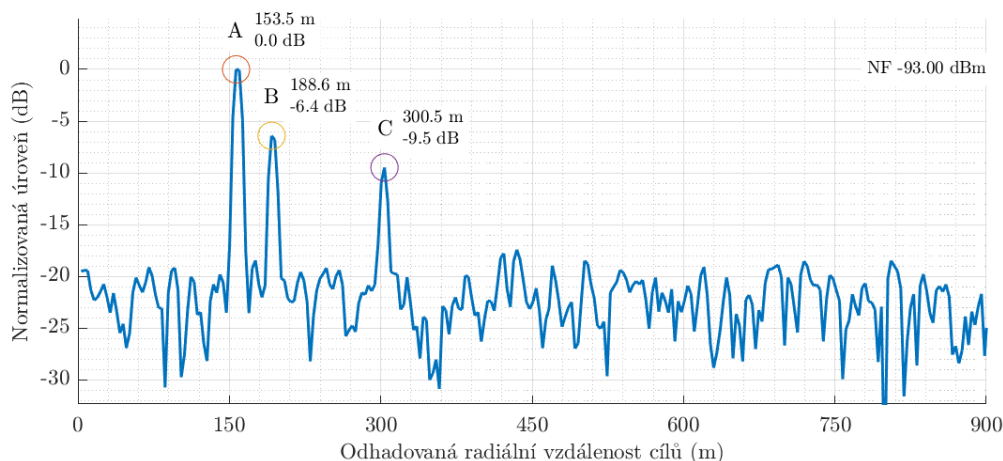
Obrázek 6.10 RDM simulovaných cílů

V případě použití konstantní hodnoty modulačních dat, tj. $1-l_j$, je šumové pozadí o 2 dB nižší, takový OFDM signál má pro reálné použití veliký PAPR, proto takováto modulační data nejsou dále uvažována a používají se náhodná nebo optimalizovaná. Pro další analýzu byla použita optimalizovaná modulační data z GA algoritmu se zaměřením na minimalizaci PAPR, výsledek odhadu radiální vzdálenosti cílů je na Obrázek 6.11. Je vidět, že došlo k drobnému snížení šumového prahu. To je důsledkem matematického modelu, který není náchylný na vlastnosti signálu s ohledem na PAPR.

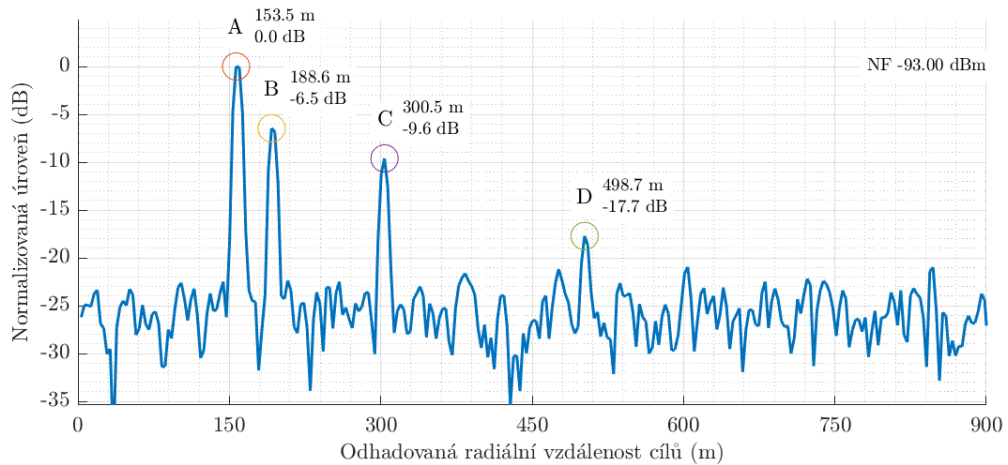


Obrázek 6.11 Odhad vzdálenosti s optimalizovaným OFDM

Při budoucí aplikaci radarového senzoru na experimentálním radarovém systému je potřeba parametr PAPR brát v potaz. Nejde ani tak o negativní vliv na RF cestu signálu, ale o skutečnost, že hodnoty vzorků OFDM signálu v čase jsou předávány do DAC jako komplexní číslo datového typu *float* v rozsahu $\pm l \pm lj$, respektive jeho absolutní hodnota, tedy amplituda signálu, je rovna $\pm\sqrt{2}$. V případě iterativní metody Clipping (viz kapitola 3.4.4) došlo ke zvýšení šumového pozadí téměř o 10 dB a cíl D již nebyl detekován (Obrázek 6.12). V případě aplikace metody normování došlo také ke zvýšení šumového pozadí, ale cíl D je ještě stále detekovatelný (Obrázek 6.13). Metoda Clipping totiž mění spektrum původního signálu, čímž se zhorší výsledek signálového zpracování při symbolovém dělení, naopak metoda normování původní spektrum signálu nezmění, ale sníží jeho výslednou energii.



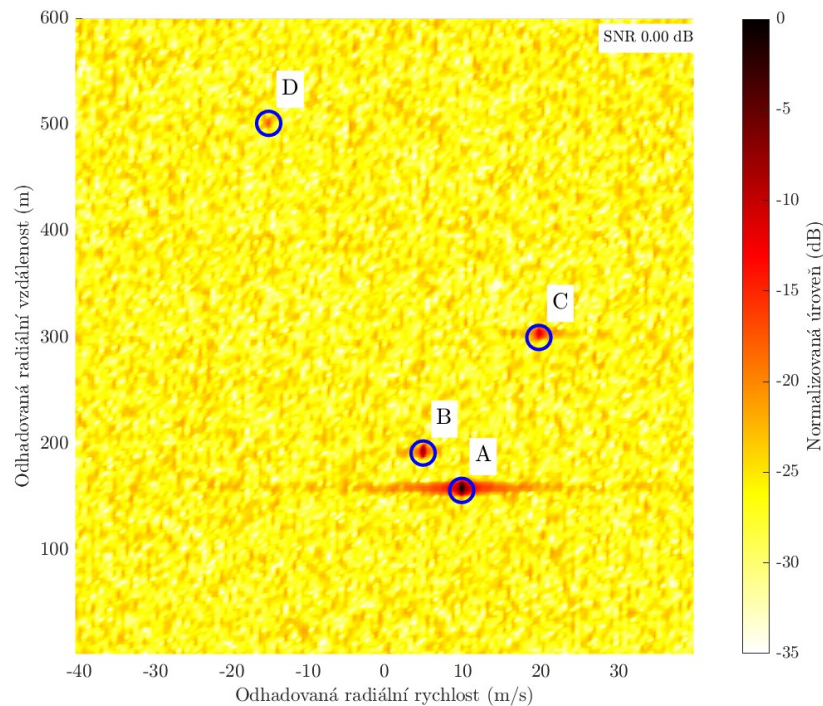
Obrázek 6.12 Odhad vzdálenosti při úpravě amplitudy iterativní metodou Clipping



Obrázek 6.13 Odhad vzdálenosti při úpravě amplitudy metodu normování

V rámci simulace byla zkoumána vzájemná interference více senzorů ve stejném zájmovém prostoru. Jsou uvažovány cíle dle Tabulka 6.4 při SNR = 0 dB. Dále každý radarový senzor vysílá OFDM pulsy modulované náhodnými daty. Zkoumány byly následující situace:

- Radarové senzory se nachází blízko vedle sebe neboli oba senzory vidí stejné cíle. Při nezávislém provozu (senzory nevysílají, nefungují současně) oba senzory logicky dosahují stejných výsledků detekce v RDM, s šumovým pozadím na úrovni -29 dB. Při jejich souběžném provozu, kdy se jejich vysílané OFDM pulsy překrývají, detekují oba radarové senzory cíle stále korektně, pouze se v RDM (Obrázek 6.14) zvýšil práh šumového pozadí na úroveň -26 dB (tj. zhoršení SNR o 3 dB). V situaci, kdy se pulsy překrývají pouze z 50 % svého trvání, je šumové pozadí v RDM každého senzoru na úrovni -28 dB.
- Radarové senzory se nachází ve stejném azimutu, ale radiálně jsou posunuty 50 m od sebe. Při celém překrytí OFDM pulsů detekuje bližší senzor v RDM cíle stále spolehlivě, ale se šumovým pozadím na úrovni -23 dB (tj. zhoršení o 6 dB) a vzdálenější s úrovní -26 dB. Děje se tak z důvodu, že bližší senzor je přímo ovlivněn signálem, který vysílá vzdálenější senzor.



Obrázek 6.14 RDM více senzorů

Tato vlastnost OFDM radarových pulsů modulovaných náhodnými daty je pozitivní vlastnost, která zvyšuje spolehlivost detekce, protože signálové zpracování negeneruje falešné cíle, pouze se zhorší šumové pozadí ve výsledné RDM. Více se této problematice věnoval můj článek o RadCom systému [45].

6.8 Simulace OFDM režimu 1Tx-8Rx (MISO)

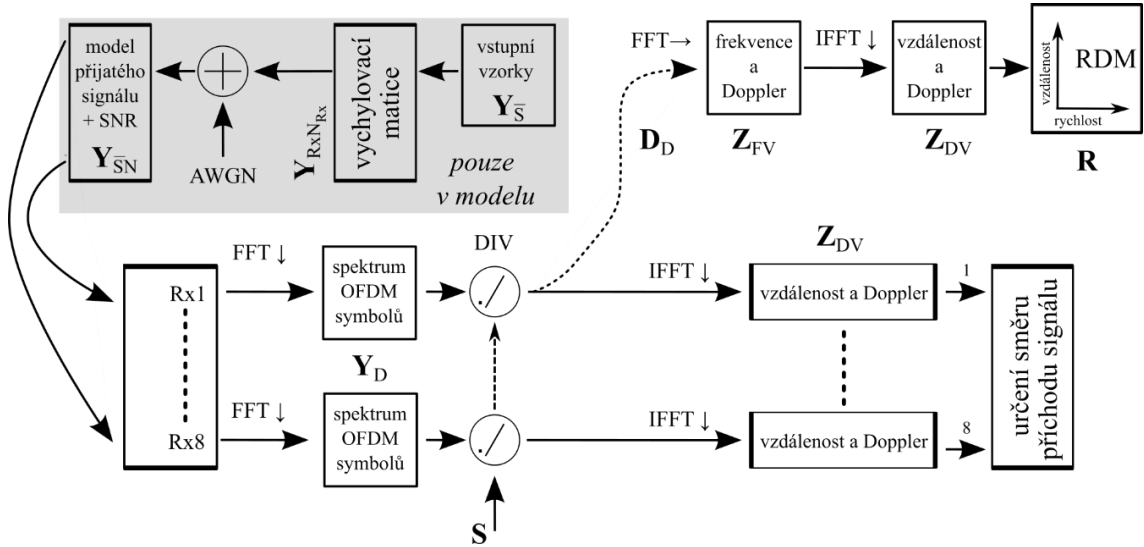
Kapitola se zabývá simulací OFDM radaru v režimu jednoho vysílacího a osmi přijímacích kanálů (MISO) s využitím OFDM radarového pulsního signálu. Odhad radiální vzdálenosti a rychlosti cílů se provádí obdobně jako v předchozím případě a dosahuje totožných výsledků, proto jej ani zde už neopakuji a soustředím se na signálové zpracování zaměřené na odhad azimutální polohy radarových cílů a úhlovou rozlišovací schopnost.

Blokově je matematický model signálového zpracování zachycen na Obrázek 6.15. V prvním kroku jsou pro jeden konkrétní cíl vygenerovány vzorky přijatého signálu, které jsou uloženy do matice $\mathbf{Y}_{s, trig}$ (6.16). Signály obdržené od všech cílů jsou uloženy v matici $\mathbf{Y}_{\bar{s}}$ (6.17). Následuje rozšíření na 8Rx pomocí matice komplexních koeficientů příjmu \mathbf{A} (6.18). Nakonec je provedeno zpracování OFDM signálu metodu symbolového dělení, kde pomocí IFFT jsou odhadnuty dálkové profily, ze kterých je metodami určení směru příchodu signálu odhadován azimut radarových cílů.

$$y_{trg}(m, \mu) \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \text{ z rovnice (4.1)} \rightarrow \mathbf{Y}_{s,trg} \in \mathbb{C}^{1 \times N_c \cdot N_s} \quad (6.16)$$

$$\mathbf{Y}_{\bar{s}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{s,1} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{s,N_{TRG}} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_{TRG} \times N_c \cdot N_s} \quad (6.17)$$

$$\mathbf{Y}_{R_x N_{R_x}} = \mathbf{A} * \mathbf{Y}_{\bar{s}} \in \mathbb{C}^{N_{R_x} \times N_c \cdot N_s} \quad (6.18)$$



Obrázek 6.15 Princip signálového zpracování MISO pro určení AoA

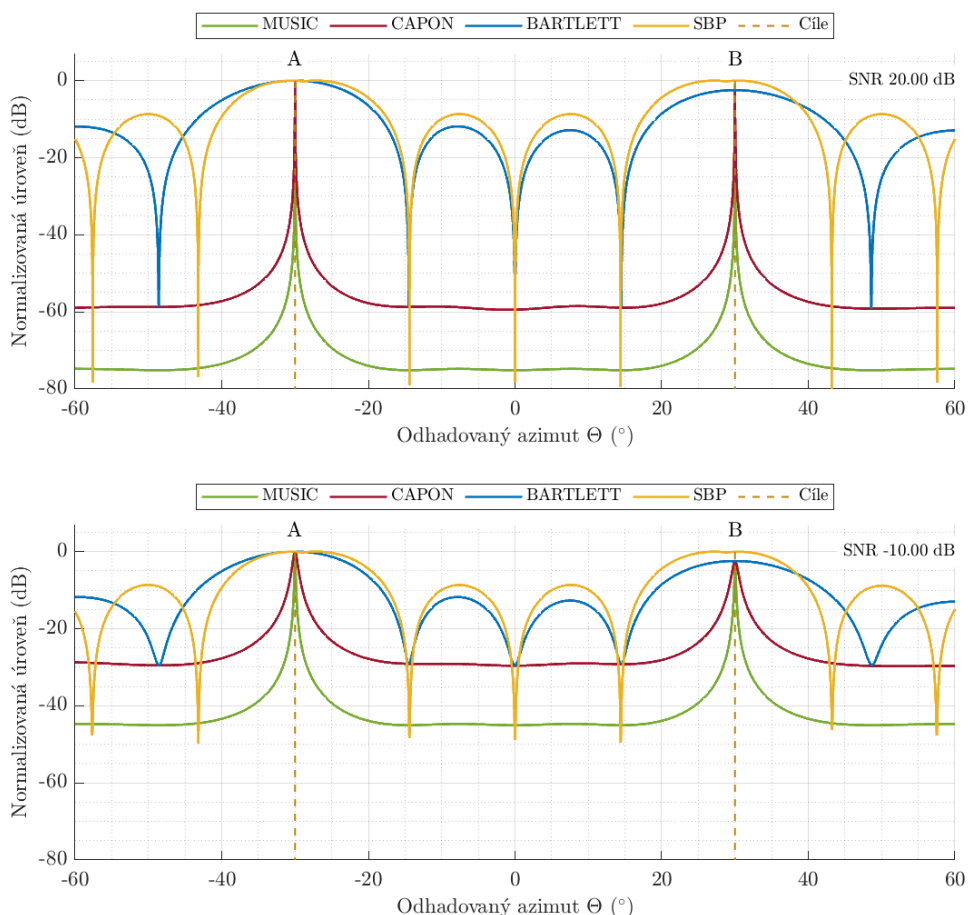
Na Obrázek 6.16 nahoře jsou odhady azimutů cílů ve výchozích pozicích dle Tabulka 6.5 pro SNR = 20 dB a na Obrázek 6.6 dole pro SNR = -10 dB. Obdobně jako u klasického pulsního režimu (kapitola 6.5) i zde jsou metody MUSIC a CAPON závislé na šumu, narozdíl od BARTLETT a SBP.

Metody BARTLETT a SBP mají téměř identické výsledky, při SNR do -30 dB, je limit rozlišení dvou cílů 17° a postranní laloky mají odstup -17 dB a více. Při zhoršujícím se SNR (více než -30 dB) se rozlišovací schopnost v úhlu zhoršuje, např. při SNR -40 dB je úhlové rozlišení 21° a postranní laloky mají odstup jen -12 dB.

Pro metody MUSIC a CAPON jsou výsledky shrnuty v Tabulka 6.10 (číslo v závorce udává odchylku od zadaného azimutu). Při vysokých hodnotách SNR je dosahováno velice dobré úhlové rozlišovací schopnosti. Odstup postranních laloků je lineárně závislý na nastaveném SNR. Metoda MUSIC dosahuje zhruba o 10 dB většího odstup postranních laloků než metoda CAPON. Lze shrnout, že pro OFDM radarový signál metoda MUSIC dosahuje nejlepších výsledků, a lze předpokládat, že bude fungovat i při SNR -50 dB, pokud bude zajištěn dostatečný počet vzorků signálu, ze kterých bude odhad směru příchodu signálu prováděn (v případě zobrazených výsledků bylo použito N_c vzorků signálu přijatých každým kanálem).

Tabulka 6.10 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON (OFDM, MISO)

SNR (dB)	20	10	0	-10	-20	-30	-40
MUSIC (°)	0,4	1	1,5 (0,1)	2,4 (0,3)	4,2 (0,3)	7,8 (0,6)	14 (0,7)
odstup (dB)	-80	-65	-55	-45	-35	-20	-15
CAPON (°)	1,2	2	3,5	6 (0,3)	10 (0,4)	16 (0,4)	35 (0,4)
odstup (dB)	-60	-50	-40	-30	-20	-10	-3



Obrázek 6.16 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB (OFDM, MISO)

6.9 Simulace OFDM režimu 2Tx-8Rx (MIMO)

Na závěr byla provedena simulace OFDM radaru v režimu dvou vysílacích kanálů a osmi přijímacích kanálů (MIMO). Analýza signálového zpracování je tentokrát mimo jiné zaměřena na vliv prokládání subnosných na parametry odhadu radiální vzdálenosti a rychlosti cílů v RDM.

Model přijatého signálu pro OFDM MIMO režim je oproti předchozímu případu (1Tx-8Rx) lehce upraven. Matice vysílaných modulačních dat \mathbf{S} je rozdělena na dvě, kde \mathbf{S}_{Tx1} obsahuje IQ data pro vysílací kanál Tx1 (6.19), tj. subnosné, které jsou neaktivní, obsahují hodnotu 0. Naopak signál pro vysílací kanál Tx2 je obsažen v matici \mathbf{S}_{Tx2} (6.20). V této matici

jsou modulační IQ data na pozicích subnosných, která jsou nulová, v matici \mathbf{S}_{Tx1} . Model přijatého signálu pro konkrétní cíl při vysílání na kanálu Tx1 (6.21) je stejný jako v původní rovnici (4.1), pro kanál Tx2 jsou vzorky fázově posunuty (6.22), přičemž tento fázový posuv je reprezentován vzdáleností d_{r2} , definované v kapitole 5.1. Výsledný model přijatého signálu na jednom přijímacím kanálu je roven součtu signálů vyslaných oběma kanály Tx1 a Tx2 a odraženými od jednotlivých cílů (6.23). Model přijatého signálu je vypočten pro každý simulovaný cíl (6.24). Nakonec následuje výpočet přijatých signálů na všech přijímacích kanálech za pomoci matice komplexních koeficientů příjmu \mathbf{A} (6.25).

$$\mathbf{S}_{Tx1} = s(n, \mu) \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \text{ pro Tx1} \quad (6.19)$$

$$\mathbf{S}_{Tx2} = s(n, \mu) \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \text{ pro Tx2} \quad (6.20)$$

$$\mathbf{Y}_{s,Tx1,trg} = y_{Tx1,trg}(m, \mu) \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \text{ z rovnice (4.1) s } \mathbf{S}_{Tx1} \quad (6.21)$$

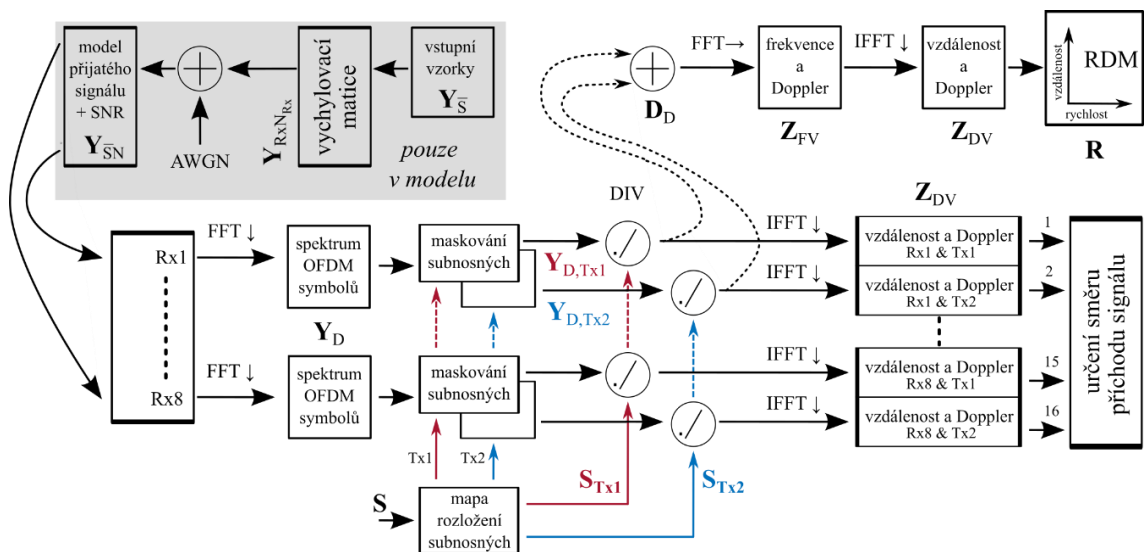
$$\mathbf{Y}_{s,Tx2,trg} = y_{Tx2,trg}(m, \mu) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot d_{r2}} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \text{ z rovnice (4.1) s } \mathbf{S}_{Tx2} \quad (6.22)$$

$$\mathbf{Y}_{s,trg} = \mathbf{Y}_{s,Tx1,trg} + \mathbf{Y}_{s,Tx2,trg} \in \mathbb{C}^{1 \times N_c \cdot N_s} \quad (6.23)$$

$$\mathbf{Y}_{\bar{s}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{s,1} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{s,N_{TRG}} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_{TRG} \times N_c \cdot N_s} \quad (6.24)$$

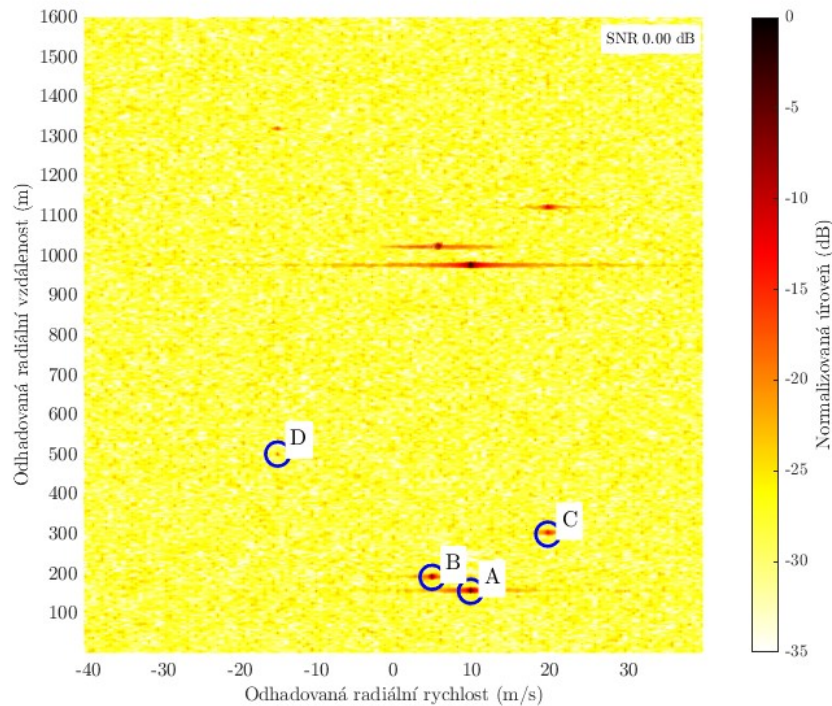
$$\mathbf{Y}_{R_x N_{R_x}} = \mathbf{A} * \mathbf{Y}_{\bar{s}} \in \mathbb{C}^{N_{R_x} \times N_c \cdot N_s} \quad (6.25)$$

Signálové zpracování pak znázorňuje zjednodušené blokové schéma na Obrázek 6.17. Po převodu OFDM pulsů do spektrální oblasti, je provedeno maskování. Tj. proces, kde jsou spektra uložena v matici \mathbf{Y}_D rozdělena na dvě matice $\mathbf{Y}_{D,Tx1}$ a $\mathbf{Y}_{D,Tx2}$. Subnosné, které jsou nulové v \mathbf{S}_{Tx1} , jsou vynulovány i v $\mathbf{Y}_{D,Tx1}$ (stejně i pro kanál Tx2). Následuje již známe signálové zpracování s využitím symbolového dělení a určení směru příchodu signálu (azimutu jednotlivých cílů).

