

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická
Katedra radioelektroniky

Sledování objektů pomocí radaru s frekvenčně modulovanou kontinuální nosnou vlnou

Diplomová práce

Bc. Jakub Velich

Vedoucí: Ing. Josef Krška
Studijní program: Elektronika a Komunikace
Leden 2024

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Velich** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **483426**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Technologie internetu věcí**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Sledování objektů pomocí radaru s frekvenčně modulovanou kontinuální nosnou vlnou

Název diplomové práce anglicky:

Object Tracking Using Frequency Modulated Continuous Wave Radar

Pokyny pro vypracování:

Prozkoumejte možnosti radarového kitu AWR1642, zjistěte jaká data poskytuje a jak jej lze konfigurovat. Nalezněte, případně navrhněte, vhodné algoritmy, které v poskytnutých datech naleznou objekty v zorném poli radaru. Algoritmus by měl poskytnout i základní informace o nalezeném objektu (vzdálenost, vzájemná rychlost, efektivní odrazná plocha). Implementujte clusterování a sledování objektů mezi jednotlivými skeny. Výsledný algoritmus ověřte měřeními statických i pohybujících se objektů. Volitelně prozkoumejte vliv konfiguračních parametrů na výsledky detekce objektů.

Seznam doporučené literatury:

- [1] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems", 1980, ISBN 0-07-057909-1
- [2] H. Rohling, "Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations" in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-19, no. 4, pp. 608-621, July 1983, doi: 10.1109/TAES.1983.309350
- [3] M. Ester, H. Kriegel, J. Sander and X. Xu, "A Density-Based Algorithm for Discovering Clusters in Large Spatial Databases with Noise", Knowledge Discovery and Data Mining, 1996
- [4] W. L. Melvin and J. A. Scheer, "Principles of Modern Radar: Advanced techniques", 2013, ISBN 978-1-891121-53-1

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Josef Krška katedra radioelektroniky FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **01.02.2023**

Termín odevzdání diplomové práce: **09.01.2024**

Platnost zadání diplomové práce: **22.09.2024**

Ing. Josef Krška
podpis vedoucí(ho) práce

doc. Ing. Stanislav Vítek, Ph.D.
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

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem č. 1/2009 o etické přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, 8. ledna 2024

Poděkování

Děkuji vedoucímu práce Josefu Krškovi a Václavu Navrátilovi za odborné připomínky, cenné rady a za celkovou podporu během tvorby této práce. Rovněž bych chtěl poděkovat za podporu své rodině a přátelům. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat Viktoru Adlerovi za poskytnutí koutových odražečů k měření, paní ředitelce Gymnázia Budějovická Zdeňce Bednářové za poskytnutí prostor k měření a paní Jarmile Červenkové, která svou přítomností měření umožnila.

Abstrakt

Aplikace radaru s frekvenčně modulovanou kontinuální vlnou je rozšířená v mnoha odvětvích průmyslu, zejména pak v automobilovém. Tato práce se zabývá sledováním objektů, kde jako radar byla použita radarová deska AWR1642 BOOST od firmy Texas Instruments. Většinou je tento kit používán ve spojení s rozšiřující deskou DCA1000EVM umožňující vysokorychlostní přenos vzorků ADC do počítače pro účely vývoje a testování algoritmů. Deska AWR1642 BOOST byla v této práci použita samostatně, pro posílání dat přímo do počítače disponuje pouze virtuální sériovou linkou. Základní ovládací program radaru mmWave Demo neposkytuje veškerá potřebná data ke sledování cílů, proto je v práci uveden způsob úpravy originálního firmware umožňující extrakci radarové kostky. Jsou zde vysvětleny základní principy Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radaru a jsou prezentovány základní dílčí algoritmy sledování. Vytvořený systém byl otestován jak na statických měřeních, tak i na dynamických měřeních. Pro statická měření s radarovým odražečem byla chyba odhadu polohy 0,141 m. Pro dynamická měření byly určeny chyby odhadů radiální vzdálenosti, azimutu a radiální rychlosti pro dva typy cílů. Pro radarový odražeč byly chyby 0,142 m, 2,24°, 0,12 m s⁻¹ a pro chodícího člověka 0,212 m, 3,17°, 0,167 m s⁻¹.

Klíčová slova: FMCW, radar, AWR1642, sledování cíle, detekce, Constant False Alarm Rate (CFAR), Range Doppler Map (RDM), Kalmanův filtr

Abstract

The application of radar with frequency-modulated continuous wave is widespread in many fields, especially in the automotive industry. This thesis focuses on object tracking with the AWR1642 BOOST radar board from Texas Instruments. Mostly, this kit is used in conjunction with the DCA1000EVM expansion board allowing high-speed transfer of ADC samples to a computer for algorithm development and testing purposes. In this thesis only the AWR1642 BOOST board was used. The board provides only a virtual serial communication interface for direct data transfer to the computer. However, the basic control program mmWave Demo does not provide all the necessary data for target tracking. Therefore, the modifications of the original firmware enabling the extraction of the radar data cube are presented. The basic principles of the Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radar are explained and the basic algorithms necessary for each stage in target tracking are presented. The created system was tested both on static and dynamic measurements. For static measurements using a corner reflector as a target, the error of estimated position was 0,141 m. In the case of dynamic measurements, the errors of radial range, speed and azimuth were determined for two types of targets. For the corner reflector, the errors were 0,142 m, 2,24°, 0,12 m s⁻¹, and for the case of a walking human 0,212 m, 3,17°, 0,167 m s⁻¹.

Key Words: FMCW, radar, AWR1642, target tracking, detection, Constant False Alarm Rate (CFAR), Range Doppler Map (RDM), Kalman filter

Obsah

1	Úvod	1
1.1	Kit AWR1642 BOOST	1
2	Frequency Modulated Continuous Wave radar	3
2.1	Blokové schéma	3
2.2	Vyslaný signál	4
2.3	Mezifrekvenční signál	5
2.3.1	Časové zpoždění	6
2.4	Odhad vzdálenosti	7
2.4.1	Limity odhadu vzdálenosti	8
2.5	Odhad rychlosti	9
2.5.1	Výpočet rychlosti	10
2.5.2	Limity odhadu rychlosti	11
2.6	Odhad úhlu	11
2.7	Virtuální antény	13
2.8	Rozlišení v úhlu	13
2.9	Kompenzace fáze pohybujících se objektů	14
3	Detekce	15
3.1	Cell Averaging–CFAR	16
3.2	Ordered Statistic–CFAR	17
3.3	Detekce pro 2D data	17
3.4	Nekoherentní integrace	19
4	Sledování cíle	21
4.1	Zpracování detekcí	21
4.1.1	Connected Components Analysis	22
4.1.2	Density–Based Spatial Clustering of Applications with Noise	23
4.2	Asociace	24
4.3	Predikce a aktualizace	25
4.3.1	Extended Kalman Filter	25
4.4	Vytváření a mazání trasy	27
5	Sledování cílů s AWR1642 BOOST	29
5.1	Formát vysílání	29
5.1.1	mmWave demo	31
5.1.2	Paketová struktura	32
5.1.3	Nutné úpravy firmware	34
5.2	Konfigurace radaru	36
5.3	Prostor měření	36
5.4	Porovnání detekčních algoritmů	37

Obsah

5.5	Statická měření	40
5.5.1	Jeden cíl	40
5.5.2	Dva cíle	41
5.6	Dynamická měření	43
5.6.1	Konstantní azimut	44
5.6.2	Konstantní vzdálenost	45
5.6.3	Křížení 2 cílů	46
5.6.4	Trasy se známými koncovými body	46
5.7	Diskuse výsledků	49
6	Závěr	51
	Bibliografie	53

Seznam obrázků

1.1	Deska vývojového kitu	2
2.1	Blokové schéma radaru	3
2.2	Lineární chirp	4
a	Časový průběh chirpu	4
b	Frekvenční průběh chirpu	4
2.3	Ilustrace vzniku mezifrekvenčního signálu	6
a	Vyslaný a přijatý chirp	6
b	Mezifrekvenční signál	6
2.4	Počáteční fáze IF signálu	7
2.5	„Range doppler“ FFT	8
2.6	Průběh frekvence odezev na pohybující se cíl (hodnoty jsou pouze ilustrativní)	9
2.7	Fázový rozdíl dvou Intermediate Frequency (IF) signálů	10
2.8	Rámec	11
2.9	Rovinná vlna dopadající na anténní řadu radaru	12
2.10	Virtuální element	13
2.11	Virtuální antény	13
3.1	Princip činnosti CA–CFAR	16
3.2	Princip činnosti Ordered Statistic (OS)–CFAR	17
3.3	Výběr buněk pro 2D data	18
3.4	Výběr buněk pro krajní oblast	18
4.1	Diagram sledování cílů	21
4.2	Definice sousedství buněk	22
a	4–adjacency sousedství	22
b	8–adjacency	22
4.3	Vstupní data pro Connected Component Analysis (CCA) algoritmus	22
4.4	Výstup algoritmu CCA	23
a	4–adjacency sousedství	23
b	8–adjacency sousedství	23
4.5	Princip DBSCAN clusterování	24
4.6	Gating a asociace pomocí Mahalanobisovy vzdálenosti	25
4.7	Princip Kalmanova filtru	26
5.1	Struktura framu	29
5.2	Time Division Multiplex (TDM)–Multiple–Input Multiple–Output (MIMO) . .	30
5.3	Binary Phase Multiplex (BPM)–MIMO	30
5.4	Funkční diagram [20]	31
5.5	Struktura paketu	33
5.6	Radarová kostka	34
5.7	Měřicí prostor se zaměřenými body	37
5.8	Porovnání CFAR algoritmů	38
a	Detekované cíle pro OS–CFAR	38

b	Detekované cíle pro Cell Ageraging (CA)–CFAR	38
5.9	Tvar použitých oblastí buněk pro CA-CFAR	38
5.10	Porovnání detekčních matic	39
a	Detekční matice OS–CFAR	39
b	Detekční matice CA–CFAR	39
5.11	Koutový odražeč	40
5.12	Měření s jedním statickým cílem	41
5.13	Mapa referenčních bodů	42
5.14	Úhlové spektrum pro přítomnost 2 cílů	42
a	1. cíl $\theta = -15^\circ$, 2. cíl $\theta = 0^\circ$, stejná Radar Cross Section (RCS)	42
b	1. cíl $\theta = -15^\circ$, 2. cíl $\theta = 0^\circ$, různá RCS	42
5.15	Naměřené úhlové spektrum 2 cílů	43
a	1. cíl $\theta=0^\circ$, 2. cíl $\theta=-4,87^\circ$, různá RCS	43
b	Poloha cíle v buňce RDM, které náleží úhlovému spektru v obr. 5.15a	43
5.16	Trasování konstantního azimutu pro jeden cíl	45
a	Odražeč	45
b	Člověk	45
5.17	Oblouková trajektorie	45
a	Nesený odražeč jako cíl	45
b	Chodící člověk jako cíl	45
5.18	Křížení tras dvou lidí	46
5.19	Dráha „zig–zag“ podél osy y	46
5.20	Dráha z bodu 6 do bodu 4	47
5.21	Dráha z bodu 6 do bodu 4	47
5.22	Kombinace statických cílů s trajektorií do tvaru „U“	48
5.23	Kombinace statických a dynamických cílů	48
5.24	2 dynamické cíle	49
5.25	Střední kvadratická chyba polohy statických cílů	50
a	Chyba polohy v závislosti na r	50
b	Chyba polohy v závislosti na θ	50

Seznam tabulek

2.1	Porovnání členů ve výpočtu fáze IF signálu	6
2.2	Typické hodnoty z [4]	7
2.3	Význam bodů v obrázku 2.7	10
5.1	Sériové porty pro komunikaci s radarem	32
5.2	Režimy činnosti	35
5.3	Měřicí konfigurace	36
5.4	Parametry odražečů	37
5.5	Chyba odhadu polohy pro statické cíle	41
5.6	Rozsah parametrů pro trasování cíle	44
5.7	Typická konfigurace trasování	44
5.8	Rozsah parametrů pro trasování cíle	50

Seznam zkratek

ADC	Analog to Digital Converter. 2, 3, 31, 32
ARM	Advanced RISC Machines. 1
AWR	Automotive mmWave Radar. 32, 36
BPM	Binary Phase Multiplex. xi, 29–31
CA	Cell Aceraging. xii, 16, 17, 19, 37–40, 51
CAN	Controller Area Network. 2
CCA	Connected Component Analysis. xi, 23, 24, 38
CFAR	Constant False Alarm Rate. vii, ix, xi, xii, 15–19, 27, 37–40, 50, 51
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor. 1
CUT	Cell Under Test. 16
CW	Continuous Wave. 3
DBSCAN	Density–Based Spatial Clustering of Applications with Noise. 23, 24, 38
DSS	Digital Subsystem. 31, 32
EKF	Extended Kalman Filter. 26, 27
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques. 13
FFT	Fast Fourier Transform. 7–11, 13, 14, 18, 33, 35–37, 49
FM	Frequenční modulace. 3
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave. vii, 1, 3, 51
I2C	Inter Integrated Circuit. 2
IF	Intermediate Frequency. xi, xiii, 3, 6–11
L3	Level 3. 35
LIDAR	Light Detection And Ranging. 51
LNA	Low Noise Amplifier. 3
LVDS	Low Voltage Differential Signalling. 2, 31
MIMO	Multiple–Input Multiple–Output. xi, 1, 14, 29, 30, 34, 36
MSE	Minimal Square Error. 25
MSS	Master Subsystem. 31, 32
MUSIC	Multiple Signal Classification. 13

Seznam zkratek

OS	Ordered Statistic. xi, xii, 17, 19, 37–40, 50, 51
PA	Power Amplifier. 3
RCS	Radar Cross Section. xii, 40, 42, 43
RDM	Range Doppler Map. vii, xii, 11, 14, 17, 19, 24, 32–34, 37, 38, 42, 43, 48–51
RF	Radio Frequency. 1
SDK	Software Development Kit. 31–33
SNR	Signal to Noise Ratio. 19, 27, 40, 44, 45, 49
SOP	Sense On Power. 35
TDM	Time Division Multiplex. xi, 14, 29–31, 34, 36
TI	Texas Instruments. 1
TLV	Type Length Value. 32
UART	Universal Asynchronous Receiver–Transmitter. 2, 31
ULA	Uniform Linear Array. 12
VCO	Voltage Controlled Oscillator. 3

1 Úvod

Radarové senzory pracující v oblasti milimetrových vln jsou klíčovou součástí moderních systémů v automobilového průmyslu, avšak uplatňují se i v aplikacích automatizované výroby nebo lékařství. Princip radaru s frekvenčně modulovanou kontinuální nosnou vlnou je známý od první poloviny 20. století [1]. V současnosti je nejrozšířenější použití těchto radarů v oblasti automobilů, kde je tato aplikace známá již několik desetiletí, avšak masového rozšíření se dočkaly až v poslední době [2]. Trendem je stále větší míra autonomního řízení, kde mnoho systémů je pro komerční použití dostupných již dnes. Jsou jimi například bezpečnostní a asistenční systémy jako: nouzové brzdění, adaptivní tempomat, nouzový asistent řízení, asistent parkování a mnoho dalších. [3]

Radarové senzory poskytují odhady o vzdálenosti, azimutu (elevaci) a rychlosti objektů v zorném poli radaru nezávisle na okolních světelných podmínkách (intenzitě osvětlení) [1]. Oproti ultrazvukovým sensorům má radar typicky mnohem delší dosah [4]. V poslední době se výzkum zaměřuje na integrované senzory založených na polovodičové technologii Radio-Frequency Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (RF CMOS). Nejčastěji je využívána lineární frekvenční modulace, frekvence 77 GHz, šířka pásma 4 GHz a Multiple-Input Multiple-Output technologie (MIMO). Tyto parametry plynou z požadavků asistenčních systémů automobilů na vzdálenostní rozlišení, rozlišení cílů v azimutu v prostředí s mnoha cíli jako je městské prostředí, a požadavky na cenu [2].

