

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromagnetického pole

Zpracování mezifrekvenčních signálů

MIMO FMCW radaru

srpen 2020

Diplomant: Bc. Jakub Kanděra

Vedoucí práce: Ing. Viktor Adler, Ph.D.

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé diplomové práce nebo její části se souhlasem katedry.

Datum: 14. 8. 2020

.....

podpis diplomanta

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kanděra** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **457085**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Rádiové systémy**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Zpracování mezifrekvenčních signálů MIMO FMCW radaru

Název diplomové práce anglicky:

Signal-Processing of Baseband Signals from MIMO FMCW Radar

Pokyny pro vypracování:

Prostudujte a v jazyce Matlab implementujte zpracování mezifrekvenčních signálů z MIMO FMCW radaru. Implementaci přizpůsobte formátování dat dostupných z modulů AWR1642BOOST a DAC1000EVM od Texas Instruments. U identifikovaných cílů určete jejich vzdálenost, rychlost, azimut a efektivní odraznou plochu (RCS). Detekované cíle zobrazte v rovinách R-v (vzdálenost-rychlost) a X-Y. Proveďte kalibraci radaru na vzdálenost cílů a RCS pomocí vhodných odražečů.

Seznam doporučené literatury:

Brooker, M., G.: Understanding Millimetre Wave FMCW Radars, Proceedings of 1st International Conference on Sensing Technology, New Zealand, 2005
Sandeep, R.: MIMO Radar, Application Report, Texas Instruments, 2018
Li, J., Stoica, P.: MIMO Radar Signal Processing, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2009
Bezoušek, P., Šedivý, P.: Radarová technika, Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Viktor Adler, Ph.D., katedra elektromagnetického pole FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **19.02.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **19.02.2022**

Ing. Viktor Adler, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Anotace

Náplní této diplomové práce je seznámení se principem činnosti MIMO radaru využívajícího signálu s lineární frekvenční modulací (LFMCW) a následné zpracování jeho mezifrekvenčních signálů (IF) získaných z radarového modulu AWR1642BOOST pomocí sběrné karty DCA1000EVM od firmy Texas Instruments. Naměřená data jsou zpracována v programovacím jazyce Matlab a informace o vzdálenosti, rychlosti, azimutu a RCS detekovaných cílů zobrazena v rovinách R-V (vzdálenost-rychlost) a X-Y. Dále je proveden návrh koutového odražeče, se kterým je následně změřena kalibrační scéna, na jejímž základě je provedena kalibrace samotného radaru. Na závěr jsou na čtyřech vybraných scénách prezentovány výsledky zpracování dat a je provedeno porovnání získaných vlastností cílů s očekávanými hodnotami.

Klíčová slova

MIMO, FMCW, radar, LFM, IF, mezifrekvenční signál, digitální zpracování signálu, Matlab, koutový odražeč, RCS, kalibrace

Summary

In this thesis the principle of MIMO radar with linear frequency modulated continuous waveform (LFMCW) is explored and signal processing of its intermediate frequency (IF) signals acquired from radar module AWR1642BOOST with capture card DCA1000EVM from Texas Instruments is performed. Measured data are processed using programming language Matlab and information about detected targets' range, velocity, azimuth and RCS is displayed in R-V (range-velocity) and X-Y plots. Design of corner reflector which is then used for measurement of calibration scene and radar calibration is also performed. In conclusion processed data of four chosen scenes are presented and the information about detected radar targets with the expected values is compared.

Index Terms

MIMO, FMCW, radar, LFM, IF, intermediate frequency, digital signal processing, Matlab, corner reflector, RCS, calibration

Obsah

Úvod	3
1 Seznámení s FMCW radary	4
2 MIMO koncept u FMCW radarů	6
2.1 Uniformní lineární anténní řady	7
2.2 Virtuální anténní řada	7
2.3 Ortogonalizace vysílaných signálů	8
2.3.1 Časový multiplex	8
2.3.2 Kódový multiplex	8
3 Princip činnosti FMCW radaru	10
3.1 Lineární frekvenční modulace	10
3.2 Analýza signálu FMCW radaru	11
3.3 Vzorkování IF signálu	16
3.4 Vytvoření datové kostky	17
4 Zpracování IF signálu MIMO-FMCW radaru	18
4.1 Zpracování signálu rychlého času – určení vzdálenosti cíle	18
4.2 Zpracování signálu pomalého času – určení rychlosti cíle	19
4.3 Prostorové zpracování – určení úhlové informace cíle	20
5 Radarové parametry FMCW	21
5.1 Výkonová bilance	21
5.2 Maximální vzdálenost	22
5.3 Rozlišení ve vzdálenosti	22
5.4 Maximální jednoznačná rychlost	22
5.5 Rozlišení v rychlosti	23
5.6 Maximální zorné pole	23
5.7 Úhlové rozlišení	23
6 Použitý hardware	24

6.1	Radarový modul AWR1642BOOST	24
6.2	Sběrná karta DCA1000EVM	26
7	Zpracování mezifrekvenčních signálů radaru v prostředí Matlab	27
7.1	Dekódování TDM a BPM modulací	27
7.1.1	TDM modulace	27
7.1.2	BPM modulace	27
7.2	Spektrální analýza radarového IF signálu	28
7.2.1	Použití funkcí okna	28
7.2.2	Aplikace 3D FFT	29
7.3	2D detekce CFAR	29
7.4	Určení AOA detekovaných cílů	30
8	Kalibrace měřené hodnoty RCS	31
8.1	Návrh trojúhelníkového trihedrálního koutového odražeče	31
8.1.1	Simulace RCS	31
8.2	Měření kalibrační scény	33
8.3	Výpočet kalibračního vektoru a kalibrační konstanty	35
8.3.1	Výpočet hodnoty RCS	36
9	Měření radarové scény a výsledky zpracování dat	37
9.1	Statická scéna 1	37
9.2	Statická scéna 2	41
9.3	Dynamická scéna 3	44
9.4	Kalibrační scéna 4	48
	Závěr	52
	Reference	53
	Příloha A	56
	Příloha B	57

Seznam zkratek

ADC.....	Analog to digital converter
AOA	Angle of arrival
BPM.....	Binary phase modulation
CA-CFAR.....	Cell-averaging constant false alarm rate
CMOS.....	Complementary metal-oxide-semiconductor
CUT	Cell under test
DSP.....	Digital signal processing
DTFT	Discrete time Fourier transform
EIRP	Equivalent isotropically radiated power
FFT	Fast Fourier transform
HPF.....	High-pass filter
IF.....	Intermediate frequency
LFM.....	Linear frequency modulation
LFMCW	Linear frequency modulated continuous waveform
LNA.....	Low-noise amplifier
MIMO.....	Multiple-input multiple-output
MMIC.....	Monolithic microwave integrated circuit
MTI.....	Moving target indication
RCS.....	Radar cross-section
R-V-A	Range -velocity -angle
RX.....	receiving antenna
SLRR	Side-lobe reduction ratio
SNR	Signal to noise ratio
SOC	System on chip
TDM	Time division multiplex
TX.....	transmitting antenna
ULA	Uniform linear array
VCO.....	Voltage controlled oscillator

Úvod

Radarové systémy byly vždy považovány za velmi drahou, složitou a objemnou technologii, jejíž implementace je možná pouze ve vojenských či vysokonákladových civilních projektech. Pokrok v oblasti výroby integrovaných obvodů však zasáhl i do oblasti RF technologií a postupnou miniaturizací tak bylo možné dosáhnout dříve nemyslitelného – integrovat celý radarový systém do jednoho jediného čipu. Příkladem tohoto pokroku je vysoce integrovaný radarový SOC AWR1642 od firmy Texas Instruments. Tento radarový systém pracuje s LFM signálem vhodným pro použití v radarech krátkého dosahu.

Výsledkem miniaturizace a zvyšování výpočetního výkonu je také umožnění zpracování velkého objemu získaných dat a aplikace náročných DSP algoritmů téměř v reálném čase. To umožnilo rozvoj radarové technologie využívající ke své funkci více vysílacích a přijímacích antén, označované také pojmem MIMO.

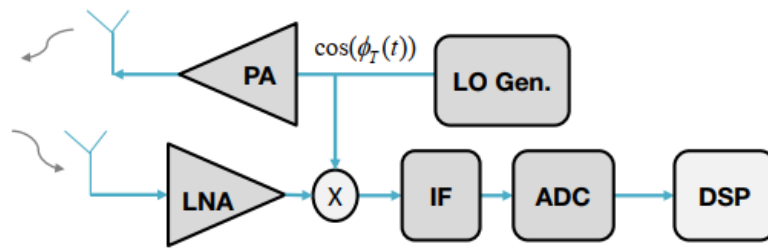
V této diplomové práci bude probrán princip činnosti LFMCW MIMO radaru a způsobu zpracování jeho mezifrekvenčních signálů. Pozornost bude zaměřena také na návrh a simulaci vhodného koutového odražeče, s nímž bude následně změřena kalibrační scéna a provedena kalibrace radaru. Na závěr budou prezentována zpracovaná naměřená radarová data a bude provedeno porovnání informací o detekovaných radarových cílech s očekávanými hodnotami.

1 Seznámení s FMCW radary

Účelem radarových systémů je získání informací o vzdálenosti, rychlosti a úhlové pozici radarového cíle. Běžné pulzní radary určené k detekci cílů na velké vzdálenosti pro svou činnost využívají krátkého pulzu o vysokém špičkovém výkonu. Po vyslání kompletního pulzu se radar přepne do režimu příjmu a naslouchá přichozím odraženým echům. Konstrukce těchto radarů však není příliš vhodná pro aplikace vyžadující velmi vysokou přesnost měření parametrů cíle na krátkou vzdálenost, a to jak kvůli slepé vzdálenosti způsobené časem přepínání mezi režimy vysílání a příjmu, tak problémům s dosažením velké šířky pásma vysílaného signálu. V moderních automotive aplikacích je z daných důvodů využíván výhradně tzv. *FMCW radar*, který umožňuje dosáhnout požadovaných parametrů.

U CW radaru dochází k současnému vysílání kontinuálního signálu i přijímání a zpracování odražených radarových ech. Vysílání nemodulovaného signálu však umožňuje získat pouze informace o rychlosti cíle z Dopplerova posunu přijímané vlny, ne již ale informaci o jeho vzdálenosti. Tento nedostatek je možno vyřešit zavedením frekvenční modulace vysílaného signálu (viz kapitola 3.2). Frekvenční modulace přináší ještě jednu velmi důležitou výhodu, a to možnost zvýšení okamžité šířky pásma vysílaného signálu bez ohledu na dobu jeho trvání.

V této diplomové práci bude uvažováno použití radarového systému na čipu AWR1642 od firmy Texas Instruments, který umožňuje vysílat signál s *LFM modulací*. Zjednodušené blokové schéma typického LFMCW radaru se nachází na (Obr. 1.1), podrobnější blokové schéma uvažovaného radarového systému se nachází v (Příloha A) Frekvenčně modulovaný signál je generován pomocí digitálně řízeného VCO bloku, up-konvertován na nosnou frekvenci, výkonově zesílen a vyslán požadovaným směrem. Přijatý a zesílený signál je v přenosovém řetězci každého prvku přijímací (RX) antény homodyním způsobem koherentně kvadrurně směšován s částí vysílaného signálu. Výsledný IQ mezifrekvenční signál je filtrován antialiasingovým filtrem a komplexně navzorkován. Uvažovaný radarový čip AWR1642 umožňuje k získaným vzorkům přistupovat z externího zařízení v reálném čase pomocí vysokorychlostního paralelního rozhraní.



Obr. 1.1: Blokové schéma typického LFM CW radaru (převzato z [1])

2 MIMO koncept u FMCW radarů

Různé radarové systémy lze podle počtu využívaných TX a RX antén rozlišit následovně:

Tab. 2.1 Označení radarových systému podle počtu TX a RX antén

(Z pohledu přenosového kanálu: S – single, M - multiple, I - input, O - output)

Zkrácený název:	SISO:	SIMO:	MISO:	MIMO
Počet TX antén	1	1	>1	>1
Počet RX antén	1	>1	1	>1

Z tabulky je patrné, že pojmem MIMO jsou označovány radarové systémy s několika vysílacími a přijímacími anténami. Uvažovaný radarový čip umožňuje využít 4 RX anténní řetězce v kombinaci se 2 TX anténami. S ohledem na různé geometrické uspořádání radarových systému jsou uvažovány dva druhy MIMO – *koherentní* a *statistické*.

Statistické MIMO využívají radarové systémy, jejichž antény na straně vysílače či přijímače jsou vzájemně velmi vzdálené a je tedy mezi nimi možné získat velké množství nekorelovaných přenosových kanálů. Koherentní MIMO je naopak využíváno v systémech vyžadujících vzájemně těsné umístění TX a RX antén. Příkladem takové aplikace může být mimo jiné radar umístěný v nárazníku autonomního vozidla, či miniaturní radarový senzor určený pro použití v chytrých zařízeních [2].

Jedna z hlavních motivací pro použití MIMO principu u radarových systémů je využití konceptů tzv. *virtuálního anténního pole* (podrobněji viz kapitola 2.2) a *koherentního zpracování* signálu z více anténních fázových center. Výhodou virtuálního anténního pole oproti klasické fázované anténní řadě je zejména snížení počtu fyzických RX antén, a tedy i potřebných mikrovlnných přijímacích řetězců (LNA, mixér, LP filtr a AD převodník), se zachováním adekvátního úhlového rozlišení radarových cílů [3]. Využití MIMO principu dnes umožňuje výrazně snížit náročnost a cenu výsledné hardwarové implementace radarového systému. Jeho rozšíření však dovolil až pokrok v oblasti MMIC a CMOS technologií v posledních dvaceti letech, umožňující implementaci celého radarového systému pomocí několika málo, či dokonce pouze jednoho integrovaného obvodu [4].

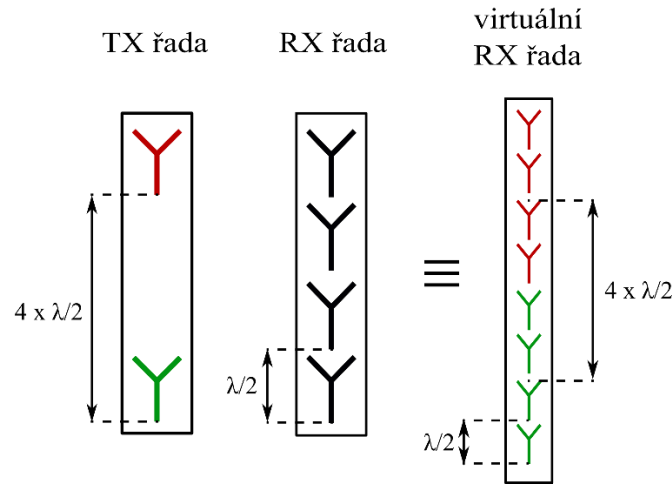
2.1 Uniformní lineární anténní řady

Antény s mnohočetnými fázovými středy ležícími na přímce v ekvidistantní vzdálenosti jsou označovány pojmem *ULA*. Funkcí anténních řad je tvarování vyzařovacího diagramu podle požadovaných vlastností – zejména zisku (G), šířky svazku pro poloviční výkon (θ_{-3dB}) a redukce postranních laloků. Jejich podmnožinu tvoří tzv. *fázované anténní řady*, umožňující nastavení amplitudy a fáze vysílaného signálu nezávisle pro každý anténní element. Toto nastavení může probíhat analogově pomocí proměnných fázových posouvačů a zesilovačů s řízeným ziskem v přenosovém řetězci každého anténního elementu, nebo analogicky digitálně při zpracování signálu v základním pásmu [4]. Daný proces často bývá označován anglickým pojmem *beamforming*. Později bude ukázáno, že proces digitálního beamformingu RX ULA je možno využít při odhadu úhlové informace cíle.

2.2 Virtuální anténní řada

Šířka svazku θ_{-3dB} u antény typu ULA s rozestupy elementů $d = \lambda/2$ a rovnoměrným napájením klesá s rostoucím počtem elementů dané řady. Jak bude ukázáno v kapitole (5.7), dosažitelné rozlišení v úhlu přímo odpovídá této šířce hlavního anténního laloku. Je tedy patrné, že vyššího úhlového rozlišení radaru lze jednoduše dosáhnout zvýšením počtu elementů přijímací anténní řady. To ovšem vyžaduje přidání dalších přijímacích RF přijímacích řetězců. Stejného efektu lze však dosáhnout i navýšením počtu vysílačů a jejich vhodným rozmístěním.

Použitím vyplněné přijímací ULA (rozestupy mezi elementy $\lambda/2$) o M_{Rx} elementech a řídké vysílací ULA (rozestupy $M_R/2$ vlnových délek) o M_{Tx} elementech dojde k vytvoření virtuální anténní řady s pomyslnou aperturou odpovídající reálné řadě s $M_{Tx} * M_{Tx}$ elementy [3]. Pokud virtuální anténní pole neobsahuje žádné zdvojené elementy, je možné u MIMO radaru dosáhnout až M_{Tx} -násobného zlepšení úhlového rozlišení, a tedy i teoretického M_{Tx} -násobného zvýšení počtu detekovatelných cílů oproti klasickému radaru s jednou TX anténou [5] [6]. Je však nutné podotknout, že aby bylo možné při zpracování přijatého signálu získat informace ze všech kombinací TX a RX antén, musí být nutně vysílané signály z jednotlivých TX elementů ortogonální. Princip vytvoření virtuální anténní řady o efektivních 8 RX elementech z antén s 2 TX a 4 RX elementy je graficky znázorněn na Obr. 2.1.