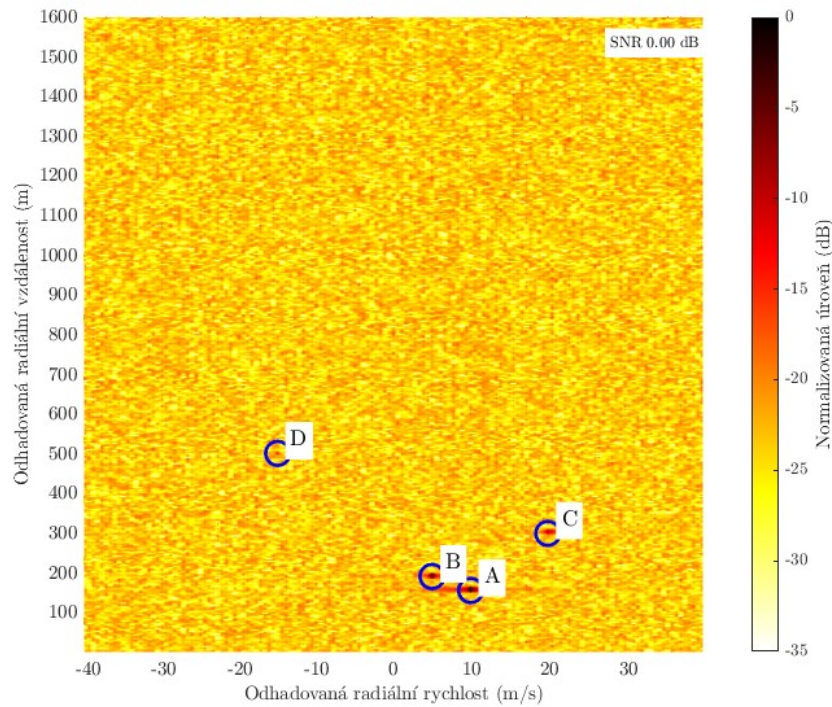


Obrázek 6.17 Princip signálového zpracování MIMO pro AoA

Opět jsou simulovány cíle s parametry uvedenými v Tabulka 6.4 při SNR 0 dB na vstupech přijímače. V prvním případě (Obrázek 6.18) je použito ekvidistantní rozložení subnosných (tj. liché subnosné jsou přiřazeny Tx1 a sudé Tx2, viz Obrázek 5.7). V tomto případě je velmi dobře patrný negativní efekt ekvidistantního rozdělení subnosných v podobě vzniku falešných cílů. Ve vzdálenosti 0 až 818 m jsou skutečné cíle, od 818 m jsou falešné repliky. Mez vzdálenosti, odkud se začínají falešné cíle replikovat, je dána jednoznačným dosahem a počtem vysílačů, $R_{mezni} = R_{umax}/N_{Tx}$, např. v případě MIMO systému 4Tx-8Rx je $R_{mezni} = 1636/4 = 409$ m. To je zásadní limitující omezení. V příloze C je ukázka RDM s cíli jejichž vzdálenost je za hranicí R_{mezni} . Úroveň šumového pozadí se pohybuje kolem hodnoty -29 dB (tedy stejně jako v režimu SISO), simulované cíle jsou spolehlivě detekovatelné. V druhém případě (Obrázek 6.19) je použito neekvidistantní rozložení subnosných (tj. subnosné jsou náhodně přiřazeny pro Tx1 a Tx2, viz Obrázek 5.8), je vidět, že falešné cíle nevznikly, ale šumové pozadí v RDM se v tomto případě zvýšilo na úroveň -24 dB, tedy se snížilo o 5 dB. Z tohoto důvodu se může zhoršit spolehlivost detekce menších či vzdálenějších cílů.



Obrázek 6.18 RDM; MIMO s ekvidistantním rozložením (EqSI)



Obrázek 6.19 RDM; MIMO s neekvidistantním rozložením (NeqSI)

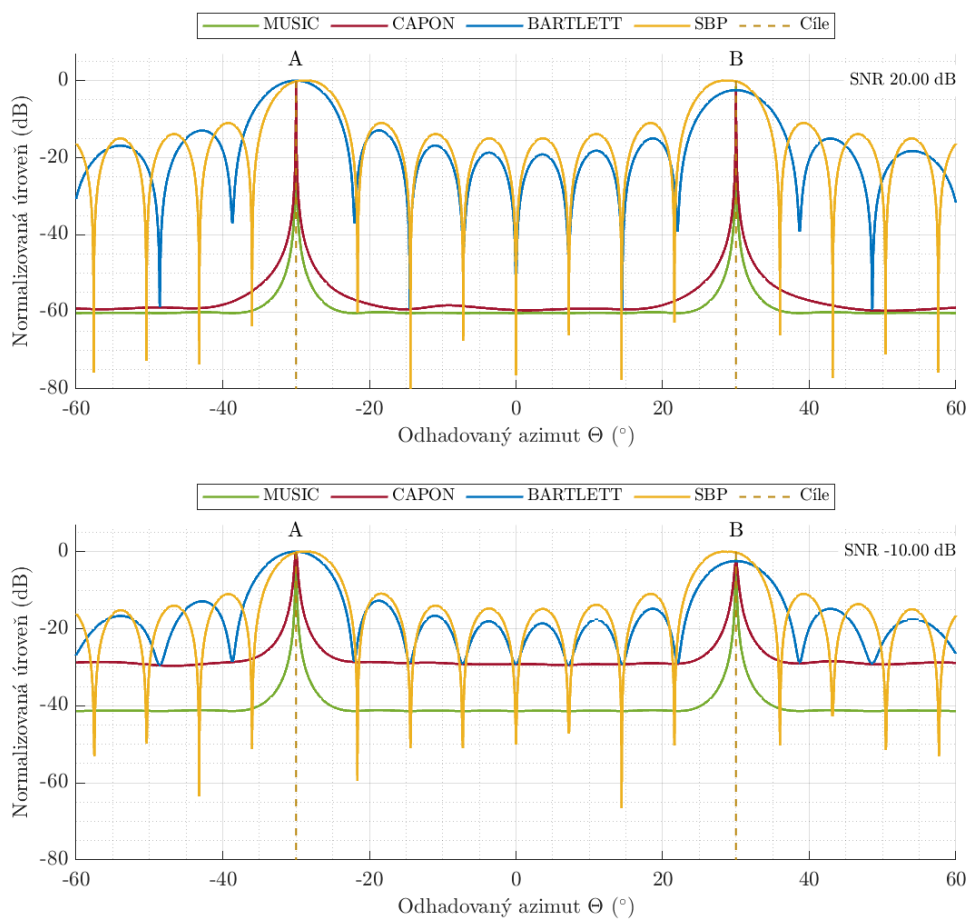
Pro určení rozlišovací schopnosti v azimutu je použit stejný postup jako v předcházejících simulačních scénářích.

Metody BARTLETT a SBP mají téměř identické výsledky, při SNR do -30 dB, je rozlišení dvou cílů $6,4^\circ$ a postranní laloky mají odstup -13 dB a více. Při zhoršujícím se SNR (více jak -30 dB) se rozlišovací schopnost zhoršuje, např. při SNR -40 dB je rozlišení metody SBP 8° (se stejným odstupem postranních laloků) a metoda BARTLETT vykazuje rozlišovací schopnost pouze 14° (s odstupem postranních laloků pouze -9 dB).

Pro metody MUSIC a CAPON jsou výsledky pro neekvidistantní rozdělení subnosných uvedeny v Tabulka 6.11 (číslo v závorce udává odchylku od simulované pozice). Z výsledků je možné konstatovat, že při vysokém SNR (do 0 dB) jsou rozdíly mezi MUSIC a CAPON minimální, CAPON má i větší odstup postranních laloků než MUSIC. Při horším SNR dosahuje MUSIC lepších výsledků jak v přesnosti, tak odstupu postranních laloků. Ve srovnání s režimem MISO je patrné, že při vysokém SNR 20 dB je úhlové rozlišení dvou totožných cílů srovnatelné. Ovšem při nízkém SNR technologie MIMO dosahuje mnohem lepší přesnosti. Jedná se o zásadní výsledek této práce, protože reálný signál bude výrazně zašuměný.

Tabulka 6.11 Výsledky rozlišovací schopnosti AoA metod MUSIC a CAPON při NeqSI (OFDM, MIMO)

SNR (dB)	20	10	0	-10	-20	-30	-40
MUSIC ($^\circ$)	0,7 (0,05)	0,8 (0,04)	1 (0,04)	2 (0,06)	3,5 (0,06)	5,5 (0,06)	10,2 (0,06)
odstup (dB)	-55	-50	-50	-40	-30	-20	-7
CAPON ($^\circ$)	0,6	0,9	1,6 (0,1)	3 (0,1)	5,5 (0,2)	10 (0,2)	16 (0,3)
odstup (dB)	-60	-50	-40	-30	-20	-10	-3



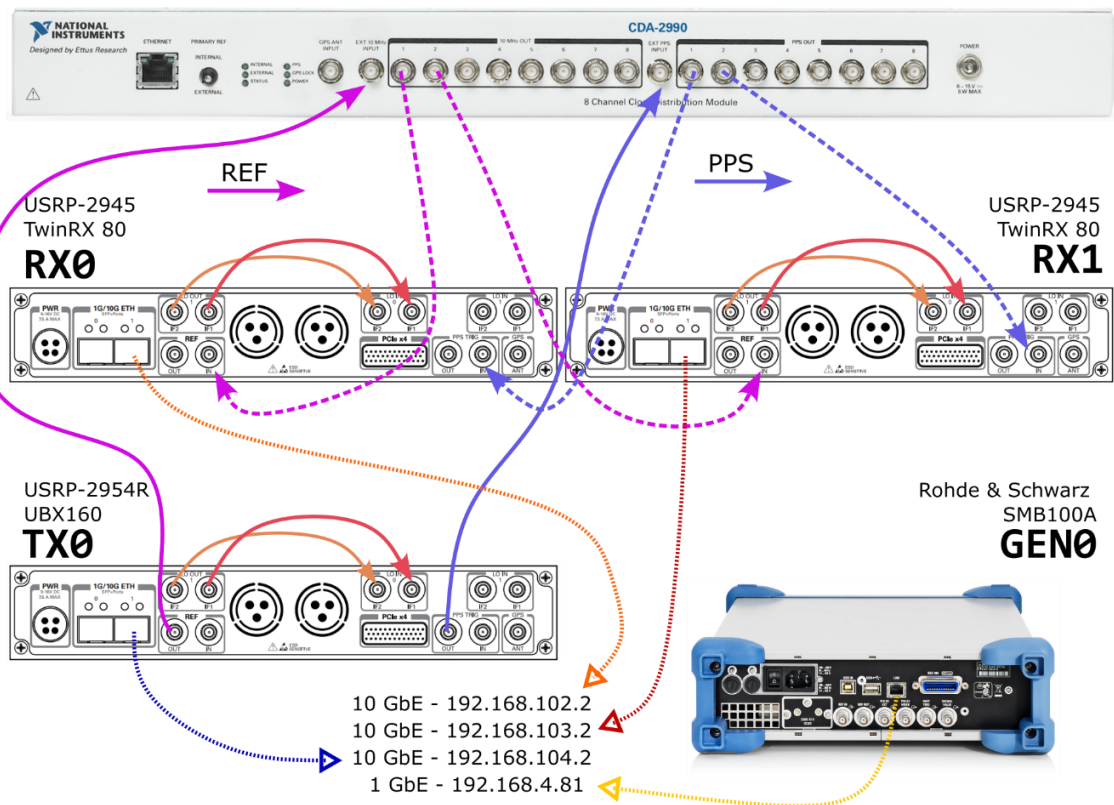
Obrázek 6.20 Odhad azimutu dvou cílů pro SNR 20 dB a -10 dB při NeqSI

7 USRP Radar

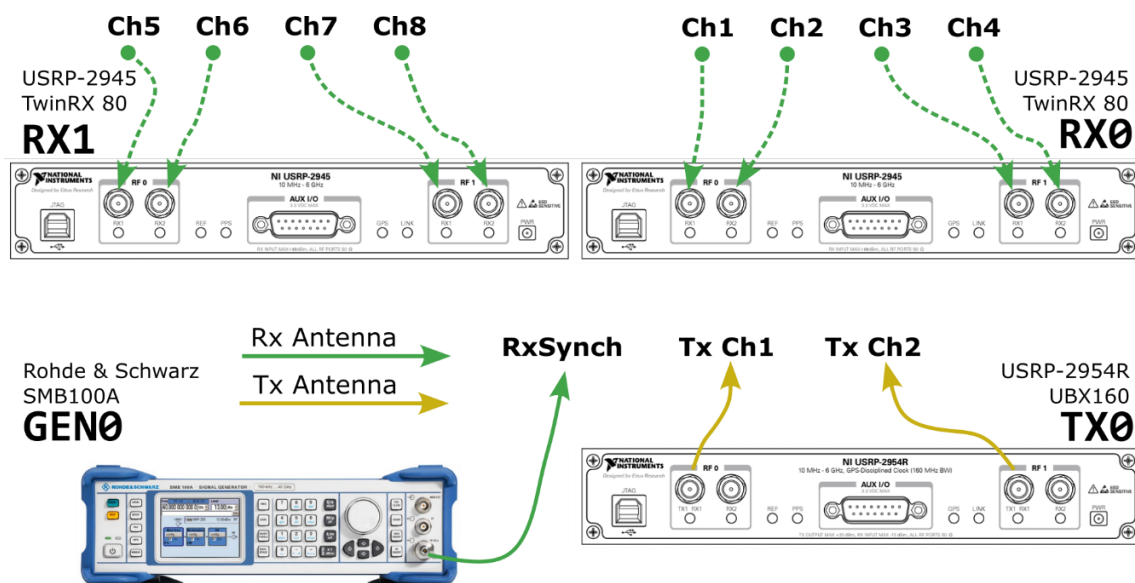
Pro potřeby experimentálního ověření navržených postupů, algoritmů a technik radarového signálového zpracování v reálných podmínkách bylo sestaveno měřicí pracoviště. Jeho klíčovým komponentem je sestava synchronizovaných softwarově definovaných rádií (Software Defined Radio, SDR) umístěných v přenosném racku. Tato sestava je dále označována jako USRP Radar, který obsahuje:

- zařízení pro distribuci hodinových signálů OctoClock CDA-2990 (časová synchronizace jednotlivých USRP rádií),
- vysílací rádio USRP-2954R (dále jako **TX0**) s RF modulem UBX-160,
- dvě přijímací čtyř kanálová rádia USRP-2945 (dále jako **RX0** a **RX1**) s RF modulem TwinRx-80,
- signálový generátor Rohde & Schwarz SMB100A (dále jako **GEN0**),
- elektrický rozvaděč.

Schematicky je propojení mezi jednotlivými SDR rádií zobrazeno na Obrázek 7.1. Každé rádio komunikuje s řídicím programem, běžícím na PC s operačním systémem Linux, skrze rozhraní Ethernet s propustností 10 GbE. Vlastní navržený řídicí program umožňuje vysílání pulsních radarových signálů na dvou kanálech současně a zároveň umožňuje přijímat odražené signály od cílů na osmi kanálech současně se vzorkovací frekvencí až 50 MHz. Program dále zajišťuje řízení **GEN0** pro injekci synchronizačního signálu do synchronizačního rozvodu vysílací anténní řady (kapitola 7.2.3)

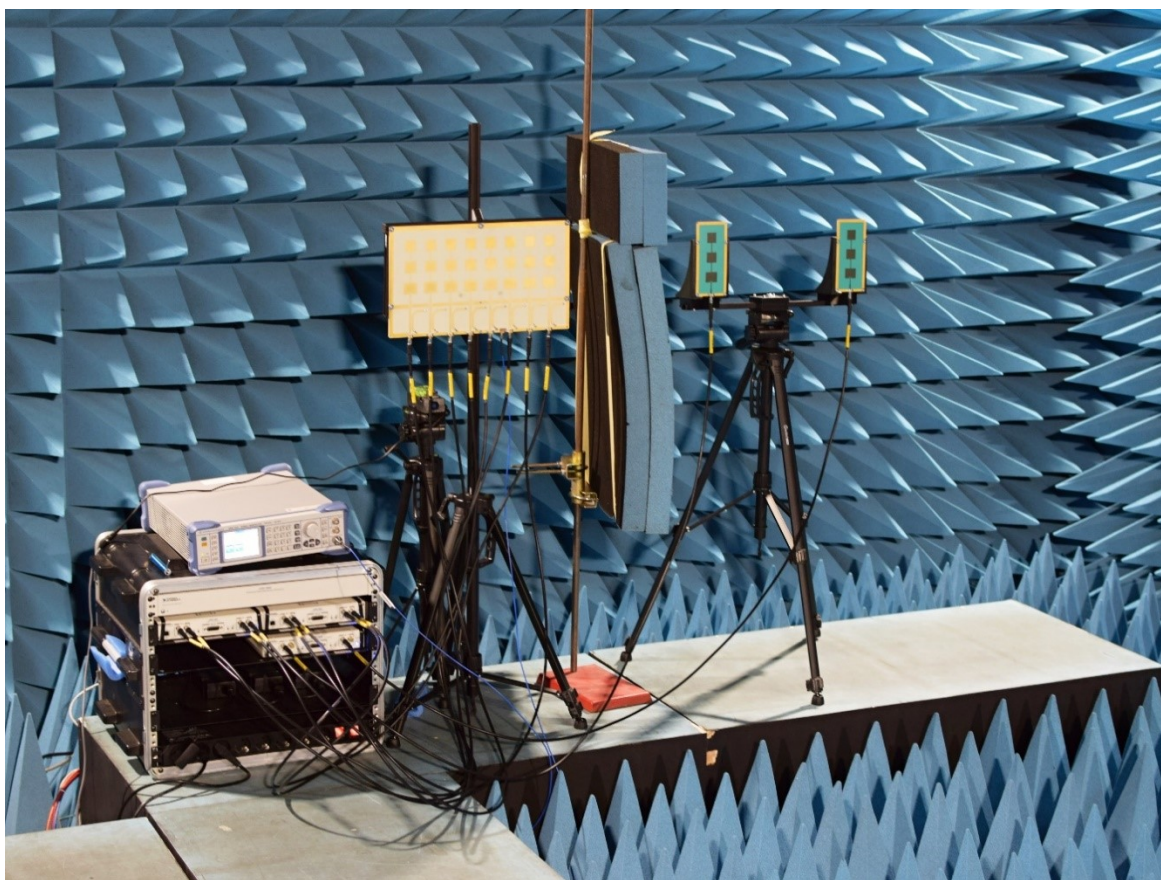


Obrázek 7.1 Propojení USRP rádií v racku



Obrázek 7.2 Využití kanálů USRP Radar

USRP Radar (**RX0**, **RX1**, **TX0** a **GEN0** na Obrázek 7.2) je propojen s anténním systémem (kapitola 7.2) navrženým na centrální kmitočet $f_c = 3,41$ GHz. Tento kmitočet je zvolen s ohledem na optimální parametry rádia a dalšího dostupného vybavení. Na Obrázek 7.3 je fotografie celé sestavy USRP Radaru s využívanými anténními systémy.