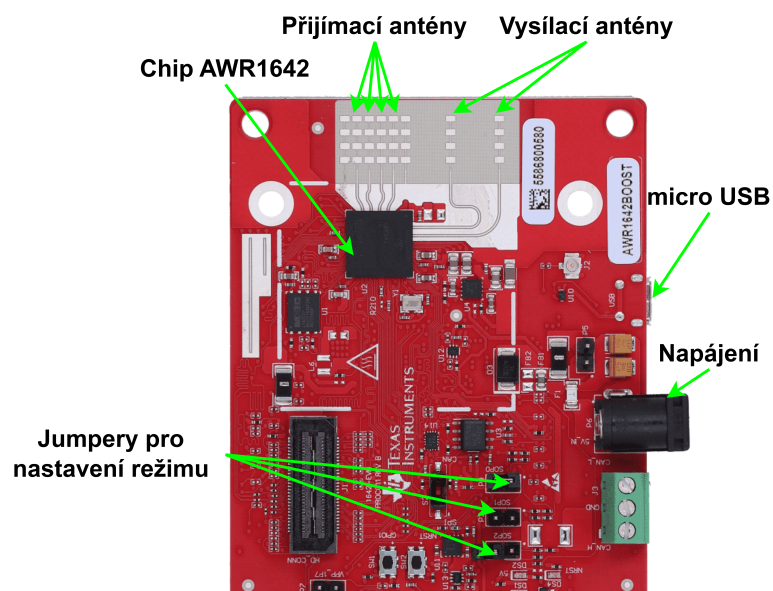
Tato práce uvádí metodický postup sledování objektu detekovaných radarem s frekvenčně modulovanou kontinuální nosnou vlnou. Obecně je problematika sledování cílů velmi komplexní a vyžaduje několik stupňů zpracování signálu z radaru. Úroveň komplexnosti závisí jak na typech cílů (statické, dynamické, způsoby manévrování apod.) tak na okolním prostředí (obloha, hustá zástavba, interiér atd.). V této práci byly použity základní algoritmy v jednotlivých úrovních zpracování. V kapitole 2 jsou definovány základní principy a metody zpracování signálu z radaru. Dalším nutným krokem ke sledování cíle je jeho detekce. Úvod do problému detekce a příklad konkrétního algoritmu jsou uvedeny v kapitole 3. Problematika sledování cíle a jednotlivé části procesu sledování popisuje kapitola 4. Prezentované algoritmy pak byly vyzkoušeny v praktickém měření, kterým se zabývá kapitola 5.

1.1 Kit AWR1642 BOOST

Konkrétním příkladem je kompaktní vývojový kit AWR1642 BOOST s Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radarovým „single-chip“ senzorem AWR1642 od firmy Texas Instruments, který pracuje v pásmu 76 GHz–81 GHz. Čip v sobě integruje jak rádiovou část, tak i digitální část. V čipu se nachází procesor ARM Cortex R4F, zodpovídající za celkovou kontrolu a konfiguraci rádiové části. Dále obsahuje signálový procesor TI C67X, který je využíván pro digitální zpracování navzorkovaných příchozích signálů. Radar disponuje 2 vysílacími a 4 přijímacími anténami uspořádané do anténní řady. Podle orientace antén (natočení desky) je možné odhadovat azimut nebo elevaci cíle. Rozestup mezi přijímacími anténami je 1,91 mm, což odpovídá polovině vlnové délky $\lambda/2$ při střední frekvenci 78,5 GHz. Rozestup

1 Úvod

vysílacích antén je 2λ [5]. Pro komunikaci jsou dostupné integrované sběrnice (UART, CAN, I2C, LVDS a další). Napájení je zajištěno externím 5 V DC zdrojem přes barelový konektor 2,1 mm.



Obrázek 1.1: Deska vývojového kitu

K desce lze připojit další příslušenství jako jsou rozšiřující desky (např. deska DCA1000EVM umožňující přímý přenos vzorků ADC do počítače) určené pro vývoj a odladění radarových aplikací. V této práci žádné příslušenství použito nebylo.

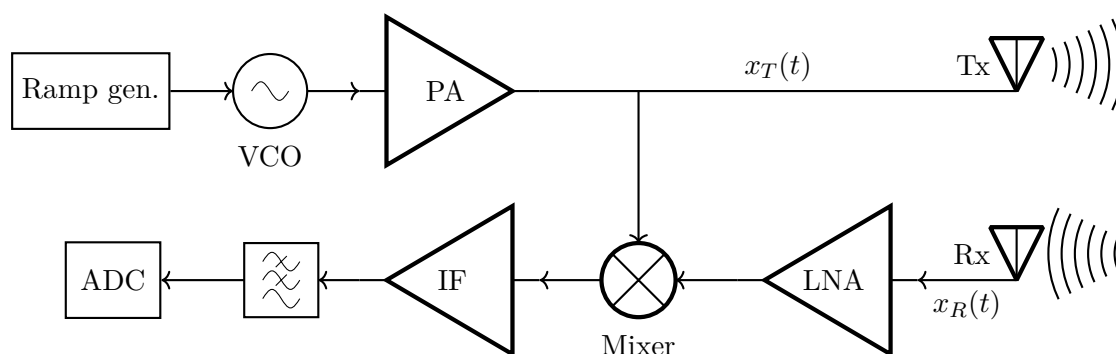
2 Frequency Modulated Continuous Wave radar

FMCW radar je klíčovým senzorem v mnoha aplikacích, který dokáže poskytovat informace o vzdálenosti, radiální rychlosti a o azimutu/elevaci cíle [1]. Mohou být umístěny za opticky neprůhledné materiály a nejsou citlivé na změny světla. Časté využití nachází v automobilovém průmyslu pro nejrůznější asistenční systémy a obecně v aplikacích, kde je potřeba vzdáleně měřit vzájemnou polohu objektů. V této sekci jsou vysvětleny jak základní principy odhadu vzdálenosti, radiální rychlosti a azimutu, tak i jejich principiální omezení parametry. Při odvození uvažujeme typické parametry desky AWR1642 BOOST [4].

2.1 Blokové schéma

Principiální blokové schéma je znázorněno na obr. 2.1. Tento typ radaru vysílá frekvenčně modulovanou (FM) kontinuální vlnu (CW) x_T . Vysílaný signál $x_T(t)$ je tvořen v napětově řízeném oscilátoru (VCO) řízeném „generátorem rampy“¹. Výsledkem je signál s modulovanou (nejčastěji lineárně) frekvencí $x_T(t)$, kterému říkáme chirp. Tento signál je nadále zesílen koncovým zesilovačem PA (Power Amplifier) a vyslán anténou Tx.

Pokud se v zorném poli radaru nachází nějaký objekt, část vyslané energie se odrazí zpět a je přijata přijímací anténou Rx. Přijatý signál $x_R(t)$ je zesílen nízkošumovým zesilovačem (LNA) a následně smíchán s vysílaným signálem ve směšovači (Mixer). Výstup směšovače je zaveden do mezifrekvenčního zesilovače (IF). Po zesílení je signál filtrován anti-aliasingovým filtrem a nakonec je navzorkován analogově-digitálním převodníkem (ADC).



Obrázek 2.1: Blokové schéma radaru

¹generátor napětí, které odpovídá požadovanému průběhu frekvence chirpu

2.2 Vyslaný signál

Chirp je definován svou amplitudou A , frekvenčním sklonem S (označovaným jako chirp-rate), jeho délkou T_c (perioda opakování) a počáteční frekvencí f_{min} . Okamžitou frekvenci chirpu lze vyjádřit jako [1]

$$f_T(t) = f_{min} + St, \quad 0 \leq t \leq T_c. \quad (2.1)$$

Chirp rate S lze vyjádřit vztahem

$$S = \frac{B}{T_c}, \quad [\text{Hz s}^{-1}], \quad (2.2)$$

kde T_c je perioda chirpu a B je šířka pásma, která je rovna rozdílu minimální a maximální frekvence chirpu.

Okamžitou fází lze vyjádřit integrací okamžité frekvence z rovnice (2.1)

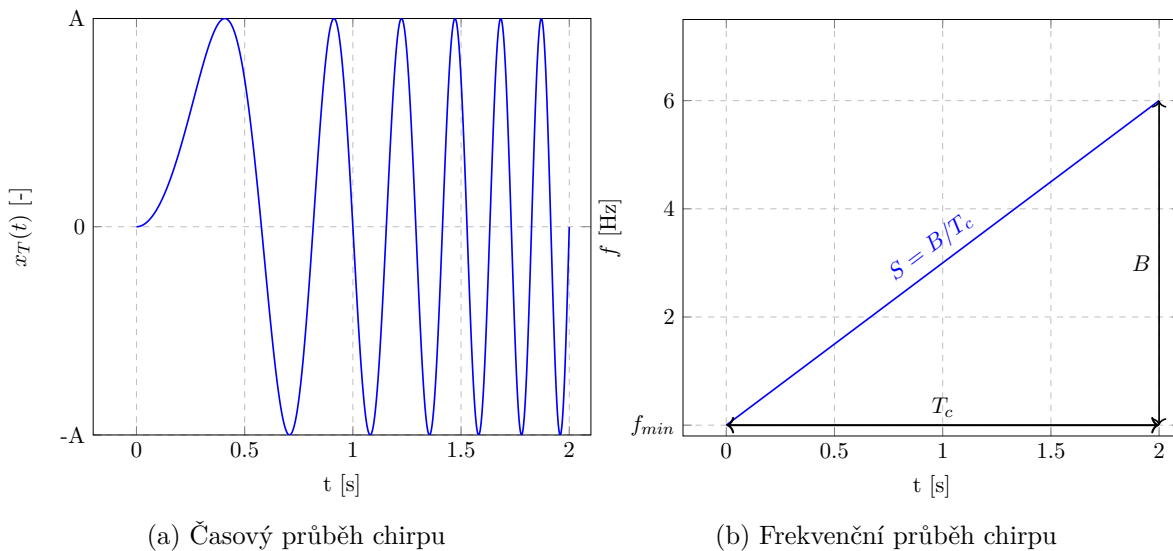
$$\begin{aligned} \phi_T(t) &= \int_0^t 2\pi f(t) dt = \int_0^t 2\pi f_{min} + 2\pi St dt \\ &= 2\pi f_{min} t + \pi St^2 + \phi_{T_0}, \quad 0 \leq t \leq T_c, \end{aligned} \quad (2.3)$$

kde ϕ_{T_0} označuje počáteční fázi vyslaného chirpu.

Vztah pro vyslaný chirp lze za použití rovnice (2.3) obecně napsat jako signál $x_T(t)$ [6]

$$x_T(t) = A \cos(2\pi f_{min} t + \pi St^2 + \phi_{T_0}), \quad 0 \leq t \leq T_c. \quad (2.4)$$

Na obrázku 2.2 je vykreslen průběh chirp signálu s počáteční frekvencí $f_0 = 0$ Hz, strmostí $S = 3 \text{ Hz s}^{-1}$, počáteční fází $\phi_{T_0} = 0$ rad, amplitudou $A = 1$ a periodou $T_c = 2$ s.



Obrázek 2.2: Lineární chirp

2.3 Mezifrekvenční signál

Vyslaný signál $x_T(t)$ je v radaru směřován s přijatou odezvou $x_R(t)$ [3], která je časově opožděná o τ , má utlumenou amplitudu A_r a obecně může být frekvenčně posunutá o dopplerovský posun f_d . Další vlivy na posun fáze jsou zahrnuty do členu ϕ_{R_0} [7]. Frekvenci přijatého signálu $f_R(t)$ můžeme napsat jako

$$f_R(t) = f_{min} + S(t - \tau) + f_d, \quad \tau \leq t < T_c + \tau. \quad (2.5)$$

Z rovnice (2.5) můžeme vyjádřit fázi přijatého signálu

$$\begin{aligned} \phi_R(t) &= 2\pi \int_{\tau}^t (f_{min} + S(t - \tau) + f_d) dt + \phi_{R_0} \\ &= 2\pi \left((f_{min} + f_d)(t - \tau) + \frac{S(t - \tau)^2}{2} \right) + \phi_{R_0}, \quad \tau \leq t < T_c + \tau. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Výsledný vztah pro přijatý signál x_R (bez šumu) je tedy

$$x_R(t) = A_r \cos \left(2\pi(f_{min} + f_d)(t - \tau) + \pi S(t - \tau)^2 + \phi_{R_0} \right), \quad \tau \leq t < T_c + \tau. \quad (2.7)$$

Vztah pro dopplerovský posun frekvence lze napsat jako [1]

$$f_d = \frac{2v f_0}{c}, \quad (2.8)$$

kde v je radiální rychlost cíle vzhledem k radaru, c je rychlost šíření vlny v prostoru a f_0 je frekvence vyslané vlny.

Časové zpoždění τ lze vyjádřit jako

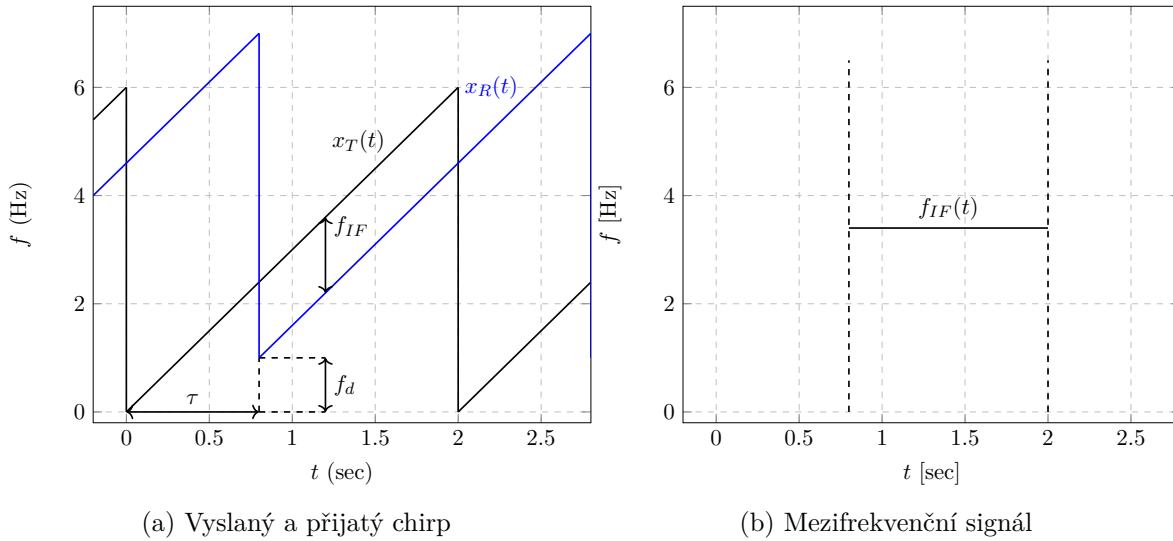
$$\tau = \frac{2d}{c}, \quad (2.9)$$

kde d je radiální vzdálenost cíle od radaru.