Obr. 2.1: Princip vytvoření virtuální anténní řady

2.3 Ortogonalizace vysílaných signálů

Jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole, extrahovat veškeré informace ze všech kombinací TX a RX antén a následné vytvoření virtuální anténní řady je možné pouze v případě, že jsou vysílané signály navzájem ortogonální. Zde budou představeny dva principiálně jednoduché způsoby získání ortogonálních signálů, vhodné pro MIMO radarové systémy s menším počtem TX a RX antén (u uvažovaného systému 2 TX - 4 RX).

2.3.1 Časový multiplex

Nejjednodušším způsobem získání dvou ortogonálních vysílaných signálů je využití principu *časového multiplexu (TDM)*. V tomto režimu je vysílaný signál rozdělen na N_{tx} časových bloků, kdy v každém bloku vysílá vždy pouze jeden element TX ULA a po době nutné pro získání všech požadovaných vzorků přijatého signálu je vysílání přepnuto na druhý element TX antény. Výsledný vektor vzorků virtuální anténní řady je poté možno získat prostý spojením vektoru $S_1 = [S_{11} S_{12} S_{13} S_{14}]$ získaného v prvním časovém bloku s vektorem $S_2 = [S_{21} S_{22} S_{23} S_{24}]$ získaného v druhém časovém bloku. Vznikne tedy vektor $S = [S_{11} S_{12} S_{13} S_{14} S_{21} S_{22} S_{23} S_{24}]$ odpovídající virtuální anténní řadě o 8 RX prvcích.

2.3.2 Kódový multiplex

Implementace TDM-MIMO je poměrně jednoduchá, její nevýhodou je však snížení celkového vysílaného výkonu z důvodu využití pouze jedné aktivní TX antény v libovolném časovém bloku, a tedy nevyhnutelně i snížení maximálního dosažitelného SNR. Využitím fázových kódů je možné modulovat počáteční fáze čirpů vysílaných z různých TX elementů a umožnit tak jejich pozdější rozlišení i při vysílání oběma TX elementy současně.

Uvažovaný čip AWR 1642 pracuje s $N_{Tx} = 2$ anténami pro které umožňuje použít *BPM modulaci*.

Vysílaný signál je podobně jako u TDM-MIMO rozdělen na dva časové bloky. V prvním bloku vysílají oba TX elementy čirp signál s počáteční fází 0° . V druhém bloku vysílá první TX element opět s fází 0° a druhý element s fází 180° . Čirpy vysílané prvním TX elementem jsou tedy efektivně přenásobeny posloupností $[1 \ 1]$ a čirpy vysílané druhým elementem posloupností $[1 \ -1]$. Pokud by bylo použito více než $M_{Tx} = 2$ vysílacích prvků, bylo by nutno pro rozlišení signálů aplikovat složitější prostorový kód (například Hadamardův kód [7]).

Vektor vzorků 8-prvkové virtuální anténní řady $[S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}, S_{b1}, S_{b2}, S_{b3}, S_{b4}]$ pro případ $M_{rx} = 4$ je poté možné z přijatých signálů dopočítat následovným způsobem:

$$S_a = \frac{S_1 + S_2}{2} ; S_b = \frac{S_1 - S_2}{2}, \quad (2.1)$$

kde $S_1 = [S_{11} \ S_{12} \ S_{13} \ S_{14}]$ a $S_2 = [S_{21} \ S_{22} \ S_{23} \ S_{24}]$ udávají vektory přijatých vzorků z prvního a druhého časového bloku respektive.

Nevýhodou použití fázové modulace na několik po sobě jdoucích čirpů je v případě existence pohyblivých cílů ovlivnění ortogonality signálů Dopplerovým posuvem [7]. Pro dosažení co nejlepší ortogonality přijatých signálů a umožnění detekce úhlové pozice cíle je tedy nutné nejdříve provést Dopplerovské zpracování a poté přijaté signály kompenzovat na zjištěný Dopplerův posuv od daného cíle [3].

3 Princip činnosti FMCW radaru

3.1 Lineární frekvenční modulace

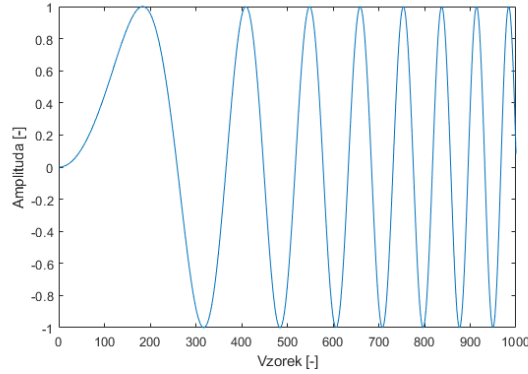
Velmi důležitou součástí návrhu radarového systému je design časového průběhu vysílaného signálu. Záměrem je většinou maximalizace *detekovatelnosti* cílů (schopnost zachycení slabých a vzdálených cílů) se zachováním co nejvyššího *rozlišení ve vzdálenosti* (schopnost odlišit dva blízké cíle). Jak je ukázáno v [8], zlepšení detekovatelnosti cílů je možno dosáhnout zvyšováním celkové vysílané energie a přesnějšího rozlišení ve vzdálenosti poté se zvyšující se okamžitou šířkou pásma vysílaného signálu. Radary využívající jednoduchého pulzu s konstantní frekvencí a obdélníkovou komplexní obálkou mohou svou vysílanou energii zvýšit ze signálového hlediska pouze prodloužením trvání pulzu. Tím však zároveň dojde ke snížení maximální okamžité šířky pásma vysílaného signálu a tím neodkladně i ke snížení rozlišovací schopnosti ve vzdálenosti. Tento jev vychází z fyzikálního principu neurčitosti, jenž dává do souvislosti maximální dosažitelné rozlišení dvou frekvencí δf ve spektru signálu s dobou jeho trvání T následovně [9]:

$$\delta f \approx \frac{1}{T} \quad (3.1)$$

Možným řešením, jak tyto dva designové parametry od sebe oddělit, je zavedení modulace vysílaného signálu. Zde bude uvažována v radarových systémech velmi často se vyskytující *lineární frekvenční modulace (LFM)*, jejíž časový průběh signálu je označován také pojmem *čirp*. Okamžitá frekvence čirp signálu je rozmítána přes požadovanou šířku pásma B za dobu trvání čirpu T_c s konstantní rychlostí změny neboli strmostí čirpu α :

$$\frac{df}{dt} = \alpha = konst. \quad (3.2)$$

Časový průběh čirp signálu s nulovou počáteční okamžitou frekvencí je možno vidět na (Obr. 3.1). Použitím LFM je možné zvýšit šířku pásma radarového pulzu o dané délce trvání při současném zachování jeho vysílané energie [8] a obejít tím tedy omezení z rovnice (3.1) platící pro nemodulovaný signál. Jak již bylo zmíněno dříve, využití LFM signálu umožňuje také oproti obyčejnému CW radaru určit nejen rychlost, ale i vzdálenost cíle.



Obr. 3.1: Časový průběh LFM (čirp) signálu

3.2 Analýza signálu FMCW radaru

Mimo LFM existuje řada dalších způsobů modulace vysílaného RF signálu, uvažovaný čip AWR1642 však operuje právě s tímto typem signálu a z tohoto důvodu bude nadále uvažována výhradně LFM modulace. Její časový průběh lze analyticky vyjádřit pomocí následující rovnice [10]:

$$u(t) = A_{Tx} \cos(\varphi_{Tx}(t)), \quad (3.3)$$

kde A_{Tx} značí amplitudu a $\varphi_{Tx}(t)$ okamžitou fázi vysílaného signálu, kterou lze vypočíst následujícím způsobem [11]:

$$\varphi_{Tx}(t) = \int_0^t \omega_{Tx}(t) dt + \varphi_0 = 2\pi \int_0^t f_{Tx}(t) dt + \varphi_0, \quad (3.4)$$

kde t je čas od počátku rozmítání a φ_0 je počáteční fáze čirpu v čase $t = 0$. Jelikož je uvažována lineárně rostoucí frekvenční modulace (LFM), je možné čirp signál v intervalu $t \in [0; T_c]$ vyjádřit následovně [8]:

$$f_{Tx}(t) = f_0 + \frac{B}{T_c} t = f_0 + \alpha t. \quad (3.5)$$

Člen B/T_c v rovnici výše udává o kolik se změní okamžitá frekvence čirp signálu za dobu jeho trvání, vyjadřuje tedy jeho strmost α - jeden z velmi důležitých parametrů FMCW radarů. Po dosazení (3.5) do rovnice (3.6) a vyjádření integrálu je možno získat výsledný vztah pro okamžitou fázi vysílaného LFM signálu a to:

$$\varphi_{Tx}(t) = 2\pi \left[f_0 t + \frac{1}{2} \cdot \alpha t^2 \right] + \varphi_0 = 2\pi \left(f_0 t + \frac{\alpha t^2}{2} \right) + \varphi_0, \quad (3.6)$$

Ze známého průběhu okamžité fáze je nadále možno vyjádřit časový průběh vysílaného signálu dosazením (3.6) do rovnice (3.3):

$$u(t) = A_{Tx} \cos(\varphi_{Tx}(t)) = A_{Tx} \cos\left(2\pi\left(f_0 t + \frac{\alpha t^2}{2}\right) + \varphi_0\right) \quad (3.7)$$

Rovnice výše však popisuje pouze jednu periodu rozmítání, pro popis libovolné n-té periody signálu je třeba funkci času periodizovat. Zavedeme-li t_s časem od počátku n-té periody, je možné vyjádřit čas t v dané periodě následujícím způsobem:

$$t = nT + t_s, \quad 0 < t_s < T_c \quad (3.8)$$

Časový průběh vysílaného signálu v n-té periodě je tedy

$$u(t) = A_{Tx} \cos\left(2\pi\left(f_0(nT + t_s) + \frac{\alpha t_s^2}{2}\right) + \varphi_0\right) \quad (3.9)$$

Vezmeme-li v potaz objekt ve vzdálenosti R od radaru a rychlost šíření elektromagnetické energie v prostoru rovnou rychlosti šíření světla ve vakuu $c \cong 3 \cdot 10^8$ m/s, dorazí echo odražené od stacionárního cíle zpět k radaru se zpožděním:

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (3.10)$$

Pokud se cíl pohybuje konstantní rychlostí, závisí hodnota vzdálenosti lineárně na čase a složce rychlosti v_r v radiálním směru od radaru:

$$R(t) = R_0 + v_r t \quad (3.11)$$

Hodnota zpoždění je poté také proměnná s časem a lze ji vyjádřit po dosazení (3.11) do rovnice (3.10) takto:

$$\tau(t) = \frac{2(R + v_r t)}{c} = \frac{2(R + v_r(nT + t_s))}{c} \quad (3.12)$$

Příchozí signál odražený od cíle poté můžeme vnímat ve smyslu opožděné kopie vyslaného signálu s pozměněnou amplitudou A_{Rx} :

$$u_{Rx}(t) = A_{Rx} u_{Tx}(t - \tau) = A_{Tx} A_{Rx} \cos(\varphi_{Rx}(t)). \quad (3.13)$$

Pro okamžitou fázi přijatého signálu tedy platí:

$$\varphi_{Rx}(t) = 2\pi\left(f_0(nT + t_s - \tau) + \frac{\alpha(t_s - \tau)^2}{2}\right) + \varphi_0, \quad (3.14)$$

z čehož je možno dosazením (3.14) do rovnice (3.13) vyjádřit i časový průběh přijatého signálu:

$$u_{Rx}(t) = A_{Tx}A_{Rx} \cos \left(2\pi \left(f_0(nT + t_s - \tau) + \frac{\alpha(t_s - \tau)^2}{2} \right) + \varphi_0 \right). \quad (3.15)$$

Jedním ze základních principů FMCW radaru je to, že v přijímací části dochází k homodynnímu směšování, neboli násobení, vysílaného signálu s jeho opožděnou kopií (echo odražené od cíle). Výsledný signál lze tedy matematicky vyjádřit následovně:

$$s(t) = u_{rx}(t)u_{tx}(t). \quad (3.16)$$

Jelikož má vyslaný signál i jeho přijatá opožděná kopie harmonický kosinový průběh, vyjadřuje rovnice (3.16) v podstatě násobení dvou kosinových funkcí. Využitím pravidla trigonometrické identity je možné součin dvou kosinových funkcí převést na následující tvar:

$$\cos(a) \cos(b) = \frac{\cos(a + b) + \cos(a - b)}{2} \quad (3.17)$$

V reálném světě tato skutečnost odpovídá vytvoření signálu se složkami o součtové a rozdílové frekvenci na výstupu směšovače. Součtová frekvence bude u námi uvažovaného systému s nosnou frekvencí $f_0 = 77$ GHz velmi vysoká ($f_0 + f_0 = 154$ GHz) a dojde k jejímu odfiltrování dolní propustí v přenosovém řetězci přijímací části radaru. Výsledný signál bude tedy obsahovat pouze složky o rozdílové frekvenci:

$$s(t) = \frac{A_{Tx}A_{Rx}}{2} \cos \left(2\pi \left(f_0(nT + t_s) + \frac{\alpha t^2}{2} + \varphi_0 - f_0(nT + t_s - \tau) - \frac{\alpha(t_s - \tau)^2}{2} - \varphi_0 \right) \right) \quad (3.18)$$

Po úpravě a zjednodušení:

$$s(t) = \frac{A_{Tx}A_{Rx}}{2} \cos \left(2\pi \left(f_0\tau + \alpha\tau t - \frac{\alpha\tau^2}{2} \right) \right) \quad (3.19)$$

Zpoždění τ v rovnici výše nyní vyjádříme pomocí rovnice (3.12):

$$s(t) = \frac{A_{Tx}A_{Rx}}{2} \cos \left(2\pi \left(f_0 \left(\frac{2(R + v_r(nT + t_s))}{c} \right) + \alpha t_s \left(\frac{2(R + v_r(nT + t_s))}{c} \right) - \alpha \frac{(2(R + v_r(nT + t_s)))^2}{2c^2} \right) \right), \quad (3.20)$$

a po konečném zjednodušení a úpravě:

$$s(t) = \frac{A_{Tx}A_{Rx}}{2} \cos \left(2\pi \left(\left(\frac{2\alpha R}{c} + \frac{2f_0 v_r}{c} + \frac{2\alpha v_r nT}{c} - \frac{4\alpha R v_r}{c^2} - \frac{4\alpha n T R v_r^2}{c^2} \right) t_s + \left(\frac{2f_0 v_r}{c} - \frac{4\alpha R v_r}{c} \right) nT + \frac{2f_0 R}{c} + \frac{2\alpha v_r t_s^2}{c} - \frac{2\alpha R^2}{c^2} - \frac{2\alpha v_r^2 n^2 T^2}{c^2} - \frac{2\alpha v_r^2 t_s^2}{c^2} \right) \right). \quad (3.21)$$

Uvážením cílů s radiální rychlostí $v_r \ll c$ je možné většinu členů v rovnici (3.21) zanedbat jelikož budou mít pouze nepatrný vliv na frekvenci výsledného signálu [8] [12]. Rovnice (3.21) poté získá tvar:

$$s(t) = \frac{A_{Tx}A_{Rx}}{2} \cos \left(2\pi \left(\frac{2\alpha R}{c} t_s + \frac{2f_0 v_r}{c} nT + \frac{2f_0 R}{c} \right) \right) \quad (3.22)$$

Substitucí rovnice (3.23) vyjadřující vztah pro výpočet vlnové délky elektromagnetické vlny

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (3.23)$$

do rovnice (3.22) je možno danou rovnici upravit na tvar [10]:

$$\varphi_d(t) = 2\pi \left(\frac{2R}{\lambda_0} + \frac{2v_r}{\lambda_0} nT + \frac{2\alpha R}{c} t \right), \quad (3.24)$$

Okamžitou frekvenci IF signálu je možno získat časovou derivací funkce okamžité fáze z rovnice (3.24) [8]:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi_d(t) = \frac{2v_r}{\lambda_0} nT + \frac{2\alpha R}{c} = f_R - f_D \quad (3.25)$$

Označení f_B pro tuto frekvenci vychází z anglického termínu *beat frequency*, jehož český ekvivalent zní *záznějová frekvence*. Z definice f_B v rovnici (3.25) [10] je patrné, že pro

radarové systémy s konstantní nosnou frekvencí (a tomu odpovídající konstantní vlnovou délkou nosné vlny λ_0) a konstantní strmostí chirpu platí, že záznejová frekvence IF signálu závisí na vzdálenosti a rychlosti cíle. Člen

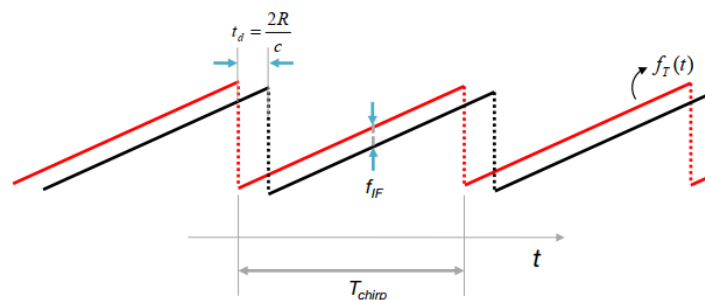
$$f_R = \frac{2\alpha R}{c} \quad (3.26)$$

určuje tzv. *vzdálenostní frekvenci* a člen

$$f_D = -\frac{2v_r}{\lambda_0} nT \quad (3.27)$$

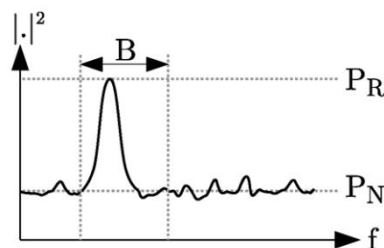
tzv. *Dopplerovu / rychlostní frekvenci*. Cíl ve vzdálenosti R se tedy dle vztahu (3.26) projeví jako vrchol na frekvenci f_R ve frekvenčním spektru IF signálu. Pokud se cíl pohybuje, je tento vrchol frekvenčně posunut o hodnotu Dopplerova frekvence ze vztahu (3.27). Tento poznatek je podrobněji rozebrán v kapitole 4.