Obrázek 7.3 USRP Radar s anténami v bezodrazové komoře

7.1 RF části USRP Radaru

V této kapitole jsou popsány a specifikovány jednotlivé RF komponenty, tvořící systém USRP Radaru.

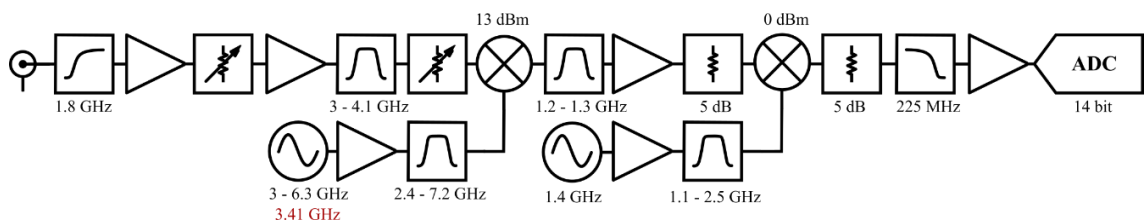
7.1.1 Přijímač TwinRx-80

Jednotka USRP-2945 obsahuje dva přijímací moduly TwinRx-80. Parametry TwinRx-80 jsou shrnuty v Tabulka 7.1 [40].

Tabulka 7.1 Parametry modulu TwinRx-80

Frekvenční rozsah	10 MHz - 6 GHz
Šířka pásma	80 MHz
Kanály	2x přijímací
Řiditelný zisk	0 - 93 dB
Maximální vstupní výkon	+10 dBm

Na Obrázek 7.4 je zjednodušené blokové schéma přijímače [41]. Dle výrobce je pro používané pásmo šumové číslo menší než 4 dB.

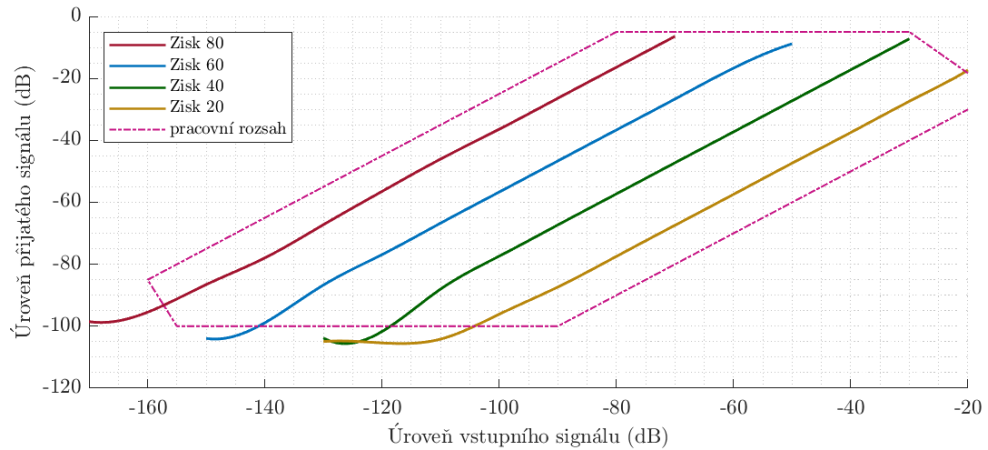


Obrázek 7.4 Blokové schéma přijímače TwinRx-80

Dynamický rozsah

Přijímací moduly TwinRx-80 mají dle specifikace výrobce maximální vstupní výkon +10 dBm a umožňují programově měnit zisk v rozsahu 0-93 dB (dále v textu označeno jako *UsrpGainRx*). Výsledný zisk závisí na nosné frekvenci, tedy výsledné cestě signálu (použitými filtry, atenuátory atd.) pro zvolené pásmo. Následující parametry a vlastnosti jsou stanoveny ze změřených hodnot na nosné frekvenci 3,41 GHz.

Pro měření byl použit CW signál z generátoru SMB100A na nosné frekvenci 3,411 GHz (navzorkovaný signál je na mezifrekvenci 1 MHz); výstupní výkon v rozsahu -20 dB do -130 dB; pro zisky přijímače s hodnotami 20, 40, 60 a 80 dB. Na Obrázek 7.5 jsou výsledné průběhy úrovně přijatého signálu. Na základě lineární oblasti lze stanovit rovnici (7.1) určující pracovní rozsah přijímače a určit, zda s daným vstupním signálem a nastaveným ziskem bude pracovat v lineární oblasti nebo bude v saturaci či signál bude pod úrovní šumu.



Obrázek 7.5 Úroveň přijatého signálu pro různé zisky $UsrpRxGain$

$$ReceivedSignalSignal = InputSignalLevel + UsrpRxGain - 48 - 30, \quad (7.1)$$

kde:

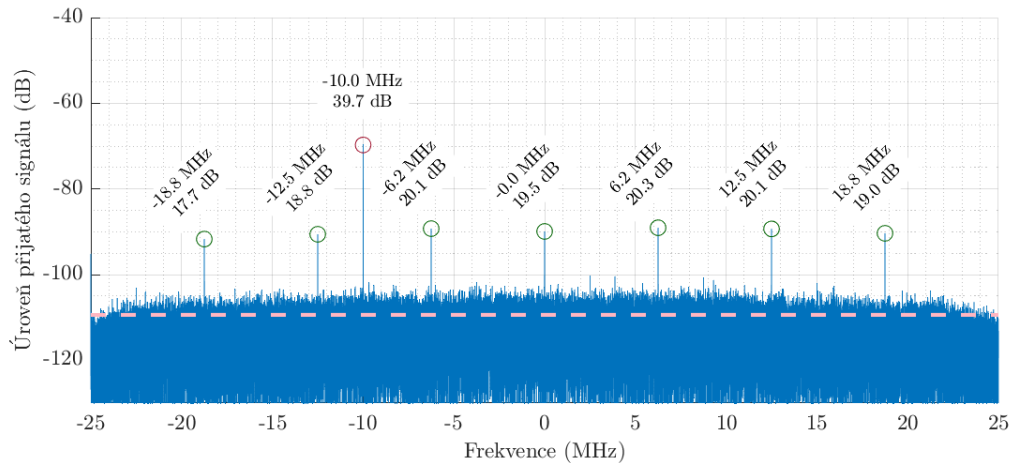
- $InputSignalLevel$ je úroveň vstupního signálu (dB),
- $UsrpRxGain$ je nastavený zisk přijímače (dB),
- $ReceivedSignalSignal$ je úroveň digitalizovaného signálu (dB).

Největšího pracovního rozsahu přijímače je dosaženo při nastaveném zisku přibližně 35 dB, pak saturace nenastane pro signál slabší než -25 dB (+5 dBm) a nebude ztracen v šumu, pokud je silnější než -120 dB (-90 dBm).

Šum a falešné rušivé kmitočty

Měření prahových šumových vlastností bylo provedeno na všech osmi přijímacích kanálech se zakončenými vstupy 50Ω přizpůsobovací impedancí. Měření proběhlo pro zisky $UsrpRxGain$ od 10 dB až po maximální hodnotu s krokem 10 dB, a to za studeného stavu přijímače a po hodině provozu.

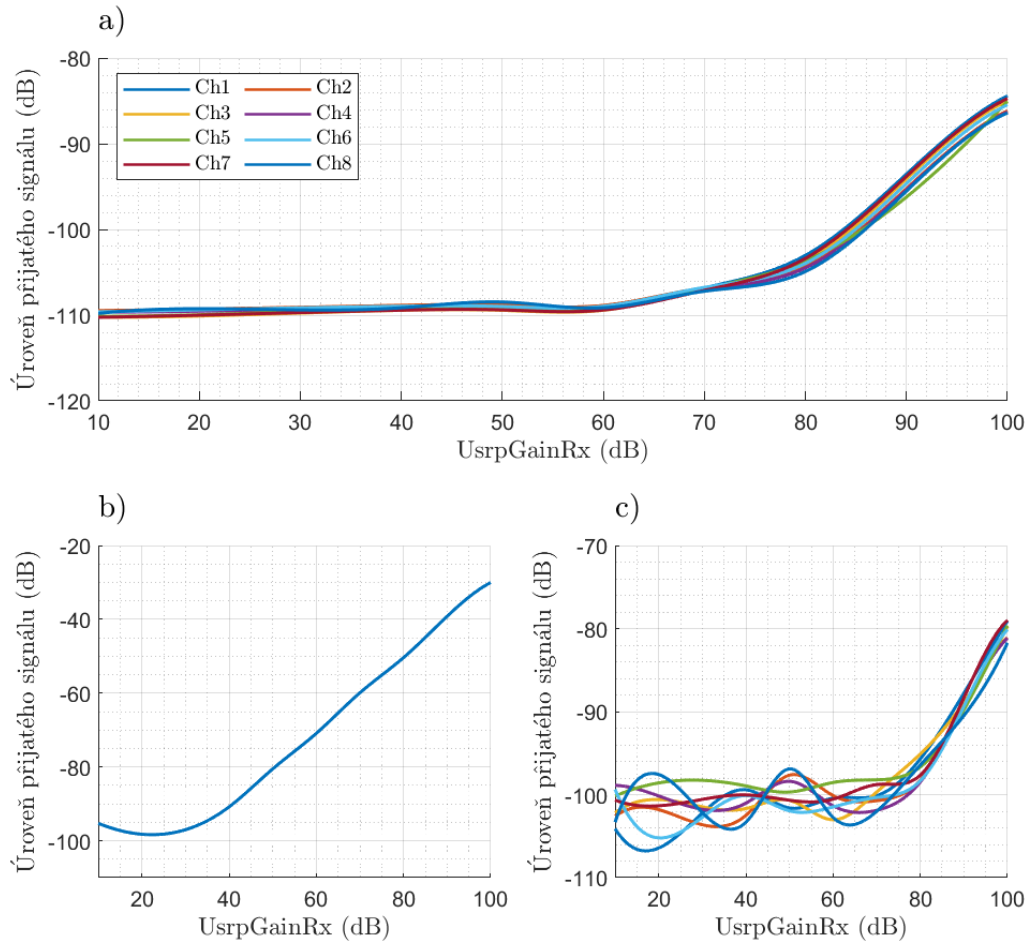
Na Obrázek 7.6 je spektrum navzorkovaného signálu na zakončeném přijímacím kanálu Ch3 s nastaveným ziskem $UsrpGainRx$ 60 dB. Přerušovanou čarou je naznačen šumový práh (Noise Floor), ten je v této práci stanoven jako střední hodnota spektra navzorkovaného signálu plus rozptyl $\bar{x} + \sigma(x)$ neužitečného navzorkovaného signálu. Práh je v tomto případě $-115 + 5 = -110$ dB. Na obrázku je dobře patrný přeslech hodinového signálu na frekvenci -10 MHz s úrovní téměř 40 dB nad prahem šumu. Dále je vidět sedm nežádoucích harmonických signálů, které nejsou součástí původního vstupního signálu, ale jsou generovány v důsledku nelinearit nebo nedokonalostí v ADC. Tyto rušivé signály (tzv. spurs) se nachází na pozicích násobků 6,2 MHz a s úrovní 20 dB nad šumovým prahem.



Obrázek 7.6 Spektrum navzorkovaného signálu kanálu Ch3 při UsrpGainRx 60 dB

Z výsledů lze konstatovat, že šumové vlastnosti jednotlivých přijímačů se mezi sebou zásadně neliší, a to ani po zvýšení teploty do provozního stavu po jedné hodině provozu. Na Obrázek 7.7 jsou zobrazeny pro všechny přijímací kanály různé parametry navzorkovaného signálu, při zakončených vstupech charakteristickou impedancí 50 ohmů v závislosti na nastaveném zisku *UsrpRxGain*. Z uvedených průběhů lze učinit následující závěry:

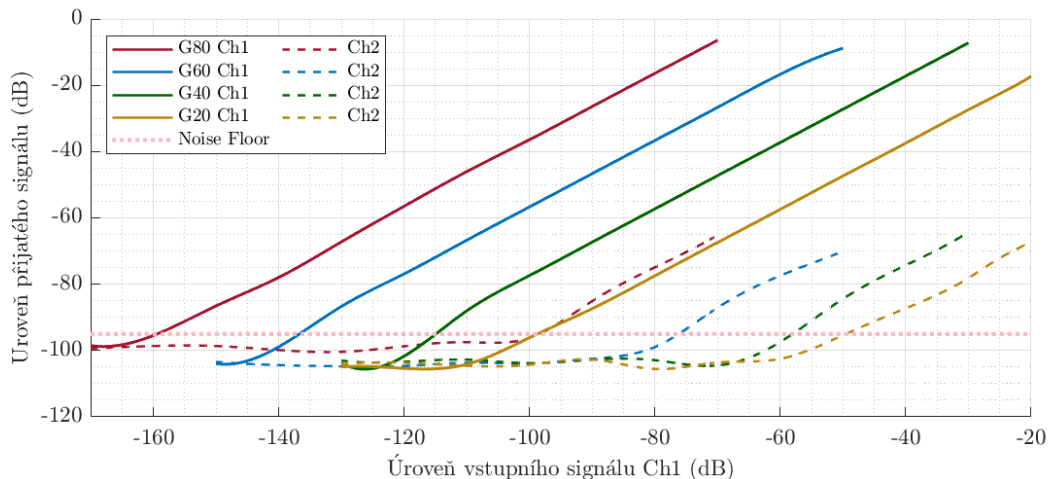
- Z Obrázek 7.7 a) je patrné, že průběh šumového prahu se na všech 8 kanálech téměř neliší, a dále je patrné, že od nastavené hodnoty zisku cca 60 dB práh šumu roste;
- Z Obrázek 7.7 b) je patrné, že úroveň přeslechu hodinového signálu (*RefClk*) je identická pro všechny kanály a od hodnoty nastaveného zisku 30 dB lineárně roste;
- Z Obrázek 7.7 c) je zřejmé, že průměrné hodnoty nežádoucích harmonických složek signálu od hodnoty nastaveného zisku cca 80 dB lineárně rostou.



Obrázek 7.7 a) stanovený práh šumu, b) hodinový signál, c) průměrné hodnoty spurs

Přeslech

V rámci tohoto ověřovacího experimentu byl do kanálu Ch1 vysílán kontrolní signál. Následně byl zaznamenán signál na Ch1 a Ch2, který je na stejné desce plošných spojů (fyzicky blízko Ch1). Na Obrázek 7.8 je kontinuální čarou zobrazen průběh úrovně přijatého signálu v závislosti na úrovni vstupního signálu do kanálu Ch1 pro různé zisky přijímače (od 20 do 80 dB), přerušovaná čára je úroveň přijatého signálu na kanálu Ch2. Ten vznikl přeslechem z Ch1. V Tabulka 7.2 jsou shrnuty úrovně přeslechu signálu z Ch1 do Ch2. Jedná se o rozdíl Ch1 a Ch2 v lineární části průběhu (tj. v rozsahu, kdy je přijatý signál nad stanovenou úrovní šumu).



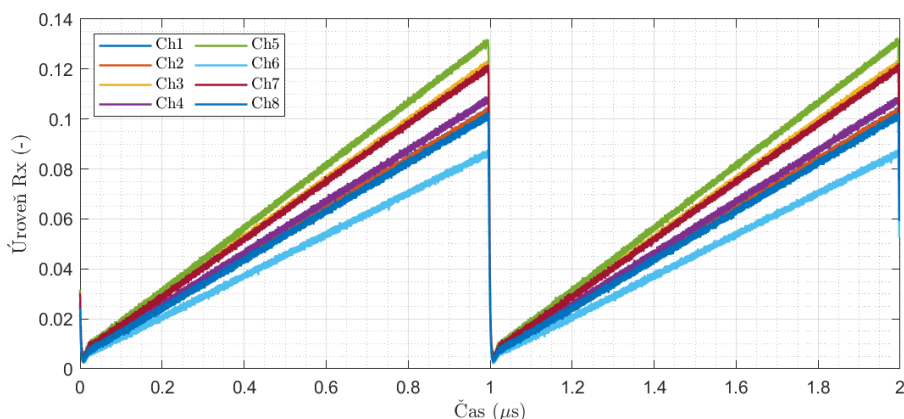
Obrázek 7.8 Přeslech signálu mezi sousedními kanály

Tabulka 7.2 Změřené úrovně přeslechů

UsrpGainTx (dB)	přeslech z Ch1 do Ch2 (dB)
80	-58,65
60	-60,81
40	-57,88
20	-49,54

Nesymetrie

Cílem následující analýzy je stanovení rozdílů mezi jednotlivými kanály přijímače. Pomocí osmi portového Wilkinsonova výkonového rozdělovače je na všechny vstupní kanály přijímače přiveden stejný signál generovaný **GEN0** (Obrázek 7.9). Na základě ověřených vlastností, že rozdíly na výstupních portech Wilkinsonova rozvodu jsou zanedbatelné a útlupy propojovacích kabelů jsou stejné, byl určen relativní rozdíl v úrovni přijátého signálu mezi jednotlivými kanály (Tabulka 7.3), rozdíl je až -1,5 dB oproti nejsilnějšímu.

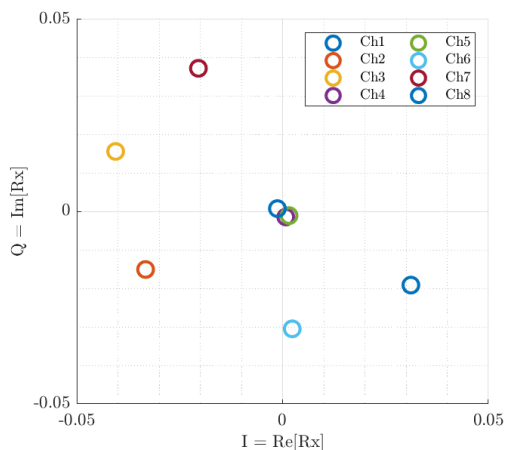


Obrázek 7.9 Rozdílná úroveň přijátého signálu na jednotlivých Rx kanálech

Tabulka 7.3 Normované rozdíly výkonu přijatého signálu na jednotlivých Rx kanálech

kanál	Ch1	Ch2	Ch3	Ch4	Ch5	Ch6	Ch7	Ch8
rozdíl (dB)	-0.79	-0.75	-0.03	-0.84	0	-1.54	-0.05	-1.12

Další rozdílností a nedokonalostí jednotlivých kanálů je nerovnováha IQ složek. Na Obrázek 7.10 je ukázka odchylek IQ složek signálu od středu, tj. v ideálním případě by všechny IQ hodnoty kanálů byly ve středu diagramu na pozici [0, 0]. Nerovnováha IQ složek je časově proměnlivá. Dle provedených měření je maximálně 5 % z rozsahu amplitudy.



Obrázek 7.10 Nerovnováha IQ složek

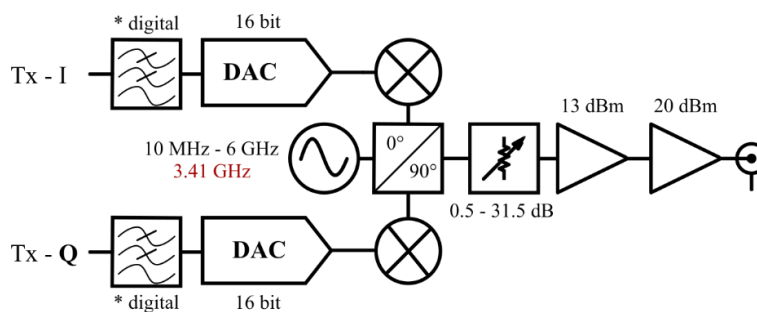
7.1.2 Vysílač UBX-160

Jednotka USRP-2954R obsahuje dva moduly UBX-160. Modul UBX-160 obsahuje vysílací a přijímací část. V systému USRP Radaru je využívána pouze vysílací část, jejíž základní parametry jsou shrnuty v Tabulka 7.4 [42].

Tabulka 7.4 Parametry modulu UBX-160

Frekvenční rozsah	10 MHz - 6 GHz
Šířka pásma	160 MHz
Kanály	1x vysílací, 1x přijímací
Řiditelný zisk	0 - 31,5 dB
Maximální výstupní výkon	20 dBm

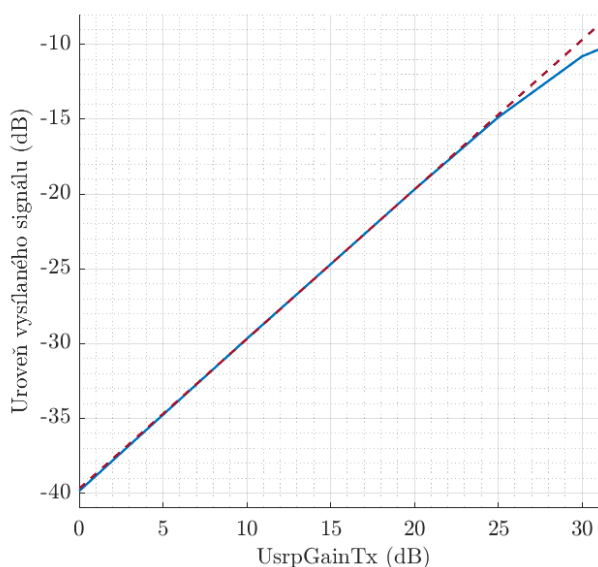
Na Obrázek 7.11 je zjednodušený digram vysílací části modulu UBX-160 [43].



Obrázek 7.11 Diagram vysílače UBX-160

Výstupní výkon

Na Obrázek 7.12 je průběh závislosti (linearity) nastaveného zisku vysílače ($UsrpGainTx$) a skutečného (změřeného) výstupního výkonu. Závislost lze stanovit rovnicí (7.2). Lineární nastavení zisku je zhruba v rozsahu od 0 do 25 dB.