Po filtraci výstupu směšovače dostáváme mezifrekvenční signál o rozdílové frekvenci $f_{IF}(t)$

$$f_{IF}(t) = f_T(t) - f_R(t) = \tau S - f_d = \frac{2dS}{c} - f_d, \quad \tau \leq t < T_c. \quad (2.10)$$

Na obrázku 2.3 jsou znázorněny signály $x_T(t)$, $x_R(t)$ a průběh $f_{IF}(t)$. K průběhu $f_{IF}(t)$ je nutno poznamenat, že tento signál považujeme za validní pouze ve vyobrazených mezích (tedy v časovém rozmezí z rovnice (2.10)).



Obrázek 2.3: Ilustrace vzniku mezifrekvenčního signálu

2.3.1 Časové zpoždění

Signál odražený od objektu ve vzdálenosti d bude radarem přijat se zpožděním τ oproti vyslanému signálu. Fázi IF signálu ϕ_{IF} můžeme vyjádřit z rovnic (2.3) a (2.6) jako rozdíl $\phi_T(t) - \phi_R(t)$

$$\phi_{IF}(t) = 2\pi \left(f_{min}\tau + f_d(\tau - t) + S \left(t\tau - \frac{\tau^2}{2} \right) \right) + \phi_{IF_0}. \quad (2.11)$$

Fázi $\phi_{IF}(t)$ v čase τ (tedy počáteční fázi IF signálu) můžeme napsat jako rozdíl fáze vyslaného a přijatého signálu v čase τ .

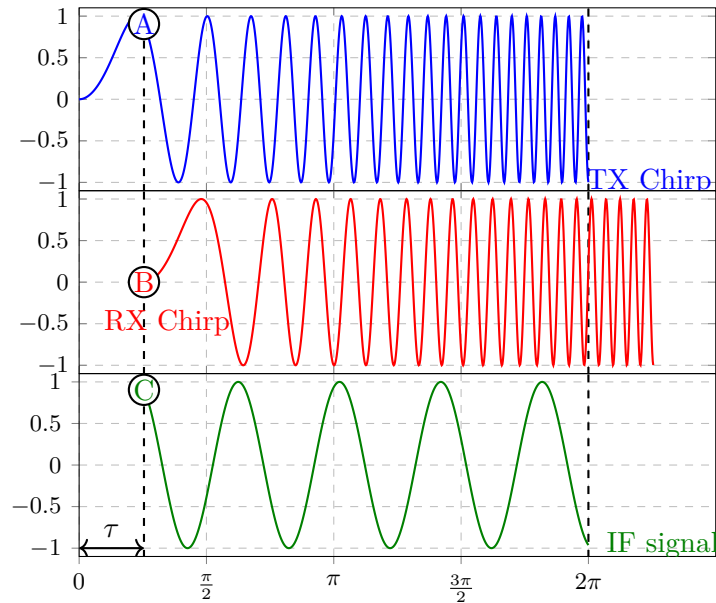
$$\phi_{IF}(\tau) = 2\pi f_{min}\tau + \pi S\tau^2 + (\phi_{T_0} - \phi_{R_0}) \approx 2\pi f_{min}\tau + (\phi_{T_0} - \phi_{R_0}). \quad (2.12)$$

Zjednodušení v rovnici (2.12) můžeme napsat v případě, pokud používáme typické parametry radaru AWR1642. Z tabulky 2.1 je vidět, že jeden z členů z rovnice (2.11) je o několik řádů vyšší. Člen $\pi S\tau^2$ tedy lze zanedbat.

Parametr	Hodnota
f_{min}	77 GHz
S	30 MHz μs^{-1}
d	50 m
τ	$\approx 0,33 \mu\text{s}$
$2\pi f_{min}\tau$	$\approx 161,27 \cdot 10^3 \text{ rad}$
$\pi S\tau^2$	$\approx 10,47 \text{ rad}$

Tabulka 2.1: Porovnání členů ve výpočtu fáze IF signálu

Situace s počáteční fází je znázorněna na obrázku 2.4. Modře je vyznačen vyslaný chirp, červeně přijatý chirp s časovým zpožděním τ a zeleně IF signál. Pro jednoduchost zobrazení počáteční fáze IF signálu, uvažujeme nulovou počáteční fázi u obou chirpů. Fáze IF signálu v čase τ $\phi_{IF}(\tau)$ (bod C) je rovna rozdílu fází v bodech A a B.



Obrázek 2.4: Počáteční fáze IF signálu

2.4 Odhad vzdálenosti

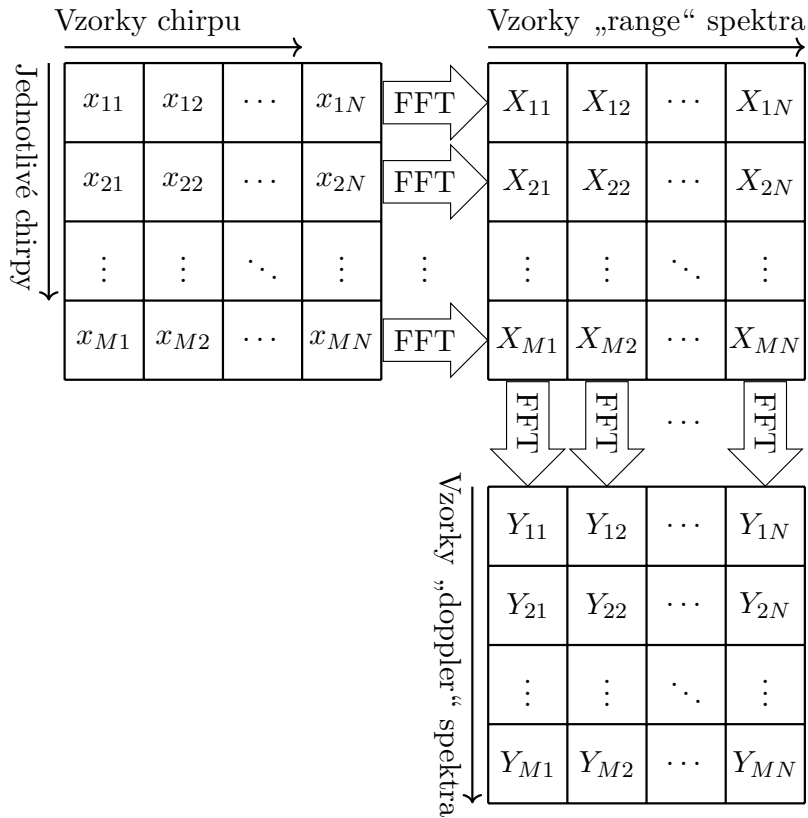
Z obrázku 2.3a a rovnice (2.10) je vidět provázanost informace o vzdálenosti a rychlosti cíle. Pro vzdálenost tedy platí vztah

$$d = \frac{c}{2S} (f_{IF} - f_d). \quad (2.13)$$

Pro výpočet vzdálenosti z frekvence IF signálu se využívá Fourierova transformace a označuje se jako „range FFT“ (viz obrázek 2.5). Z maxim spektra IF signálu lze poté určit frekvenční složky, které lze přepočítat na vzdálenosti. Pro přímý odhad vzdálenosti z f_{IF} z rovnice (2.10) lze člen s dopplerovskou frekvencí za určitých okolností zanedbat. Pro typické provozní parametry radaru uvedených v tabulce 2.2 je rozdíl způsobený časovým zpožděním řádově větší než rozdíl způsobený dopplerovským posuvem. Pro danou konfiguraci pak dopplerovský posuv odpovídá změně vzdálenosti, která je menší než je frekvenční rozlišení dané zpracováním pomocí FFT.

Tabulka 2.2: Typické hodnoty z [4]

Parametr	Hodnota
d	až 80 m
f_{min}	77 GHz
v	až 25 m s^{-1} (90 km h^{-1})



Obrázek 2.5: „Range doppler“ FFT

Jak již bylo zmíněno v sekci 2.3, IF signál je validní pouze v rozmezí překryvu vyslaného a přijatého chirpu. Vzhledem k tomu, že vzdálenost 100 m způsobí časový posuv $\tau = 0,67 \mu\text{s}$ a běžná doba trvání chirpu se pohybuje v desítkách až stovkách μs , bude oblast bez překryvu činit nevýznamnou část a není třeba se jí zabývat.

2.4.1 Limity odhadu vzdálenosti

Principiální omezení maximální jednoznačné vzdálenosti vyplývá ze vzorkovací frekvence f_s . Pro maximální frekvenci IF signálu $f_{IF_{\max}}$ pak při komplexním vzorkování platí vztah

$$f_{IF_{\max}} \leq f_s. \quad (2.14)$$

Ze vztahu (2.14) lze vyjádřit maximální jednoznačná detekovatelná vzdálenost d_{\max} jako

$$d_{\max} = \frac{f_s c}{2S}. \quad (2.15)$$

Pomocí následujícího vztahu lze pak přepočítat frekvenční index n (spektra IF), získaný „range FFT“, na vzdálenost jako

$$d = n \frac{f_s c}{2SN}, \quad (2.16)$$

kde N je počet vzorků FFT.

Obecně je vzdálenostní rozlišení radaru dáno jako [8]

$$\Delta d_{min} = \Delta f \frac{c}{2S} = \frac{f_s}{N} \frac{c}{2S} = \frac{f_s c}{T_c f_s 2S} = \frac{c}{2B}, \quad (2.17)$$

kde B je šířka pásma (viz obr. 2.2b) a $N = f_s T_c$ je počet vzorků.

2.5 Odhad rychlosti

V rámci časového okna jedné periody T_c lze rychlosti cílů považovat za konstantní. Pro cíl pohybující se konstantní radiální rychlostí v urazí za periodu chirpu vzdálenost

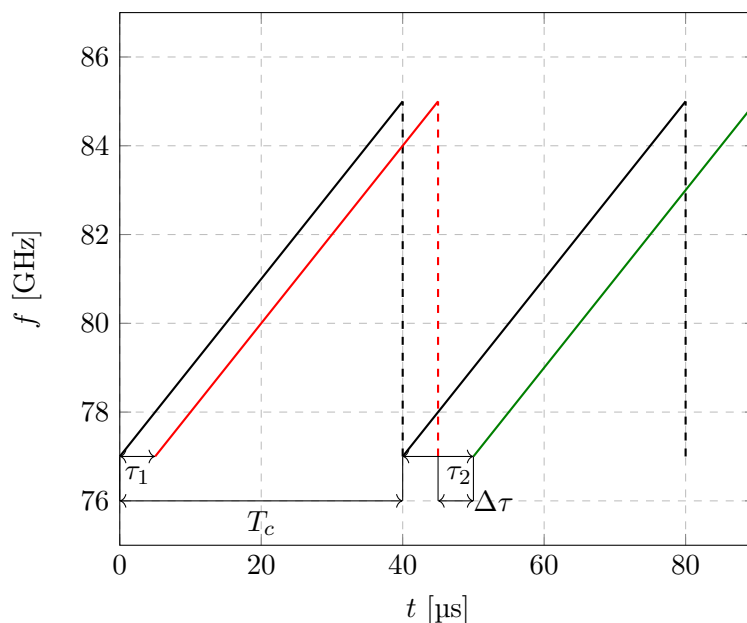
$$\Delta d = v T_c. \quad (2.18)$$

Tato změna vzdálenosti se projeví na změně frekvence IF signálu jako

$$\Delta f_{IF} = \frac{2\Delta d}{c} S, \quad (2.19)$$

ale vzhledem k periodě T_c je frekvenční rozdíl způsobený změnou polohy mezi dvěma chirpy pod frekvenčním rozlišením „range FFT“ (viz předchozí sekce 2.4). Proto se pro výpočet rychlosti využívá fázový rozdíl IF signálů po sobě jdoucích odezvev.

Mějme případ kdy vyšleme 2 chirpy za sebou a uvažujme pouze 1 cíl s konstantní rychlostí v . Obecně odezva na první vyslaný chirp má zpoždění τ_1 oproti prvnímu vyslanému chirpu a druhá odezva má zpoždění τ_2 oproti druhému vyslanému chirpu. Rozdíl těchto různých zpoždění nazveme $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$. Situace je zobrazena na obrázku 2.6, kde je červeně znázorněna odezva na první vyslaný chirp a zeleně je vyznačena odezva na druhý vyslaný chirp.



Obrázek 2.6: Průběh frekvence odezvev na pohybující se cíl (hodnoty jsou pouze ilustrativní)

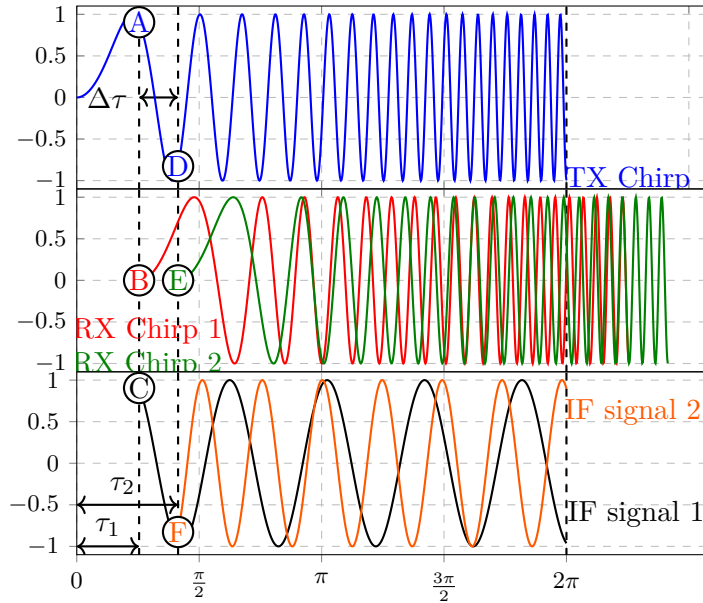
Označme počáteční fázi IF signálu první odezvy jako ϕ_0 a počáteční fázi IF signálu druhé odezvy jako ψ_0 . S využitím rovnice (2.12) lze vyjádřit rozdíl počátečních fází těchto dvou IF

2 Frequency Modulated Continuous Wave radar

signálů jako:

$$\Delta\phi = \psi_0 - \phi_0 \approx 2\pi f_{min}\Delta\tau, \quad (2.20)$$

kde se konstantní člen fáze ($\phi_{T_0} - \phi_{R_0}$) obou chirpů navzájem odečte. Na následujícím obrázku je zobrazen rozdíl počátečních fází dvou IF signálů, kde modře je zobrazen vyslaný chirp, červeně (zeleně) je zobrazena odezva na první, respektive druhý, vyslaný chirp a černě (oranžově) je zobrazen IF signál pro první, respektive druhou odezvu. Významy jednotlivých bodů jsou vysvětleny v přidružené tabulce 2.3.