Vysílaný a přijímaný signál FMCW radaru lze pro lepší představu znázornit na grafu popisujícím závislost okamžité frekvence na čase (Obr. 3.2).



Obr. 3.2 Časové průběhy okamžité frekvence vyslaného a přijatého signálu (převzato z [1])

Příklad spektra IF signálu pro jednu periodu čirpu a jeden radarový cíl je možno vidět na (Obr. 3.3).



Obr. 3.3: Příklad frekvenčního spektra IF signálu FMCW radaru (převzato z [4])

3.3 Vzorkování IF signálu

Pro umožnění následovného číslicového zpracování je potřeba analogový IF signál převést do diskretní digitální podoby. Analytické vyjádření IF signálu popsané rovnicí (3.24) a (3.25) poté přejde do tvaru [10]:

$$s(l, m) = \cos\left(2\pi(\varphi_0 + f_R l T_s - f_D m T_c)\right), \quad (3.28)$$

kde T_s značí vzorkovací periodu a $l \in [0, L - 1]$ index vzorku během jednoho čirpu. S uvažováním signálu skládajícího se z M po sobě jdoucích čirpů s periodou T_c , vyjadřuje $m \in [0, M - 1]$ v rovnici (3.28) index m -tého čirpu. Z důvodu velmi krátké periody čirpu u uvažovaného FMCW radarového systému je měření vzdálenosti ovlivněno Dopplerova posunem frekvence pouze zanedbatelně [10]. Ze stejného důvodu je však nutno samotnou Dopplerovu frekvenci vyhodnocovat přes několik po sobě jdoucích čirpů.

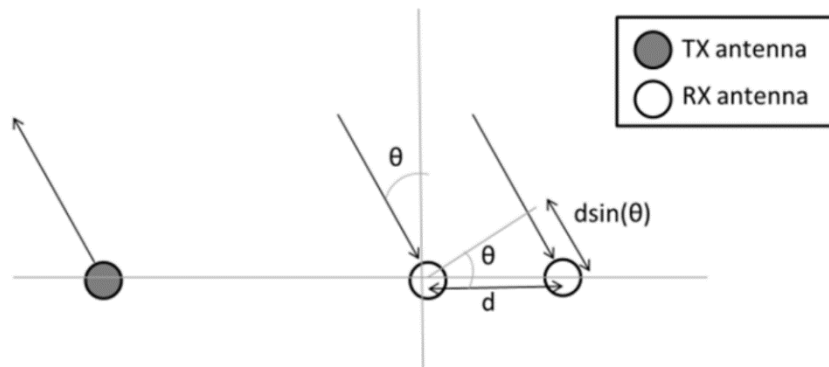
Zohlednění MIMO příjmu na N -prvkovou RX anténu je možno zavedením členu $f_A n$, kde f_A udává tzv. *úhlovou/prostorovou frekvenci* od jednotlivých elementů anténní řady a $n \in [0, N - 1]$ index daného anténního elementu. Vznik prostorové frekvence

$$f_A = \frac{d \sin(\theta)}{\lambda} \quad (3.29)$$

na elementech RX ULA si lze představit tím, že prvky dané anténní řady efektivně vzorkují dopadající rovinnou vlnu. Je-li vzdálenost mezi dvěma sousedními elementy rovna $d = \lambda/2$, vznikne mezi nimi při koherentním vzorkování fázový posuv:

$$\omega_A = \pi \cdot \sin(\theta) \quad (3.30)$$

odpovídající směru příchodu dopadající vlny (Obr. 3.4).



Obr. 3.4: Znárodnění vzniku fázového posuvu mezi elementy ULA při dopadu rovinné vlny (převzato z [3])

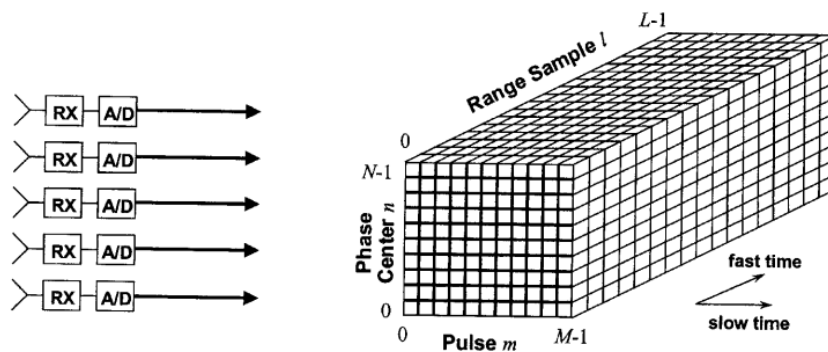
3.4 Vytvoření datové kostky

S uvážením zavedeného vzorkování ve vzdálenosti, rychlosti a úhlu poté přejde rovnice (3.28) do tvaru:

$$s(l, m, n) = \cos\left(2\pi(\varphi_0 + f_R l T_s - f_D m T_c + f_A n)\right). \quad (3.31)$$

Pro zjednodušení dalšího zpracování vzorkovaného signálu bude nyní zaveden koncept tzv. *datové kostky* [8]. Bude se jednat ve své podstatě o třídízenzionální strukturu $y[l, m, n]$, jejíž první dimenze l , označována také jako *rychlý čas*, bude tvořena řádkovými vektory o L vzorcích, získaných vzorkováním IF signálu během jednoho čirpu. Poskládáním takovýchto vektorů vedle sebe pro M po sobě následujících čirpů vznikne druhá horizontální dimenze m , označovaná z důvodu velkého časového rozestupu jednotlivých vzorků pojmem *pomalý čas*. Poslední vertikální dimenze n vznikne skládáním N ploch o $L * M$ vzorcích nad sebe, získaných z jednotlivých MIMO přijímacích elementů. Pro snazší představu je celý výše popsany koncept datové kostky je vyobrazen na

Obr. 3.5. Jednotlivé operace zpracování radarových dat poté mohou probíhat v jedné, dvou či všech třech dimenzích datové kostky.



Obr. 3.5: Grafické znázornění konceptu datové kostky (převzato z [8])

4 Zpracování IF signálu MIMO-FMCW radaru

4.1 Zpracování signálu rychlého času – určení vzdálenosti cíle

V kapitole 3.2 bylo ukázáno, že radarový cíl v radiální vzdálenosti R od radaru se na mezifrekvenci projeví jako zánějový signál o příslušné frekvenci f_b . Vzdálenost cíle je tedy možné určit spektrální analýzou signálu navzorkovaného v rychlém čase. S ohledem na zavedený koncept datové kostky tento krok odpovídá provedení *Fourierovy transformace v diskrétním čase (DTFT)* řádkových vektorů l . K výpočtu samotného *vzdálenostního spektra* je s výhodou využít známý algoritmus *rychlé Fourierovy transformace (FFT)*. Provedením L -bodové FFT na vektorech vzorků rychlého času je získáno spektrum o L diskrétních frekvenčních bodech.

Pokud je mezifrekvenční signál vzorkován komplexně, obsahuje získané spektrum kladné a záporné frekvenční složky. Záporná část vzdálenostního spektra neobsahuje u FMCW radaru žádné informace o radarových cílech a lze ji proto s výhodou využít k odhadu šumového prahu či detekci rušivých (jamming) signálů [1]. Diskrétní frekvenční body v kladné části spektra odpovídají přímo jednotlivým měřitelným vzdálenostem a jsou označovány jako *vzdálenostní buňky*. Rozměry těchto vzdálenostních buněk vycházejí ze zvolených parametrů vysílaného signálu (viz kapitola 5.3). Vrcholy ve vzdálenostním spektru poté vypovídají o existenci cíle v odpovídající vzdálenostní buňce před radarem. Ze známé frekvence vrcholu je možné vyjádřením z rovnice (3.26) (s uvažáním $f_R = f_B$) dopočítat vzdálenost cíle následovně:

$$R = \frac{f_B c}{2\alpha} \quad (4.1)$$

Jelikož má vzdálenostní spektrum odpovídající jednomu radarovému cíli charakter funkce $\text{sinc}(\cdot)$ [9], vyskytují se v okolí hlavního laloku i laloky postranní. Nachází-li se v blízkosti detekovaného radarového cíle další cíl s mnohonásobně nižším RCS, může nastat situace kdy postranní laloky ve vzdálenostním spektru silnějšího cíle tento cíl zamaskují. Potlačení postranních laloků lze analogicky k většině běžných DSP procesů dosáhnout aplikací vhodné váhovací funkce na vektor vzorků rychlého času. Aplikací váhovací funkce dojde však i k nevyhnutelnému rozšíření hlavního laloku, a tedy i k částečné ztrátě rozlišení ve vzdálenosti.

Pokud dochází k silným přeslechům mezi TX a RX anténami radaru, může vzdálenostní spektrum obsahovat výrazný clutter signál v okolí nulové frekvence. Tento

nežádoucí signál lze poměrně jednoduše odstranit použitím vhodného filtru charakteru dolní propust na vektory vzorků signálu rychlého času.

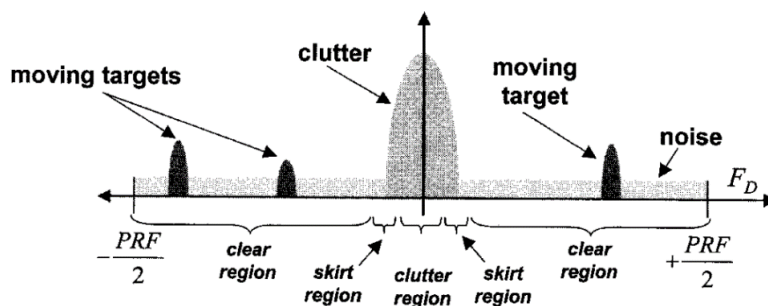
4.2 Zpracování signálu pomalého času – určení rychlosti cíle

Získání informace o rychlosti cíle je do určité míry analogické zpracování signálu rychlého času s tím rozdílem, že vzorky pomalého času jsou získány z řady po sobě jdoucích čírpů. Pohybující se cíl se na vzorkovaném mezifrekvenčním signálu projeví Dopplerova frekvencí f_D . Jak již bylo zmíněno v kapitole 3.3, z důvodu krátké periody čírpů v řádech desítek až stovek μs není možno určit f_D během jedné periody čírpů. U cíle pohybujícího se konstantní rychlostí se však Dopplerův posuv projeví lineárním přírůstkem fáze l -tého vzorku mezi m -tou a $(m + 1)$ -tou periodou opakování čírpů. f_D odpovídající pohybujícímu se cíli v příslušné vzdálenostní buňce lze tedy určit spektrální analýzou signálu vzorkovaného v pomalém čase.

Provedením M -bodové FFT na vektory signálu pomalého času je získáno *Dopplerovo / rychlostní spektrum*. Spektrum obsahuje informace o rychlosti cíle až do maximální jednoznačné rychlosti (viz. kapitola 5.4) Pokud je tato rychlost daná designovými parametry radaru překročena, dojde k proniknutí energie do spektra sousední rychlostní buňky a tak i ke vzniku nejednoznačnosti. Tuto nejednoznačnost měření rychlosti lze odstranit například použitím různé periody opakování po sobě následujících čírpů a následnou aplikací teorie CRT (Chinese remainder theorem) [10] [13].

Nachází-li se pohyblivý cíl v prostředí s vysokou odrazivostí, je pravděpodobné že vzdálenostní spektrum bude obsahovat složky tzv. *statického clutteru* v okolí nulové frekvence (viz.

Obr. 4.1). Potlačení tohoto nežádoucího signálu lze dosáhnout například využitím MTI (moving target indication) filtrace [8]. Analogicky ke spektrální analýze signálu rychlého času lze i zde modifikovat postranní laloky aplikací vhodné váhovací funkce.



Obr. 4.1: Statický clutter v rychlostním (Dopplerova) spektru (převzato z [8])

4.3 Prostorové zpracování – určení úhlové informace cíle

V kapitole 2.1 byly probrány uniformní lineární anténní řady (ULA) a s nimi i koncept vytvoření virtuální anténní řady pomocí MIMO přístupu. Princip vzniku úhlové frekvence na RX ULA byl poté zmíněn v kapitole 3.3. S těmito poznatky je nyní možné přistoupit k určení *úhlu příchodu (AOA)* radarového echa od cíle. Jelikož prostorové vzorkování dopadající rovinné vlny rozdílnými fázovými středy RX ULA vytváří efektivní prostorovou frekvenci, je možno k určení AOA přistupovat analogicky vzhledem ke způsobu určení vzdálenosti a rychlosti cíle. Požadovanou úhlovou frekvenci f_A je tedy možno určit spektrální analýzou vektorů prostorově vzorkovaného signálu v dané vzdálenostní a rychlostní buňce detekovaného cíle. Provedením N -bodové FFT je získáno tzv. *úhlové spektrum*, jehož vrcholy vypovídají o AOA tohoto cíle. Ze známé hodnoty f_A je poté možno dopočítat AOA následovně:

$$\theta = \sin^{-1}(2f_A) \quad (4.2)$$

V souladu s předchozími způsoby spektrální analýzy IF signálu lze postranní laloky v úhlovém spektru potlačit využitím vhodné váhovací funkce. Proces zpracování je poté analogický tzv. *digitálnímu beamformingu* [8], kdy natočení anténního svazku probíhá pomocí konvoluce vektoru prostorových vzorků v dané vzdálenostní a rychlostní buňce s komplexním vektorem natočení (steering vector) a modifikace postranních laloků konvolucí s komplexním váhovacím vektorem (weighting vector).

5 Radarové parametry FMCW

Dosažení požadovaných vlastností detekce radarových cílů je možné pouze s předchozí podrobnou analýzou radarového systému a správným nastavením jeho parametrů. V této kapitole budou probrány základní nastavitelné parametry MIMO-FMCW radaru v porovnání s jejich efekty na výsledné získané vlastnosti detekce

5.1 Výkonová bilance

Mezi nejdůležitější parametry každého radarového systému patří jeho výkonová bilance. Díky ní lze vyjádřit očekávané SNR přijatého signálu a tedy i *maximální dosah* a *citlivost* radaru. Výkonovou hustotu vysílaného signálu lze vyjádřit následovně:

$$Q_t = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad [W/m^2], \quad (5.1)$$

kde P_t značí vysílaný výkon, G_t zisk TX antény ve směru k radarovému cíli a R jeho vzdálenost.

Hodnotu výkonu odraženého od bodového cíle s RCS σ lze poté vyjádřit takto:

$$P_B = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi R^2} \quad [W], \quad (5.2)$$

Výkonová hustota dopadající na RX anténu radaru tedy bude:

$$Q_r = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad [W/m^2], \quad (5.3)$$

Dosažením rovnice vyjadřující efektivní aperturu antény na vlnové délce λ_0 vysílaného signálu:

$$A_e = \frac{\lambda_0^2 G}{4\pi} \quad [m^2], \quad (5.4)$$

do rovnice (5.3) je možno vyjádřit přijatý výkon následovně [4]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad [W], \quad (5.5)$$

kde G_r značí zisk RX antény ve směru radarového cíle a L jsou souhrnné ztráty způsobené šířením vlny prostorem a nedokonalostmi v radarovém přenosovém řetězci.

Dosažitelné SNR lze vyjádřit ze známého vztahu:

$$SNR = \frac{P_r}{P_n}, \quad (5.6)$$

kde P_n udává hodnotu výkonu šumového signálu.

5.2 Maximální vzdálenost

Konstrukce FMCW radaru určuje, že maximální dosažitelná vzdálenost je omezena mimo výkonové bilance i maximální šířkou pásma IF signálu vstupujícího do AD převodníku. S přihlédnutím k rovnici (3.26) vyjadřující záznejovou složku IF signálu f_R cíle ve vzdálenosti R je možno vyjádřit maximální detekovatelnou vzdálenost cíle následovně:

$$R_{max} = \frac{f_{if_max} \cdot c}{2\alpha} \quad (5.7)$$

5.3 Rozlišení ve vzdálenosti

Rozlišení vzdálenosti cílů u FMCW radarů vychází z maximální dosažitelné šířky pásma rozmítání vysílaného LFM signálu. U SRR (short range radar) radarů v pásmu 77-81 GHz je pro jejich provoz běžně uvažována i celková šířka pásma 4 GHz. Takto velká šířka pásma klade veliké nároky na hardwarový design RF částí radaru, zejména na použité VCO, jehož linearita a fázový šum přímo ovlivňuje maximální dosažitelnou přesnost měření vzdálenosti [9].

Teoretickou hodnotu rozlišení ve vzdálenosti pro radar s dosažitelnou šířkou pásma rozmítání B lze vypočíst z rovnice:

$$\delta R = \frac{c}{2B} \quad (5.8)$$

5.4 Maximální jednoznačná rychlost

V kapitole 4.2 bylo zmíněno, že FMCW radary jsou schopné určit rychlost jednoznačně jen do určité hodnoty. Tato hodnota je určena periodou opakování čirpu T_c a vlnovou délkou vysílaného signálu λ následovně:

$$v_{max} = \frac{\lambda}{4T_c} \quad (5.9)$$

Překročení této rychlosti vede ke vzniku nejednoznačnosti v rychlostním spektru. Pokud je potřeba jednoznačné určení rychlosti vyšší než v_{max} , je nutné implementovat některý ze způsobů rozlišení nejednoznačnosti v rychlosti, například již dříve zmíněný CRT.