Obrázek 7.12 Závislost nastaveného zisku a výstupního výkonu (modře změřený, červeně stanovený dle rovnice (7.2))

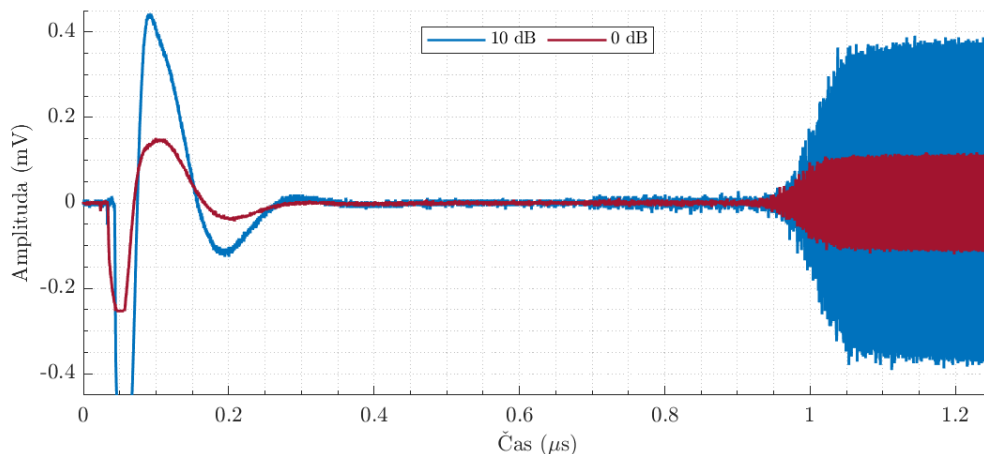
$$TransmittedSignalLevel = UsrpTxGain - 9,7 - 30 \quad (7.2)$$

kde:

- $TransmittedSignalLevel$ je úroveň výstupního signálu (dB),
- $UsrpTxGain$ je nastavený zisk vysílače (dB).

Limity vysílaných signálů

Na Obrázek 7.13 jsou dva průběhy CW signálu na frekvenci 3,41 GHz pořízené osciloskopem, s nastaveným ziskem $UsrpGainTx$ 0 a 10 dB. Zapnutí vysílače je doprovázeno přechodovým jevem, ten je úměrný nastavenému zisku, a jeho amplituda je mnohem větší než samotného signálu. V čase cca 0,7 μ s začíná USRP vysílat signál dle zadaných IQ dat.

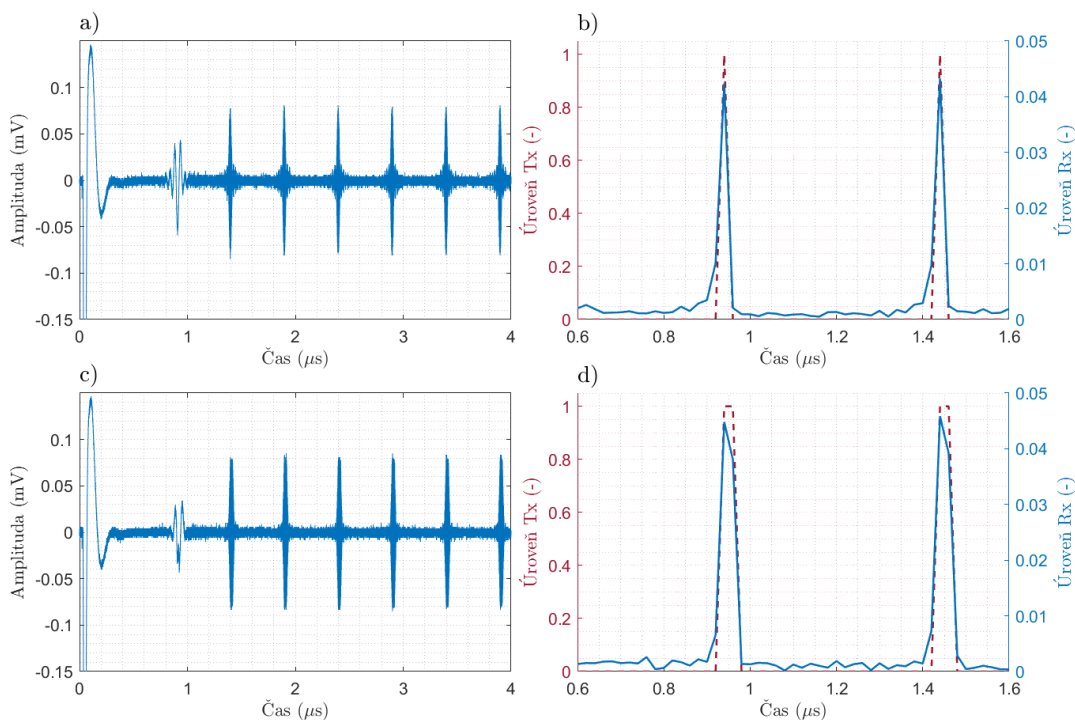


Obrázek 7.13 „Náběh“ vysílače

Na Obrázek 7.14 je ukázka vysílání a příjmu dvou variant pulsního signálu NOP, kde:

- záznam z osciloskopu, $\tau = 20 \text{ ns}$ a $PRI = 500 \text{ ns}$, tedy 1 vzorek na puls,
- detail přijatého signálu (modře) modulem TwinRx a průběh vysílaných IQ dat (červeně) modulem UBX,
- záznam z osciloskopu, $\tau = 40 \text{ ns}$ a $PRI = 500 \text{ ns}$, tedy 2 vzorky na puls,
- detail přijatého signálu (modře) a průběh vysílaných IQ dat (červeně).

V čase 0,8 μs je začátek prvního pulsu, je vidět že je deformovaný, to je pravděpodobně způsobeno digitálními filtry. Jejich ustálení trvá několik desítek vzorků. V praxi tento nežádoucí jev bude pouze u synchronizační sekvence. Dále v praxi nebude vysílán puls s takto málo vzorky, záměrem tohoto měření bylo ověření limitů vysílače a přijímače.

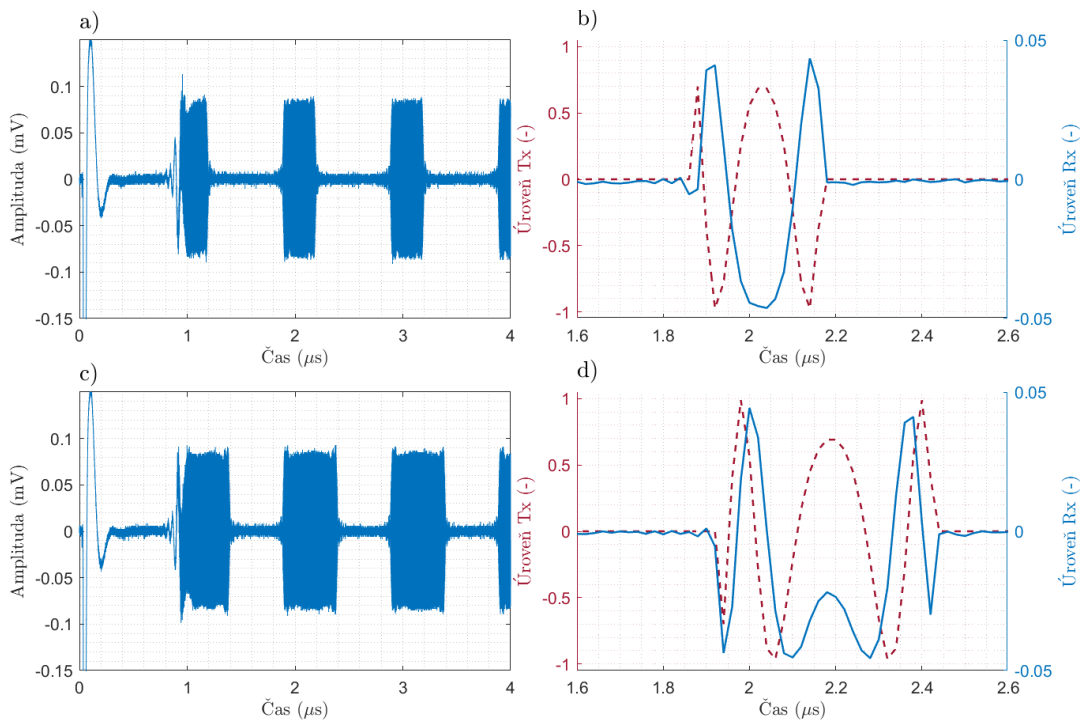


Obrázek 7.14 Velmi krátký NOP puls

Na Obrázek 7.15 je ukázka vysílání a příjmu dvou variant LFM signálu kde:

- $\tau = 300 \text{ ns}$, $PRI = 1 \mu\text{s}$ a $BW = 20 \text{ MHz}$, tedy 15 vzorků na puls,
- detail přijatého signálu (modře) a průběh vysílaných IQ dat (červeně, pro přehlednost pouze reálná složka),
- $\tau = 500 \text{ ns}$, $PRI = 1 \mu\text{s}$ a $BW = 20 \text{ MHz}$, tedy 25 vzorků na puls,
- detail přijatého signálu (modře) a průběh vysílaných IQ dat (červeně, pro přehlednost pouze reálná složka).

Měření prokázalo, že vysílač a přijímač dokáže zpracovat krátký LFM puls s velikou šířkou pásma.



Obrázek 7.15 Krátký LFM puls

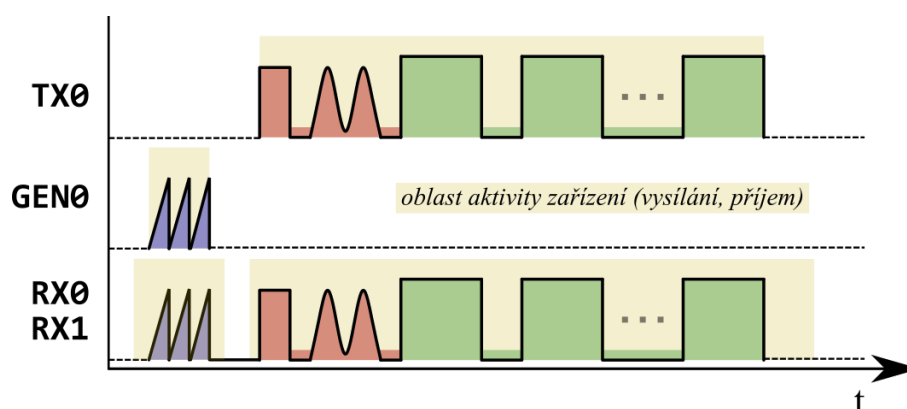
Dále byla provedena podobná měření pro pulsy s Barkerovým kódem, která prokázala schopnost vysílače a přijímače zpracovat tyto kódové pulsy.

Jako poslední bylo provedeno ověření chování vysílače a přijímače pro OFDM radarový puls. Zde je nutné brát v potaz, že vstupními daty pro vysílač jsou IQ složky ve formátu komplexního čísla s plovoucí řádovou čárkou o jednoduché přesnosti (v C++ jako `std::complex<float>`) v rozsahu $\pm 1 \pm 1j$ (platí i pro digitalizovaný signál přijímače). Neboli IQ vzorky OFDM signálu pro vysílání musí být upraveny do toho rozsahu, protože obecně může OFDM signál obsahovat špičky úrovně mnohonásobně vyšší amplitudy než $\pm\sqrt{2}$.

7.1.3 Synchronizace

Výše představené propojení USRP jednotek neumožňuje fázovou koherenci všech Rx a Tx kanálů po celou dobu CPI. Pouze Tx kanály jsou mezi sebou stále fázově koherentní.

Diagram časové aktivity jednotlivých zařízení v USRP Radaru je na Obrázek 7.16. Každé vysílání **TX0** začíná synchronizačním signálem (synch sekvence). Synch sekvence je tvořena pulsem s obdélníkovou obálkou a několika periodami harmonického signálu (oranžové podbarvení). Následuje vysílání samotného radarového signálu, tj. pulsů po dobu T_{obs} (zelené podbarvení). Účelem synch sekvence je nalezení začátku vysílání v přijatých datech, a tím umožnit jejich rozdělení na dílčí intervaly (OFDM symboly či PRI). Ještě před aktivitou **TX0** vyšle generátor **GEN0** sekvenci pilového signálu (modré podbarvení) do synchronizačního rozvodu přijímací antény (viz kapitola 7.2.3). Tento přijatý signál je uložen samostatně a slouží k nalezení fázových korekcí přijímače. Pomocí těchto korekcí je následně fázově kompenzován přijatý signál na všech přijímacích kanálech.



Obrázek 7.16 Diagram časové aktivity zařízení v USRP Radar

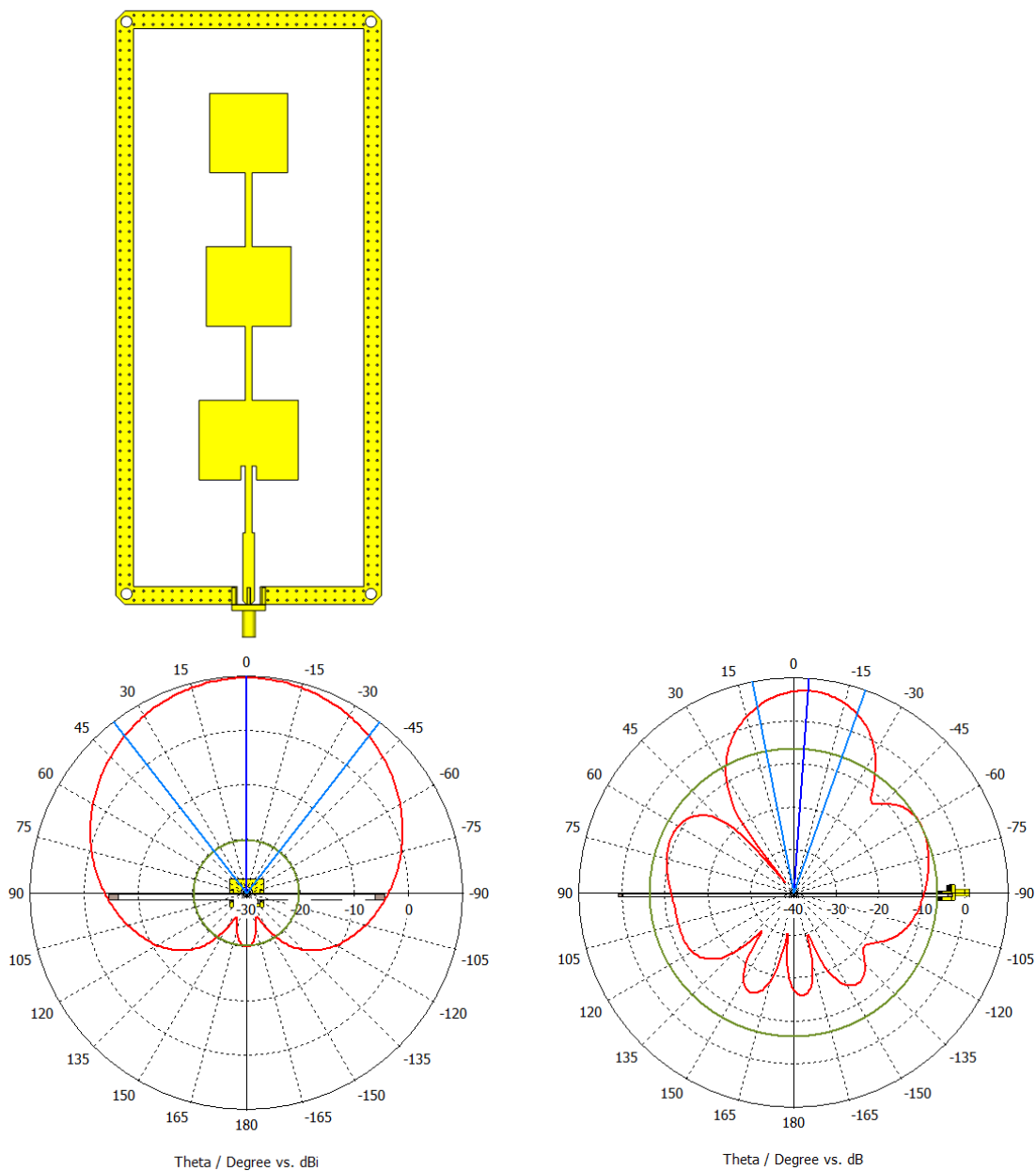
7.2 Anténní systém

Pro experimentální ověření byly navrženy a zkonstruovány anténní systémy, jak pro více kanálové vysílání, tak pro více kanálový příjem. Antény byly navrženy pro kmitočet 3,41 GHz. Návrh anténních prvků a lineární anténní řady, které jsou v následující části této práce popsány, nebyl cílem ani součástí této disertační práce. Tyto anténní prvky vznikly v rámci kolektivní činnosti výzkumné skupiny, již je autor členem. Z důvodu využití prvků při experimentálním ověřování uvádím jejich popis a využití.

7.2.1 Anténní element

Referenční strukturu anténního elementu tvoří tříprvková planární patch anténní řada se sériovým napájením (Obrázek 7.17, nahoře). Tato struktura byla zvolena z důvodu dosažení vyššího zisku a užšího svazku v elevaci, než je tomu u klasického jedno-prvkového patch anténního elementu.

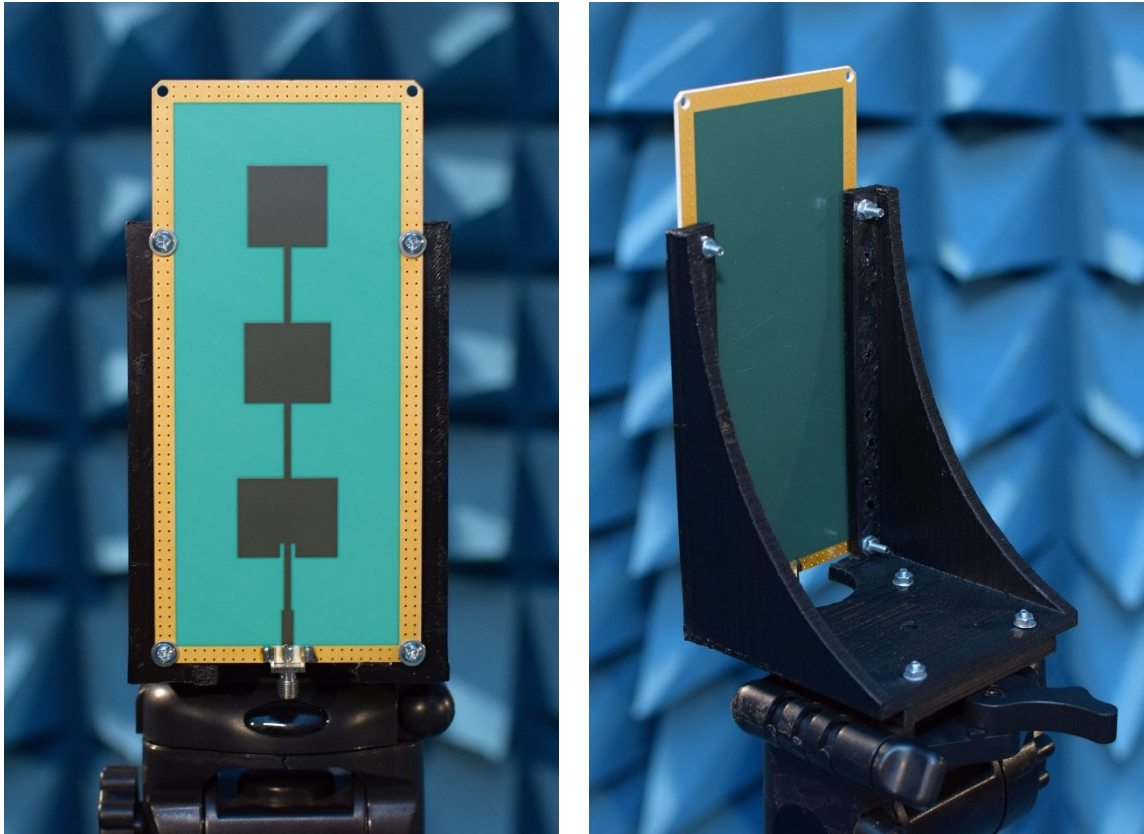
V Tabulka 7.5 jsou uvedeny parametry anténního elementu. Na Obrázek 7.17 dole jsou vyneseny simulované (CST MW Studio) vyzářovací charakteristiky v řezu vertikální a horizontální rovinnou. Na Obrázek 7.18 je fotografie zhotoveného prototypu anténního elementu v navrženém a pomocí 3D tisku vyrobeném držáku připevněném na standardním stavivu. Celkem byly vyrobeny dva kusy, které jsou určeny pro vysílání.