Obrázek 2.7: Fázový rozdíl dvou IF signálů

Tabulka 2.3: Význam bodů v obrázku 2.7

Bod	Význam
A	fáze 1. vysl. chirpu v čase τ_1
D	fáze 2. vysl. chirpu v čase τ_2
B	počáteční fáze 1. odezvy
E	počáteční fáze 2. odezvy
C	počáteční fáze 1. IF signálu
F	počáteční fáze 2. IF signálu

2.5.1 Výpočet rychlosti

Kombinací vztahů (2.9), (2.18) a (2.20) můžeme vyjádřit radiální rychlost v jako

$$v = \frac{\Delta\phi c}{4\pi f_{min} T_c}. \quad (2.21)$$

Způsob zpracování jednotlivých IF signálů spočívá v tom, že po prvotním zpracování „range FFT“ (zpracování jednotlivých samostatných chirpů) se tyto výsledky složí do řádků matice.

Na sloupci je pak aplikována „doppler FFT“ (viz obrázek 2.5). Výsledkem je tzv. „Range Doppler Map“ (RDM), která obsahuje informace o vzdálenosti a o rychlosti cíle.

Z maxim dopplerovského spektra lze přepočíst frekvenční index k na rychlost jako

$$v = k \frac{c}{2f_{min}T_cN_c}, \quad (2.22)$$

kde N_c je počet chirpů v jednom rámcu (tedy počet vzorků).

2.5.2 Limity odhadu rychlosti

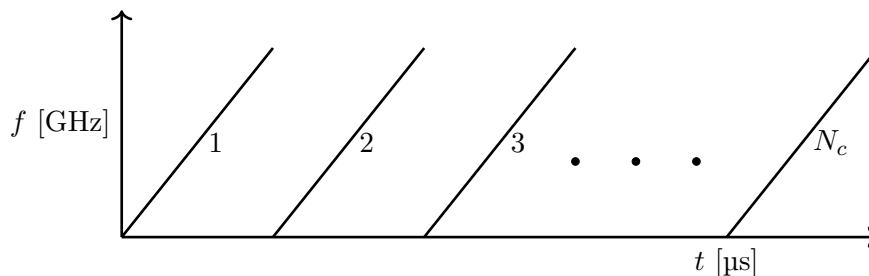
Aby bylo určení rychlosti jednoznačné, musí být fázový rozdíl mezi dvěma po sobě jdoucími IF signály v rozmezí $(-\pi, \pi)$, neboli musí platit $|\Delta\phi_{IF_0}| < \pi$. Z této podmínky vyplývá maximální jednoznačná rychlost dána vztahem [6]

$$\pi > \frac{4\pi|v_{max}|T_c f_{min}}{c} \quad (2.23)$$

$$|v_{max}| < \frac{c}{4T_c f_{min}}.$$

Větší rychlostní rozsah tedy vyžaduje více vzorků fáze IF signálu, což znamená kratší periodu T_c při konstantní délce rámce. Při konstantní vzorkovací frekvenci a šířce pásma znamená kratší perioda T_c větší frekvenční strmost S , což snižuje maximální jednoznačnou vzdálenost.

Jelikož je fáze IF signálu vzorkována s periodou T_c a jeden rámeček obsahuje N_c chirpů, je frekvenční rozlišení dopplerovského spektra rovno $\Delta f = \frac{1}{N_c T_c}$.



Obrázek 2.8: Rámeček

Pro minimální rozdíl fází a tedy i rychlostí platí [6]

$$\Delta\phi_{IF_0} \geq \frac{2\pi}{N_c} \quad (2.24)$$

$$\frac{4\pi\Delta v_{min}T_c f_{min}}{c} \geq \frac{2\pi}{N_c}$$

$$\Delta v_{min} \geq \frac{c}{2N_c T_c f_{min}}.$$

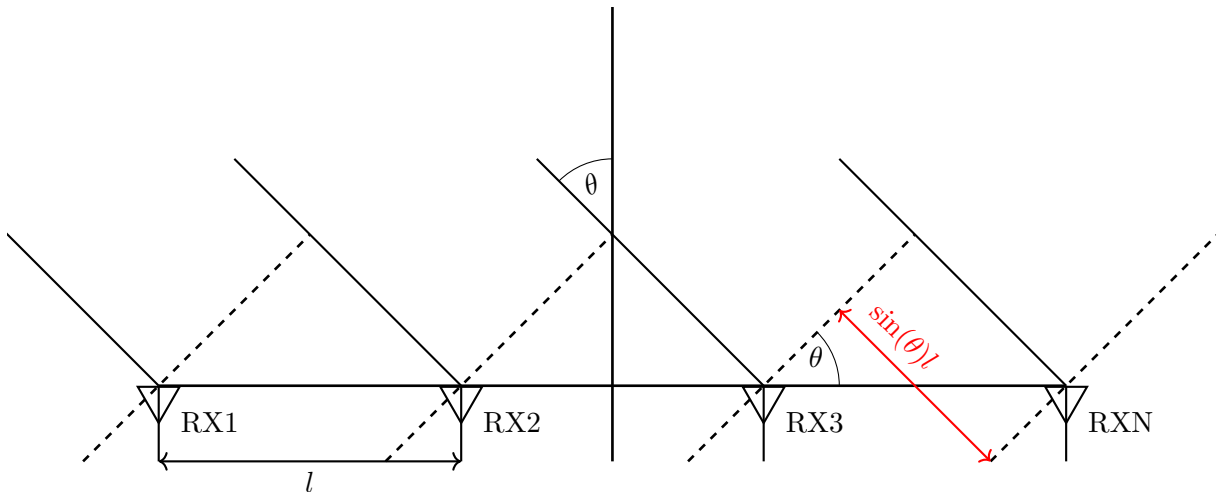
2.6 Odhad úhlu

Princip odhadu azimutu můžeme rozdělit na dvě základní metody. První z nich využívá fázových (časových) rozdílů přichozícího signálu na jednotlivých fyzických (nebo virtuálních) anténách. Analýzou těchto rozdílů různými algoritmy lze následně provést výpočet azimutu.

2 Frequency Modulated Continuous Wave radar

Druhá metoda využívá několik amplitudových měření detekovaného cíle s různým natočením (mechanickým nebo elektronickým) hlavního laloku vyzařovací charakteristiky antény. Při znalosti „2-way“ vyzařovací charakteristiky lze z naměřených hodnot určit úhel procesem nazývaným „lobing“. [1, 7]

Pro radar vybavený anténní řadou je možné určit azimut cíle bez nutnosti anténu natáčet. Anténní řada je většinou uskupení identických vysílacích nebo přijímacích elementů. Pro případ desky AWR1642 BOOST je to lineární uniformní pole (ULA ²). Pokud je splněn požadavek, že se cíl nachází ve vzdálené zóně³, můžeme uvažovat rovinnou dopadající vlnu. Stav je znázorněn na obr. 2.9, kde dopadá rovinná vlna s vlnovou délkou λ pod úhlem θ na lineární pole antén s ekvidistatními rozestupy l .



Obrázek 2.9: Rovinná vlna dopadající na anténní řadu radaru

V následujících rovnicích je použito označení $\Delta\varphi$ pro fázový rozdíl mezi dvěma sousedními anténami. Rozdíl v uražené vzdálenosti vlny na jednotlivé antény je $\sin(\theta)l$ (z obrázku 2.9). Mezi jednotlivými anténami tedy vzniká fázový posuv:

$$\Delta\varphi = 2\pi f\Delta t = \frac{2\pi fl \sin(\theta)}{c}, \quad (2.25)$$

kde f je frekvence příchozí vlny.

Úhel dopadu můžeme vyjádřit jako

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi c}{2\pi fl}\right). \quad (2.26)$$

Pro následnou analýzu je opět důležité, aby byl fázový posuv $\Delta\varphi$ jednoznačný, proto je požadováno aby $|\Delta\varphi| < \pi$, tedy aby platilo

$$\left|\frac{2\pi fl \sin(\theta)}{c}\right| < \pi \iff |\theta| < \arcsin\left(\frac{c}{2fl}\right), \quad (2.27)$$

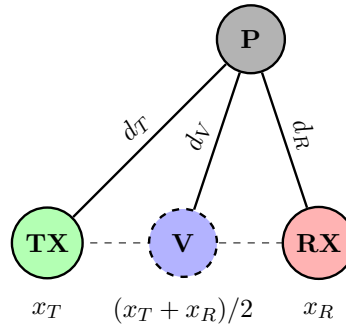
kde maximum rozsahu (-90° až 90° od přímého směru) nastává pro $l = \lambda/2$. Pro l větší než $\lambda/2$ by nebyla splněna jednoznačnost fázového posuvu $\Delta\varphi$ pro $\theta \in (-90^\circ, 90^\circ)$.

²Uniform Linear Array

³Že se nachází ve vzdálenosti $l \geq \frac{2D^2}{\lambda}$, kde D je největší rozměr antény

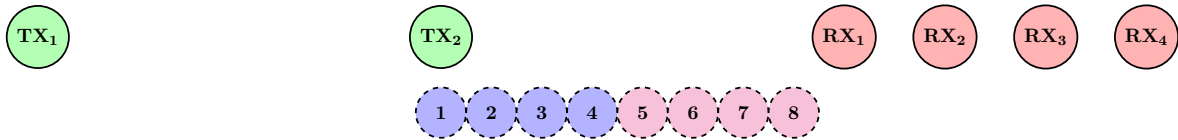
2.7 Virtuální antény

Koncept virtuálních antén snižuje nároky na počet fyzických antén potřebných k dosažení určitého rozlišení v azimutu/elevaci. Mějme vysílací anténu TX a přijímací anténu RX umístěné na bodech x_T a x_R . Dále mějme cíl P , který je od vysílací antény vzdálen d_T a od přijímací d_R . Tyto 2 antény můžeme nahradit jednou virtuální s pozicí $(x_T + x_R)/2$. Vzdálenost, kterou by vlna urazila od TX k RX, je $d_T + d_R$. Tato vzdálenost je stejná, jako kdybychom počítali pouze s virtuální anténou, tedy $2d_V = d_T + d_R$. Fáze přijatého signálu na virtuální anténě je tedy stejná jako na skutečné přijímací anténě RX [7, 8]. Uspořádání je vykresleno na obr. 2.10.



Obrázek 2.10: Virtuální element

Pokud máme N_{TX} vysílacích a N_{RX} přijímacích antén, můžeme vytvořit $N_{TX}N_{RX}$ virtuálních antén. Příklad pro 2 vysílací a 4 přijímací antény je znázorněn na obr. 2.11, kde modře jsou vyznačeny antény vzniklé kombinací TX₁ s RX₁₋₄ a růžově antény vzniklé kombinací TX₂ s RX₁₋₄.



Obrázek 2.11: Virtuální antény

2.8 Rozlišení v úhlu

Po vzoru z [3] byl použit algoritmus FFT pro odhad frekvence změny fáze mezi jednotlivými virtuálními anténami radaru. Tomuto kroku se také říká „angle FFT“. Tento algoritmus sice nedosahuje takového úhlového rozlišení jako například některé jiné algoritmy založené na tzv. „subspace“ technikách (MUSIC, ESPRIT), ale na rozdíl od nich nevyžaduje předem znalost počtu cílů. Rozsáhlejší analýzu pokročilých algoritmů MUSIC, ESPRIT a možné návrhy na algoritmus bez znalosti počtu cílů nabízí [9].

Rozlišení v úhlu je dáno počtem vzorků spektra vypočteného pomocí FFT. Zde je počet vzorků roven počtu virtuálních antén. Rozlišení je provázáno s fázovým rozdílem mezi jednotlivými anténami jako [3]

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi fl (\sin(\theta + \Delta\theta) - \sin(\theta))}{c} \quad (2.28)$$

2 Frequency Modulated Continuous Wave radar

kde $\Delta\theta$ vyjadřuje rozlišení v azimutu a $\Delta\varphi$ je odpovídající fázový rozdíl dvou sousedních virtuálních antén. Po dosazení $\lambda = c/f$ a $l = \lambda/2$ dostáváme rovnici

$$\Delta\varphi = \pi (\sin(\theta + \Delta\theta) - \sin(\theta)). \quad (2.29)$$

Za použití substituce $\theta' = \theta + \frac{\Delta\theta}{2}$ a trigonometrické identity pro $\cos(\alpha)\sin(\beta)$, kde $\alpha = \theta'$, $\beta = \frac{\Delta\theta}{2}$ lze rovnici (2.29) přepsat jako [3]

$$\Delta\varphi = 2\pi \left(\cos(\theta') \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right) \quad (2.30)$$

Pokud počet přijímacích antén označíme jako N_{RX} a počet vysílacích antén jako N_{TX} , rozlišení spektra FFT se řídí podle počtu vzorků

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{N_{RX}N_{TX}}. \quad (2.31)$$

Zkombinováním rovnic (2.30) a (2.31) dostáváme vztah pro $|\Delta\theta|$

$$|\Delta\theta| = 2 \arcsin\left(\frac{1}{\cos(\theta') N_{RX}N_{TX}}\right). \quad (2.32)$$

Z rovnice (2.32) je vidět, že rozlišení v azimutu není konstantní a mění se s úhlem dopadu θ' . Pro zjednodušení rovnice (2.30) lze využít aproximace $\sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \approx \frac{\Delta\theta}{2}$ pro dostatečně malý argument $\frac{\Delta\theta}{2}$ [3]. Výsledný zjednodušený vztah je potom

$$\Delta\theta = \frac{2}{\cos(\theta') N_{RX}N_{TX}}. \quad (2.33)$$

Nejlepšího rozlišení tedy dosahujeme pro $\theta' = 0$ (přímý směr) a při zvyšování úhlu dopadu se rozlišení nelineárně zhoršuje podle funkce $\cos(\theta')$.

Odhad úhlu je aplikován pouze na ty buňky RDM, které byly kladně vyhodnoceny detekčním algoritmem na přítomnost cíle.

2.9 Kompenzace fáze pohybujících se objektů

Při použití režimu TDM–MIMO pro 2 vysílací antény jsou 2 po sobě jdoucí chirpy zpracovány jako odezva přijatá polem virtuálních antén. Jednotlivé chirpy mají délku trvání T_c , tedy jedna dvojice chirpů bude trvat dobu $2T_c$. Pokud se cíl pohybuje rychlostí v , pak za periodu chirpu urazí nějakou vzdálenost. Rozdíl ve vzdálenosti vyvolá fázový rozdíl $\Delta\Phi$, který můžeme vyjádřit pomocí rovnice (2.20) jako

$$\Delta\Phi = \frac{4\pi v T_c f_{min}}{c}. \quad (2.34)$$

Tuto kompenzaci je tedy nutné aplikovat ještě před tím, než je proveden odhad úhlu pomocí „angle FFT“.