5.5 Rozlišení v rychlosti

Rozlišení radarových cílů v rychlosti je závislé na vlnové délce λ vysílaného signálu a na celkové době pozorování, během které je jejich rychlost vyhodnocována. Zvýšit jeho hodnotu je tedy možné zvýšením počtu opakování M po sobě jdoucích čírpů o periodě T_c :

$$\delta v = \frac{\lambda}{2MT_c} \quad (5.10)$$

5.6 Maximální zorné pole

V předchozích kapitolách bylo předpokládáno, že RX anténní řada je tvořena elementy s rozestupy $d = \lambda/2$. Z rovnice popisující maximální jednoznačné zorné pole ULA:

$$\theta_{max} = \sin^{-1} \left(\frac{f_A \lambda}{d} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{\omega_A \lambda}{2\pi d} \right) \quad (5.11)$$

je patrné, že právě pro anténní řadu s rozestupy $d = \lambda/2$ bude toto zorné pole teoreticky nejširší.

5.7 Úhlové rozlišení

Obecně vzato je úhlové rozlišení radaru závislé zejména na velikosti apertury RX antény [8]. S uvážením MIMO radaru využívajícího principu virtuální anténní řady se tento obecný předpoklad zúží zejména na počet daných TX a RX antén. Úhlové rozlišení je poté možno vyjádřit následovně:

$$\delta\theta = \frac{\lambda}{dN_{Rx}N_{Tx} \cos \theta} \quad (5.12)$$

Je důležité podotknout, že na rozdíl od rozlišení ve vzdálenosti a rychlosti, hodnota úhlového rozlišení klesá se zvyšujícím se odklonem od vektoru přímé viditelnosti anténní řady. Tuto skutečnost zachycuje člen $1/\cos \theta$ v rovnici (5.12).

6 Použitý hardware

K získání dat, jejichž zpracování bude probráno v následujících kapitolách, byla využita vývojová deska od firmy Texas Instruments s názvem AWR1642BOOST. V kombinaci s touto deskou byla použita sběrná karta DCA1000EVM.

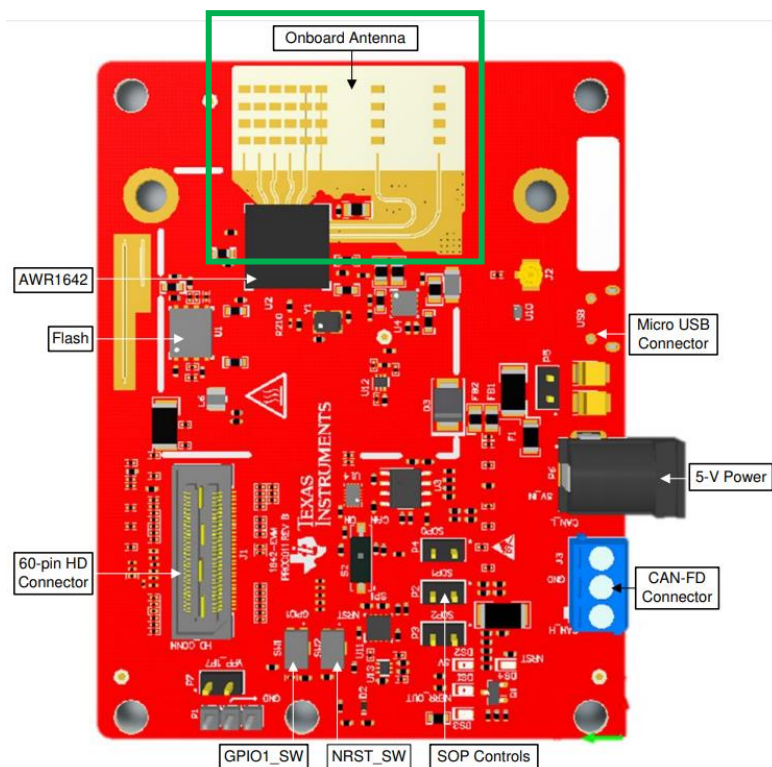
6.1 Radarový modul AWR1642BOOST

Vývojová deska AWR1642BOOST obsahuje radarový SOC AWR1642 včetně všech periférií potřebných pro jeho nastavení a ovládání. V těsné blízkosti radarového SOC se nachází soustava 2x TX a 4x RX mikopáskových antén (viz horní část Obr. 6.1). Rozmístění antén odpovídá požadavkům pro vytvoření virtuální anténní řady popsanych v kapitole 2.1. Každá anténa je tvořena čtyřmi mikropáskovými vyzařovacími elementy umístěnými nad sebe, což umožňuje tvarovat vertikální směrovou vyzařovací charakteristiku. Z diagramu na Obr. 6.2 je patrné, že šířka anténního svazku ve vertikální rovině je mnohem menší než v rovině horizontální. Tato charakteristika je žádoucí, jelikož radar neplýtvá vysílaným výkonem mimo dopředný směr a zároveň jsou potlačeny složky přijímaného signálu způsobené silnými odrazy od země. V horizontální rovině je naopak požadována co největší šířka svazku, umožňující detekci cílů nacházejících se v poloze s relativně velkým azimutálním úhlem.

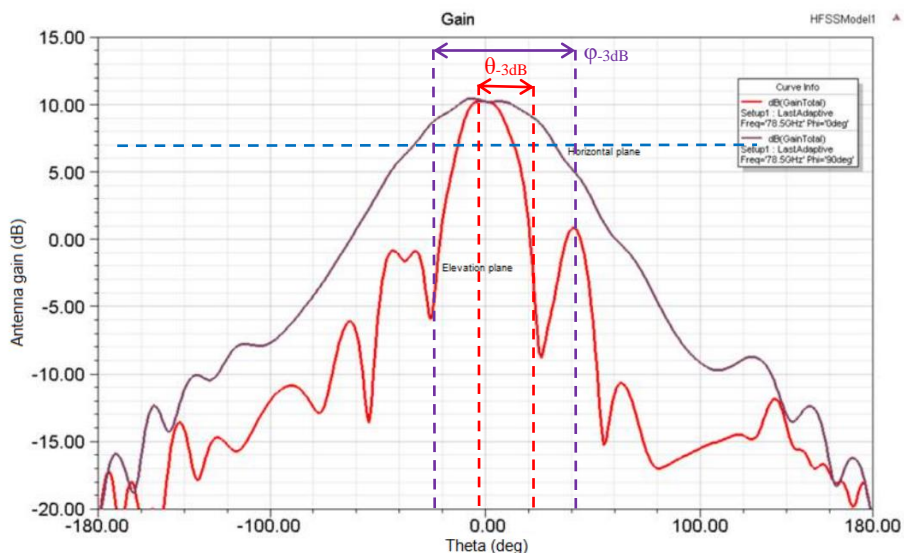
Radar pracuje v pásmu 77–81 GHz, které dle evropské normy ETSI EN 302 264 může být v Evropské unii volně využíváno pro automobilní systémy krátkého dosahu [14]. V souladu s touto normou nepřesahuje maximální EIRP radaru 55 dBm. Vysílací RF část radaru umožňuje generovat výstupní čírp signál se sklonem rampy až 100 MHz/ μ s umožňující dosáhnout plné šířky pásma 4 GHz i při velice krátkém trvání čirpu v řádu desítek μ s. K dosažení co možná největšího rozlišení v rychlosti detekovaného cíle je možné v rámci jednoho bloku vyslat až 255 po sobě jdoucích čirpů. Výstupní signál může být vysílán z jedné libovolné vysílací antény, nebo je možné při použití obou vysílacích antén výstupní signál modulovat TDM či BPM modulací (viz kapitola 2.3).

Přijatý RF signál je v řetězci každé přijímací antény koherentně kvadraturně směřován s kopií vysílaného signálu na nulovou mezifrekvenci. Po směřování projde přijatý signál dvojicí nastavitelných filtrů typu horní propust, jenž potlačují vliv odrazů od blízkých cílů a snižují negativní efekt přeslechů mezi vysílacími a přijímacími anténami. Hraniční frekvenci horní propusti HPF1 je možno nastavit na hodnoty 175, 235, 350 a 700 kHz a hraniční frekvenci druhé horní propusti HPF2 na hodnoty 350, 700, 1400 a 2800 kHz. Před

navzorkováním je signál filtrován antialiasingovým filtrem, jehož hraniční frekvence je vždy pevně nastavena na 0,9-násobek použité vzorkovací frekvence. Navzorkovaná komplexní data je poté možno přímo zpracovávat v DSP jednotce čipu AWR1642, nebo je možno k nim přistupovat v reálném čase pomocí sběrné karty DCA1000EVM popsané v následující kapitole 6.2. Z důvodu zaměření této diplomové práce na zpracování mezifrekvenčních signálů v programovém prostředí Matlab byla využita druhá metoda přístupu k mezifrekvenčním datům pomocí sběrné karty DCA1000EVM.



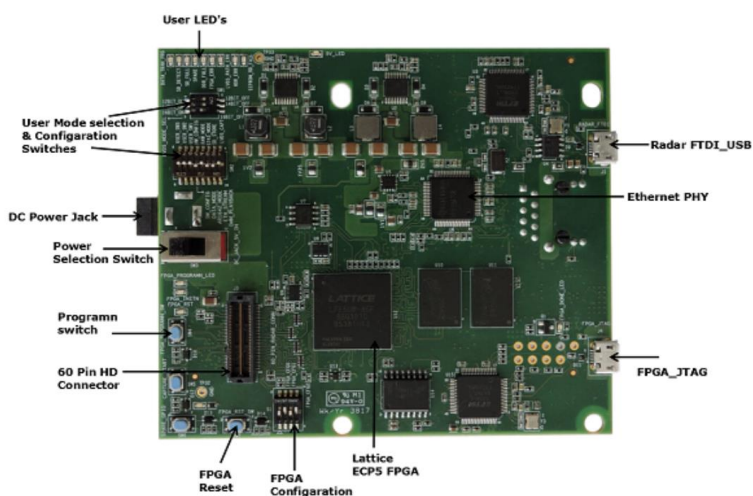
Obr. 6.1: Vývojová deska AWR1642BOOST od Texas Instruments (zelený obdélník – zvýraznění soustavy TX a RX antén) [15]



Obr. 6.2: Anténní vyzářovací diagram pro vývojovou desku AWR1642BOOST [15]

6.2 Sběrná karta DCA1000EVM

Analogově-digitální převodníky radarového čipu AWR1642 generují v průběhu měření přijímaného signálu relativně velký objem dat. Aby bylo možné k tomuto datovému toku přistupovat v reálném čase z externího zařízení, je vývojová deska AWR1642BOOST vybavena speciálním 60-pinovým HD (high density) konektorem. Přes tento konektor je poté možno připojit sběrnou kartu DCA1000EVM, která se stará o záznam surových dat z ADC převodníků. Zaznamenaná surová data poté zpracuje do formy paketů, které je možno přenést přes rozhraní 1 Gbit/s Ethernet. Pakety jsou následně zpracovány v počítači dle jejich hlaviček a je z nich zkonstruována 4D datová struktura vhodná pro zpracování v prostředí Matlab.



Obr. 6.3: Sběrná karta DCA1000EVM [16]

7 Zpracování mezifrekvenčních signálů radaru v prostředí Matlab

7.1 Dekódování TDM a BPM modulací

V kapitolách 3.4 a 6.2 bylo zmíněno, že z naměřených radarových dat je zkonstruována $N_r \cdot N_v \cdot N_a \cdot N_f$ 4D datová struktura. Třetí dimenze této struktury představuje data získaná z jednotlivých čtyř přijímacích antén a čtvrtá dimenze počet nahraných rámců. Pokud není využita TDM či BPM modulace, je možné tyto data rovnou dále zpracovávat. V opačném případě je nutno data před zpracování vhodně přeuspořádat a získat tak efektivně data z 8-prvkové virtuální anténní řady (viz kapitola 2.2).

7.1.1 TDM modulace

U TDM modulace dochází ke střídání vysílacích antén po každém vyslaném čirpu v rámci jednoho bloku pro dopplerovské zpracování. Každý lichý čirp tedy odpovídá signálům přijatým z první čtveřice antén virtuální anténní řady a každý sudý čirp signálům z druhé čtveřice. Výslednou podobu datové kostky pro 8-prvkovou virtuální anténní řadu lze tedy získat rozdělením datové struktury na dvě matice obsahující liché a sudé řádky 2. dimenze a jejich následným spojením v dimenzi 3.:

```
TDM = load(filepath, 'orderedData');
TDM = TDM.orderedData;
TDM_odd = TDM(:,1:2:end, :, :); % odd matrix
TDM_even = TDM(:,2:2:end, :, :); % even matrix
radarCubeTDM = cat(3, TDM_odd, TDM_even); % rearranged TDM matrix equivalent
to 1-TX / 8-RX virtual antenna array
```

7.1.2 BPM modulace

Zpracování vstupní datové struktury u signálů s BPM modulací je obdobné s tím rozdílem, že data první a druhé čtveřice antén virtuální anténní řady jsou dekodována dle vztahu (2.1) uvedeného v kapitole 2.3.2.

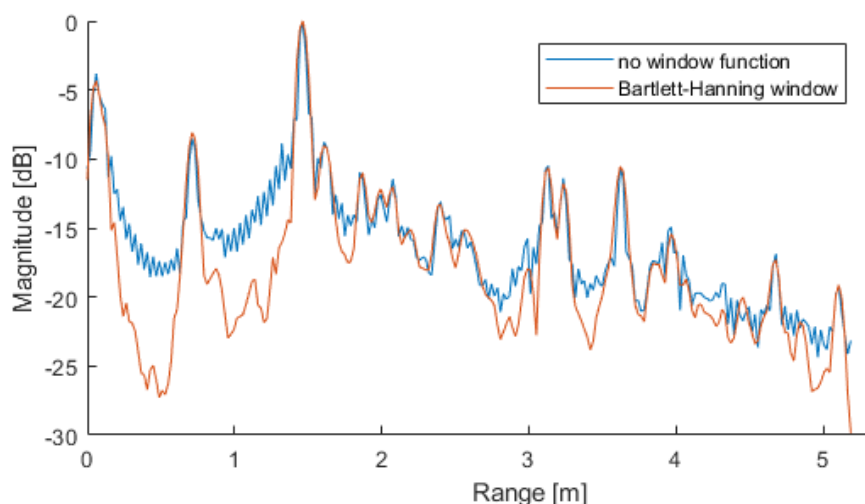
```
BPM = load(filepath, 'orderedData');
BPM = BPM.orderedData;
BPM_odd = BPM(:,1:2:end, :, :); % odd matrix
BPM_even = BPM(:,2:2:end, :, :); % even matrix
BPM1 = (BPM_odd+BPM_even)/2;
BPM2 = (BPM_odd-BPM_even)/2;
radarCubeBPM = cat(3, BPM1, BPM2);
```

7.2 Spektrální analýza radarového IF signálu

7.2.1 Použití funkcí okna

Je-li v dosahu radaru přítomen radarový cíl, obsahuje mezifrekvenční signál vzorkovaný v rychlém i pomalém čase odpovídající harmonické složky. Z důvodu konečné vzorkovací periody však dochází k relativně výraznému prosakování ve frekvenčním spektru zpracovávaného signálu a tvorbě postranních laloků. Potlačení těchto nežádoucích postranních laloků ve spektru je možné aplikací vhodné funkce okna na vzorky signálu před frekvenční analýzou. Nežádoucím efektem každé funkce okna je však rozšíření hlavního spektrálního laloku. S uvažáním dostupných funkcí okna v prostředí Matlab a požadavků na potlačení postranních laloků i zachování co nejmenší šířky hlavního laloku byly vybrány dvě funkce nejvhodnější.

U funkce okna použité pro zpracování vzorků rychlého času byl kladen větší důraz na zachování úzké šířky hlavního laloku pro případné rozlišení dvou blízkých cílů ve vzdálenosti. Vybrána byla funkce okna typu Bartlett-Hanning s hodnotou SLRR -35,9 dB. Hlavní lalok spektra byl v důsledku použití této funkce rozšířen přibližně 1,5-násobně. Porovnání frekvenčního spektra získaného ze vzorků rychlého času pro měřenou scénu 3 (viz kapitola 9.3) bez použití funkce okna a s použitím okna typu Bartlett-Hanning je zobrazeno na Obr. 7.1.



Obr. 7.1: Porovnání vzdálenostního spektra signálu před a po aplikaci funkce okna typu Bartlett-Hanning

Narozdíl od předchozího případu nebyl u funkce okna použité pro vzorky signálu v pomalém čase kladen takový důraz na zachování úzké šířky hlavního laloku, vhodnější zde bylo potlačit výrazné laloky postranní. Byla tak zvolena funkce okna typu Blackman-Harris SLRR -92 dB. Šířka hlavního laloku rychlostního spektra se zvětšila přibližně na 2,1-násobek oproti obdélníkovému oknu.

7.2.2 Aplikace 3D FFT

Prvním krokem spektrální analýzy radarového signálu je aplikace $N_r \cdot N_v \cdot N_a$ – bodové 3D FFT na datovou strukturu radarové kostky. $N_{r/v/a}$ značí počet bodů použitých pro FFT algoritmus v dané dimenzi radarové kostky (vzdálenost/rychlost/úhel). Pokud je některá dimenze radarové kostky tvořena počtem vzorků o jiné hodnotě, než je mocnina čísla 2, je pro provedení FFT v této dimenzi zvolen počet bodů odpovídající nejbližší mocnině čísla 2 větší, než je daný počet vzorků. Vektor vzorků v dané dimenzi je poté na potřebný počet bodů doplněn nulovými vzorky.

Zvolením počtu bodů FFT rovnému mocnině čísla 2 je zaručena maximální optimalita algoritmu, jenž Matlab pro výpočet FFT používá. Provedením 3D FFT je získáno třidimenzionální spektrum odpovídající frekvenčnímu obsahu vektorů v dané dimenzi.