Obrázek 7.17 Model (nahore) a vyzářovací diagramy anténního elementu (vlevo horizontální, vpravo vertikální rovina)

Tabulka 7.5 Parametry anténního elementu

Rozměr	45x169mm
Zisk v azimutu (horizontální rovina)	9,68 dBi
Zisk v elevaci (vertikální rovina)	10 dBi
3 dB šířka svazku v rovině azimutu; φ_{3dB}	75,8° ($\pm 37,9^\circ$)
3 dB šířka svazku v rovině elevace; ϑ_{3dB}	30,9° ($\pm 15,5^\circ$)
Směr hlavního svazku v azimutu	0°
Směr hlavního svazku v elevaci	-5°
F_c	3,41 GHz
S_{11}	-24 dB

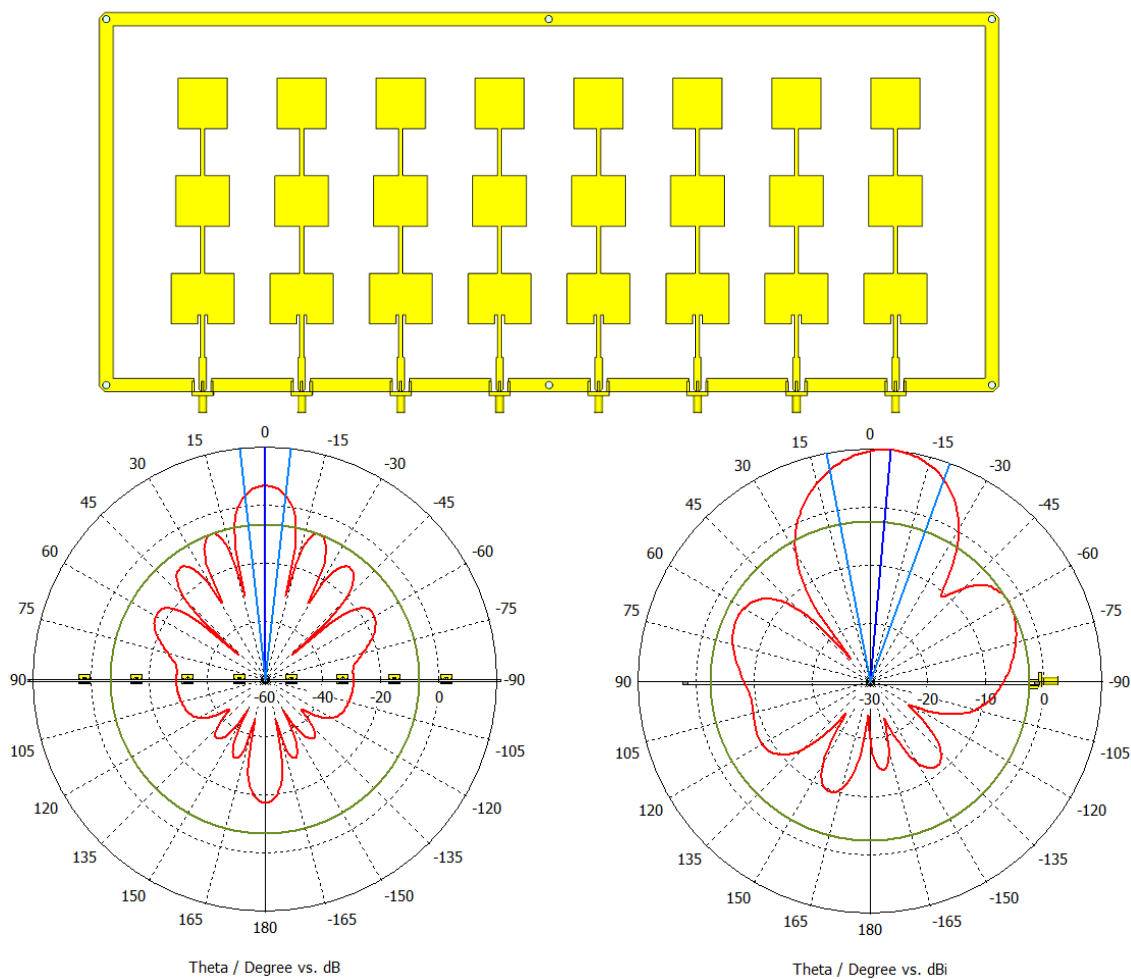


Obrázek 7.18 Fotografie anténního elementu

7.2.2 Lineární anténní řada

Pro vícekanálový příjem radarového signálu byla využita planární anténní řada tvořená osmi anténními elementy, popsány v přechozí části této práce, umístěnými vedle sebe s roztečí $\lambda/2$.

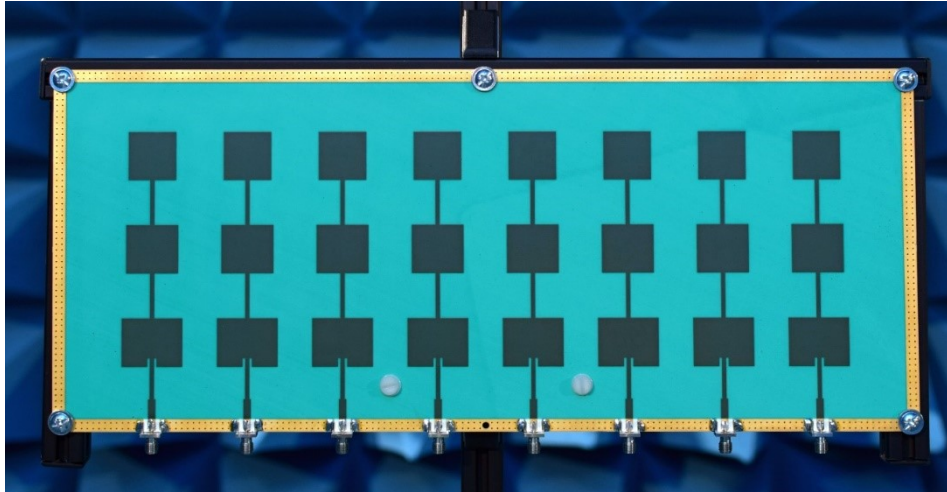
V Tabulka 7.6 jsou uvedeny základní parametry této anténní řady a na Obrázek 7.19 jsou vyneseny simulované (CST MW Studio) vyzářovací charakteristiky v řezu vertikální a horizontální rovinou. Na Obrázek 7.20 je fotografie zhotovené anténní řady, ta je mechanicky připevněna do rámu z hliníkových profilů vsazených do stativu.



Obrázek 7.19 Model (nahore) a vyzarovaci diagramy osmi prvkove lineární antény řady (vlevo horizontální, vpravo vertikální rovina)

Tabulka 7.6 Parametry osmi prvkove lineární antény řady

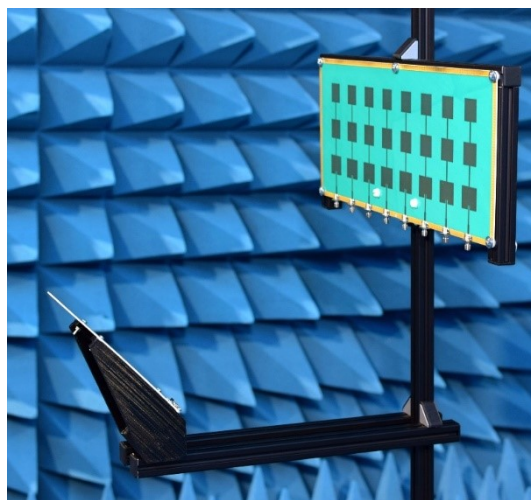
Rozměr	400x169mm
Zisk v azimutu (horizontální rovina)	19 dBi
Zisk v elevaci (vertikální rovina)	19,2 dBi
3 dB šířka svazku v rovině azimutu; φ_{3dB}	12,4° ($\pm 6,2^\circ$)
3 dB šířka svazku v rovině elevace; ϑ_{3dB}	30,7° ($\pm 15,4^\circ$)
Směr hlavního svazku v azimutu	0°
Směr hlavního svazku v elevaci	-4°
F_c	3,41 GHz



Obrázek 7.20 Fotografie osmi prvkové lineární anténní řady

Synchronizace

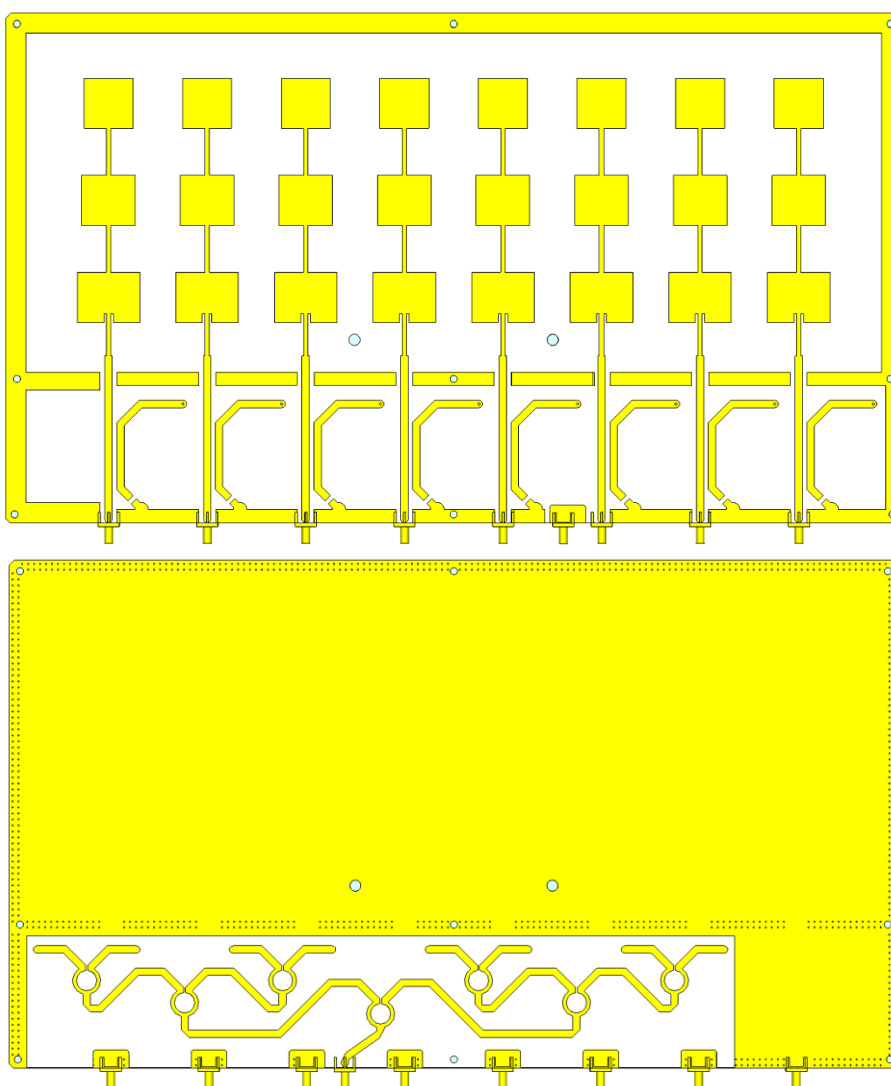
Pro účely fázové synchronizace byl nejprve experimentálně ověřován systém využívající pomocnou synchronizační anténu umístěnou před přijímací anténní řadou – viz Obrázek 7.21. Touto pomocnou anténou jsou v pravidelných intervalech vysílány synchronizační signálové sekvence. Synchronizační signál z této antény dopadá na jednotlivé prvky anténní řady s téměř stejnou fází, rozdíl je dán pouze kulovým charakterem vlnoplochy signálu dopadajícího na anténní řadu, který je znám a numericky definovaný. Na jednotlivých přijímačích radarového systému se následně určí vzájemné rozdíly fáze příchozích signálů, které by v ideálním případě měly být nulové (zahrneme-li korekci kulové vlnoplochy), a pokud nejsou, tak se takto obdržené rozdíly odečtou od fáze radarového signálu přijatého pro vyhodnocení polohy cílů. Nicméně nevýhodou tohoto způsobu synchronizace jsou vysoké nároky na přesnost umístění anténního systému a pro naprosto korektní funkčnost by bylo nutné umístit synchronizační anténu do vzdálené zóny od anténní řady. Z těchto důvodů bylo nakonec přikročeno k jinému způsobu synchronizace, který je založen na využití synchronizačních rozvodů integrovaných přímo do přijímací anténní řady. Popis tohoto způsobu synchronizace je uveden v následující kapitole.



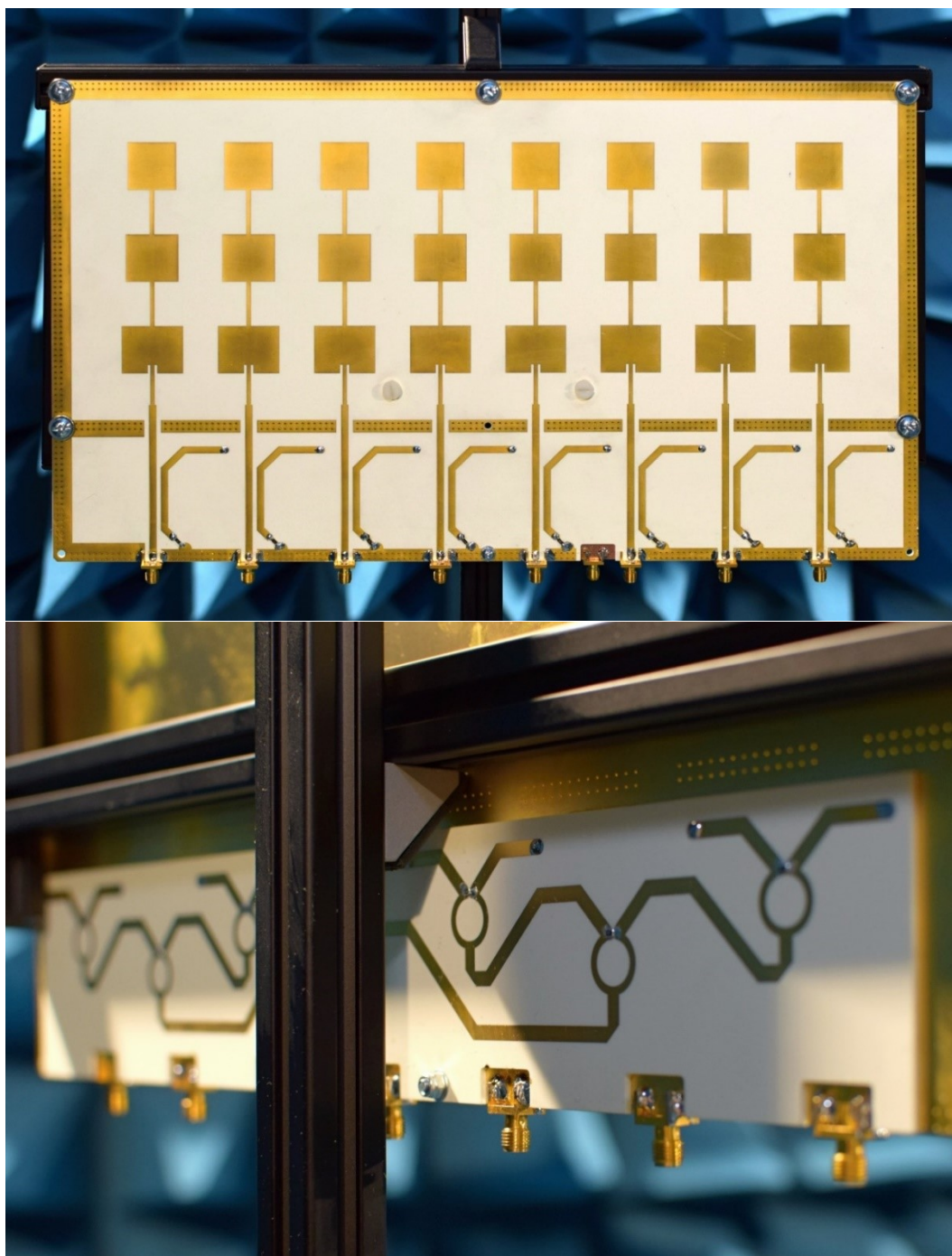
Obrázek 7.21 Přijímací osmi prvková lineární anténní řada s vysílacím elementem pro synchronizaci

7.2.3 Lineární anténní řada se synchronizačním rozvodem

Jak již bylo zmíněno, druhým přístupem pro fázovou synchronizaci všech osmi přijímacích kanálů je vytvoření integrovaných rozvodů kalibračního vedení přímo na přijímací anténní řadě (Obrázek 7.22 a Obrázek 7.23). Anténní řada má stejné parametry zisku a vyzařovací charakteristiky jako předchozí varianta. Za použití děličů výkonu, fázových členů a odbočnic je vytvořeno kalibrační vedení, do kterého je přiváděn v definovaných časových okamžicích kalibrační signál z generátoru **GEN0**. Tento kalibrační signál je kalibračním rozvodem přiveden se stejnou amplitudou a stejnou fází na výstup osmi kanálové přijímací anténní řady. Na základě změřených fázových rozdílů na jednotlivých kanálech přijímače je proveden výpočet korekčních koeficientů. Výhoda integrovaných rozvodů kalibračního signálu spočívá v kompaktnosti konstrukčního provedení, vyšší přesnosti kalibrace a lepší spolehlivosti.



Obrázek 7.22 Model osmi prvkové lineární anténní řady se synchronizačním rozvodem



Obrázek 7.23 Fotografie osmi prvkové lineární anténní řady se synchronizačním rozvodem

7.2.4 MIMO

Pro aplikaci MIMO radarového systému byly vysílací antény upevněny, a to opět s využitím navržených držáků vyrobených pomocí 3D tisku a hliníkového profilu, do vzájemné vzdálenosti 4λ , tedy 351,6 mm (Obrázek 7.24). V kombinaci s přijímací osmi elementovou řadou vznikne anténní MIMO systém 2x8 (2Tx-8Rx).



Obrázek 7.24 Dva vysílací anténní elementy v nastavení pro MIMO

8 Porovnání standardních pulsních radarů s OFDM radarovým senzorem

Kapitola je zaměřena na porovnání výsledků zejména úhlových rozlišovacích schopností klasických pulsních radarů s výsledky, kterých je dosaženo s využitím OFDM radaru, a především jeho varianty v MIMO režimu. V závislosti na navržených scénářích byla experimentální měření zaměřena i na možnosti odhadu vzdálenosti a rychlosti. Na rozdíl od kapitoly 6, kde bylo toto porovnání provedeno s využitím řady simulačních modelů v rámci různých scénářů, je zde porovnání provedeno na základě experimentálního ověření s využitím radarového senzoru na bázi USRP, popsaného v kapitole 7.

Měření bylo prováděno v exteriéru na travnaté ploše, tak aby odpovídalo reálným podmínkám, kde může být radarový senzor nasazen a současně tak, aby lokalita poskytovala dostatečný prostor pro testování pohyblivých cílů v dostatečných vzdálenostech.

Měřicí pracoviště se stávalo ze samotného radarového systému na bázi USRP, který umožňoval měřit jak scénáře 1Tx-1Rx, tak i scénáře 2Tx-8Rx. K tomuto senzoru byly připojeny dříve popsané anténní systémy. Napájení bylo realizováno s využitím elektrocentrály. Jako statické cíle byly využity koutové odražeče ($RCS \approx 3$ dBsm) či osobní automobily ($RCS \approx 10$ dBsm). Pro ovládání USRP Radaru a uložení dat byl využit stolní PC. Sestavené měřicí pracoviště je na fotografiích v příloze D. Vysílací výkon $UsrpGainTx$ byl nastaven na 20 dBm a zisk přijímače $UsrpGainRx$ byl 60 dB.

Následující podkapitoly popisují jednotlivé scénáře experimentálního ověřování. Tyto scénáře byly voleny a nastaveny s ohledem na rozměrové možnosti lokality, ve které se měření provádělo, a na šumové a výkonové možnosti využívaného radarového senzoru. Uváděné dosahy a dosažené výsledky byly limitovány především malým vysílaným výkonem, vysokým cluttem způsobeným odrazy od terénu, přeslechem mezi vysílací a přijímací anténou a v neposlední řadě nevyvážeností IQ složek v přijímacích kanálech po kvadraturní demodulaci (neovlivnitelná vlastnost využívaných USRP).

8.1 Scénář č. 1 – pulsní a OFDM režim se statickými cíli

V tomto scénáři byly využity tři statické cíle umístěné dle Tabulka 8.1, přičemž každý cíl se nacházel v jiné vzdálenostní rozlišovací buňce radarového senzoru. Cílem bylo ověřit pouze schopnost radarového senzoru detekovat tyto tři statické cíle s využitím různých typů pulsních radarových signálů. Pro příjem signálu bylo využito celé osmi prvkové anténní pole, přičemž signály z jednotlivých kanálů byly vzájemně sečteny (po fázové korekci) tak abychom obdrželi anténní svazek, který odpovídá osmi prvkovému anténnímu poli s rovnoměrným rozložením amplitud a fází. Rozmístění jednotlivých cílů je znázorněno na situačním schématu na Obrázek 8.1.

Tabulka 8.1 Cíle ve scénáři č. 1

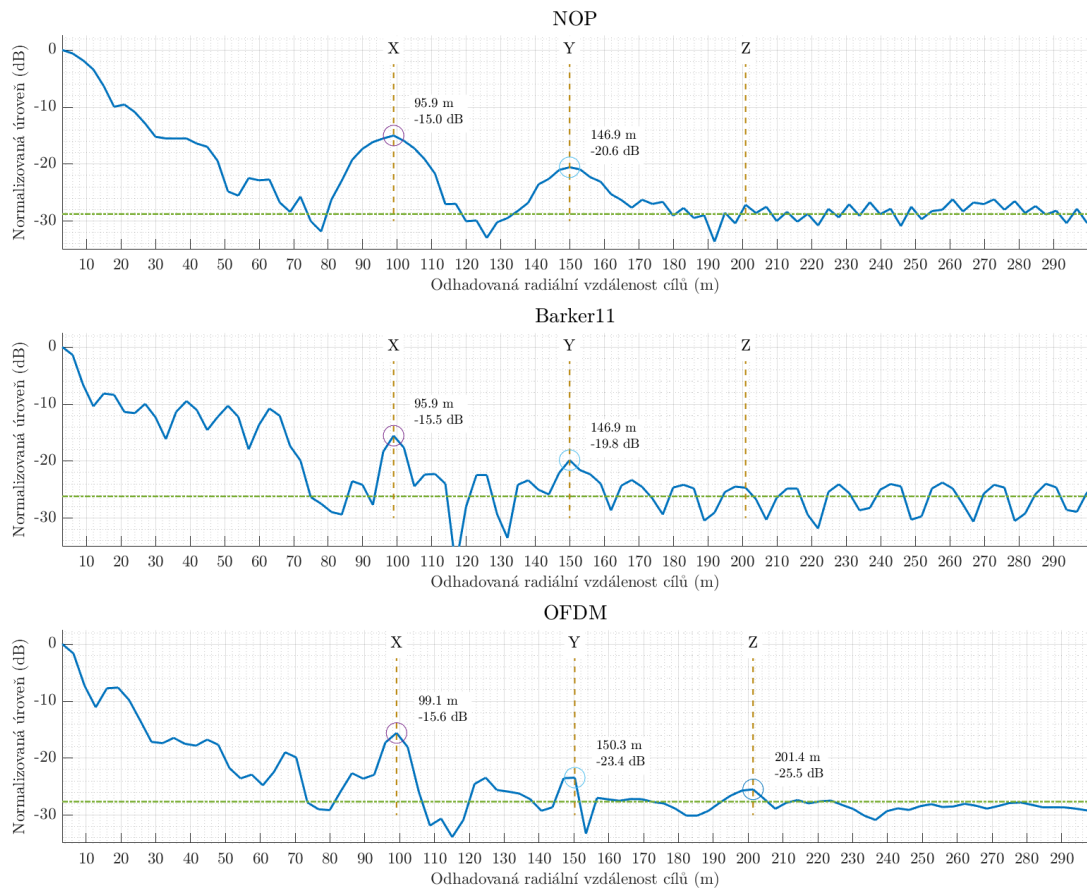
cíl	cílená vzdálenost (m)	typ
X	100	koutový odražeč
Y	150	osobní automobil
Z	200	koutový odražeč



Obrázek 8.1 Situační schéma scénáře č. 1 na satelitním snímku [44]

Radiální dosah

Na Obrázek 8.2 jsou zobrazeny průběhy odhadované radiální vzdálenosti jednotlivých cílů pro signály NOP, Barker11 a OFDM. Z obrázků je zřejmé, že nejlepší detekční vlastnosti je dosahováno pro OFDM puls, při využití pulsu bez vnitropulsní modulace (NOP) nebyl detekován nejvzdálenější cíl. Důvodů, proč je detekce relativně špatná, je několik. První z nich byly popsány v úvodu této kapitoly, jedná se tedy především o malý vysílací výkon, který v kombinaci s velkým cluttreem a vícecestným šířením (odrazy signálu od terénu) způsobí velmi špatný odstup signálu od šumu na straně přijímače (dle měření se pohybujeme kolem hodnoty -20 až -30 dB). Dalším důvodem je dysbalance ve výkonovém zisku zpracování jednotlivých přijímacích kanálů (viz kapitola 7.1.1), což vede k částečné deformaci anténního svazku a zvýšení odstupů postranních laloků (což má zásadnější dopady na určení směru příchodu signálu – viz další část experimentálního ověření), a v neposlední řadě má na parametry přizpůsobené filtrace dopad nevyváženost IQ složek v přijímacích kanálech po kvadratické demodulaci. Nicméně měření prokázalo, že pro tuto práci klíčovým OFDM pulsem jsme schopni detekovat statický cíl do vzdálenosti 200 m, což představuje vymezení prostoru pro další experimentální ověření.