3 Detekce

Přijímaný radarový signál je obecně složen z odezvy na cíl a „clutteru“ (rušení–nežádoucích signálů), přičemž charakter rušení je závislý na okolních podmínkách. Úkolem detekčních algoritmů je rozhodnout, zda je přijatý signál výsledkem pouze rušení, nebo je to složení rušení s odezvou skutečného cíle. Typicky je k detekci přistupováno statisticky, kde je problém formulován jako statistické testování dvou hypotéz [1, 7]

- H_1 : naměřená hodnota je kombinovaný výsledek odezvy na skutečný cíl a rušení/šumu.
- H_0 : naměřená hodnota je pouze rušení/šum.

Naměřenou hodnotu y lze popsat statisticky pomocí hustot rozložení pravděpodobnosti jako

- $p_y(y|H_1)$: pravděpodobnost, že naměříme y v případě, že cíl byl přítomen.
- $p_y(y|H_0)$: pravděpodobnost, že naměříme y v případě, že cíl nebyl přítomen.

Odvození následných vzorců pro detekční algoritmy začíná nalezením modelů těchto rozdělení. Proměnná y je obecně vektor N naměřených hodnot, tudíž obě rozdělení jsou obecně N -dimenzionální.

Pro popis detekčních algoritmů je zapotřebí definovat 2 základní pravděpodobnosti:

- *Probability of detection* P_D
 - Pravděpodobnost, že detekujeme cíl (zvolíme hypotézu H_1) a cíl tam skutečně **je**.
- *Probability of false alarm* P_{FA}
 - Pravděpodobnost, že detekujeme cíl (zvolíme hypotézu H_1) a cíl tam ve skutečnosti **není**.

Postup, jakým se mezi hypotézami rozhodnout, se v radarové technice řídí tzv. *Neyman–Pearsonovým* kritériem [7]. Toto kritérium maximalizuje P_D za podmínky, že hodnota P_{FA} nepřekročí danou fixní úroveň. Toto kritérium vede na rozhodovací pravidlo [7]

$$\frac{p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}|H_1)}{p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}|H_0)} > \frac{H_1}{H_0} - \lambda, \quad (3.1)$$

kde hodnota λ udává rozhodovací práh. Klíčová je úroveň tohoto prahu. Pokud bude příliš nízká, bude šum způsobovat velké množství falešných detekcí. Pokud bude práh moc vysoký, způsobí snížení pravděpodobnosti detekce cíle. Pro odhad detekčního prahu je nutné použít algoritmus, který bude tyto změny sledovat. Obecně se používají algoritmy *Constant False Alarm Rate* (CFAR), které nastavují detekční práh adaptivně, čímž zajistí konstantní úroveň pravděpodobnosti falešné detekce.

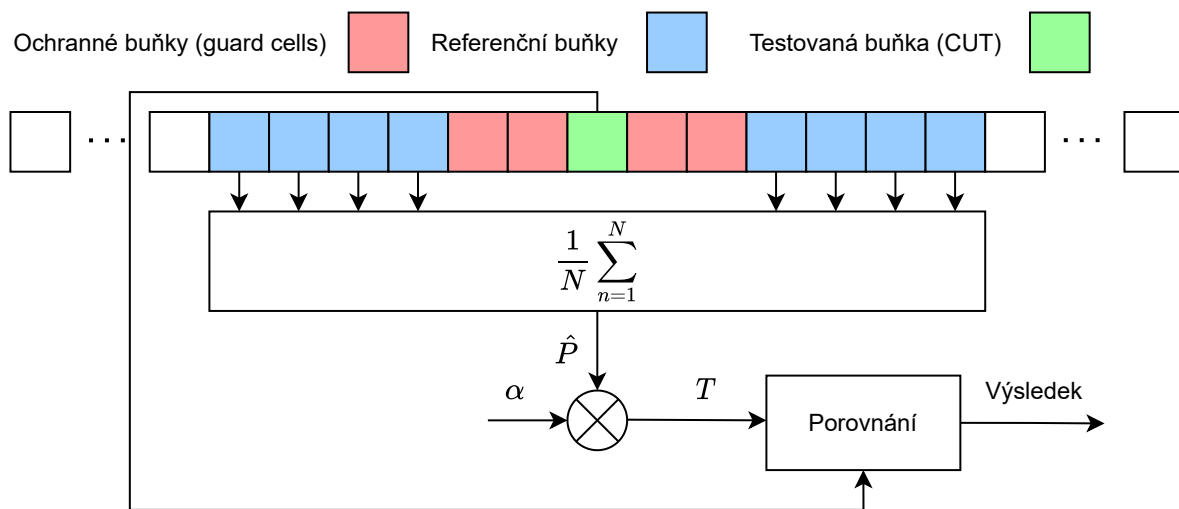
3.1 Cell Averaging–CFAR

Jeden z typických algoritmů je tzv. Cell Averaging-CFAR, který odhaduje výkon šumu průměrováním okolních (referenčních) buněk. Výstup této metody je optimální za předpokladu, že okolní buňky obsahují nezávislá, identicky rozložená pozorování šumu s exponenciálním rozložením. Předpoklad exponenciálního rozložení vychází z použití „square-law“ detektoru (vstupní hodnoty do CA–CFAR) v případě, že šum je komplexní s normálním rozložením. Square-law detektor je blok, který na vstupní data aplikuje operaci $|\cdot|^2$. [10]

Pokud označíme výstup square law detektoru jako vektor \mathbf{x} a počet referenčních buněk jako N , můžeme odhad šumu vyjádřit jako [11, 7]

$$\hat{P} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n. \quad (3.2)$$

Tento odhad je poté násoben členem α , čímž se získá detekční práh T . Protože cíl může zasahovat do více buněk, je potřeba tento průměr počítat z okolí, které přímo nesousedí s testovanou buňkou (Cell Under Test–CUT). Vynechaným buňkám se říká „guard cells“, které pomáhají potlačit vliv cíle na odhad šumu z okolí. [11]



Obrázek 3.1: Princip činnosti CA–CFAR

Pro uvedenou situaci lze multiplikativní člen α vyjádřit jako [7]

$$\alpha = N(P_{FA}^{-\frac{1}{N}} - 1), \quad (3.3)$$

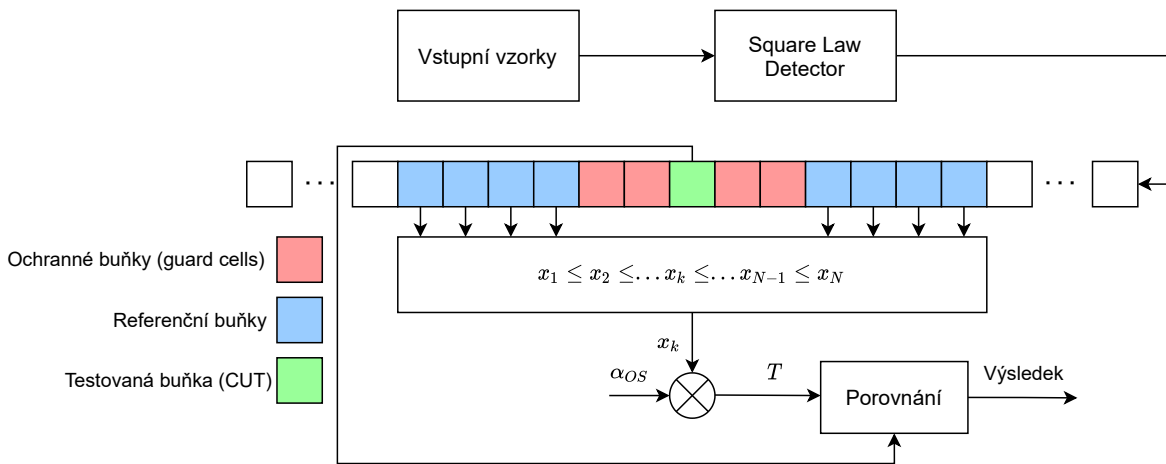
kde N je počet průměrovaných buněk a P_{FA} je požadovaná pravděpodobnost falešné detekce. Detekční práh je pak vyjádřen jako

$$T = \alpha \hat{P}. \quad (3.4)$$

Jestliže je hodnota dané CUT vyšší, než je hodnota detekčního prahu, pak prohlásíme přítomnost cíle (volíme hypotézu H_1). Pokud je hodnota nižší, zamítáme H_1 ve prospěch H_0 .

3.2 Ordered Statistic–CFAR

Ordered statistic CFAR využívá k -té nejvyšší hodnoty v referenčním okně k výpočtu detekčního prahu. Výběr referenčních buněk je stejný jako u CA–CFAR. Následně se referenční buňky seřadí vzestupně podle velikosti do vektoru \mathbf{x} a vybere se k -tý prvek. Ten je potom vynásoben členem α_{OS} a výsledek je porovnán s testovací buňkou. Pokud označíme počet referenčních buněk jako N , pak OS–CFAR vynechává $N - k$ nejvyšších hodnot, což zajišťuje odolnost vůči chybnému výpočtu detekčního prahu vlivem interferujícího cíle nacházejícího se v rozsahu referenčních buněk nebo vlivem přechodových oblastí s různým rozložením šumového pozadí. Parametr k je typicky volen kolem hodnoty $0,75N$ [7]. Obrázek 3.2 zobrazuje schéma OS–CFAR.



Obrázek 3.2: Princip činnosti OS–CFAR

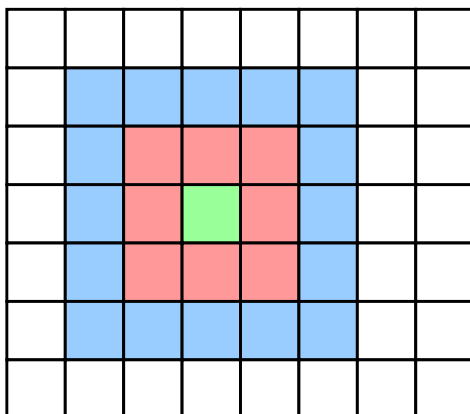
Pro tento detekční algoritmus nelze explicitně vyjádřit násobitel α_{OS} , tudíž α_{OS} musí být pro dané P_{FA} , k a N určeno numericky. [7, 11]

$$P_{FA} = k \binom{N}{k} \frac{(k-1)!(\alpha_{OS} + N - k)!}{(\alpha_{OS} + N)!} \quad (3.5)$$

Rovnice (3.5) platí opět pro případ, že okolní buňky obsahují nezávislá, identicky rozložená pozorování šumu s exponenciálním rozložením (jako v případě 3.1). Přítomnost cíle opět testujeme podle detekčního prahu jako v 3.1.

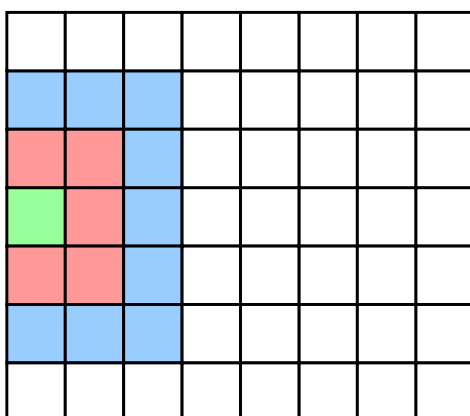
3.3 Detekce pro 2D data

Detekce pomocí CFAR je zde použita pro hledání cílů v RDM. Tuto matici lze tedy označit jako detekční matici. Metody výpočtu detekčních prahů (pro CA i OS–CFAR) zůstávají stejné, ale tvar oblasti referenčních buněk bude jiný. Výběr buněk může vypadat například jako na obrázku 3.3, kde barevné značení buněk odpovídá obrázkům 3.1 a 3.2.



Obrázek 3.3: Výběr buněk pro 2D data

Obecně je nutné řešit okrajové oblasti, kde pro danou testovanou buňku není dostatek referenčních buněk (jedná se o obecný problém, který není specifický jen pro 2D data). Buď je možné tyto oblasti z prohledávání vynechat, nebo pro ně přepočítat detekční prahy. Počet referenčních buněk se bude v závislosti na poloze testované buňky měnit. Nejméně referenčních buněk bude k dispozici v rozích detekční matice. Pro jeden z okrajových případů může výběr buněk vypadat jako na obrázku 3.4.



Obrázek 3.4: Výběr buněk pro krajní oblast

Výstup z CFAR algoritmu pracující s RDM určí přítomnost či nepřítomnost cíle v pixelu náležícím určité rychlosti a vzdálenosti, ale už neurčí azimut cíle. Uvažujeme, že neznáme počet očekávaných cílů se stejnou vzdáleností a rychlostí, které bychom mohli rozlišit v úhlu. Vzhledem k tomu, že počet vzorků virtuálních antén je pouze 8 (v případě radaru AWR1642 BOOST), není možné zde aplikovat CFAR algoritmus. Sice je možné při výpočtu „angle FFT“ využít tzv. doplnění nulami a tím spektrum interpolovat (vyhladit), to však nepřináší žádnou novou informaci. Z tohoto důvodu uvažujeme detekci pouze jednoho cíle pro daný pixel detekční matice, kde úhel cíle je určen jako maximum spektra „angle FFT“.

3.4 Nekoherentní integrace

Díky principu virtuálních antén máme k dispozici celkem 8 RDM (jedna pro každou anténu). Ke zlepšení poměru signálu k šumu, Signal to Noise Ratio (SNR), můžeme využít nekoherentní integrace. Tento nárůst SNR má za následek navýšení pravděpodobnosti detekce cíle. Postup spočívá v tom, že kombinujeme druhé mocniny souvisejících buněk jednotlivých RDM do jedné, čímž vytvoříme detekční matici. Nekoherentní integrace sice nedosahuje maximálního možného zisku SNR, avšak na rozdíl od koherentní integrace nevyžaduje mít přijaté signály zarovnané ve fázi. Ty mohou být vzájemně fázově posunuty například vlivem dopplerova posuvu (pohybující se cíl). Pokud jsme schopni správně určit tento posuv, lze signály zarovnat ve fázi a provést koherentní integraci bez postihu.