7.3 2D detekce CFAR

Rozhodnutí, zda se ve spektru přijatého signálu nachází radarový cíl, je provedeno s pomocí detektoru 2D CA-CFAR [17] [18] [19]. Detekce je provedena na tzv. predetekční matici. Tato matice je získána aplikací 2D FFT na matici vzorků rychlého a pomalého času (dimenze 1 a 2 radarové kostky) získaných z každé virtuální přijímací antény. Následnou nekoherentní integrací 2D spekter od všech virtuálních přijímacích antén je získána samotná predetekční matice.

Princip detektoru 2D CA-CFAR lze popsat následovně. V každém kroku je vybrána jedna testovaná buňka – CUT z predetekční matice. Okolo této buňky se nachází určitý počet ochranných buněk, jejichž hodnota není do odhadu šumového prahu započítávána. Ochranné buňky jsou obklopeny tzv. tréninkovými buňkami, z jejichž průměru je určen odhad hodnoty šumového prahu. Na základě požadované hodnoty pravděpodobnosti detekce falešného cíle p_{fa} je poté vypočtena prahová hodnota. Spektrální hodnota CUT je následně s touto prahovou hodnotou porovnávána a pokud je vyšší, je v této CUT detekován cíl.

Použitím funkcí okna před aplikací 3D FFT došlo k rozšíření hlavních spektrálních laloků. 2D CA CFAR tedy nedetekuje cíl pouze v jedné buňce, avšak v oblasti buněk. Poloha

radarového cíle v detekované oblasti je poté určena s pomocí algoritmu pro vyhledání vrcholu. Souřadnice všech detekovaných cílů v rovině vzdálenost-rychlost jsou poté uloženy do matice pro následné další zpracování a zobrazení výsledků.

7.4 Určení AOA detekovaných cílů

Pro každý cíl detekovaný v rovině rychlost-vzdálenost je vybrán odpovídající vektor z 3D spektra a úhel příchodu signálu od radarového cíle je získán nalezením maximální hodnoty tohoto vektoru. Tato metoda však není zcela ideální. Pokud by se ve stejné vzdálenostní a rychlostní buňce nacházely dva různé radarové cíle s rozdílnou azimutální polohou, nebylo by možné druhý slabší cíl detekovat. Tento problém by mohl být vyřešen využitím některé z pokročilejších metod určení AOA, jako jsou například ESPRIT [20] či MUSIC [21]. Využití těchto metod však nebylo rámci zadání této diplomové práce zvažováno, a z tohoto důvodu nebyly dané pokročilé metody určení AOA v této diplomové práci implementovány.

8 Kalibrace měřené hodnoty RCS

8.1 Návrh trojúhelníkového trihedrálního koutového odražeče

Pro kalibraci radarem měřených hodnot RCS v rovině vzdálenosti a azimutu radarové kostky je vhodné využít fyzikálně přesně definovaného cíle. S přihlédnutím k různým typům odražečů byl pro samotný návrh a zhotovení vybrán trihedrální koutový odražeč. Tento typ odražeče poskytuje přijatelný kompromis mezi závislostí hodnoty RCS na úhlu odklonu od dopředné osy odražeče a relativní jednoduchosti výroby.

8.1.1 Simulace RCS

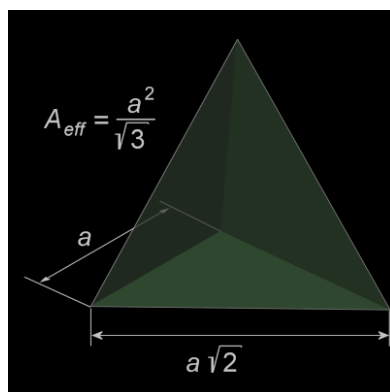
K návrhu samotné geometrie odražeče a ověření jeho směrové charakteristiky RCS byl využit simulační program CST Microwave Studio [22]. Základem návrhu bylo vypočtení délky vnitřní hrany a trojúhelníkového trihedrálního koutového odražeče. K tomuto výpočtu byl využit vzorec pro výpočet maximální dopředné hodnoty RCS daného typu odražeče [23]:

$$\sigma = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \quad (8.1)$$

z něhož byla vyjádřena požadovaná délka hrany a (viz Obr. 8.1). Dosazením vlnové délky λ dopadající elektromagnetické vlny pro uvažovaný radar s nosnou frekvencí $f_c = 79 \text{ GHz}$ vyšla délka hrany a následovně:

$$a = \sqrt[4]{\frac{3\sigma\lambda^2}{4\pi}} = \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 100 \cdot (3,797 \cdot 10^{-3})^2}{4\pi}} = 13,62 \text{ cm}. \quad (8.2)$$

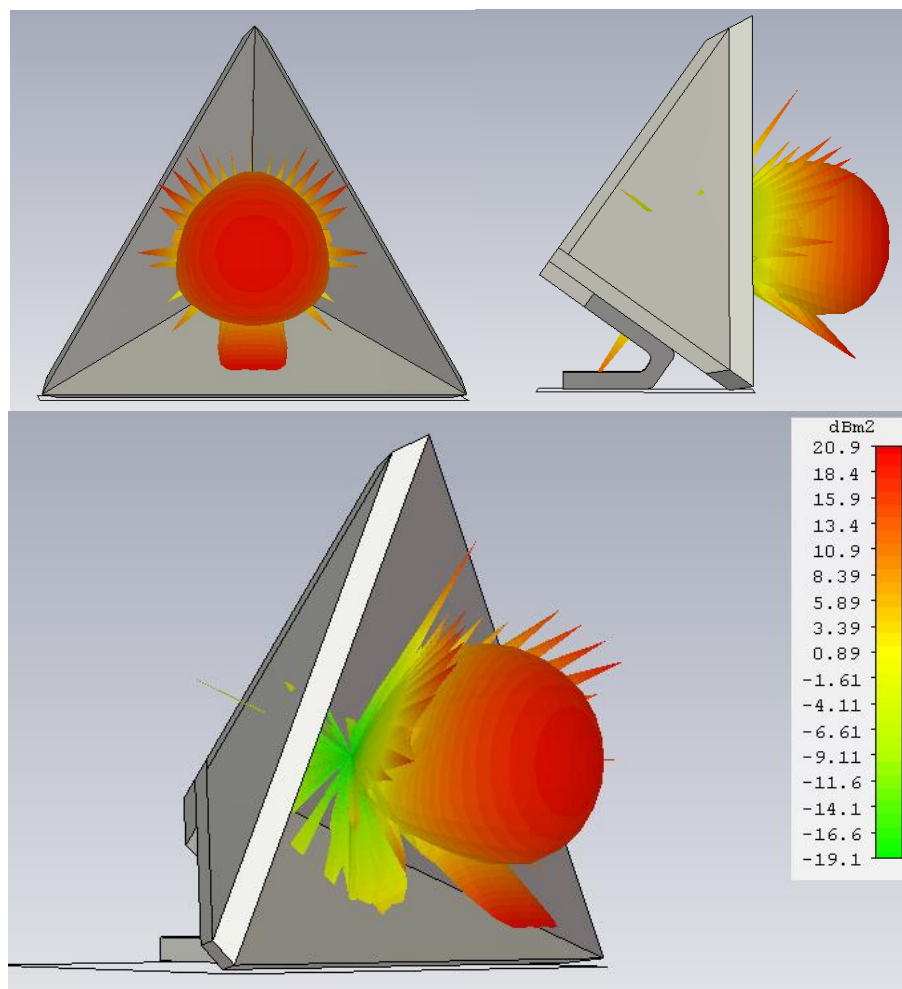
Délka odpovídající vnější obvodové hrany je tedy $b = a\sqrt{2} = 19,26 \text{ cm}$.



Obr. 8.1: Znáornění geometrie trojúhelníkového trihedrálního koutového odražeče [24]

Na základě vypočtené geometrie byl poté vytvořen přesný 3D model odražeče v programu CST MW včetně úchyty pro připevnění k laboratornímu stojanu. K provedení samotné simulace směrové charakteristiky RCS byl zvolen tzv. *asymptotický solver* pracující na principu sledování optických paprsků (ray-tracing). Tento solver je vhodný pro simulaci objektů, jejichž rozměry jsou několikanásobně větší, než je vlnová délka uvažované dopadající elektromagnetické vlny. Tato podmínka byla pro uvažovaný odražeč s hranou 19,26 cm a vlnovou délkou dopadající vlny přibližně 3,8 mm v tomto případě splněna. Asymptotický solver je výhodný zejména svou relativně nízkou výpočetní náročností oproti ostatním simulačním metodám. Umožňuje tedy rychlé iterování 3D návrhu odražeče na základě získané podrobné směrové charakteristiky RCS.

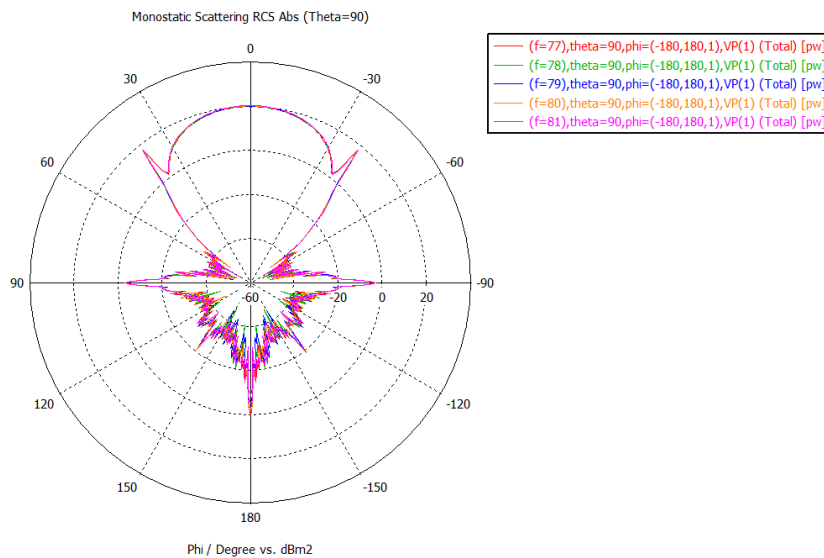
Výslednou podobu navrženého trojúhelníkového trihedrálního koutového odražeče včetně výstupu simulace jeho 3D směrové charakteristiky RCS na nosné frekvenci radaru $f_c = 79 \text{ GHz}$ je možno vidět na Obr. 8.2.



Obr. 8.2: Výsledek simulace 3D směrové charakteristiky RCS navrženého koutového odražeče pro $f_c = 79 \text{ GHz}$

Na Obr. 8.3 se poté nachází řez 3D směrovou charakteristikou RCS v horizontální rovině pro frekvence 77–81 GHz s krokem 1 GHz. Výsledky simulací směrových charakteristik RCS navrženého odražeče odpovídají očekávaným průběhům a maximální hodnota RCS v dopředném směru je rovna požadované hodnotě 100 m^2 (20 dBm^2).

Pro tuto finální podobu geometrie odražeče byla provedena dodatečně také parametrická simulace závislosti hodnoty RCS na tloušťce použitého materiálu a úhlu seříznutí obvodových hran. Pro úhly vychýlení v horizontální rovině $\varphi = (-45^\circ, 45^\circ)$ a vertikální rovině $\theta = (-45^\circ, 45^\circ)$ však nebyly v dopředné směrové charakteristice RCS zjištěny žádné výrazné odchylky. Tloušťka materiálu byla tedy zvolena 7 mm s přihlédnutím k celkové ceně výroby a výsledné hmotnosti a pevnosti odražeče. Sklon seříznutí vnějších hran byl zvolen 45° . Zhotovený koutový odražeč byl poté použit pro vytvoření a změření kalibrační scény.



Obr. 8.3: Horizontální řez výslednou 3D směrovou charakteristikou RCS navrženého koutového odražeče pro $f_c = 77\text{--}81 \text{ GHz}$

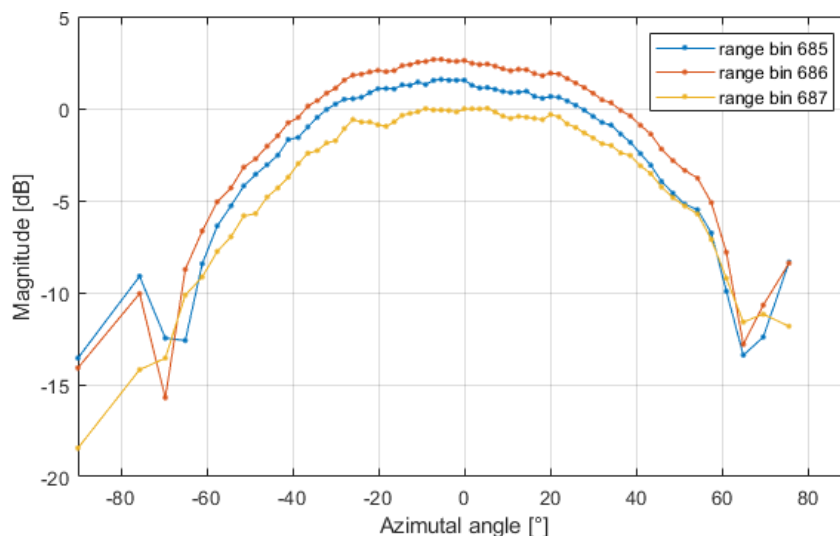
8.2 Měření kalibrační scény

Zhotovený koutový odražeč byl použit pro vytvoření kalibrační scény. Deska radaru byla upevněna na točnu s elektronicky řízeným úhlem natočení v azimutální rovině. Celá konstrukce byla upevněna na fotografický stojan tak, aby se geometrické středy vysílacích a přijímacích antén nacházely 120 cm nad zemí. Koutový odražeč byl umístěn do vzdálené zóny ve vzdálenosti 20 m a upevněn na fotografický stojan tak, aby jeho geometrický střed ležel ve stejné výšce s anténami radaru. Využitím zrcadlových odrazných ploch na odražeči

a točně bylo s pomocí světelného zdroje provedeno jejich přesné nasměrování do pozice proti sobě. Podrobné informace o nastavení radaru včetně fotografií měřené scény 4 se nachází v kapitole 9.4.

Rozsah maximální jednoznačně určitelné vzdálenosti měřitelné radarem byl nastaven na 30 m. Hodnota horní propusti filtrující složky odrazů blízkých cílů z mezifrekvenčního signálu byla nastavena na nejnižší možnou hodnotu 300 kHz. Blízké cíle byly tedy potlačeny až do vzdálenosti přibližně 5 metrů, což umožnilo eliminovat vliv přítomnosti měřícího vybavení a osob v blízkosti radaru v průběhu měření. Z důvodu kladeného důrazu na zachování maximálního rozlišení ve vzdálenosti a maximálního možného počtu vyslaných čírpů v jednom rámci činila hodnota maximální jednoznačně určitelné rychlosti pouze $\pm 1,19$ m/s, což ale bylo pro měření statické scény zcela dostačující.

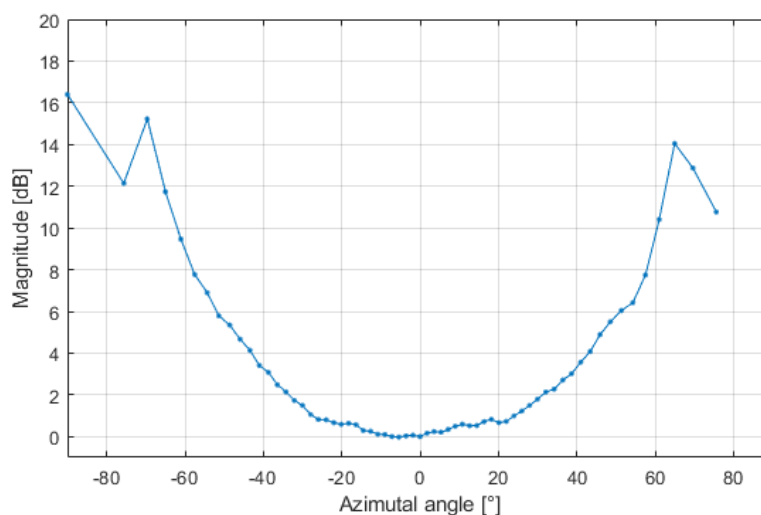
Úhel natočení radaru vůči koutovému odražeči v azimutální rovině byl měněn s rozlišením $0,1^\circ$ v rozsahu $(-90^\circ, 90^\circ)$ s nelineárním krokem odpovídajícím jednotlivým úhlovým buňkám při použití 64-bodové FFT v rámci algoritmu určení AOA. Hodnoty měřených úhlů včetně odpovídajících spektrálních hodnot naměřených v R-V-A buňkách odpovídající umístěnému koutovému odražeči jsou zobrazeny v grafu na Obr. 8.4.



Obr. 8.4: Spektrální hodnoty naměřené v R-V-A buňkách odpovídajících umístění kalibračního koutového odražeče ve vzdálenosti 20 m

8.3 Výpočet kalibračního vektoru a kalibrační konstanty

Z naměřených vektorů hodnot zobrazených v grafu na Obr. 8.4 byl poté jejich sečtením a inverzí vytvořen kalibrační vektor. Sečtení spektrálních hodnot ze tří přilehlých vzdálenostních buněk bylo provedeno z toho důvodu, že fyzické rozměry koutového odražeče přesahují velikost jediné vzdálenostní buňky (3,79 cm pro kalibrační scénu 4). Hodnoty kalibračního vektoru pro 64 nelineárně rozložených úhlových bodů normalizované k hodnotě bodu odpovídajícímu nulovému azimutálnímu úhlu jsou zaneseny do grafu na Obr. 8.5.



Obr. 8.5: Hodnoty výsledného kalibračního vektoru

Kalibrační konstanta byla vypočtena dosazením do následujícího vztahu:

$$\sigma = \frac{4\pi r^2 S_r}{S_t}, \quad (8.3)$$

kde $r = 19,97$ m byla vzdálenost detekovaného koutového odražeče (vzdálenostní buňka 686) a S_r součet spektrálních hodnot naměřených ve vzdálenostních buňkách 685-687. Hodnota vypočtené kalibrační konstanty činila $C_k = 5,9 \cdot 10^{-2}$.