Obrázek 8.2 Odhad vzdálenosti pro signály NOP, Barker11 a OFDM

8.2 Scénář č. 2 – pulsní režim a bližší statické cíle

Na základě výsledků z předchozího scénáře se další experimentální ověření zaměřuje na určení směru příchodu signálu odraženého od bližších stacionárních cílů (odhad azimutu cílů) s použitím pulsních LFM signálů v režimu MISO a MIMO. Pozice jednotlivých cílů jsou v Tabulka 8.2. Situační schéma umístění cílů je podobné jako ve scénáři č. 1, jen s kratšími vzdálenostmi. Azimut zkušebních cílů je stanoven z koordinátu získaných satelitní navigací, vzhledem v obvyklé odchylce navigací (více jak 4 m) nelze tak zkušební azimut považovat za validační hodnotu, ale pouze odhad.

Tabulka 8.2 Cíle ve scénáři č. 2

cíl	cílená vzdálenost (m)	azimut (°)	typ
X	50	≈5	koutový odražeč
Y	100	≈16,2	koutový odražeč

Na následujícím Obrázek 8.3 jsou zaznamenány výsledné průběhy odhadu azimutální polohy jednotlivých cílů s využitím standardního režimu 1Tx-8Rx a s využitím MIMO radarového režimu 2Tx-8Rx. Určení směru příchodu signálu je rozděleno samostatně pro cíl X a Y z důvodu, že se každý z těchto cílů nachází v jiné vzdálenostní rozlišovací buňce senzoru.

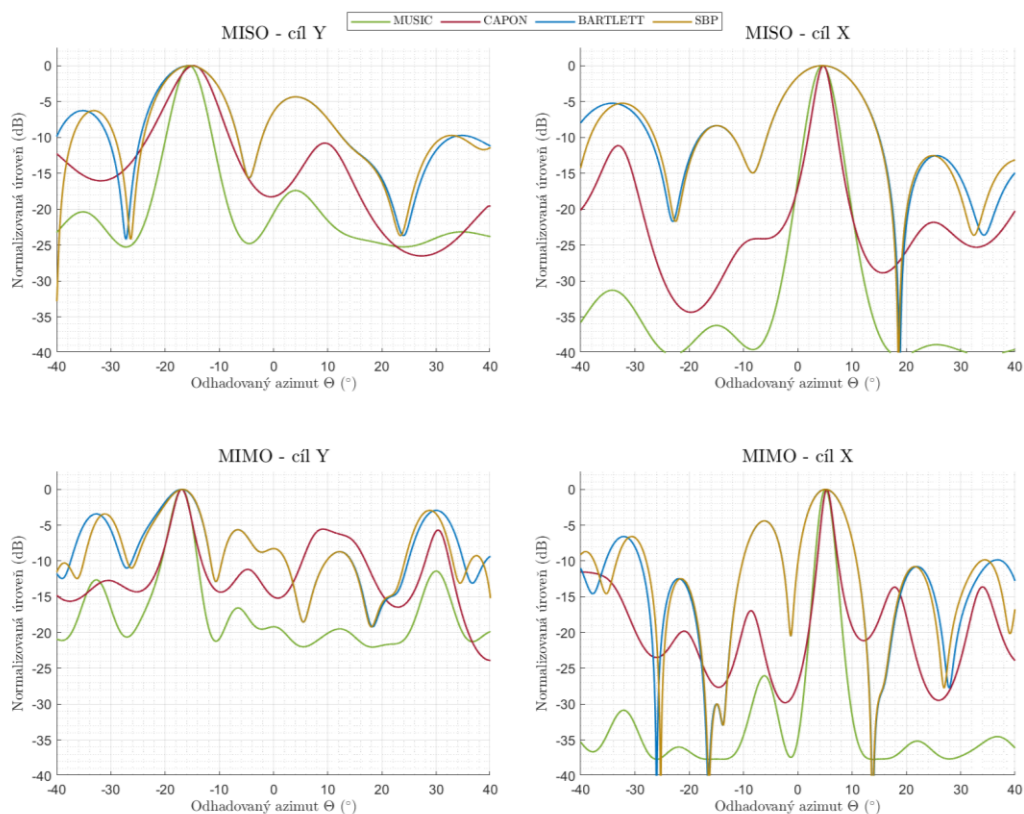
Pro toto měření byla využita vnitropulsní LFM. Ze zobrazených výsledků lze učinit několik závěrů:

- Odhadnutý směr příchodu signálu se lehce odlišuje od zkušebních pozic radarových cílů. V případě cíle X a přístupu MISO o $-0,4^\circ$ a v případě přístupu MIMO o $0,1^\circ$. V případě cíle Y se určený azimut liší pro režim MISO o $-0,7^\circ$ a v případě režimu MIMO o $0,4^\circ$. Důvodem pro tyto odlišnosti může být jednak drobný pohyb přijímacího anténního systému zapříčiněný povětrnostními vlivy, ale též svou roli může hrát nepřesné zaměření pozic cvičných radarových cílů z mapových podkladů.
- Z výsledků je dobře patrné zúžení hlavního svazku v případě přístupu MIMO oproti standardnímu přístupu MISO. Toto zúžení je např. pro CAPON z hodnoty $2,5^\circ$ pro X, respektive 6° pro Y na hodnotu $1,5^\circ$ pro X, respektive 3° pro Y, což relativně přesně odpovídá očekávanému teoretickému i simulovanému zúžení.
- Šířka svazku v případě metod MUSIC a CAPON (Tabulka 8.3) je na první pohled větší, než byla očekávaná hodnota ze simulací. Toto rozšíření svazku je způsobeno především nízkou hodnotou odstupu signálu od šumu na vstupu přijímače (kolem hodnoty -30 dB).
- Je zřejmé zhoršení odstupu postranních laloků, které je zapříčiněno řadou výše uvedených rušivých faktorů včetně šumu a clutteru, ale především dysbalancí ve výkonovém zisku zpracování jednotlivých přijímacích kanálů, která je hardwarová a nelze ji potlačit.

Lze tedy shrnout, že toto měření prokázalo schopnost senzoru relativně spolehlivě detekovat a lokalizovat pozice zkušebních cílů s využitím klasického radarového systému využívajícího pulsní signál s vnitropulsní LFM a též prokázalo správnost navrženého konceptu MIMO radarového systému umožňujícího dosáhnout výrazného zvýšení rozlišovací schopnosti v úhlu.

Tabulka 8.3 Šířka svazku hlavního laloku odhadovaných azimutů cíle X a Y

režim	cíl	MUSIC	CAPON	BARTLETT	SBP
MISO	X	$3,5^\circ$	$2,5^\circ$	9°	9°
	Y	4°	6°	11°	$10,5^\circ$
MIMO	X	$2,2^\circ$	$1,7^\circ$	$6,4^\circ$	$6,4^\circ$
	Y	3°	3°	$7,5^\circ$	$7,1^\circ$



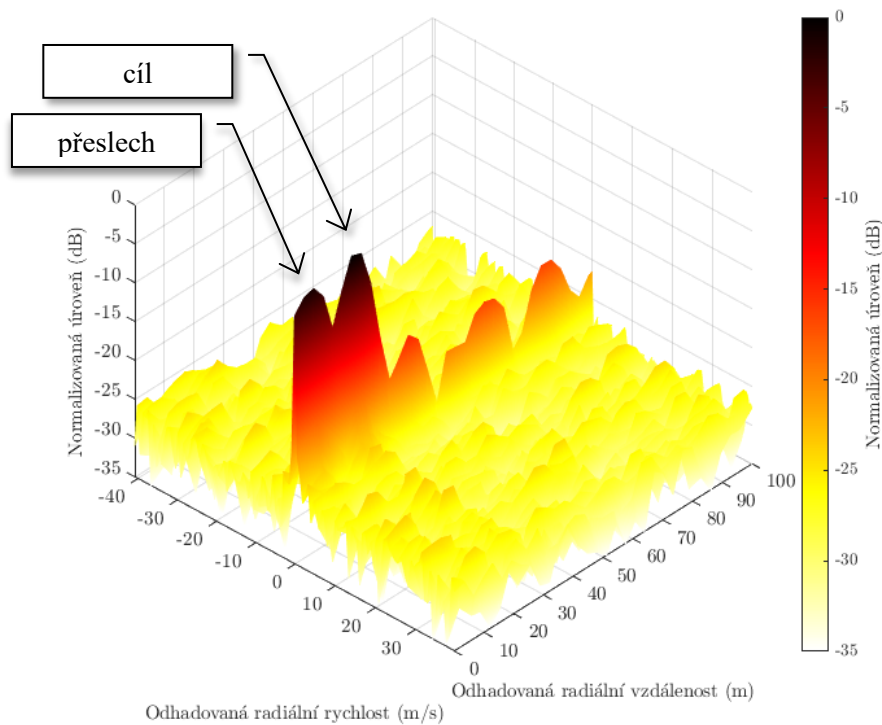
Obrázek 8.3 Odhadované azimuty (nahore v režimu MISO, vlevo cíl Y vpravo X; dole v režimu MIMO, vlevo cíl Y vpravo X)

8.3 Scénář č. 3 – OFDM režim a jeden statický cíl

Následující experimentální ověření je zaměřeno na oblast aplikace OFDM pulsního radarového signálu. Konkrétně bylo cílem analyzovat vliv použití metody Clipping na detekci cíle, vliv aplikace optimalizovaného nebo náhodného průběhu modulačních dat na jednotlivých subnosných v rámci OFDM pulsu. V neposlední řadě byl v rámci tohoto scénáře ověřován vliv aplikace MIMO radarového konceptu se zaměřením na porovnání vlivu rozdělení subnosných mezi vysílací kanály (ekvidistantního a neekvidistantního rozložení subnosných). Tyto experimenty byly prováděny s jedním blízkým cílem (osobní automobil) ve vzdálenosti 20 m a s azimutem 5° . V rámci tohoto měření byl přijímán odražený signál ještě v době vysílání OFDM pulsu, což bylo umožněno pouze díky dosažené dostatečné izolaci mezi vysílací a přijímací anténou.

Varianta s pulsním OFDM signálem v režimu SISO

Na Obrázek 8.4 je zobrazena RDM s detekovaným cílem ve vzdálenosti 20 m, špička ve vzdálenosti 0-6 m vznikne přeslechem mezní vysílací a přijímací anténou. Z obrázků je dobře patrný nulový Dopplerův posuv ve spektru, jelikož se jednalo o statický cíl.

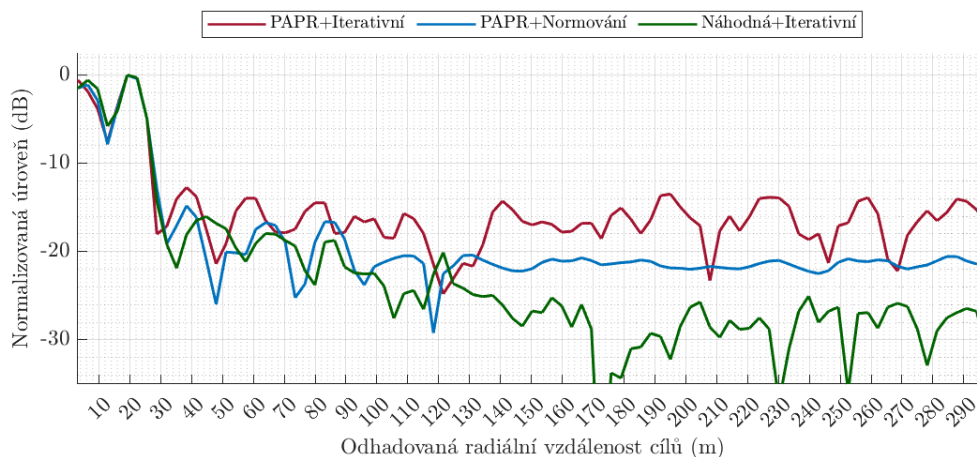


Obrázek 8.4 RDM cíle ve vzdálenosti 20 m

Pro analýzu vlivu průběhu modulačních dat na detekci cílů v RDM byly použity tři varianty úpravy OFDM signálu (Tabulka 8.4), jedná se o optimalizaci pro minimální PAPR, náhodná modulační IQ data a metodou úpravy špičkové amplitudy signálu pomocí iterativního algoritmu nebo prostého normování. Na Obrázek 8.5 je pak zobrazen výřez z výsledných RDM na nulové rychlosti (jelikož využíváme statický cíl). Ač to není z obrázku zřejmé, tak použití náhodných modulačních dat (zelený průběh) má v celém RDM nejvyšší průměrné šumové pozadí na úrovni -28 dB (určené z celé RDM). Nejlepší šumové pozadí vykazuje varianta optimalizovaného signálu s normováním amplitudy, při které nedochází k deformaci spektra. Respektive při iterativní úpravě amplitudy OFDM signálu, který vznikl na základě matice \mathbf{S} , dojde ke vzniku odchylek vůči původní matici \mathbf{S} . Toto zkreslení (odchylky) se pak při signálovém zpracování využívajícím symbolové dělení projeví, protože přijaté matice \mathbf{Y}_D se dělí zkreslenou (nepůvodní) maticí \mathbf{S} . Na druhou stranu, normování amplitudy na rozdíl od iterativní metody snižuje amplitudu celého signálu lineárně, tím i jeho výslednou energii, což vede ke snížení potenciálního možného dosahu radarového senzoru.

Tabulka 8.4 Varianty použitého OFDM signálu

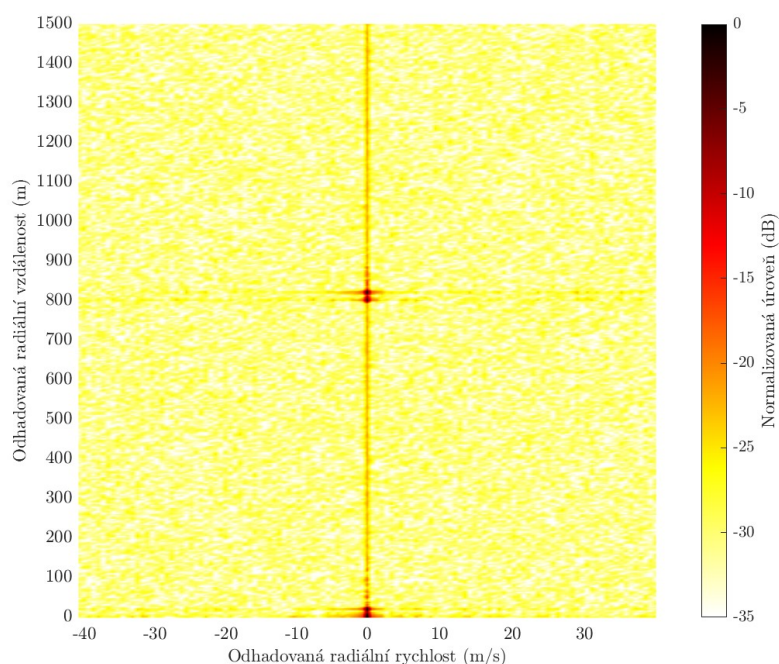
vstupní modulační IQ data	úprava amplitudy (viz kapitola 3.4.4)	střední hodnota šumového pozadí RDM (dB)
optimalizováno pro min. PAPR	iterativní	-29,86
optimalizováno pro min. PAPR	normování	-31,88
náhodná	iterativní	-28,71



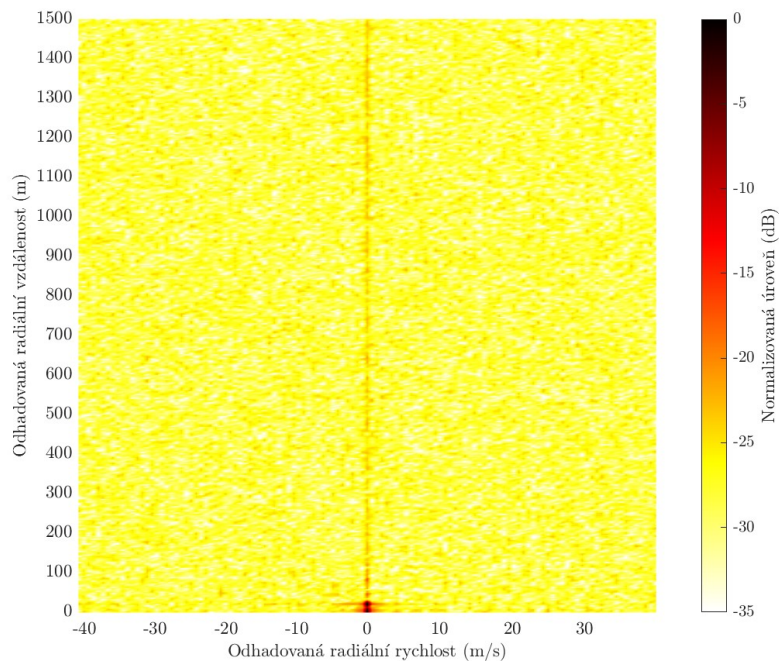
Obrázek 8.5 Řez RDM na nulové rychlosti, srovnání tří variant OFDM signálu

Rozložení subnosných v režimu MIMO

Na základě výše uvedených výsledků byl pro další analýzu použit optimalizovaný signál s normovanou amplitudou s optimalizovanými modulačními daty a byl použit režim MIMO, tedy definované subnosné byly vysílány různými vysílacími kanály. Na Obrázek 8.6 je RDM s ekvidistantním rozložením subnosných je velice dobře vidět, že cíl (včetně přeslechu) je duplikován v polovině dálkového rozsahu (zhruba v 800 m) jako falešný cíl. Tento výsledek přesně dokládá očekávaný efekt ekvidistantního rozdělení subnosných mezi vysílací kanály (viz simulace v kapitole 6.9). Šumové pozadí je na úrovni -31 dB, tedy podobné jako v případě jedné vysílací antény (Obrázek 8.4). V případě použití náhodného neekvidistantního rozložení subnosných už falešný cíl v polovině rozsahu vzdálenosti nevznikl (Obrázek 8.7). Výhoda neekvidistantního rozložení subnosných je ovšem vyvážena zvýšením šumového pozadí, v tomto případě konkrétně o 3 dB na úroveň -28 dB.



Obrázek 8.6 RDM (cíl ve 20 m) režimu MIMO s ekvidistantním rozložením subnosných



Obrázek 8.7 RDM (cíl ve 20 m) režimu MIMO s neekvidistantním rozložením subnosných

8.4 Scénář č. 4 – OFDM režim a dva blízké statické cíle

Na základě výsledků předchozích experimentů byla pro další scénář aplikována optimalizace modulačních dat pro minimální PAPR a úprava amplitudy vysílaného pulsu pomocí prostého normování. Tato kombinace dosahovala nejlepšího šumového pozadí v rámci detekce cílů. Tento scénář je zaměřen na odhad radiální vzdálenosti statických cílů a na odhad úhlové pozice cílů s využitím OFDM radarového pulsního signálu v režimu MISO a MIMO. V případě MIMO režimu bylo aplikováno neekvidistantní prokládání. Typ a realizovaná poloha zkušebních cílů je v Tabulka 8.5, přičemž jejich rozmístění je znázorněno na situačním schématu na Obrázek 8.8.