V okamžiku, kdy odezva cíle nemá konstantní fázi nebo nejsme schopni přesně kompenzovat fázové rozdíly, sčítané signály nebudou ve fázi a výsledný integrační zisk se sníží. V krajním případě může dojít k úplnému odečtení užitečného signálu, čímž se SNR zhorší oproti případu bez jakékoliv integrace. Zisk SNR nekoherentní integrace nelze určit explicitně. Můžeme ho odhadnout vztahem M^β , kde M je počet nekoherentně integrovaných vzorků a $\beta \in (0, 75; 0, 8)$ pro malá M . [7]

Oproti rovnicím (3.4) a (3.5), kde není uvažován princip integrování (kombinace) několika RDM je nutné pro případ nekoherentní integrace použít jiné vztahy. Násobitel α pro CA-CFAR ve variantě s využitím nekoherentní integrace je nutné získat iterativní metodou ze vzorce [12]

$$P_{FA} = \frac{1}{(1 + \alpha)^{MN}} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{k!} \frac{\Gamma(NM + k)}{\Gamma(MN)} \left(\frac{\alpha}{1 + \alpha} \right)^k, \quad (3.6)$$

kde N je počet referenčních buněk. Rovnice (3.6) platí pro schéma, kde se neodhaduje průměr referenčních buněk, nýbrž jejich suma. Postup je tedy stejný jako v obrázku 3.1 s tou změnou, že \hat{P} vypočteme jako

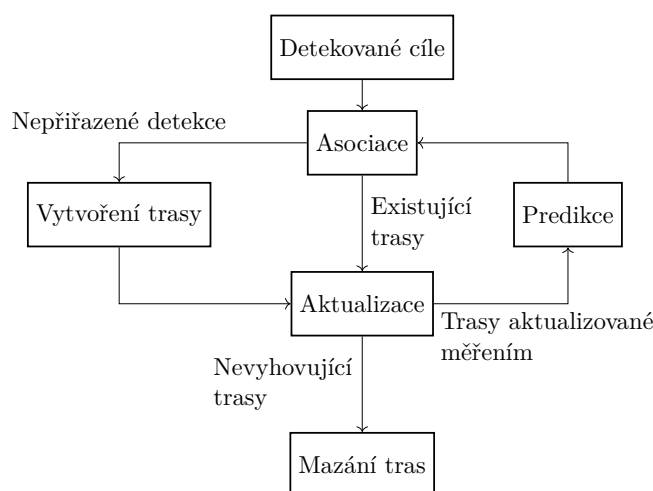
$$\hat{P} = \sum_{n=1}^N x_n. \quad (3.7)$$

Vzorec pro násobitel α_{OS} pro OS-CFAR s využitím nekoherentní integrace je opět nutné získat iterativní metodou ze vzorce [13]

$$P_{FA} = k \binom{N}{k} \int_0^\infty \left(\left[e^{-\alpha_{OS} y} \sum_{j=0}^{M-1} \frac{(\alpha_{OS} y)^j}{j!} \right] \left[1 - \sum_{j=0}^{M-1} \frac{y^j e^{-y}}{j!} \right]^{K-1} \right. \\ \left. \left[\sum_{j=0}^{M-1} \frac{y^j e^{-y}}{j!} \right]^{N-K} \frac{y^{M-1} e^{-y}}{(M-1)!} \right) dy. \quad (3.8)$$

4 Sledování cíle

Pro sledování jednotlivých cílů je zapotřebí zpracovávat výstup detekčního algoritmu v několika po sobě jdoucích časových okamžicích. Pro každý cíl udržujeme historii jeho trajektorie. Zpracování detekcí z daného časového okamžiku se řídí diagramem na obrázku 4.1.



Obrázek 4.1: Diagram sledování cílů

První krok zpracování představuje porovnání detekcí s již existujícími záznamy. Přiřazovací algoritmus se nejdříve pokusí o přidělení detekovaných cílů k již vytvořeným trajektoriím. Pro nepřiřazené cíle jsou vytvořeny podle určitých pravidel nové záznamy. Trajektorie, kterým nebylo po určitou dobu přiřazeno měření, jsou vymazány. Zbývající jsou podrobeny predikci, která slouží jako vstup pro přiřazení v dalším časovém kroku. Jednotlivé části budou popsány v následujících sekcích.

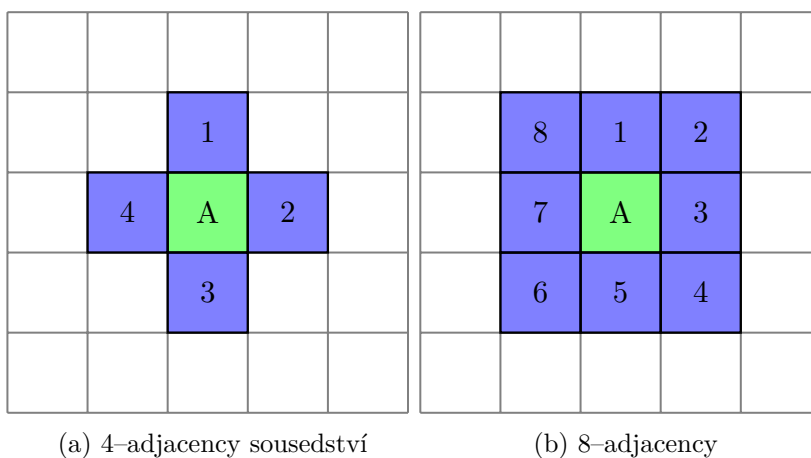
4.1 Zpracování detekcí

Algoritmy uvedené v kapitole 3 dokáží detekovat i cíle, které jsou relativně blízko sebe (v rámci několika buněk detekční matice). Vlivem konečného rozlišení ve vzdálenosti a rychlosti je možné, že cíl bude rozprostřen do vícero buněk detekční matice. Rozprostření objektu ve vzdálenosti může být také způsobeno velikostí objektu, jehož rozměry v radiálním směru od radaru několikrát převyšují vzdálenostní rozlišení. Výstup detekčního algoritmu pak může vykazovat tzv. „clustery“ (shluky bodů), které reprezentují jeden objekt. Proces sjednocování těchto clusterů do jednotlivých objektů se nazývá clusterování. Jelikož není dopředu znám počet objektů, které jednotlivé clustery reprezentují, jsou nadále prezentovány dva algoritmy, které tuto informaci pro svoji správnou funkci nevyžadují.

4.1.1 Connected Components Analysis

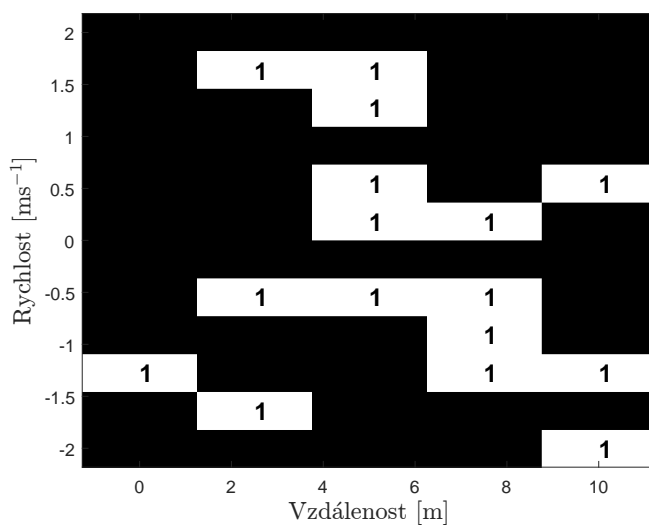
Jedná se o univerzální metodu clusterování, která hledá spojené oblasti ve vstupních datech. Data prohledává předem daným způsobem a spojitým oblastem následně přiděluje unikátní značky, kde buňky označené stejnou značkou považujeme za cluster. Uplatnění nachází hlavně v oblasti zpracování obrazů, kde se využívá k segmentaci binárních dat.

Základní princip je takový, že přidělí značku buňkám, které mají binární hodnotu 1. Dělá to takovým způsobem, že pixelům s logickou 1, které spolu sousedí, je přidělena stejná značka. Význam pojmu „sousedí“ se většinou rozumí buď 4-adjacent nebo 8-adjacent. Označme testovanou buňku jako *A*. Jako sousedi se považují 4 buňky na každou stranu od testované buňky (obrázek 4.2a), nebo její celé okolí (obrázek 4.2b). Vstupní data jsou zpracovávána řádek po řádku. [14]



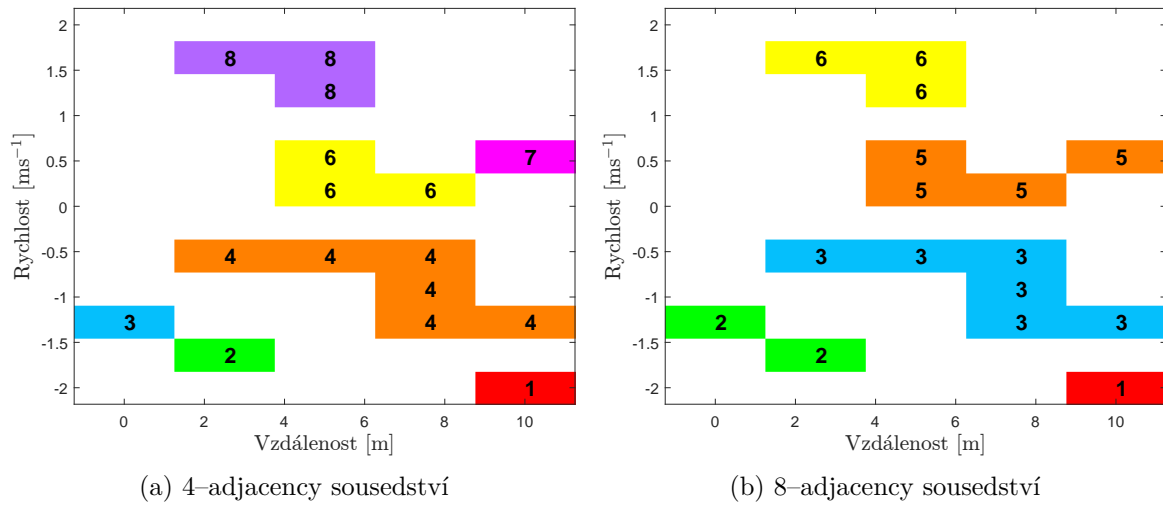
Obrázek 4.2: Definice susedství buněk

Vstupní data, kde bílý pixel znamená logickou 1 a černý logickou 0, mohou vypadat například jako na obrázku 4.3. Měřítko na osách jsou pouze ilustrační.



Obrázek 4.3: Vstupní data pro CCA algoritmus

Výstup algoritmu pro oba typy sousedství pak ukazuje obrázek 4.4, kde jednotlivé barvy označují clustery.



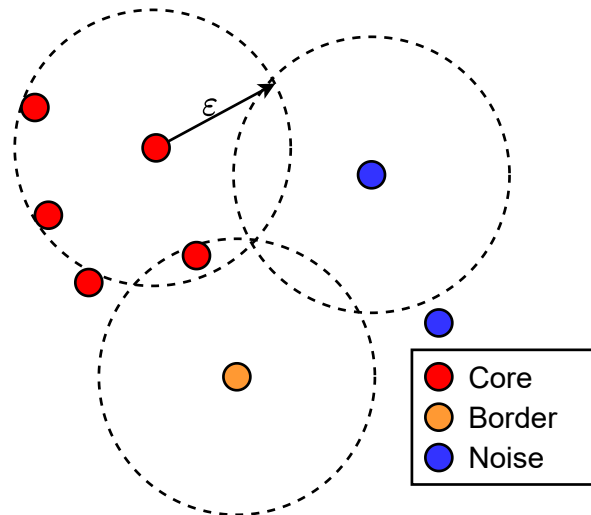
Obrázek 4.4: Výstup algoritmu CCA

4.1.2 Density-Based Spatial Clustering of Applications with Noise

Tento algoritmus využívá hustoty bodů, kde oblasti s podobnou hustotou jsou označeny jako clustery. Používá se pro něj zkrácený výraz DBSCAN. Rozlišujeme tři základní druhy bodů

- *Core point*: Bod uvnitř clusteru.
- *Border point*: Body na kraji clusteru.
- *Noise point*: Bod, který nepatří žádnému clusteru.

Aby mohl být daný bod označen za *core point* musí mít v určité vzdálenosti ε kolem sebe nějaký minimální počet bodů. Vzdálenost, ve které se mají sousední body hledat a minimální počet požadovaných sousedních bodů jsou uživatelem definované parametry. Tvar oblasti hledání může být různý v závislosti na zvolené metrice vzdálenosti (např. pro euklidovskou vzdálenost je to kruh) [15]. Obrázek 4.5 ilustruje případ, kde vzdálenost pro hledání bodů je ε a minimální počet bodů v okolí *core point* bodu je 2.



Obrázek 4.5: Princip DBSCAN clusterování

Jako první se identifikují všechny *core* body. Ty se určí podle kritéria minimálního počtu sousedů ve vzdálenosti ε . Poté se zvolí náhodný z nich a přiřadí se k prvnímu clusteru. Jakmile se v okolí tohoto bodu ve vzdálenosti ε nachází další *core* bod, přidá se do clusteru a hledání sousedních bodů se zopakuje pro tento nový bod. Opakováním tohoto přiřazování se cluster „rozroste“ až do podoby, kdy už k tomuto clusteru nelze přiřadit žádné další body. Pro body, které jsou nejsou vzdálené více než ε od ostatních bodů, ale nesplňují požadavek na minimální počet sousedů, se přidají do clusteru jako *border point*. Takto přidané body už nelze použít pro hledání dalších sousedů pro rozšiřování clusteru. Celý cyklus se opakuje na zbylých nepřirazených bodech až do momentu, kdy jsou všechny označené. Nepřirazené body se považují za *noise point*. [15]

Tento algoritmus má výhodu oproti CCA v tom, že pokud aplikace vyžaduje detekovat cíle, jejichž detekce nejsou „spojité“ (detekce přímo nesousedí v RDM), dokáže DBSCAN díky nastavitelnému parametru ε tyto detekce zahrnout do jednoho clusteru.

4.2 Asociace

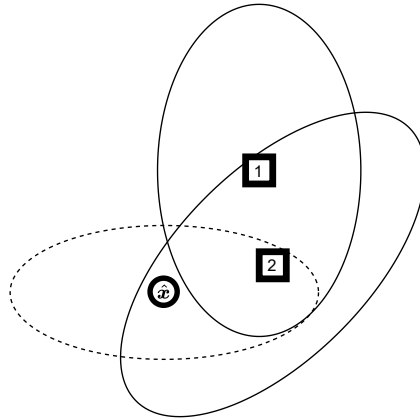
Prvním krokem k přiřazení daného měření (detekce) k existující trajektorii je tzv. „gating“. Kolem přiřazované detekce se vytvoří oblast, ve které je pravděpodobné, že se bude nacházet predikce dané trajektorie. Predikce, které se nacházejí mimo tuto oblast, považujeme za nepravděpodobná přiřazení. K určení této oblasti je možné využít tzv. *Mahalanobis distance*, která reprezentuje statistickou vzdálenost od přiřazované detekce. Obecně lze napsat jako [7]

$$d_M = \sqrt{(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T \mathbf{S}^{-1} (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})}, \quad (4.1)$$

kde vektor \mathbf{x} je bod, ve kterém nás zajímá statistická vzdálenost vůči rozložení s vektorem středních hodnot $\boldsymbol{\mu}$ a kovarianční maticí \mathbf{S} . Výsledkem (v závislosti na tvaru kovarianční matice) je elipsoid, který určuje oblast prohledávanou na potenciální asociace. [7, 8]

Asociace jednotlivých trajektorií cílů a detekcí je obecně komplexní záležitost a jedná se o široký obor. V této práci po vzoru v [16] byl zvolen přístup „nearest neighbour“. Ten přiřazuje detekci trase na základě nejmenší d_M .