8.3.1 Výpočet hodnoty RCS

Po určení kalibrační konstanty a kalibračního vektoru je následně možné vypočítat hodnotu RCS pro detekované cíle v libovolné vzdálenosti a azimutální poloze. Samotná hodnota RCS je určena dosazením naměřené spektrální hodnoty S_r v cílové R-V-A buňce do následujícího vztahu:

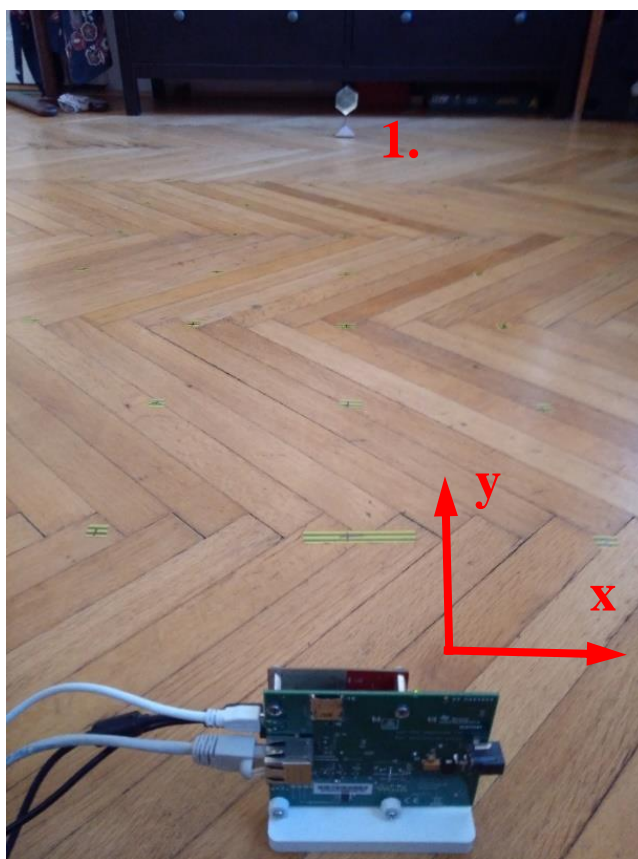
$$\sigma = C_k C_v r^2 S_r, \quad (8.4)$$

kde r je vzdálenost detekovaného, C_k je hodnota kalibrační konstanty a C_v hodnota kalibračního vektoru pro příslušný detekovaný úhel.

9 Měřené radarové scény a výsledky zpracování dat

9.1 Statická scéna 1

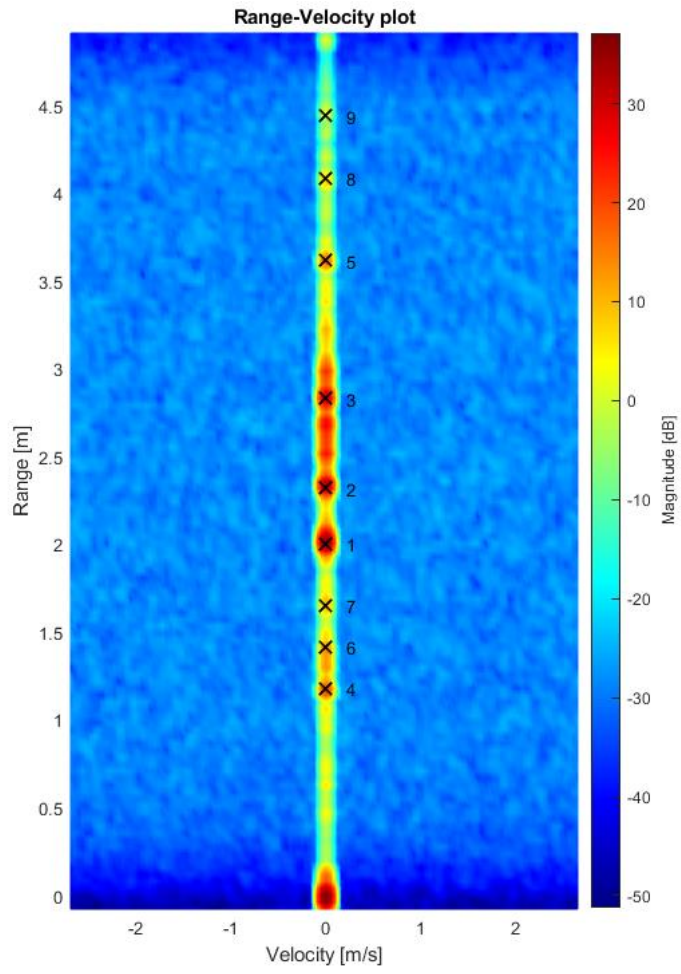
První statická scéna byla změřena s použitím jednoho koutového odražeče s hodnotou RCS 10 m^2 umístěným ve vzdálenosti 2 m v přímém dopředném směru radaru. Koutový odražeč byl umístěn do stejné výšky s anténním polem radaru. Parametry nastavení radaru pro tuto měřenou scénu jsou zaneseny v Tab. 9.1.



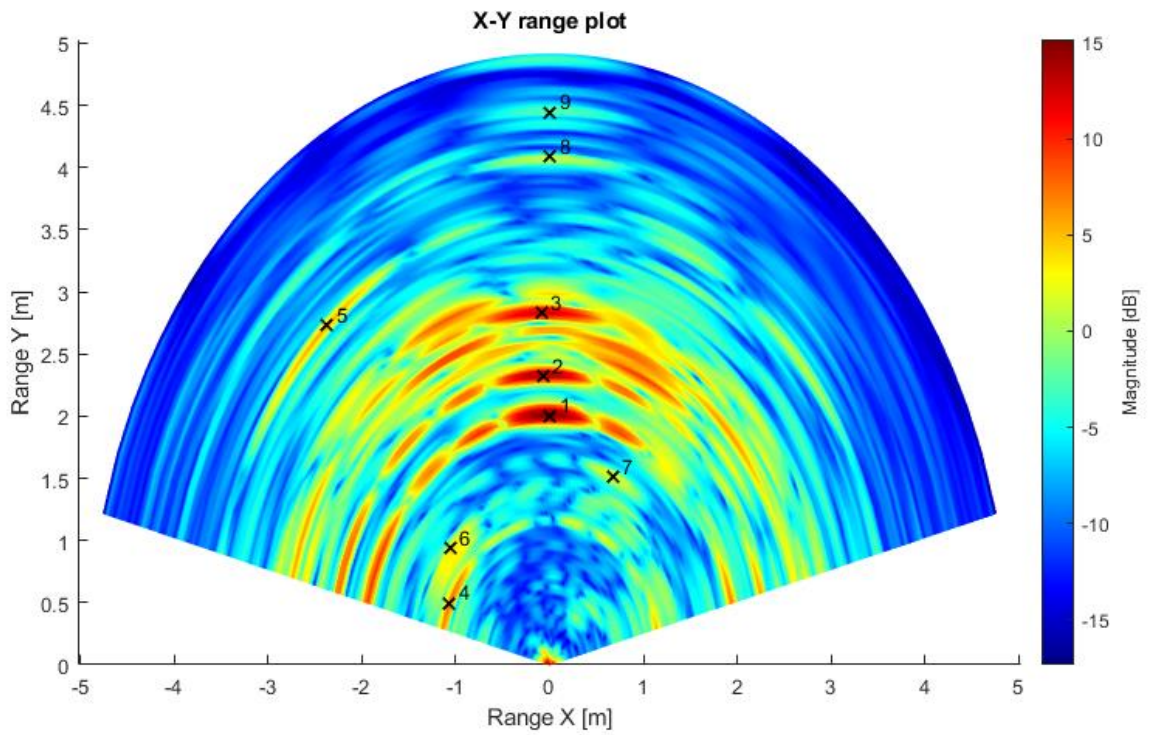
Obr. 9.1: Pohled na radarovou scénu 1 s koutovým odražečem o RCS 4 m^2 umístěným ve výšce radaru ve vzdálenosti 2 m

Tab. 9.1: Parametry nastavení radaru pro statické scény 1 a 2

N_r	256
N_v	128
Modulace	Single, TDM, BPM
f_s	6,711 MHz
α	100 MHz/ μ s
T_c	37,8 μ s
B	3,78 GHz
T_i (Single / TDM /BPM)	312 / 176 / 176 μ s
T_{block}	352 μ s
T_{frame}	100 ms
R_{max}	5,03 m
δR	3,93 cm
v_{max}	2,7 m/s
δv	0,042 m/s



a)



b)

Targets detected: 9				
Id,	R [m],	V [m/s],	RCS [m ²],	AZ [°]
1:	2.00,	0.00,	5.49,	0.0
2:	2.32,	0.00,	4.88,	-1.8
3:	2.83,	0.00,	6.06,	-1.8
4:	1.18,	0.00,	4.59,	-65.0
5:	3.61,	0.00,	4.43,	-41.0
6:	1.41,	0.00,	0.66,	-48.6
7:	1.65,	0.00,	0.22,	24.0
8:	4.09,	0.00,	0.89,	0.0
9:	4.44,	0.00,	0.46,	0.0

c)

Obr. 9.2: Výstup skriptu pro zpracování radarových dat v prostředí Matlab pro měřenou radarovou scénu 1 – a) R-V diagram, b) X-Y diagram, c) výpis detekovaných cílů obsahující informace o vzdálenosti, rychlosti, RCS a azimutální poloze

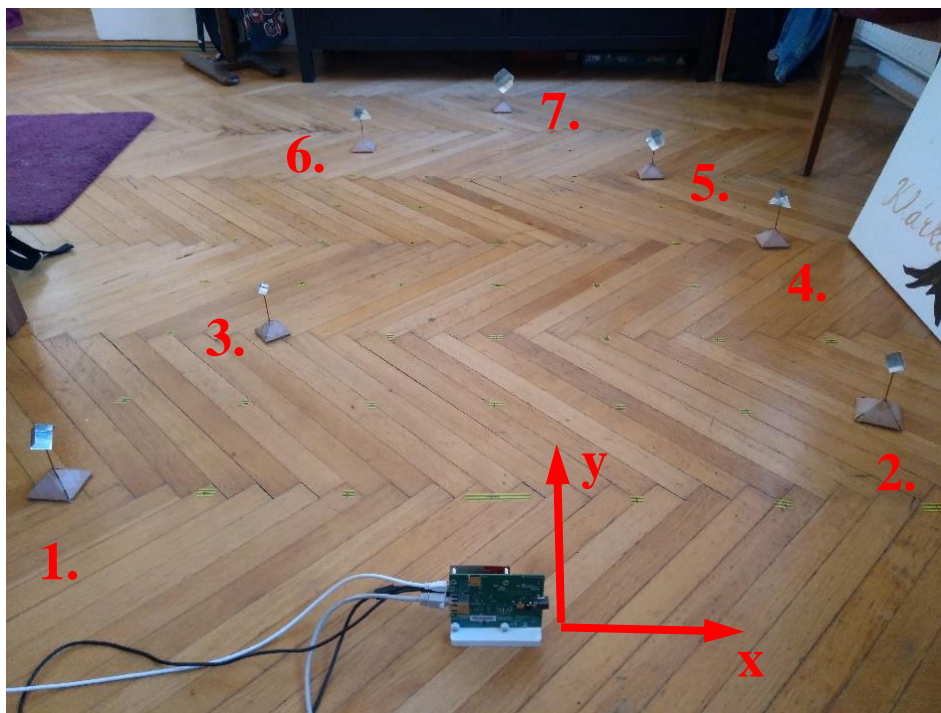
Výsledek zpracování měřených dat pro radarovou scénu 1 je zobrazen na Obr. 9.2. Umístěný koutový odražeč představuje detekovaný radarový cíl 1. Určení jeho radiální vzdálenosti a azimutální polohy je přesné. Odhadnutá hodnota RCS se od očekávané hodnoty 10 m² mírně liší, což může být způsobeno nepřesnou konstrukcí, či nepřesným nasměrováním maxima směrové charakteristiky RCS koutového odražeče vůči radaru. Mimo tento detekovaný cíl jsou patrné také výrazné cíle 2 a 3 způsobené odrazy od objektů a stěny nacházející se za koutovým odražečem.

9.2 Statická scéna 2

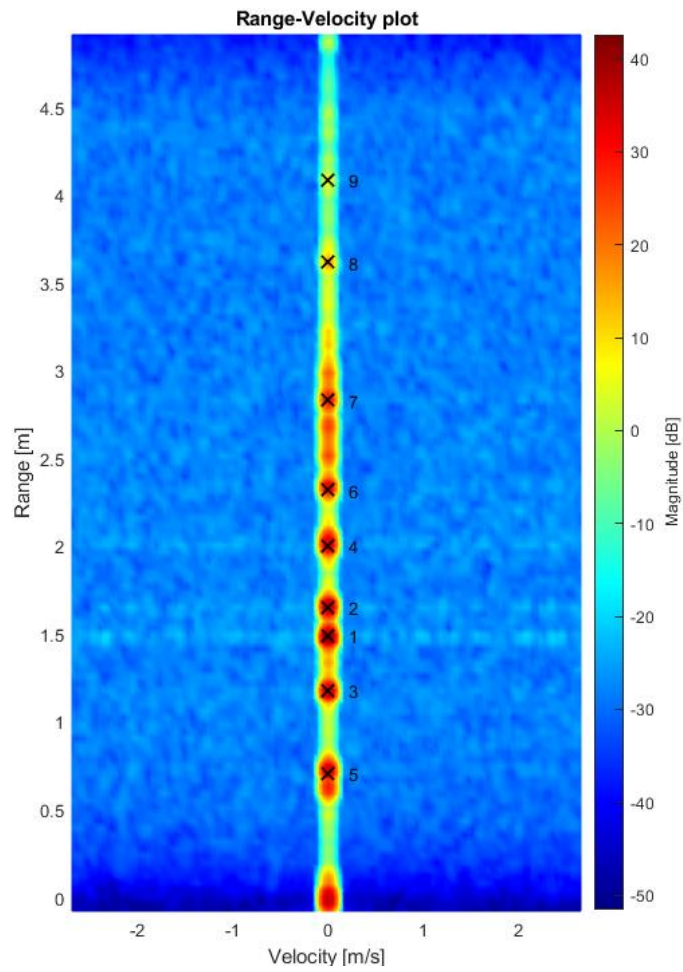
Druhá statická scéna vycházela z první statické scény. Do okolí radaru však bylo rozmístěno dalších 6 odražečů s hodnotami RCS od 0,1 do 4 m². Parametry nastavení radaru byly shodné s parametry použitými při měření scény 1.

Tab. 9.2: Souřadnice a hodnoty RCS cílů rozmístěných ve statické scéně 2

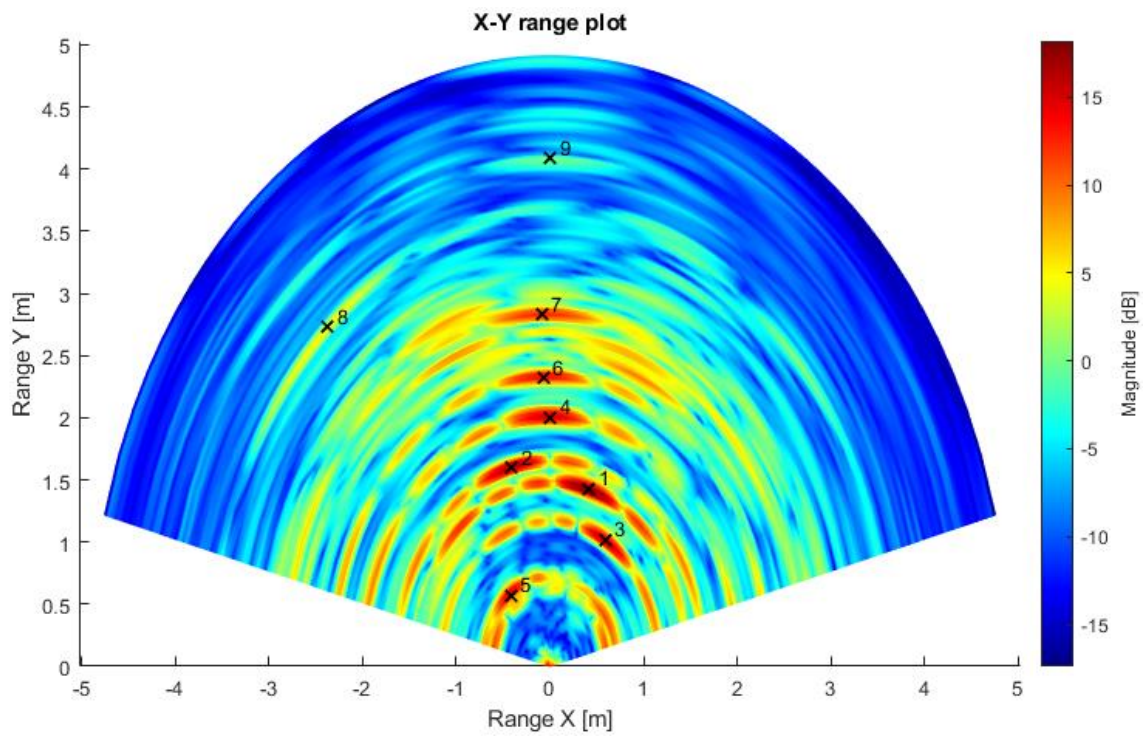
Odražeč	x [cm]	y [cm]	R[m]	Azimut [°]	RCS [m ²]
1	-60	20	0,63	-71,6	1
2	60	40	0,72	56,3	0,4
3	-40	60	0,72	-33,7	0,1
4	60	100	1,17	30,1	0,4
5	40	140	1,46	15,9	4
6	-40	160	1,65	-14,0	1
7	0	200	2,00	0	10