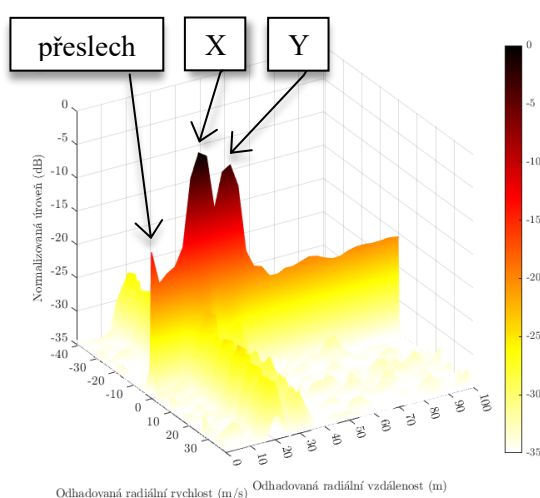
Tabulka 8.5 Cíle ve scénáři č. 4

cíl	cílená vzdálenost (m)	azimut (°)	typ
X	20	≈4,5	osobní automobil
Y	30	≈18	osobní automobil

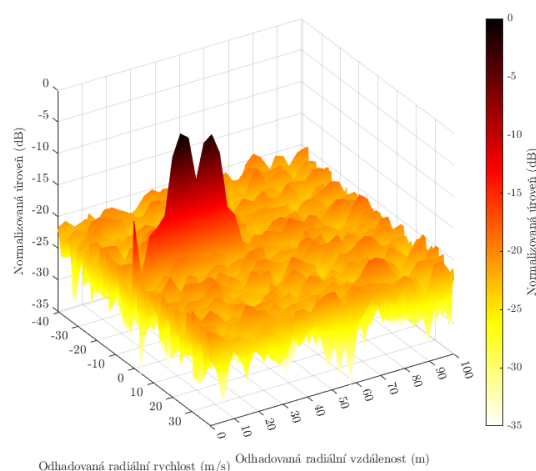


Obrázek 8.8 Situační schéma scénáře č. 4 na satelitním snímku [44]

Dle výsledků detekce v RDM (jak v režimu MISO na Obrázek 8.9, tak MIMO na Obrázek 8.10) je cíl X odhadován ve vzdálenosti 22 m a cíl Y ve vzdálenosti 35 m. To v rámci rozlišovací schopnosti senzoru odpovídá skutečnému situačnímu rozložení. Lze si všimnout, že ve srovnání s RDM na Obrázek 8.4, zde není tak výrazná špička ve vzdálenosti 0 m. To je způsobeno tím, že pro tento scénář byla vysílací anténa umístěna dále od přijímací a byla mezi nimi vložena tlumící hmota, čímž byl mezi anténami ještě více potlačen přeslech (zvětšena jejich izolace).



Obrázek 8.9 RDM režimu MISO



Obrázek 8.10 RDM režimu MIMO

Na následujícím Obrázek 8.11 jsou zaznamenány výsledné průběhy odhadu azimutální polohy jednotlivých cílů s využitím standardního režimu 1Tx-8Rx při aplikaci OFDM pulsu a

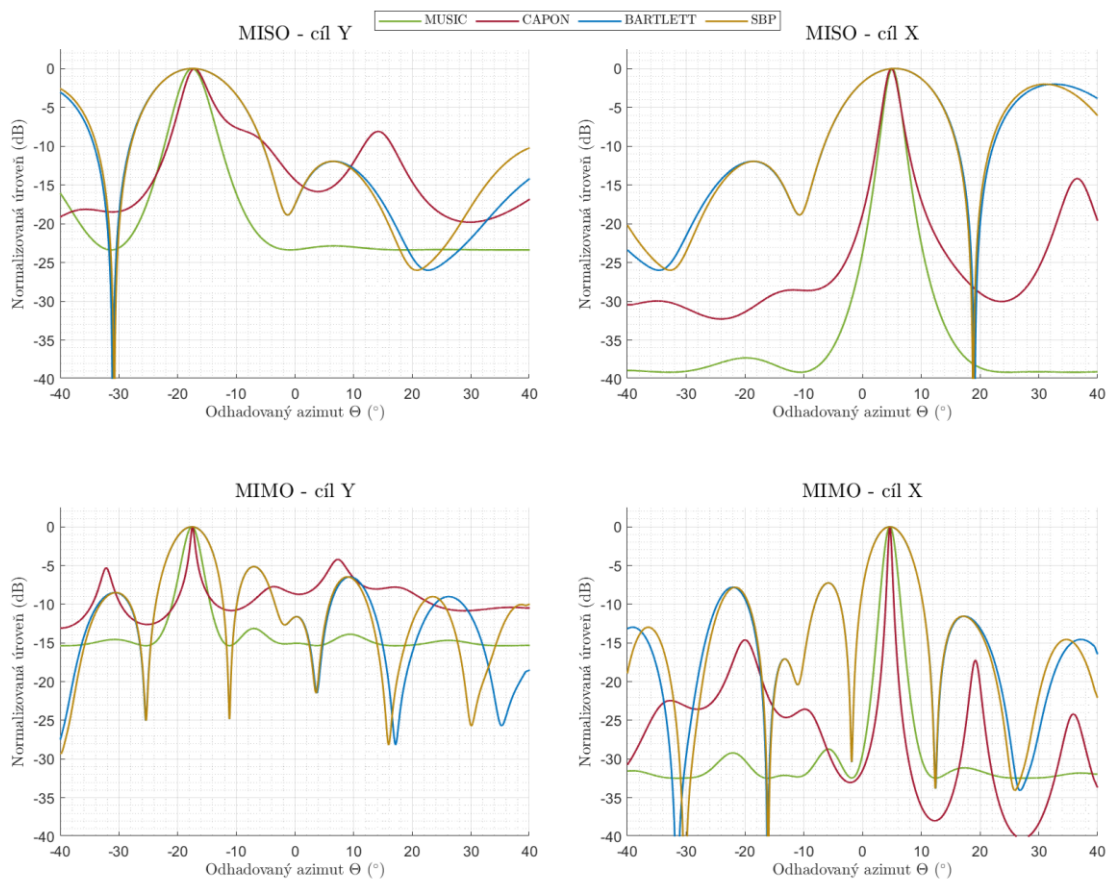
s využitím OFDM MIMO radarového režimu 2Tx-8Rx. Určení směru příchodu signálu je rozděleno samostatně pro cíl X a Y z důvodu, že se každý z těchto cílů nachází v jiné vzdálenostní rozlišovací buňce senzoru. Ze zobrazených výsledků lze učinit několik závěrů:

- Odhadnutý směr příchodu signálu se opět lehce odlišuje od zkušebních pozic radarových cílů. V případě cíle X a přístupu MISO o $0,5^\circ$ a v případě přístupu MIMO o $0,2^\circ$. V případě cíle Y se určený azimut liší pro přístup MISO o $0,5^\circ$ a v případě přístupu MIMO o $0,4^\circ$. Důvodem pro tyto odlišnosti může být jednak drobný pohyb přijímacího anténního systému zapříčiněný povětrnostními vlivy, ale též svou roli může hrát nepřesné zaměření pozic cvičných radarových cílů
- Jedním z klíčových závěrů, který lze z výsledků (Tabulka 8.6) vyvodit, je velice dobře patrné zúžení hlavního svazku v případě přístupu MIMO oproti standardnímu přístupu MISO. Toto zúžení je u metod BARTLETT a SBP z hodnoty $10,4^\circ$ na hodnotu $6,2^\circ$, tedy téměř na polovinu. Pro metody MUSIC a CAPON zúžení relativně odpovídá očekávanému teoretickému i simulovanému zúžení. V případě metod BARTLETT a SBP výsledná šířka laloku odpovídá rozlišení ze simulace.
- Je zřejmé zhoršení odstupů postranních laloků, které je zapříčiněno řadou dříve uvedených rušivých faktorů včetně dysbalancí ve výkonovém zisku zpracování jednotlivých přijímacích kanálů, která je hardwarová a nelze ji potlačit. Nezanedbatelný vliv má též zvětšení vzdálenosti mezi vysílacím anténním subsystémem a přijímací osmi kanálovou anténní řadou, které při malé vzdálenosti zkušebních cílů vede ke snížení efektivní odrazné plochy cíle, kde se již plně neuplatňuje monostatický odraz, ale začíná se zde uplatňovat bistatický odraz.

Lze tedy shrnout, že toto měření prokázalo do značné míry schopnost senzoru detekovat a lokalizovat pozice zkušebních cílů s využitím OFDM pulsního signálu. Měření též prokázalo správnost navrženého konceptu OFDM MIMO radarového systému umožňujícímu dosáhnout výrazného zvýšení rozlišovací schopnosti v úhlu při vhodném nastavení parametrů OFDM pulsů, což je zásadní přínos této práce.

Tabulka 8.6 Šířka svazku hlavního laloku odhadovaných azimutů cíle X a Y

režim	cíl	MUSIC	CAPON	BARTLETT	SBP
MISO	X	$2,2^\circ$	$2,2^\circ$	$10,4^\circ$	$10,4^\circ$
	Y	$4,8^\circ$	$4,2^\circ$	$13,5^\circ$	$13,5^\circ$
MIMO	X	$1,8^\circ$	$0,6^\circ$	$6,2^\circ$	$6,2^\circ$
	Y	$2,8^\circ$	1°	7°	7°



Obrázek 8.11 Odhadované azimuty (nahore v režimu MISO, vlevo cíl Y vpravo X; dole v režimu MIMO, vlevo cíl Y vpravo X)

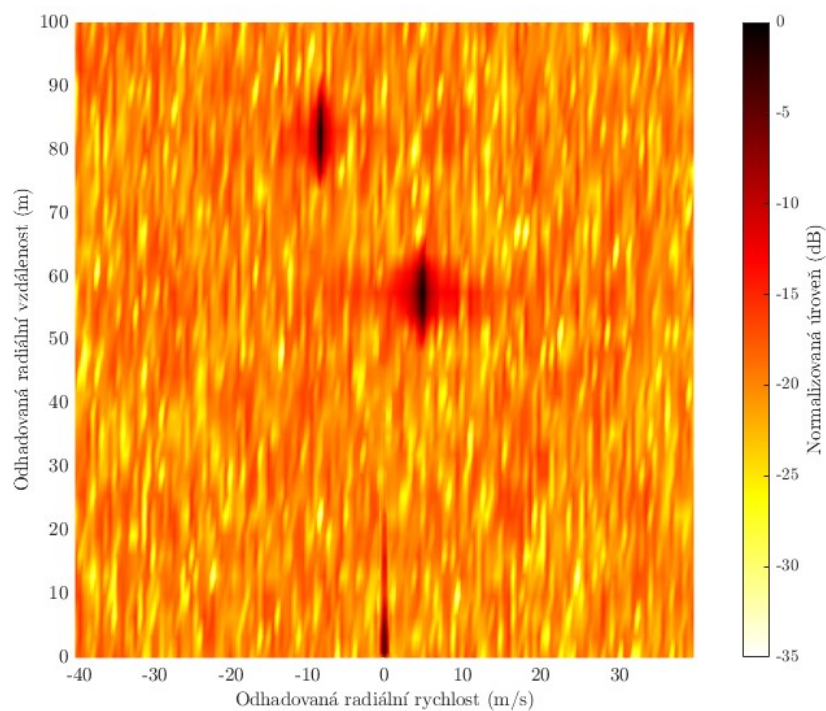
8.5 Scénář č. 5 – OFDM režim a pohyblivé cíle

Poslední a zároveň nejnáročnější na realizaci, je experimentální ověření detekce a lokalizace pohyblivých cílů. K tomuto měření byly použity dva osobní automobily. Ty se vždy pohybovaly zhruba v radiálním směru vůči anténám radarového senzoru, přičemž vozidlo X se pohybovalo směrem od senzoru a druhé vozidlo Y se pohybovalo směrem k senzoru (Obrázek 8.12). Nastavení vysílaných OFDM pulsů bylo totožné jako v předchozím scénáři.



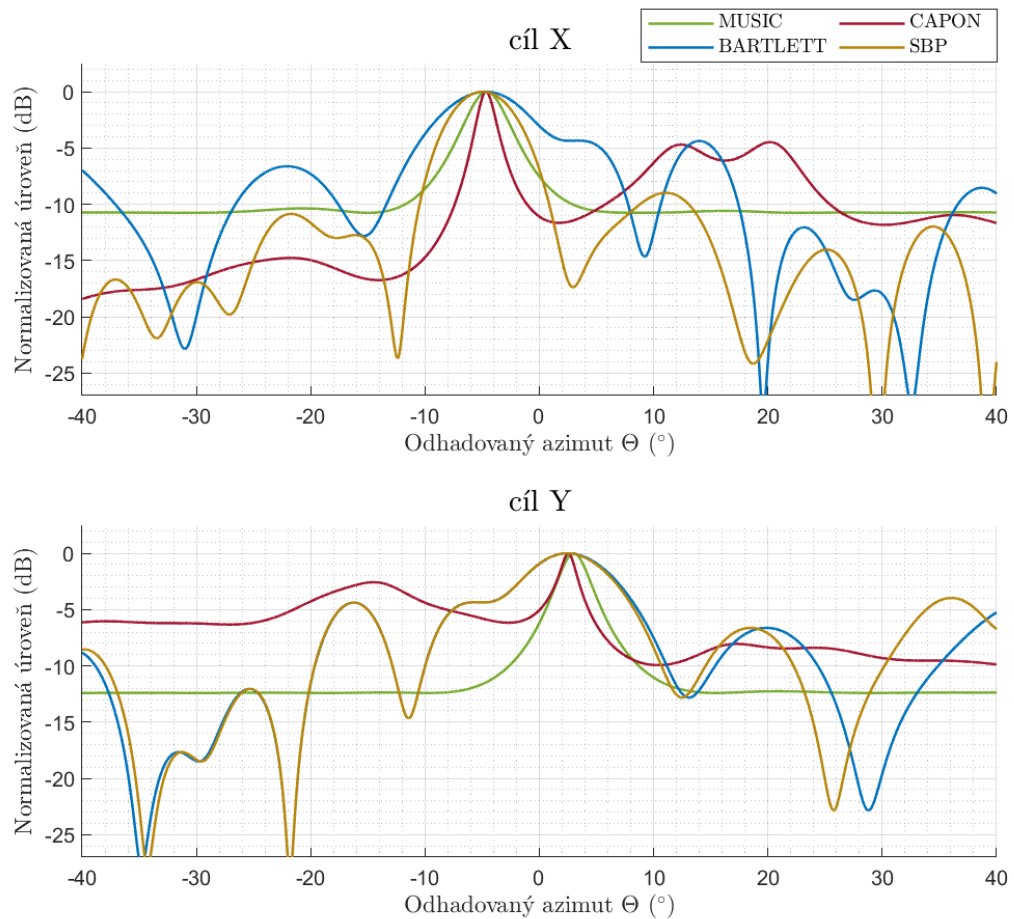
Obrázek 8.12 Situační schéma scénáře č. 5 na satelitním snímku [44]

Dle výsledků měření, zobrazených v podobě RDM na Obrázek 8.13, byl cíl X detekován v radiální vzdálenosti 57 m s radiální rychlostí 4,8 m/s (17 km/h) a cíl Y v radiální vzdálenosti 83 m s radiální rychlostí -8,2 m/s (-29 km/h).



Obrázek 8.13 RDM dvou pohyblivých cílů

Na Obrázek 8.14 jsou zaznamenány výsledné průběhy odhadu azimutální polohy jednotlivých pohyblivých cílů s využitím OFDM MIMO radarového režimu 2Tx-8Rx. Určení směru příchodu signálu je rozděleno samostatně pro cíl X a Y z důvodu, že se každý z těchto cílů nachází v jiné vzdálenostní rozlišovací buňce senzoru (viz RDM na Obrázek 8.13). Azimut cíle X byl odhadnut na $-4,7^\circ$ a cíl Y s azimutem $2,9^\circ$.



Obrázek 8.14 Odhadované azimuty pohyblivých cílů

Z prezentovaných výsledků lze shrnout, že toto měření prokázalo správnost navrženého konceptu OFDM MIMO radarového systému umožňujícímu dosáhnout výrazného zvýšení rozlišovací schopnosti v úhlu při vhodném nastavení parametrů OFDM pulsů i v případě pohyblivých cílů. Byla prokázána schopnost senzoru detekovat a lokalizovat pozice pohyblivých zkušebních cílů s využitím OFDM pulsního signálu s MIMO konfigurací senzoru.

Závěr

Disertační práce je zaměřena na zvýšení přesnosti a spolehlivosti detekce a lokalizace radarových cílů s využitím moderních přístupů zpracování radarových širokopásmových pulsních signálů. V první části práce jsou definovány a zdůvodněny požadované vlastnosti a parametry, které by uvažovaný radarový systém měl splňovat (maximální jednoznačný dosah, rozlišení cílů v radiální vzdálenosti a rychlosti, prostor krytí a řada dalších parametrů). V této části práce jsou též podrobně popsány základní principy a požadavky na signálové zpracování primárních pulsních radarů.

Druhá část práce je zaměřena na popis metod určení směru příchodu signálu využívajících vícekanalový koherentní příjem za účelem odhadu azimutu cíle. Existuje řada metod odhadu AoA, tato práce je zaměřena jednak na využití konvenční metody skenování prostoru hlavním svazkem a Bartlettovu metodu, a též na aplikace podprostorových metod Capon a MUSIC. Tyto metody jsou podrobně analyzovány a porovnány.

Třetí kapitola pojednává o využitelnosti OFDM pulsního signálu pro radarový systém. Jsou zde detailně popsány vlastnosti i vytváření OFDM signálu vhodného pro radarové aplikace, analyzovány negativní vlastnosti tohoto typu pulsního signálu a jejich dopady na detekci a lokalizaci cíle včetně návrhu jejich kompenzace. Mezi parametry, které je potřeba analyzovat, je dominantní koeficient PAPR, který má negativní vliv na celý RF front-end reálného vysílače a spolehlivost a přesnost detekce cíle. Byly provedeny optimalizace OFDM signálu pro zlepšení autokorelační funkce za účelem snížení postranních laloků a tím zvýšení spolehlivosti detekce možných cílů. Dále byl signál optimalizován za účelem snížení parametru PAPR. K optimalizaci byla primárně využita vlastní implementace genetického algoritmu. Optimalizované OFDM pulsy byly následně používány jak v simulaci, tak při reálném experimentálním ověření.

Ve čtvrté kapitole je popsáno signálové zpracování koherentního OFDM radarového systému. Detailně je diskutován matematický model přijatého signálu simulující odraz od pohyblivého bodového cíle. Následně je vysvětlen proces signálového zpracování využívající symbolové dělení a posloupnost FFT a IFFT transformací za účelem odhadu radiální vzdálenosti a rychlosti cílů. Symbolové dělení je metoda nahrazující konvenční přizpůsobenou filtraci, je založena na dělení spektra OFDM pulsu přijatého spektrem pulsu vyslaného, jehož výsledkem je odezva kanálu obsahující informaci o zpoždění šíření signálu (vzdálenosti cíle) a Dopplerově posuvu (rychlosti cíle). Toto signálové zpracování dosahuje lepšího procesního zisku než komprese pulsů u signálového zpracování konvenčního pulsního radaru, ovšem vyžaduje plně koherentní RF systém.

Na toto téma navazuje pátá kapitola, která se věnuje aplikaci MIMO technologie v radarových systémech. Technologie MIMO zvyšuje přesnost určení směru příchodu signálu pomocí rozdělení vysílaného radarového signálu do více vysílačů, což umožňuje separovat přijímané odražené signály vícekanalovým anténním polem dle vysílače, ze kterého byly vyslány, a vytvořit tak koncept virtuálního anténního pole. Je zde podrobně vysvětleno, jak

MIMO technologie funguje pro radary využívající konvenční pulsní signály a jaké jsou možnosti jejího využití pro systémy využívající OFDM pulsní signály.

V další kapitole jsou popsány matematické modely a postupy simulující jak standardní pulsní radar, tak radar využívající OFDM technologii, včetně MIMO režimu. Výsledky simulací slouží k porovnání vlastností klasického pulsního a OFDM radaru a ověření navrhovaných postupů signálového zpracování. V úvodu kapitoly je provedena výkonová analýza, na jejímž základě jsou stanoveny parametry uvažovaných pulsních signálů a celého radarového systému. Následují simulace různých režimů radarového systému včetně vyhodnocení a porovnání jejich detekčních a lokalizačních vlastností.

V sedmé kapitole je popsán radarový systém založený na softwarově definovaných rádiích, který byl pro účely této práce zkompletován pro experimentální ověření navrženého systému. Systém je schopen přijímat odražený radarový signál na osmi kanálech za současného vysílání dvěma kanály, při vzorkovací frekvenci signálu až 50 MHz v základním pásmu. Protože systém není plně koherentní, jsou v práci navrženy způsoby synchronizace, které signál časově a především fázově korigují. Korekce a synchronizace probíhá především prostřednictvím lineární anténní řady se synchronizačním rozvodem. Součástí kapitoly je i detailní analýza vlastností přijímače a vysílače. Na základě těchto poznatků jsou stanoveny parametry signálů, které je tento radarový systém schopen vysílat a přijímat. Tyto parametry jsou též využity pro systémovou analýzu v přechodí kapitole.

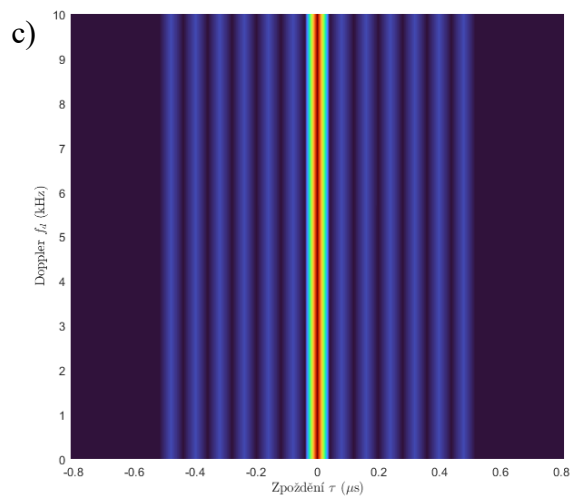
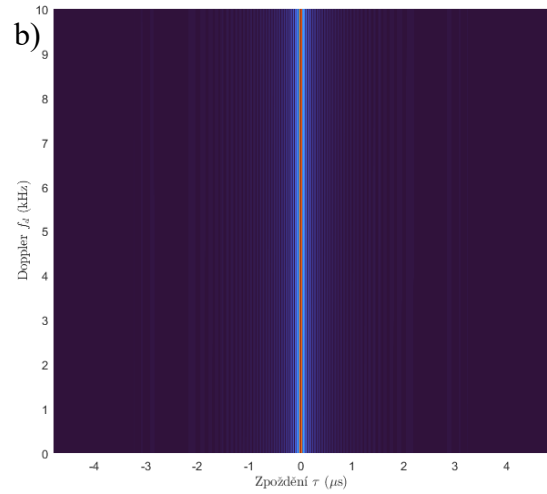
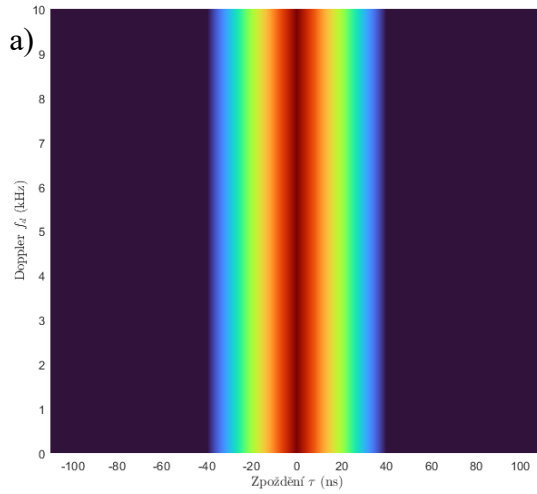
Na závěr bylo provedeno několik experimentů, jejichž cílem bylo ověření správnosti a funkčnosti navrhovaných a v teoretické části prezentovaných metod signálového zpracování jak pulsního, tak OFDM radarového systému. Ačkoliv první experiment ukázal, že radarový senzor dosahuje horšího dosahu na zvolené cíle, než byl teoretický i simulovaný předpoklad, systém byl schopen tyto cíle v omezeném dosahu detekovat a umožnil experimentální ověření klíčových vlastností OFDM signálu pro aplikace v primárních radiolokátorech. Řada provedených experimentů prokázala velký potenciál OFDM technologie především v kombinaci s konfigurací pro MIMO radarové systémy.