Přiřazení detekce k cíli ilustruje obrázek 4.6. Zde jsou vykresleny detekované body 1, 2 a predikce polohy cíle \hat{x} , které se snažíme přiřadit nově měření. Z obrázku je vidět, že detekce 1 není v očekávané oblasti predikce \hat{x} , tudíž tento bod nebude přiřazen. Bod 2 požadavek na přiřazení splňuje, tudíž bude toto měření přiřazeno a použito k aktualizaci predikce \hat{x} . Elipsy vykreslené kolem jednotlivých bodů vyznačují statistické oblasti, kde se bude nacházet většina hodnot (např. elipsa může být vykreslena tak, že označuje oblast 2σ pro dané rozložení)⁴. [8]



Obrázek 4.6: Gating a asociace pomocí Mahalanobisovy vzdálenosti

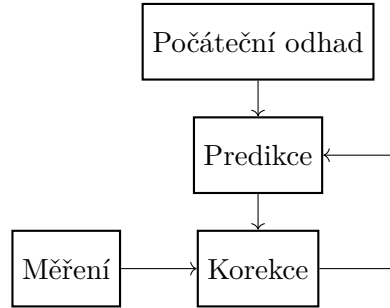
4.3 Predikce a aktualizace

Obecně je každé měření zatíženo nějakým šumem a tedy i odhad pozice cílů má určitou míru nejistoty. Skutečná poloha cíle vychází z jeho vnitřních stavů. Tyto stavy mohou být například poloha x , y a rychlost v_x , v_y . Při aplikaci modelu, podle kterého se tyto stavy mohou měnit (například model pohybu objektu) můžeme spojením predikce stavů a nového měření zpřesnit skutečnou pozici cíle. K tomuto účelu je hojně využíván Kalmanův filtr a jeho rozšířené varianty. [7, 16]

4.3.1 Extended Kalman Filter

Kalmanův filtr se řadí mezi algoritmy pro odhad a predikci stavů systému za přítomnosti určité nejistoty stavů a je hojně využíván v oblasti trasování, navigace a řízení. Obecně se jedná o rekurzivní algoritmus, který periodicky predikuje sledovaný stav. Tuto predikci následně koriguje měřením takovým způsobem, že minimalizuje chybu odhadu Minimal Square Error (MSE). [7]

⁴Empirické pravidlo, které říká že pro mnoho rozložení padne cca. 95% hodnot kolem střední hodnoty ne dále, než 2 standardní odchylky.



Obrázek 4.7: Princip Kalmanova filtru

Predikce jsou generovány na základě znalosti modelu systému (například pohyb tělesa konstantní rychlostí). Inovace (opravná data) jsou generována modelem měření, který provazuje vnitřní stavy s naměřenými daty. Kalmanův filtr počítá s lineárními funkcemi v predikčním a měřicím modelu. Při použití nelineárních funkcí v těchto modelech je nutné použít rozšířený Kalmanův filtr (EKF). Jelikož radar AWR1642 BOOST poskytuje radiální vzdálenost r , radiální rychlost \dot{r} a azimut θ , můžeme vektor měření definován rovnicí

$$\mathbf{z} = [r, \theta, \dot{r}]^T. \quad (4.2)$$

Vnitřní stavy \mathbf{s} můžeme vyjádřit jako polohu v kartézských souřadnicích vůči radaru

$$\mathbf{s} = [x, v_x, y, v_y]^T. \quad (4.3)$$

Vývoj vnitřního stavu je dán rovnicí [17]

$$\mathbf{s}_k = \mathbf{A}\mathbf{s}_{k-1} + \mathbf{G}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_{k-1}, \quad (4.4)$$

kde matice \mathbf{A} je model časového vývoje systému, kde uvažujeme konstantní rychlost

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.5)$$

Časový okamžik mezi jednotlivými predikcemi je označen jako Δt .

Člen \mathbf{s}_k v rovnici (4.4) je aktualizovaný vnitřní stav v čase k , \mathbf{s}_{k-1} je stavový vektor cíle v předešlém časovém kroku, \mathbf{G} je model pro řízení a \mathbf{u}_k je vektor řízení. Člen $\mathbf{w}_{k-1} \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{Q})$ je bílý šum s nulovou střední hodnotou, který představuje tzv. procesní šum. Ten vyjadřuje nepřesnosti modelu, které jsou reprezentovány kovarianční maticí \mathbf{Q} . Vzhledem k tomu, že informace o manévrování cíle obecně k dispozici nejsou, člen $\mathbf{G}\mathbf{u}_k$ můžeme z rovnice (4.4) vynechat.

Model měření popisujeme rovnicí [17]

$$\mathbf{z}_k = h(\mathbf{s}_k) + \mathbf{v}_k, \quad (4.6)$$

kde \mathbf{z}_k odpovídá vektoru měření v čase k a $\mathbf{v}_k \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ je aditivní šum s nulovou střední hodnotou, který nazýváme šumem měření. Vyjadřuje nepřesnosti měření, které jsou reprezentovány kovarianční maticí \mathbf{R} . Šumy \mathbf{w} a \mathbf{v} považujeme za nekorelované.

Vyjádření měření v čase k pomocí vnitřních stavů je nelineární funkce

$$h(\mathbf{s}_k) = \left(\sqrt{x^2 + y^2} \quad \tan^{-1} \left(\frac{x}{y} \right) \quad \frac{xv_x + yv_y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \right)^T, \quad (4.7)$$

kde index k byl pro přehlednost ve výrazech vynechán.

Jelikož je model měření nelineární, je pro potřeby EKF nutné získat i jakobián $\mathbf{H}(\cdot)$ [17]

$$\mathbf{H}(\mathbf{s}_k) = \frac{\partial h(\mathbf{s}_k)}{\partial \mathbf{s}} = \begin{pmatrix} \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2}} & 0 & \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} & 0 \\ \frac{-y}{x^2 + y^2} & 0 & \frac{x}{x^2 + y^2} & 0 \\ \frac{y(v_x y - x v_y)}{\sqrt{x^2 + y^2}} & \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2}} & \frac{y(x v_y - v_x y)}{\sqrt{x^2 + y^2}} & \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} \end{pmatrix}, \quad (4.8)$$

kde index k byl pro přehlednost ve výrazech vynechán.

Celkovou funkci Kalmanova filtru popisujeme rovnicemi pro predikci a korekci. Pro rovnici predikce můžeme psát [17]

$$\hat{\mathbf{s}}_k = \mathbf{A} \mathbf{s}_{k-1} \quad (4.9)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_k = \mathbf{A} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}, \quad (4.10)$$

kde $\hat{\mathbf{P}}_k$ je a-priori odhad kovarianční matice chyby, která vyjadřuje rozptyly vnitřních stavů. Pro rovnici aktualizace můžeme psát [17]

$$\mathbf{K}_k = \hat{\mathbf{P}}_k \mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{s}}_k) \left[\mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{s}}_k) \hat{\mathbf{P}}_k \mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{s}}_k) + \mathbf{R} \right]^{-1} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{s}_k = \hat{\mathbf{s}}_k + \mathbf{K}_k [\mathbf{z}_k - h(\hat{\mathbf{s}}_k)] \quad (4.12)$$

$$\mathbf{P}_k = \hat{\mathbf{P}}_k - \mathbf{K}_k \mathbf{H}(\hat{\mathbf{s}}_k) \hat{\mathbf{P}}_k, \quad (4.13)$$

kde \mathbf{K}_k je tzv. kalmanův zisk pro čas k . Hodnoty této matice jsou takové, že výsledná kovarianční matice chyb \mathbf{P}_k má minimální rozptyly. Výrazu $\mathbf{z}_k - h(\hat{\mathbf{s}}_k)$ v rovnici (4.12) se říká inovace.

Pro účely trasování pohybu jednotlivých cílů se pro každý nově definovaný cíl vytvoří vlastní Kalmanův filtr, který bude sloužit pro predikci a aktualizaci jeho polohy. Kovarianční matici \mathbf{P} je možné využít pro výpočet oblasti, kde se pravděpodobně bude nacházet další poloha daného cíle.

4.4 Vytváření a mazání trasy

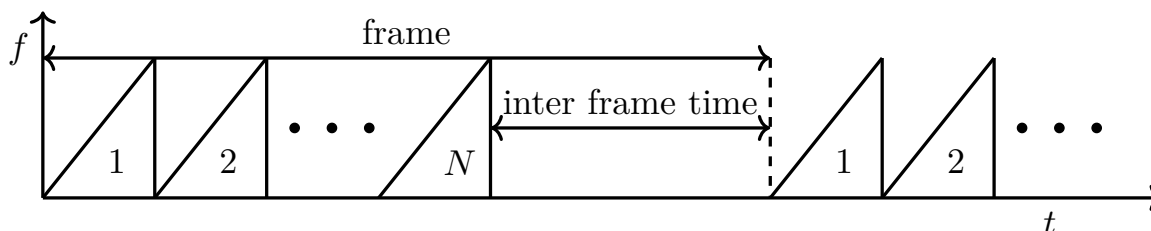
Protože není vyloučeno, že výstup CFAR algoritmu nebude obsahovat falešné cíle, je nutné zabránit zbytečnému vytváření tras. Zde byl zvolen jednoduchý přístup: trasa je založena pro každý nově detekovaný cíl, avšak stává se validní až po té, co se podaří dané trase n -krát po sobě přiřadit nějaké měření. Podobně lze postupovat i pro mazání tras. Protože pravděpodobnost detekce cíle závisí na jeho aktuálním SNR, může se stát, že cíl nebude detekován a příslušné trase nemůže být přiřazeno měření. V takovém případě je možné provést pouze predikci cíle a do dalšího kroku asociace pokračovat bez aktualizace. Trasa se považuje za zrušenou v momentě, kdy se nepodaří dané trase přiřadit měření m -krát za sebou. Parametry m a n jsou volitelné a závisí na okolních podmínkách, dané aplikaci, požadavcích na trasování, rychlosti získávání dat, atd.

5 Sledování cílů s AWR1642 BOOST

Tato kapitola se zaměřuje na práci s kitem AWR1642 BOOST. Je zde popsán formát vysílání, základní uspořádání radaru a ovládací program mmWave Demo. Pro potřeby této práce je zmíněn formát poskytovaných dat radarem a nutné modifikace původního firmwaru. Nakonec jsou uvedena měření, která prověřují aplikovatelnost detekčního a sledujícího algoritmu v praxi.

5.1 Formát vysílání

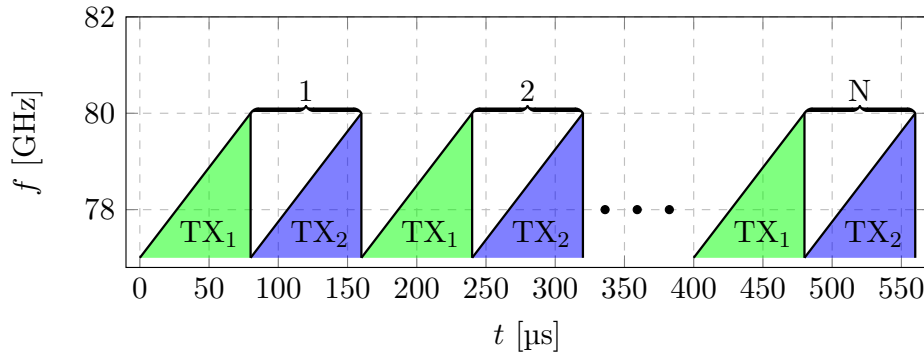
Pro odhad rychlosti cíle je při pilovitém průběhu chirpu nutné zpracovat odezvu na vícero vyslaných chirpů za sebou. To definuje strukturu tzv. rámce, které radar periodicky vysílá. Obsah rámce tvoří N chirpů, které mohou mít obecně různé parametry. Rámec s N identickými chirpy je znázorněn na obrázku 5.1, kde je zvýrazněna jak perioda jednoho rámce (*frame*), tak i časová prodleva *inter frame time*. Tato prodleva slouží ke zpracování dat a odesílání výsledku do počítače.



Obrázek 5.1: Struktura framu

Radar disponuje celkem 8 virtuálními anténami. To umožňuje princip MIMO. Radar podporuje časový multiplex (TDM-MIMO) a binární fázovou modulaci jednotlivých vysílacích antén (BPM-MIMO).

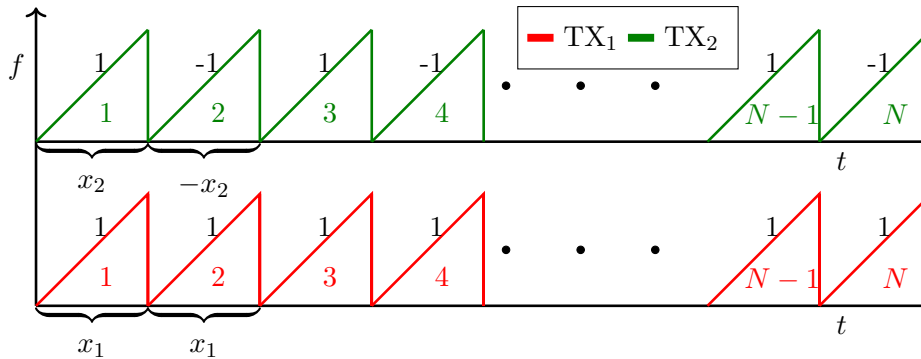
Při časovém multiplexu se střídají 2 antény ve vysílání chirpů, což způsobí, že počet vyslaných chirpů bude dvojnásobný, než počet opakování N . Pokud označíme vysílací antény jako TX_1 a TX_2 , pak časová posloupnost chirpů je stejná jako na obrázku 5.2.



Obrázek 5.2: TDM-MIMO

Zde je rozlišení odezev dáno pořadím vysílání antén TX₁ a TX₂. První sekvence signálů (virtuální antény 1–4) přijaté na anténách RX_{1–4} je odezvou na vysílání antény TX₁. Druhá sekvence signálů (virtuální antény 5–8) přijaté na anténách RX_{1–4} je odezvou na vysílání antény TX₂.

Při využití binární fázové modulace jsou vysílány signály oběma anténami najednou. Pro 2 antény je schéma takové, že v jeden okamžik vysílají antény ve fázi a další okamžik s opačnou fází. Pro větší počet vysílacích antén lze využít Hadamardova kódování. Následným součtem či rozdílem lze jednoznačně separovat jednotlivé složky přijatého signálu. [18] Schéma vysílání vysvětluje obrázek 5.3.