Obr. 9.3: Pohled na radarovou scénu 2 s rozmístěnými koutovými odražeči ve výšce radaru s vyznačenou orientací souřadných os



a)



b)

Targets detected: 9					
	ld,	R [m],	V [m/s],	RCS [m2],	AZ [°]
1:	1.49,	0.00,	7.19,	16.3	
2:	1.65,	0.00,	5.74,	-14.5	
3:	1.18,	0.00,	3.48,	30.0	
4:	2.00,	0.00,	5.43,	0.0	
5:	0.71,	0.00,	0.95,	-36.4	
6:	2.32,	0.00,	4.85,	-1.8	
7:	2.83,	0.00,	6.01,	-1.8	
8:	3.61,	0.00,	4.01,	-41.0	
9:	4.09,	0.00,	0.78,	0.0	

c)

Obr. 9.4: Výstup skriptu pro zpracování radarových dat v prostředí Matlab pro měřenou radarovou scénu 2 – a) R-V diagram, b) X-Y diagram, c) výpis detekovaných cílů obsahující informace o vzdálenosti, rychlosti, RCS a azimutální poloze

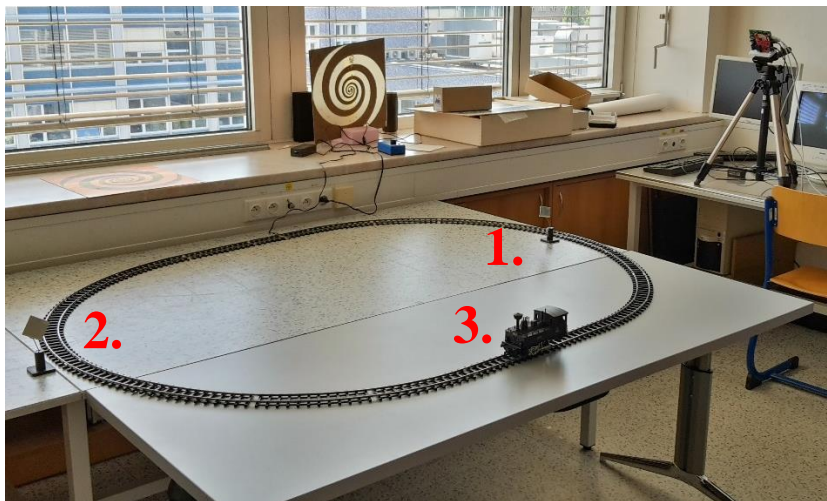
Ze sedmi rozmístěných koutových odražečů se podařilo detekovat pouze pět, jelikož se odražeče 6 a 7 se nacházely ve velkém azimutálním úhlu k dopřednému směru pohledu radaru, kde již citlivost radaru nebyla dostatečně vysoká. Porovnáním výpisu detekovaných cílů na Obr. 9.4 c) přiřazených pomocí Tab. 9.3 s údaji o rozmístěných koutových odražečích v Tab. 9.2 je patrné, že pozice detekovaných cílů skutečně odpovídají pozici rozmístěných odražečů. Určené hodnoty RCS neodpovídají zcela očekávaným hodnotám pro jednotlivé odražeče, což může být způsobeno jejich nepřesnou konstrukcí či nepřesným nasměrováním maxima jejich RCS charakteristiky směrem k radaru.

Tab. 9.3: Přiřazení detekovaných cílů k rozmístěným koutovým odražečům ve scéně 2

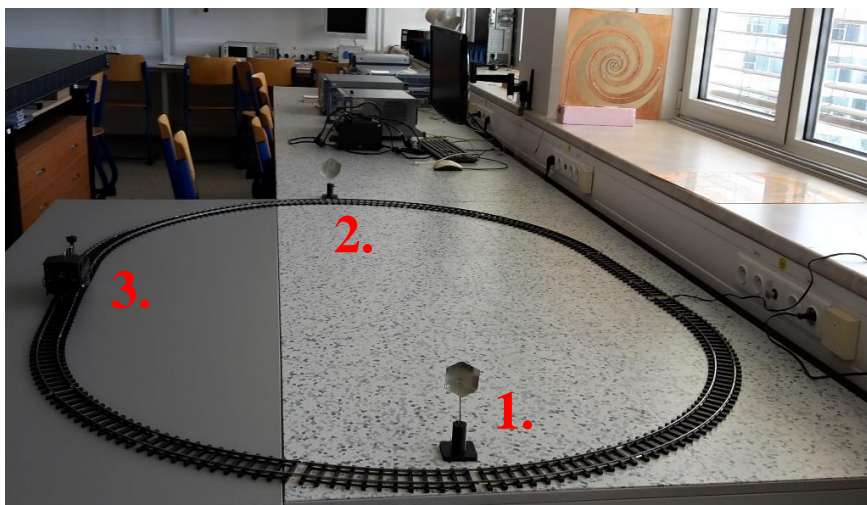
Detekovaný cíl	Odražeč
1	5
2	6
3	4
4	7
5	3

9.3 Dynamická scéna 3

Pro změření dynamické scény byl zvolen oválný okruh kolejiště s rozměry 170x130 cm umístěný v horizontální vzdálenosti 116 cm od radaru. Po okruhu se pohyboval modelový vláček o velikosti 16x7,5x9 cm. Radar byl upevněn na stativu a nacházel se tedy ve výšce 65 cm nad rovinou stolu s umístěným kolejištěm. Do podélné osy oválu v blízkosti kolejnice byly umístěny dva koutové odražeče. Koutový odražeč blíže radaru byl umístěn do horizontální vzdálenosti 125 cm (radiální vzdálenost 140 cm) od radaru a jeho hodnota RCS činila 10 m^2 . Druhý koutový odražeč s hodnotou RCS 4 m^2 byl umístěn do horizontální vzdálenosti 286 cm (radiální vzdálenost 303 cm). Rychlost vláčku byla nastavena na hodnotu přibližně $0,5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$. Parametry nastavení radaru pro tuto scénu je možno vidět v Tab. 9.4.



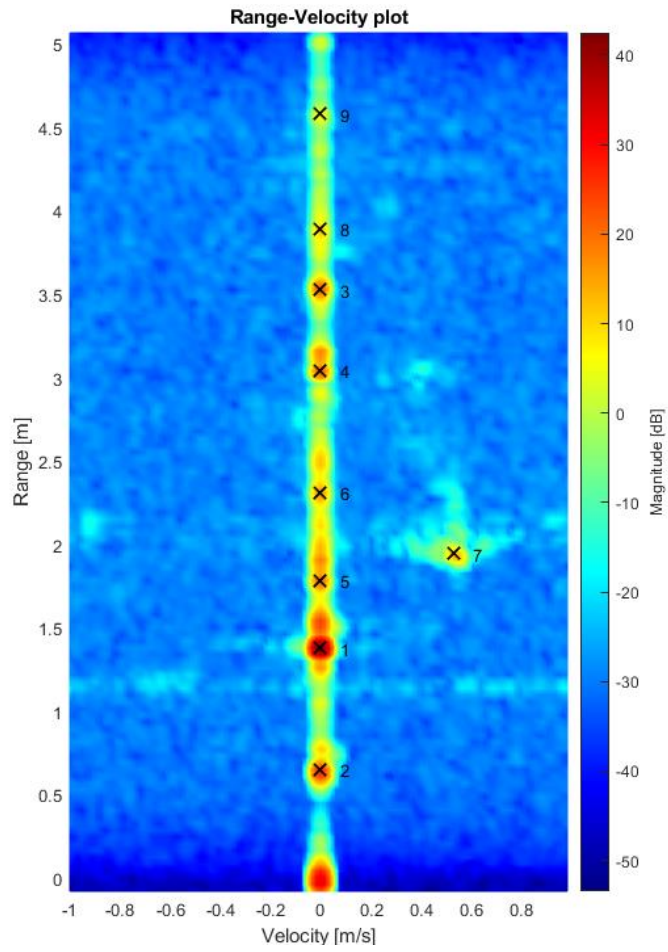
Obr. 9.5: Pohled na radarovou scénu 3 s modelem vláčku a dvěma koutovými odražeči



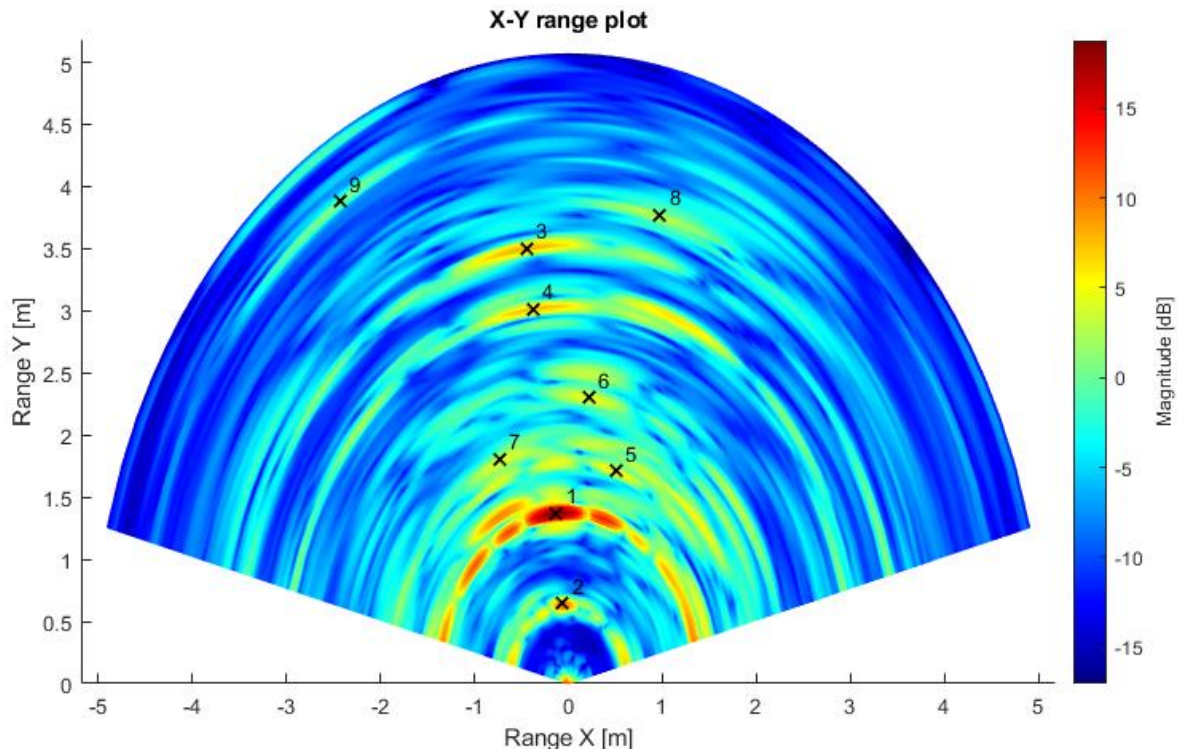
Obr. 9.6: Pohled na radarovou scénu 3 směrem od radaru

Tab. 9.4: Parametry nastavení radaru pro měřenou dynamickou scénu

N_r	256
N_v	100
Modulace	Single, TDM, BPM
f_s	6,920 MHz
α	100 MHz/ μ s
T_c	37 μ s
B	3,7 GHz
T_i (Single / TDM /BPM)	908 / 434 / 434 μ s
T_{block}	948 μ s
T_{frame}	100 ms
R_{max}	5,19 m
δR	4,05 cm
v_{max}	1 m/s
δv	0,020 m/s



a)



b)

Targets detected: 9				
Id,	R [m],	V [m/s],	RCS [m2],	AZ [°]
1:	1.38,	-0.00,	5.20,	-5.4
2:	0.65,	-0.00,	0.15,	-5.4
3:	3.53,	-0.00,	2.97,	-7.2
4:	3.04,	-0.00,	2.05,	-7.2
5:	1.78,	-0.00,	0.59,	16.3
6:	2.31,	-0.00,	0.61,	5.4
7:	1.95,	0.53,	0.37,	-22.0
8:	3.89,	-0.00,	1.27,	14.5
9:	4.58,	-0.00,	1.55,	-32.1

c)

Obr. 9.7: Výstup skriptu pro zpracování radarových dat v prostředí Matlab pro měřenou radarovou scénu 3 – a) R-V diagram, b) X-Y diagram, c) výpis detekovaných cílů obsahující informace o vzdálenosti, rychlosti, RCS a azimutální poloze

Zpracováním dat dynamické scény se podařilo detekovat pohyblivý modelový vláček včetně obou pevně umístěných koutových odražečů. Koutový odražeč 1 odpovídá detekovanému cíli 1 a koutový odražeč 2 detekovanému cíli 4 na Obr. 9.7. Modelový vláček poté odpovídá detekovanému cíli 7 a jedná se správně o jediný detekovaný pohyblivý cíl s rychlostí $0,53 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$. Odhad hodnoty RCS umístěných koutových odražečů je shodně s výsledky ze scény 1 a 2 o něco nižší, než byla očekávaná hodnota. Tato nesrovnalost může být opět způsobena nepřesným nasměrováním maxima směrové charakteristiky RCS koutových odražečů, či jejich nepřesnou konstrukcí. Odhad hodnoty RCS modelového vláčku činí i přes jeho kovovou konstrukci pouze $0,37 \text{ m}^2$. Určené azimutální úhly detekovaných odražečů i modelového vláčku odpovídají předpokládané hodnotě.

9.4 Kalibrační scéna 4

Kalibrační scéna 4 byla jedinou scénou měřenou v exteriéru s maximální detekovatelnou vzdáleností větší než 5 metrů. Zhotovený navržený kalibrační koutový odražeč s hodnotou RCS 100 m^2 byl umístěn do vzdálenosti 20 m od radaru. Radar i koutový odražeč byly upevněny na fotografické stativy ve výšce 140 cm a přesně nasměřovány proti sobě. Parametry nastavení radaru jsou zaneseny v Tab. 9.5 a podrobný popis měření kalibrační scény se nachází v kapitole 8.2.



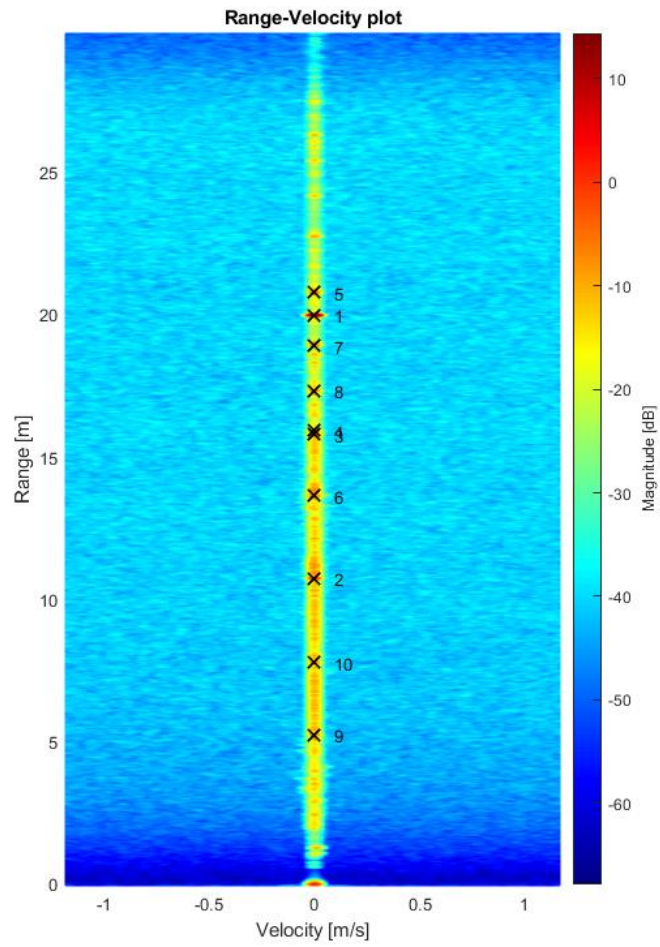
Obr. 9.8: Radar AWR1642BOOST s připojenou sběrnou kartou DCA1000EVM umístěný na elektronicky ovládané azimutální točce



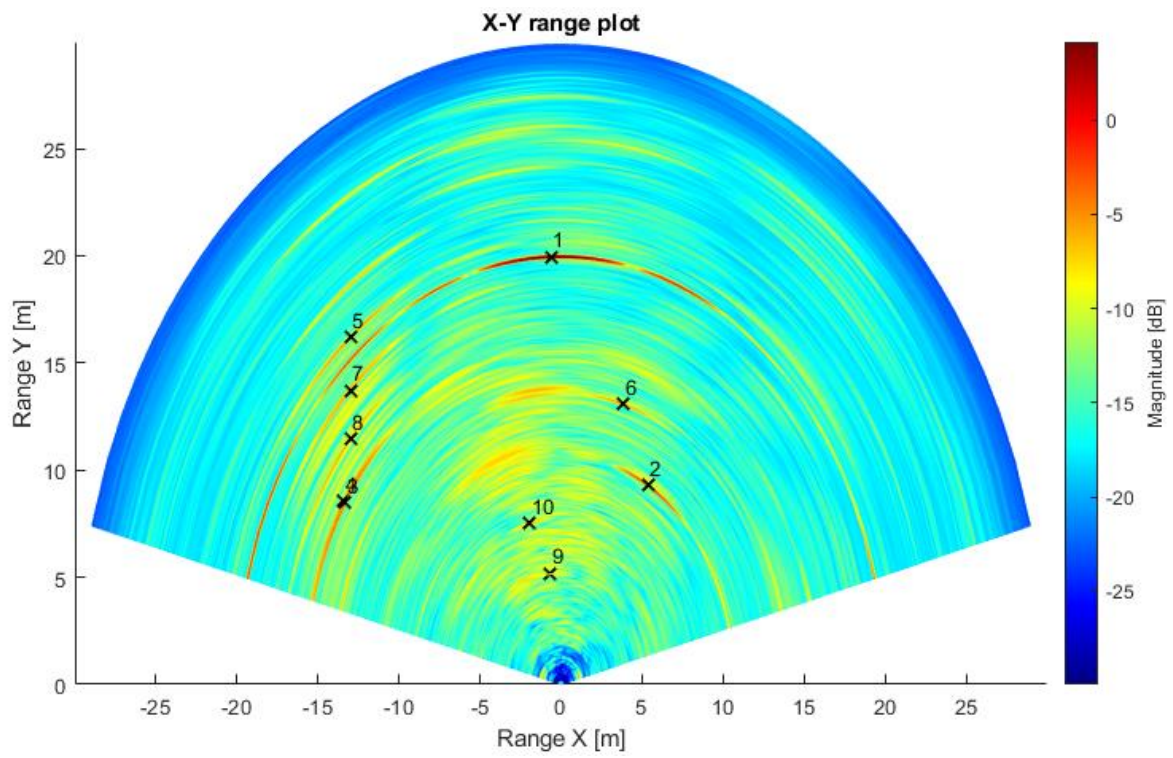
Obr. 9.9: Pohled směrem k vyznačenému radaru od koutového odražeče s RCS 100 m^2 umístěného ve vzdálenosti 20 m