Z experimentu lze shrnout následující poznatky: radarový senzor dokázal spolehlivě detekovat zkušební cíle, při použití MIMO systému 2Tx-8Rx se zlepšila rozlišovací schopnost v azimutu o 35-50 % dle použité metody AoA, optimalizovaný OFDM signál má nižší šumové pozadí v RDM. Lze tedy uvést, že hlavní cíl disertační práce, tedy prokázání aplikačního potenciálu OFDM signálu v kombinaci s MIMO technologií byl naplněn.

Na základě získaných poznatků lze dále rozvíjet OFDM MIMO radarový systém za účelem zvýšení spolehlivosti detekce cílů. Především bude potřeba zdokonalit měřicí systém tak, aby měl větší vzorkovací frekvenci tím umožnil využívat OFDM signál s větší šířkou pásma (s více subnosnými) a poskytl tak detailnější rozlišení v radiální vzdálenosti. Měřicí systém, který by aktuálně připadal v úvahu, je tzv. platforma RFSoc, která slučuje širokopásmový RF front-end s vysokorychlostním FPGA. Dále je nutné provést návrh anténního systému s menším přeslechem mezi vysílací a přijímací částí.

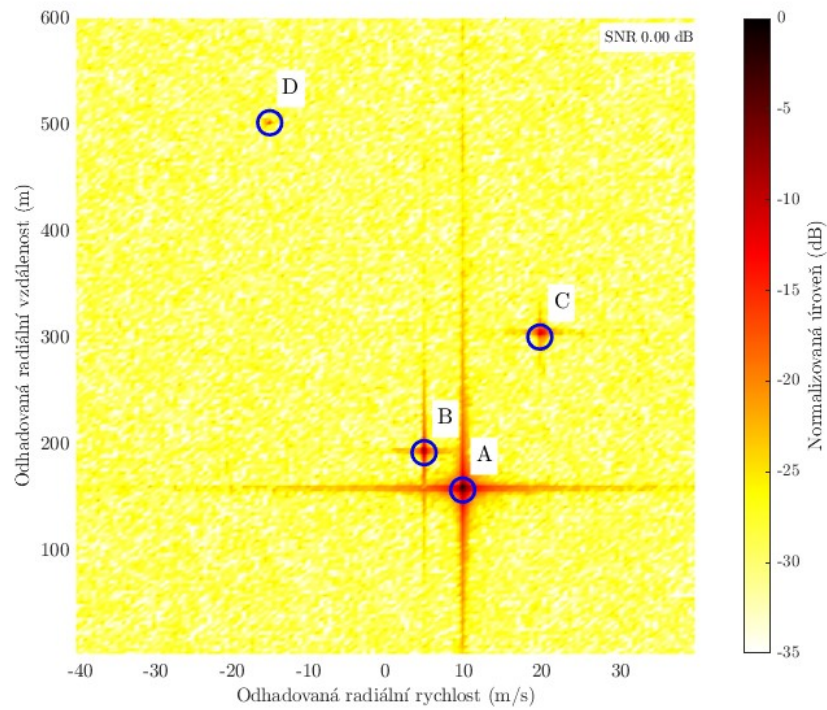
Příloha A

Srovnání AF pro f_D do 10 kHz tří typů pulsů se stejnou šířkou pásma, a) nemodulovaný obdélníkový puls; b) LFM; c) Barker13

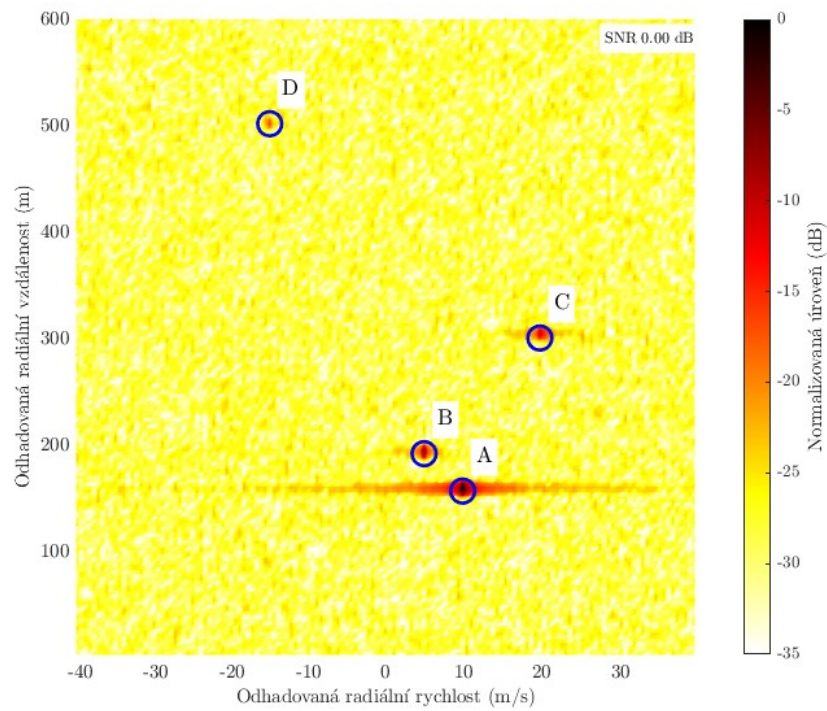


Příloha B

Vliv váhovacího okna na odhadované cíle v RDM



RDM bez váhovacího okna

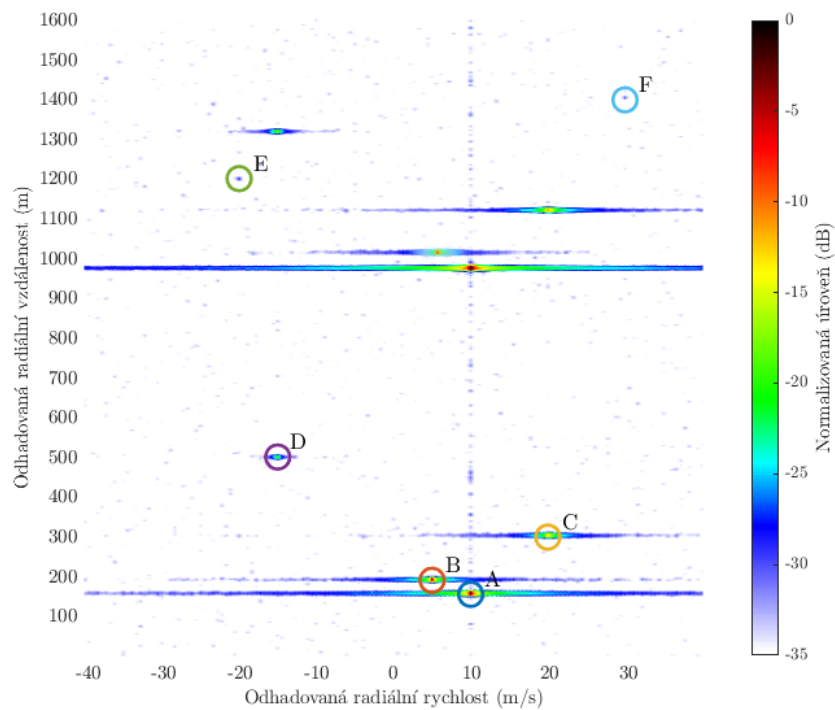


RDM s váhovacím oknem Blackman

Příloha C

Falešné cíle při ekvidistantním rozložení subnosných (EqSI). Simulované cíle v RDM, dle následující tabulky, jsou v kroužku. Je vidět, že cíle za hranicí R_{mezni} (cíl E a F) se již neduplikují.

trg	R_{trg} (m)	v_{trg} (ms ⁻¹)
A	155	10
B	190	5
C	300	20
D	500	-10
E	1200	-20
F	1400	30



RDM s falešnými cíli při ekvidistantním rozložení subnosných

Příloha D

Fotografie z průběhu experimentálních měření.



Stanoviště experimentálního měření



Vysílací anténa a koutové odražeče (50 m a 100 m)



Přijímací anténa a vozidla (20 m a 30 m)

Literatura

- [1] RICHARDS, M. A., Jim SCHEER, William A. HOLM a William L. MELVIN. *Principles of modern radar*. Raleigh, NC: SciTech Pub., c2010-c2014. ISBN 9781891121524.
- [2] BEZOUŠEK, Pavel a Pavel ŠEDIVÝ. *Radarová technika*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-03036-9.
- [3] *Ambgfun* [online]. [cit. 2022-08-08]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/releases/R2021b/phased/ref/ambgfun.html>
- [4] CHEN, Zhizhang, Gopal GOKEDA a Yiqiang YU. *Introduction to direction-of-arrival estimation*. Boston: Artech House, c2010. Artech House signal processing library. ISBN 978-1-59693-089-6.
- [5] LEE, Kwan Hyeong a Jae Hoon LEE. A study on the performance renewal Bartlett method based on correlation optimal weight. In: *2017 8th Annual Industrial Automation and Electromechanical Engineering Conference (IEMECON)* [online]. IEEE, 2017, s. 253-256 [cit. 2022-09-05]. ISBN 978-1-5386-2215-5. Dostupné z: doi:10.1109/IEMECON.2017.8079600
- [6] CAPON, J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proceedings of the IEEE* [online]. 1969, 57(8), 1408-1418 [cit. 2022-09-06]. ISSN 0018-9219. Dostupné z: doi:10.1109/PROC.1969.7278
- [7] LIU, Ying a Hongyuan CUI. Antenna Array Signal Direction of Arrival Estimation on Digital Signal Processor (DSP). *Procedia Computer Science* [online]. 2015, 55, 782-791 [cit. 2023-08-09]. ISSN 18770509. Dostupné z: doi:10.1016/j.procs.2015.07.158
- [8] WEI, Zhang a Xi XIAOLI. Analysis and Simulation of the Direction of Arrival Estimation Algorithm of Spatial Signal. In: *2007 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments* [online]. IEEE, 2007, 2-576-2-579 [cit. 2023-08-09]. ISBN 978-1-4244-1135-1. Dostupné z: doi:10.1109/ICEMI.2007.4350746
- [9] SHEJBAL, Tomas. Improvement methods of angular resolution of antenna array. In: *2015 Conference on Microwave Techniques (COMITE)* [online]. IEEE, 2015, s. 1-4 [cit. 2021-05-22]. ISBN 978-1-4799-8121-2. Dostupné z: doi:10.1109/COMITE.2015.7120314
- [10] SANSON, Jessica, Atilio GAMEIRO, Daniel CASTANHEIRA a Paulo P. MONTEIRO. Comparison of DoA Algorithms for MIMO OFDM Radar. In: *2018 15th European Radar Conference (EuRAD)* [online]. IEEE, 2018, s. 226-229 [cit. 2022-04-20]. ISBN 978-2-87487-053-8. Dostupné z: doi:10.23919/EuRAD.2018.8546582
- [11] BRAUN, Martin, Christian STURM, Andreas NIETHAMMER a Friedrich K. JONDRAL. Parametrization of joint OFDM-based radar and communication systems for vehicular applications. In: *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* [online]. IEEE, 2009, s. 3020-3024 [cit. 2022-08-08]. ISBN 978-1-4244-5122-7. Dostupné z: doi:10.1109/PIMRC.2009.5449769
- [12] STURM, Christian a Werner WIESBECK. Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing. *Proceedings of the IEEE* [online]. 2011, 99(7), 1236-1259 [cit. 2022-08-09]. ISSN 0018-9219. Dostupné z: doi:10.1109/JPROC.2011.2131110
- [13] HAKOBYAN, Gor. Orthogonal Frequency Division Multiplexing Multiple-Input Multiple-Output Automotive Radar with Novel Signal Processing Algorithms. Institut für Signalverarbeitung und Systemtheorie der Universität Stuttgart, 2018. Disertace.

- [14] LELLOUCH, Gabriel. *Waveform design and processing techniques in OFDM Radar*. University of Cape Town, 2015. Disertace.
- [15] TIGREK, Recep Firat. *A processing technique for OFDM-modulated Wideband Radar Signals*. Middle East Technical University, Turkiye, 2010. Disertace.
- [16] MOHSENI, Reza, Abbas SHEIKHI a Mohammad Ali MASNADI-SHIRAZI. Multicarrier constant envelope OFDM signal design for radar applications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications* [online]. 2010, **64**(11), 999-1008 [cit. 2022-08-08]. ISSN 14348411. Dostupné z: doi:10.1016/j.aeue.2009.10.008
- [17] HUANG, Yixuan, Su HU, Shiyong MA, Qu LUO, Dan HUANG, Yuan GAO a Rong SHI. Constant envelope OFDM RadCom fusion system. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* [online]. 2018, **2018**(1) [cit. 2022-08-08]. ISSN 1687-1499. Dostupné z: doi:10.1186/s13638-018-1105-6
- [18] ANOH, Kelvin, Cagri TANRIOVER, Bamidele ADEBISI a Mohammad HAMMOUDEH. A New Approach to Iterative Clipping and Filtering PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems. *IEEE Access* [online]. 2018, **6**, 17533-17544 [cit. 2023-02-09]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2017.2751620.
- [19] HAMDAN, Ahmad, Laurent ROS, Hussein HIJAZI, Cyrille SICLET a Ali AL-GHOUWAYEL. On multi-carrier systems robustness to Doppler in fast varying flat fading wireless channel. *Digital Signal Processing* [online]. 2021, **117** [cit. 2023-08-08]. ISSN 10512004. Dostupné z: doi:10.1016/j.dsp.2021.103189
- [20] WEISE, Thomas. *Global Optimization Algorithms – Theory and Application* [online]. Elektronická monografie, 2009 [cit. 2023-02-09].
- [21] TIGREK, R. F., W. J. A. DE HEIJ a P. VAN GENDEREN. Multi-carrier radar waveform schemes for range and Doppler processing. In: *2009 IEEE Radar Conference* [online]. IEEE, 2009, s. 1-5 [cit. 2022-08-08]. ISBN 978-1-4244-2870-0. Dostupné z: doi:10.1109/RADAR.2009.4976986
- [22] STURM, Christian, Thomas ZWICK, Werner WIESBECK a Martin BRAUN. Performance verification of symbol-based OFDM radar processing. In: *2010 IEEE Radar Conference* [online]. IEEE, 2010, s. 60-63 [cit. 2022-08-08]. ISBN 978-1-4244-5811-0. Dostupné z: doi:10.1109/RADAR.2010.5494651
- [23] BRAUN, Martin, Christian STURM a Friedrich K. JONDRAL. Maximum likelihood speed and distance estimation for OFDM radar. In: *2010 IEEE Radar Conference* [online]. IEEE, 2010, s. 256-261 [cit. 2022-08-09]. ISBN 978-1-4244-5811-0. Dostupné z: doi:10.1109/RADAR.2010.5494616
- [24] HAKOBYAN, Gor a Bin YANG. A Novel Intercarrier-Interference Free Signal Processing Scheme for OFDM Radar. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* [online]. 2018, **67**(6), 5158-5167 [cit. 2022-08-08]. ISSN 0018-9545. Dostupné z: doi:10.1109/TVT.2017.2723868
- [25] LIN, Yu-Chien, Ta-Sung LEE, Yun-Han PAN a Kuan-Hen LIN. Low-Complexity High-Resolution Parameter Estimation for Automotive MIMO Radars. *IEEE Access* [online]. 2020, **8**, 16127-16138 [cit. 2023-08-09]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2019.2926413
- [26] SCHREIER, Peter J. a Louis L. SCHARF. *Statistical Signal Processing of Complex-Valued Data*. Cambridge University Press, 2010. ISBN 978-0-521-89772-3.
- [27] RAYNAL, Ann Marie, Kenneth I. RANNEY, Armin W. DOERRY, Douglas L. BICKEL, Michael M. DENTON, Wallace J. BOW a Armin W. DOERRY. *Radar cross*

- section statistics of ground vehicles at Ku-band*. In: . 80210E- [cit. 2023-08-09].
Dostupné z: doi:10.1117/12.882875
- [28] MYINT, S. J., C. SCHNEIDER, M. RÖDING, G. D. GALDO a S. THOMÄ. *Statistical Analysis and Modeling of Vehicular Radar Cross Section*. In: 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) [pp. 1-5.]. Poland, 2019 [cit. 2023-08-09].
- [29] LI, Jian a Petre STOICA. *MIMO radar signal processing*. Hoboken, NJ: J. Wiley, c2009. ISBN 9780470178980.
- [30] LI, Jian a Petre STOICA. MIMO Radar with Colocated Antennas. *IEEE Signal Processing Magazine* [online]. 2007, **24**(5), 106-114 [cit. 2023-08-24]. ISSN 1053-5888. Dostupné z: doi:10.1109/MSP.2007.904812
- [31] FISHLER, E., A. HAIMOVICH, R. BLUM, D. CHIZHIK, L. CIMINI a R. VALENZUELA. MIMO radar: an idea whose time has come. In: *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No.04CH37509)* [online]. IEEE, 2004, s. 71-78 [cit. 2023-03-24]. ISBN 0-7803-8234-X. Dostupné z: doi:10.1109/NRC.2004.1316398
- [32] CHEN, Chun-Yang. *Signal Processing Algorithms for MIMO Radar*. California Institute of Technology, Pasadena, California, 2009. Disertace.
- [33] FORSYTHE, K.W., D.W. BLISS a G.S. FAWCETT. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar: performance issues. In: *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004* [online]. IEEE, 2004, s. 310-315 [cit. 2023-03-24]. ISBN 0-7803-8622-1. Dostupné z: doi:10.1109/ACSSC.2004.1399143
- [34] RAMBACH, K. a BIN YANG. MIMO radar: time division multiplexing vs. code division multiplexing. In: *International Conference on Radar Systems (Radar 2017)* [online]. Institution of Engineering and Technology, 2017, - [cit. 2023-03-24]. ISBN 978-1-78561-672-3. Dostupné z: doi:10.1049/cp.2017.0383
- [35] YOKE LEEN SIT, C. STURM, J. BAIER a T. ZWICK. Direction of arrival estimation using the MUSIC algorithm for a MIMO OFDM radar. In: *2012 IEEE Radar Conference* [online]. IEEE, 2012, s. 0226-0229 [cit. 2023-08-24]. ISBN 978-1-4673-0658-4. Dostupné z: doi:10.1109/RADAR.2012.6212141
- [36] STURM, Christian, Yoke Leen SIT, Martin BRAUN a Thomas ZWICK. Spectrally interleaved multi-carrier signals for radar network applications and multi-input multi-output radar. *IET Radar, Sonar & Navigation* [online]. 2013, **7**(3), 261-269 [cit. 2022-08-20]. ISSN 1751-8792. Dostupné z: doi:10.1049/iet-rsn.2012.0040
- [37] HAKOBYAN, Gor, Michael ULRICH a Bin YANG. OFDM-MIMO Radar With Optimized Nonequidistant Subcarrier Interleaving. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* [online]. 2020, **56**(1), 572-584 [cit. 2022-08-20]. ISSN 0018-9251. Dostupné z: doi:10.1109/TAES.2019.2920044
- [38] WERBUNAT, David, Benedikt MEINECKE, Benedikt SCHWEIZER, Jurgen HASCH a Christian WALDSCHMIDT. OFDM-Based Radar Network Providing Phase Coherent DOA Estimation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 2021, **69**(1), 325-336 [cit. 2023-08-09]. ISSN 0018-9480. Dostupné z: doi:10.1109/TMTT.2020.3026041
- [39] BARTON, David K. *Radar Equations for Modern Radar*. Artech House Publisher, 2012. ISBN 978-1-60807-521-8.

- [40] *TwinRX* [online]. In: Ettus resreach [cit. 2023-08-24].
Dostupné z: <https://kb.ettus.com/TwinRX>
- [41] *TwinRX dokumentace* [online]. In: Ettus resreach [cit. 2023-08-24].
Dostupné z: https://kb.ettus.com/images/f/f8/TwinRX_IF_Board_Rev_C.pdf
- [42] *UBX* [online]. In: Ettus resreach [cit. 2023-08-24].
Dostupné z: <https://kb.ettus.com/UBX>
- [43] *UBX dokumentace* [online]. In: Ettus resreach [cit. 2023-08-24].
Dostupné z: https://files.ettus.com/schematics/ubx/ubx_revC.pdf
- [44] *Satelitní mapy* [online]. In: seznam.cz, a.s. [cit. 2023-08-24].
Dostupné z: <https://mapy.cz/s/hakesovete>
- [45] KREJČÍ, Tomáš, Tomáš ZÁLABSKÝ, Dušan KOPECKÝ a Gaurav TRIVEDI. Application of hash function for generation of modulation data in RadCom system. *Digital Signal Processing* [online]. 2022, **130** [cit. 2023-08-20]. ISSN 10512004. Dostupné z: doi:10.1016/j.dsp.2022.103735