Tab. 9.5: Parametry nastavení radaru pro měřenou kalibrační scénu

N_r	1583
N_v	128
Modulace	TDM
f_s	4,200 MHz
α	10,5 MHz/ μ s
T_c	377 μ s
B	3,77 GHz
T_i (TDM)	19 μ s
T_{block}	1024 μ s
T_{frame}	-
R_{max}	29,98 m
δR	3,79 cm
v_{max}	1,19 m/s
δv	0,019 m/s



a)



b)

Targets detected: 10				
Id	R [m]	V [m/s]	RCS [m ²]	AZ [°]
1:	19.97,	0.00,	101.44,	-1.8
2:	10.72,	0.00,	9.89,	30.0
3:	15.78,	0.00,	55.66,	-57.5
4:	15.90,	0.00,	45.85,	-57.5
5:	20.76,	0.00,	26.29,	-38.7
6:	13.62,	0.00,	5.55,	16.3
7:	18.89,	0.00,	21.45,	-43.4
8:	17.31,	0.00,	25.78,	-48.6
9:	5.22,	0.00,	0.45,	-7.2
10:	7.76,	0.00,	1.46,	-14.5

c)

Obr. 9.10: Výstup skriptu pro zpracování radarových dat v prostředí Matlab pro měřenou kalibrační radarovou scénu 4 – a) R-V diagram, b) X-Y diagram, c) výpis detekovaných cílů obsahující informace o vzdálenosti, rychlosti, RCS a azimutální poloze

Na Obr. 9.10 jsou zobrazeny získané diagramy a výpis detekovaných cílů pro měřenou kalibrační scénu s nastavením azimutální točny do polohy 0° . Kalibrační koutový odražeč odpovídá detekovanému cíli 1. Detekovaná vzdálenost odpovídá předpokládané hodnotě 20 m. Odhad hodnoty RCS se mírně liší o kalibrační hodnoty 100 m^2 , jelikož je koutový odražeč detekován v azimutální poloze $-1,8^\circ$ místo předpokládané polohy 0° . Mimo koutový odražeč bylo detekováno mnoho dalších cílů s relativně vysokou hodnotou RCS. Tyto detekované cíle byly zapříčiněny odrazy od různých objektů, které se v prostoru kalibrační scény nacházely. Vzdálenost objektů od umístěného kalibračního koutového odražeče však byla dostatečná na to, aby výsledky kalibrace nebyly zásadně ovlivněny.

Závěr

V rámci této diplomové práce bylo úspěšně provedeno zpracování mezifrekvenčních signálů MIMO FMCW radaru. Byl proveden také návrh koutového odražeče s hodnotou RCS 100 m^2 . Před vyrobením odražeče byly jeho předpokládané vlastnosti ověřeny simulací v prostředí CST MW. Zhotovený odražeč byl poté použit pro změření kalibrační scény, na jejímž základě byla provedena kalibrace pro využitý radarový modul AWR1642BOOST. Porovnáním získaných informací o detekovaných cílech ze čtyř různých změřených radarových scén byla ověřena funkčnost zpracování a zhodnocena přesnost předchozí kalibrace.

Bylo dosaženo všech zadaných a vytyčených cílů. Do budoucna by však bylo vhodné implementovat některý z pokročilejších algoritmů určení AOA příchozího signálu. Dále by bylo žádoucí funkci radaru a vytvořeného skriptu v jazyce Matlab ověřit na složitějších scénách z reálného prostředí. Pro tuto činnost by však bylo nutné zpracování signálu lépe optimalizovat, aby bylo možné ho provádět v reálném čase.

Reference

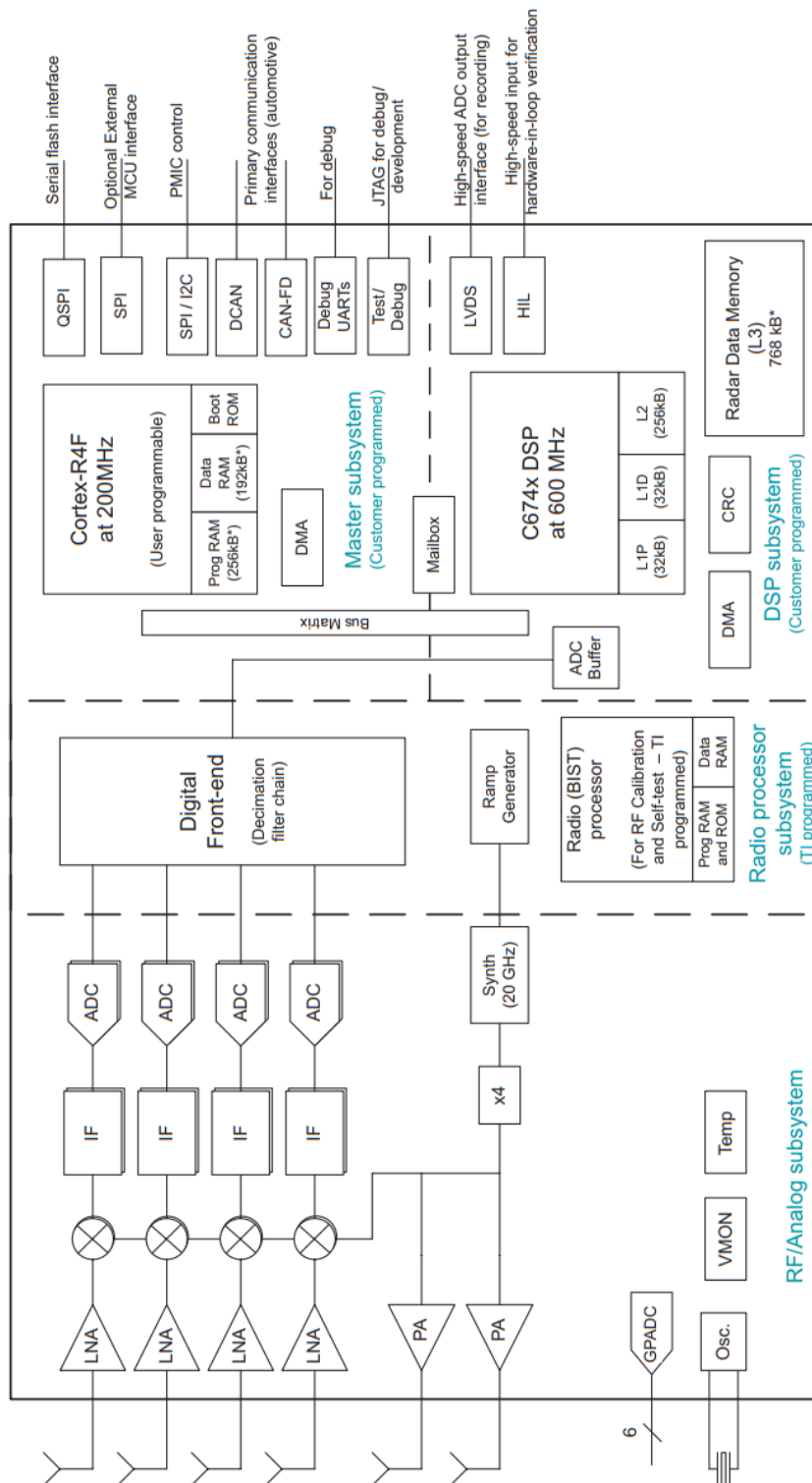
- [1] RAMASUBRAMANIAN, Karthnik. TEXAS INSTRUMENTS INC. *Using a complex-baseband architecture in FMCW radar systems*. Texas, 2017. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/wp/spyy007/spyy007.pdf?&ts=1589968205293>
- [2] GOSWAMI, Piyali, Sandeep RAO, Sachin BHARADWAJ a Amanda NGUYEN. Real-Time Multi-Gesture Recognition using 77 GHz FMCW MIMO Single Chip Radar. In: *2019 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)* [online]. IEEE, 2019, s. 1-4 [cit. 2020-05-19]. DOI: 10.1109/ICCE.2019.8662006. ISBN 978-1-5386-7910-4. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8662006/>
- [3] TEXAS INSTRUMENTS INC. *MIMO Radar: Application report (July revision)*. Texas, 2018. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/swra554a/swra554a.pdf>
- [4] HASCH, Jürgen, Eray TOPAK, Raik SCHNABEL, Thomas ZWICK, Robert WEIGEL a Christian WALDSCHMIDT. Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 2012, **60**(3), 845-860 [cit. 2020-05-09]. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2178427. ISSN 0018-9480. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6127923/>
- [5] LI, Jian a Petre STOICA, ed. *MIMO Radar Signal Processing* [online]. 2008. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2008 [cit. 2020-05-17]. ISBN 9780470391488.
- [6] TEXAS INSTRUMENTS INC. *Programming Chirp Parameters in TI Radar Devices: Application report*. Texas, 2017. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/swra553a/swra553a.pdf?&ts=1589674319231>
- [7] SUN, Hongbo, Frederic BRIGUI a Marc LESTURGIE. Analysis and comparison of MIMO radar waveforms. In: *2014 International Radar Conference* [online]. IEEE, 2014, s. 1-6 [cit. 2020-05-10]. DOI: 10.1109/RADAR.2014.7060251. ISBN 978-1-4799-4195-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7060251/>
- [8] RICHARDS, Mark A. *Fundamentals of radar signal processing*. 1. New York: McGraw-Hill, 2005. ISBN 978-0071798327.
- [9] BROOKER, Graham. *Understanding millimetre wave FMCW radars: 1st International Conference on Sensing Technology* [online]. In: . [cit. 2020-05-14].
- [10] SCHROEDER, Christoph a Hermann ROHLING. X-band FMCW radar system with variable chirp duration. *2010 IEEE Radar Conference* [online]. IEEE, 2010, , 1255-1259 [cit. 2020-05-06]. DOI: 10.1109/RADAR.2010.5494425. ISBN 978-1-4244-5811-0. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5494425/>
- [11] ISSAKOV, Vadim. *Microwave Circuits for 24 GHz Automotive Radar in Silicon-based Technologies* [online]. 2010. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010 [cit. 2020-05-06]. DOI: 10.1007/978-

3-642-13598-9. ISBN 978-3-642-13597-2. Dostupné z: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-642-13598-9_9

- [12] WOJTKIEWICZ, Andrzej, Jacek MISIUREWICZ, Nałęcz MAREK, Konrad JEDRZEJEWSKI a Krzysztof KULPA. *Two-dimensional Signal Processing in FMCW Radars*. [online]. 1997 [cit. 2020-05-09]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/235926794_Two-dimensional_Signal_Processing_in_FMCW_Radars
- [13] KRONAUGE, Matthias, Christoph SCHROEDER a Hermann ROHLING. Radar target detection and Doppler ambiguity resolution. In: *11-th INTERNATIONAL RADAR SYMPOSIUM* [online]. Vilnius, 2010, pp. 1-4. [cit. 2020-05-19]. ISBN 978-1-4244-5614-7.
- [14] FRANCE. *ETSI EN 302 264 V2.1.1*. In: . ETSI, 2017. Dostupné také z: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302200_302299/302264/02.01.01_30/en_302264v020101v.pdf
- [15] TEXAS INSTRUMENTS INC. *AWR1642 Evaluation Module (AWR1642BOOST) Single-Chip mmWave Sensing Solution*. 2017. 2020. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/swru508>
- [16] *Texas Instruments: Real-time data-capture adapter for radar sensing evaluation module* [online]. 2020 [cit. 2020-08-10].
- [17] YUAN, Yunneng, Weihua LI, Zhongsheng SUN, Yuxi ZHANG a Hong XIANG. Two-dimensional FFT and two-dimensional CA-CFAR based on ZYNQ. *The Journal of Engineering* [online]. 2019, **2019**(20), 6483-6486 [cit. 2020-08-13]. DOI: 10.1049/joe.2019.0201. ISSN 2051-3305. Dostupné z: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/joe.2019.0201>
- [18] KRONAUGE, Matthias a Hermann ROHLING. Fast Two-Dimensional CFAR Procedure. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* [online]. 2013, **49**(3), 1817-1823 [cit. 2020-08-14]. DOI: 10.1109/TAES.2013.6558022. ISSN 0018-9251. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6558022/>
- [19] KURNIAWAN, Dayat, Purwoko ADHI, Arif SURYADI, Iqbal SYAMSU a Teguh PRALUDI. Object Detector on Coastal Surveillance Radar Using Two-Dimensional Order-Statistic Constant-False Alarm Rate Algorithm. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)* [online]. 2015, **13**(2), 624-631 [cit. 2020-08-14]. DOI: 10.12928/telkomnika.v13i2.1189. ISSN 2302-9293. Dostupné z: <http://journal.uad.ac.id/index.php/TELKOMNIKA/article/view/1189>
- [20] ROY, R. a T. KAILATH. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* [online]. **37**(7), 984-995 [cit. 2020-08-14]. DOI: 10.1109/29.32276. ISSN 00963518. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/32276/>
- [21] SCHMIDT, R. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 1986, **34**(3), 276-280 [cit. 2020-08-14]. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143830. ISSN 0096-1973. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1143830/>
- [22] *3DS: CST STUDIO SUITE* [online]. 2020 [cit. 2020-08-14]. Dostupné z: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>

- [23] QIN, Yuxiao, Daniele PERISSIN a Ling LEI. The Design and Experiments on Corner Reflectors for Urban Ground Deformation Monitoring in Hong Kong. *International Journal of Antennas and Propagation* [online]. 2013, **2013**, 1-8 [cit. 2020-08-14]. DOI: 10.1155/2013/191685. ISSN 1687-5869. Dostupné z: <http://www.hindawi.com/journals/ijap/2013/191685/>
- [24] *Radartutorial.eu: Corner reflectors* [online]. [cit. 2020-08-13]. Dostupné z: <https://www.radartutorial.eu/17.bauteile/pic/winkelreflektor4.png>
- [25] UYSAL, Faruk, Pascal AUBRY a Alexander YAROVOY. Accurate Target Localization for Automotive Radar. In: *2019 IEEE Radar Conference (RadarConf)* [online]. IEEE, 2019, s. 1-5 [cit. 2020-08-13]. DOI: 10.1109/RADAR.2019.8835825. ISBN 978-1-7281-1679-2. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8835825/>
- [26] MIT LINCOLN LABORATORY. *Non-coherent integration*. 2001. Dostupné z: <https://www.ll.mit.edu/sites/default/files/outreach/doc/2018-07/lecture%205.pdf>
- [27] ENGGAR, Fransiska, Annisa MUTHIAH, Oktanto WINARKO, Octarina SAMIJAYANI a Suci RAHMATIA. Performance comparison of various windowing On FMCW radar signal processing. In: *2016 International Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD)* [online]. IEEE, 2016, s. 326-330 [cit. 2020-08-13]. DOI: 10.1109/ISESD.2016.7886743. ISBN 978-1-5090-3840-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7886743/>
- [28] YAMADA, N., Y. TANAKA a K. NISHIKAWA. Radar cross section for pedestrian in 76GHz band. In: *2005 European Microwave Conference* [online]. IEEE, 2005, 4 pp.-1018 [cit. 2020-08-13]. DOI: 10.1109/EUMC.2005.1610101. ISBN 2-9600551-2-8. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1610101/>
- [29] LEE, Seongwook, Seokhyun KANG, Seong-Cheol KIM a Jae-Eun LEE. Radar cross section measurement with 77 GHz automotive FMCW radar. In: *2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)* [online]. IEEE, 2016, s. 1-6 [cit. 2020-08-13]. DOI: 10.1109/PIMRC.2016.7794738. ISBN 978-1-5090-3254-9. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7794738/>
- [30] LEE, Yoonjin, Hosung CHOO, Soojin KIM a Hongseok KIM. RCS based target recognition with real FMCW radar implementation. *Microwave and Optical Technology Letters* [online]. 2016, **58**(7), 1745-1750 [cit. 2020-08-13]. DOI: 10.1002/mop.29901. ISSN 08952477. Dostupné z: <http://doi.wiley.com/10.1002/mop.29901>
- [31] TEXAS INSTRUMENTS INC. *AWR1642 mmWave sensor:: 76–81-GHz radar-on-chip for short-range radar applications*. Texas, 2017. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/AWR1642>

Příloha A



Podrobné blokové schéma využitého radarového systému na čipu AWR1642

(převzato z [31])

Příloha B

fmcwProcessingClass.m

scene2_processingScript.m

scene3_processingScript.m