Obrázek 5.3: BPM-MIMO

Pokud označíme odezvu danou vysíláním antén ve fázi jako x_a a odezvu danou vysíláním antén v protifázi jako x_b , dostáváme vztah

$$x_a = x_1 + x_2 \quad (5.1)$$

$$x_b = x_1 - x_2. \quad (5.2)$$

Jednotlivé signály x_1 a x_2 poté můžeme získat jako [19]

$$x_1 = \frac{x_a + x_b}{2} \quad (5.3)$$

$$x_2 = \frac{x_a - x_b}{2}. \quad (5.4)$$

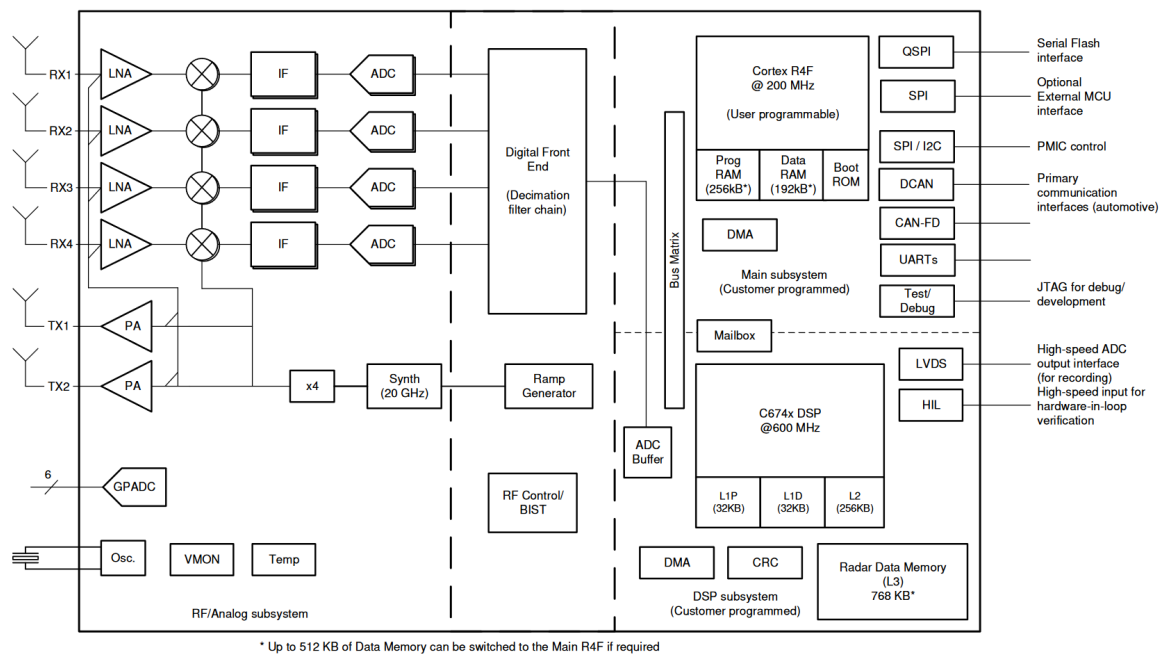
V této práci byl využit režim TDM. Pro pohybující se objekt je zapotřebí navíc fázová kompenzace, která byla zmíněna v sekci 2.9.

5.1.1 mmWave demo

Pro základní seznámení s radarem a jeho parametry slouží program mmWave Demo, který je součástí SDK určeného pro vývoj programů pro čip AWR1642. Tento program zajišťuje konfiguraci radaru, propojuje a kontroluje hlavní subsystémy a umožňuje přenos dat přes UART. Radar má 3 základní subsystémy:

- MSS
 - Hlavní kontrolní systém, který zajišťuje inicializaci zařízení, zprostředkovává komunikaci mezi jednotlivými komponenty a celkově radar řídí.
- DSS
 - Systém digitálního zpracování s procesorem C67x a sdílenou L3 pamětí (sdílená s MSS) o velikosti 768 KB. Tento subsystém má přístup přímo k bufferu ADC a k vysokorychlostní sběrnici LVDS pro přímý export vzorků ADC.
- RSS
 - Radarový subsystém obsahuje hardware potřebný k vysílání, příjmu a k navzorkování příchozího signálu.

Všechny subsystémy jsou znázorněny na obrázku 5.4.



Obrázek 5.4: Funkční diagram [20]

Uživatelsky programovatelné části jsou MSS a DSS. K vývoji programů je určené primárně vývojové prostředí Code Composer Studio, které přímo podporuje zařízení AWR, nabízí rozšířené funkce pro ladění kódu, práci s pamětí radaru a obsahuje i některé ukázkové programy a dema. Programovat oba subsystémy lze však v jakémkoliv editoru, protože ke kompilaci stačí nainstalovat SDK a postupovat dle instrukcí v uživatelském manuálu [21].

Dále je k dispozici program mmWave–Studio, který obsahuje řadu nástrojů usnadňující návrh parametrů chirpu a jejich následné ověření. Umožňuje i přímé čtení a ukládání vzorků ADC z radaru pro zpracování v PC, avšak pro tento účel je vyžadována rozšiřující deska DCA1000EVM (není součástí kitu AWR1642 BOOST), která zajišťuje vysokorychlostní spojení s PC aplikací.

Pro zobrazení dat z mmWave Demo programu TI nabízí webovou aplikaci mmWave Demo Visualizer, která zároveň slouží i jako generátor základní konfigurace pro radar. Pro pokročilejší konfiguraci je možné využít webovou aplikaci mmWave Sensing Estimator, která umožňuje upravit všechny parametry konfigurace, zobrazit informace o limitech odhadu vzdálenosti, rychlosti, úhlu a informace o časování.

Na základě předešlé práce se stejným kitem [5] bylo pro získávání dat z radaru a jeho konfiguraci využít základní program mmWave Demo, který byl následně upraven pro potřeby této práce (viz 5.1.3).

Program využívá připojení k počítači pomocí dvou sériových portů, které náleží subsystému MSS. Standardní hodnoty jsou uvedeny v tabulce 5.1.

Název	Účel	Baudová rychlost
XDS110 Class Application/User UART	Konfigurační a kontrolní port	115200
XDS110 Class Auxiliary Data port	Datový port	921600

Tabulka 5.1: Sériové porty pro komunikaci s radarem

5.1.2 Paketová struktura

Radar posílá data ve formě paketů přes sériovou linku. Každý paket se skládá z hlavičky, datových polí (TLV⁵ item) a vyplňovacími znaky (padding). Délka každého paketu odpovídá celočíselnému násobku 32 bytů.

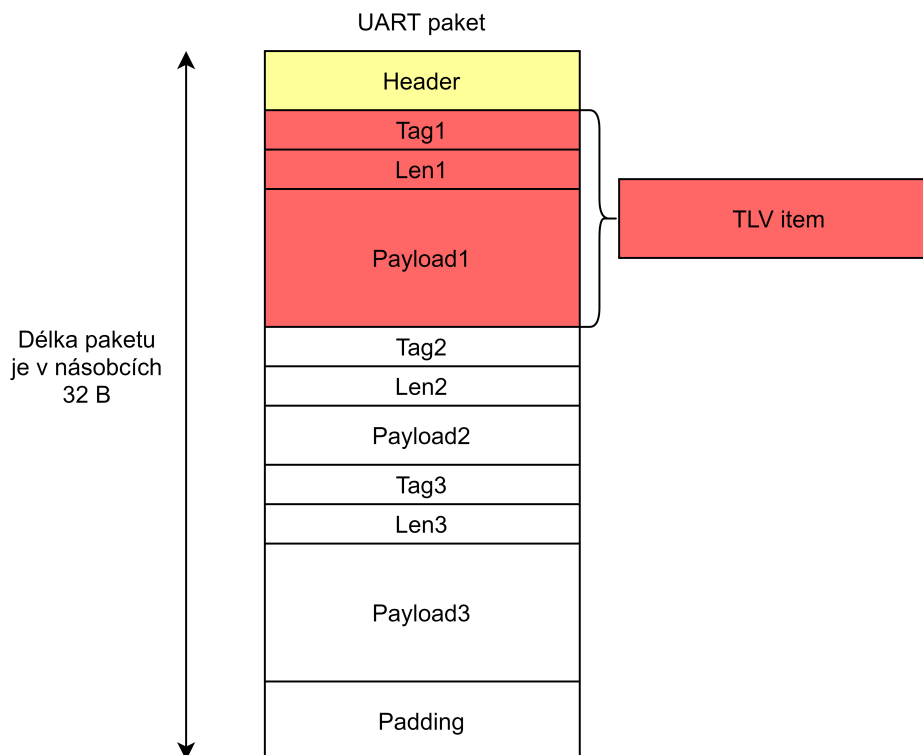
Hlavička paketu má pevnou velikost (40 bytů) a vždy začíná sekvencí „magic word“, která zajišťuje synchronizaci přijímací strany. Hlavička obsahuje celkovou délku paketu, počet TLV datových polí v paketu a další režijní informace. TLV datová pole mají na prvním místě identifikátor typu dat (type), dále délku obsažených dat v bytech (length) a nakonec data (value). Program mmWave Demo posílá následující datové typy:

List of detected objects obsahuje datovou strukturu s informacemi o radarem detekovaných objektech. Obsahuje počet detekovaných objektů, vzdálenost, rychlost a souřadnice x , y , z , které vyjadřují relativní polohu vůči radaru. Struktura dále obsahuje i typ formátu souřadnic.

Range profile reprezentuje vzdálenostní profil, který odpovídá stacionárním objektům (cíle s nulovým dopplerovským posuvem). Jedná se o jeden řádek z RDM, přičemž formát dat je stejný jako v RDM.

Noise floor profile obsahuje vzdálenostní profil objektů s maximální rychlostí (maximální jednoznačný dopplerovský posun). Předpokládá se, že v obecném stacionárním uspořádání se nebudou vyskytovat objekty, které by se pohybovaly maximální jednoznačnou rychlostí, tudíž

⁵Type Length Value



Obrázek 5.5: Struktura paketu

tato data reprezentují šumové pozadí. Tato data se jsou tedy shodná s řádkem v RDM pro nejvyšší dopplerovský index (data mají tedy i stejný formát).

Azimuth static heat map obsahuje komplexní data, která reprezentují vzorky ze všech virtuálních antén pro všechny vzdálenostní indexy pro statické cíle (cíle s nulovým dopplerovským posuvem). Reálná a imaginární část těchto vzorků jsou reprezentovány typem `int16_t`.

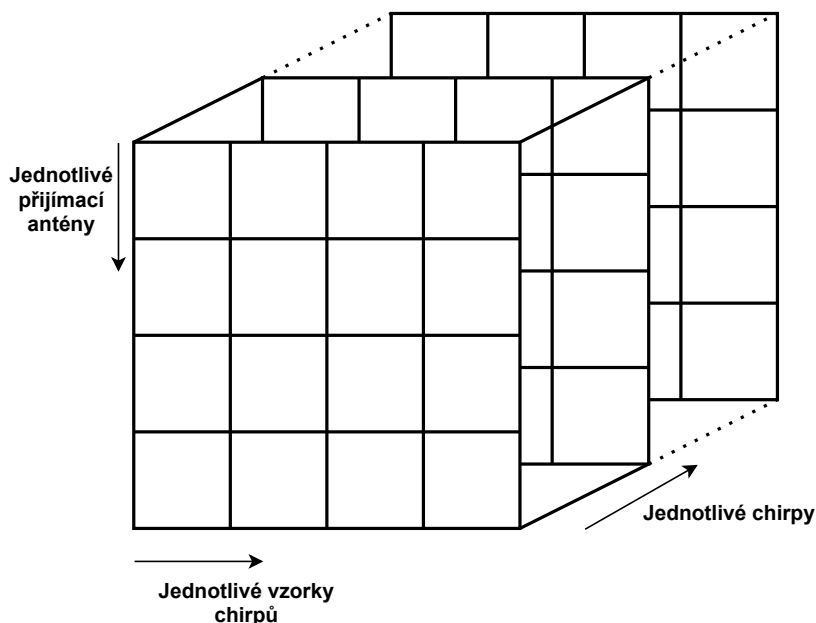
Range Doppler heat map (RDM) obsahuje data, na která byla aplikována 2D FFT, tudíž tato data obsahují informace o vzdálenosti a rychlosti cílů. Každý element této matice je reprezentován jako `uint16_t` v Q8 formátu⁶. Hodnoty odeslané matice jsou tvořeny jako součet matic pro všechny virtuální antény, na které byla aplikována funkce $\log_2(| \cdot |)$.

Stats information obsahuje informace o vytížení procesoru a informace o časování.

Podrobné informace o datových strukturách jsou obsaženy v dokumentaci, která je součástí SDK [21].

Pro kompletní informace o vzdálenosti, rychlosti a azimutu cíle s libovolnou rychlostí a vzdáleností (v mezích daných konfigurací radaru) je nezbytně nutná tzv. radarová kostka (*radar cube*). V této struktuře se nachází (zpravidla komplexní) vzorky přijatých chirpů z každé antény pro všechna opakování v rámci jednoho rámce. Obrázek 5.6 vykresluje typické uspořádání radarové kostky.

⁶Q formát je vyjádření desetinného čísla s fixní desetinnou tečkou [22].



Obrázek 5.6: Radarová kostka

Data poskytovaná programem nejsou v tomto ohledu dostatečná, protože RDM, kterou posílá radar přes sériovou linku, reprezentuje sečtený výkon ze všech virtuálních antén. Nejsou to tedy komplexní vzorky a nelze z nich odhadnout azimut. Vzorky ze všech virtuálních antén mají 16krát větší objem dat (8 virtuálních antén a každá hodnota má reálnou a imaginární část). Důvod, proč se neposílá kompletní radarová kostka vyplývá z rychlostního omezení datového sériového portu.

Pro zachycení a uložení dat posílaných deskou s radarem byla vytvořena aplikace v jazyce C++ ve vývojovém prostředí Qt. Jedná se o vícevláknovou aplikaci, která za pomoci stavového automatu a paketové fronty analyzuje bloky dat, které posílá radar. Tato data ukládá v binárním formátu nebo v XML (vhodné pro následné čtení). Program umožňuje manuální konfiguraci, nebo nahrání konfigurace vygenerovanou interaktivními nástroji mmWave Demo Visualizer a mmWave Sensing Estimator z webových stránek výrobce (grafická rozhraní pro počítač).

5.1.3 Nutné úpravy firmware

Základní konfigurace radaru počítá s 256 vzorky na jeden chirp, 16 opakování chirpů v jednom rámci a TDM-MIMO. Volba 256 vzorků a 16 opakování plyne z omezení rychlosti přenosu mezi radarem a počítačem. Vzniklá RDM, kterou radar posílá má tedy velikost 8192 bytů. Tento objem dat zabalený do paketové struktury není problém přenést v rámci časového limitu *inter frame time* z obrázku 5.1.

Pro kompletní analýzu je zapotřebí celá radarová kostka, která má pro základní konfiguraci velikost 131072 bytů. Prodloužení okna pro přenos dat je možné konfiguračním parametrem, který definuje periodu jednotlivých rámců. Maximální hodnota, kterou firmware radaru povoluje je 1333 ms [23]. Prodloužení této doby na maximální možnou hodnotu však stále není dostatečné pro posílání kompletních dat. Proto bylo nutné změnit symbolovou rychlost datového portu z původních 921600 na vyšší hodnotu. Datasheet čipu AWR1642 neuvádí mi-

nimální, ani maximální rychlost, pouze typickou rychlost 921600 [20]. Experimentálně bylo zjištěno, že lze rychlost spolehlivě navýšit na 1152000. Nejvyšší rychlost, kdy ještě fungovala správná detekce paketů byla určena na 1843200. Pro vyšší rychlosti již přenášená data ztrácí integritu.

Nastavení periody rámců lze provést konfigurací radaru a není tedy nutné nijak zasahovat do původního firmwaru. Co se týče navýšení rychlosti sériového portu, je nutné modifikovat soubor `mss_main.c` na řádce 2529. Změny v kódu jsou vyznačeny ve stylu výstupu nástroje `git diff`.

```
/* Initialize the DEMO configuration: */
gMmwMssMCB.cfg.sysClockFrequency = MSS_SYS_VCLK;
-gMmwMssMCB.cfg.loggingBaudRate = 921600;
+gMmwMssMCB.cfg.loggingBaudRate = 1152000;
gMmwMssMCB.cfg.commandBaudRate = 115200;
```

Listing 5.1: Změna symbolové rychlosti v `mss_main.c`

Pro posílání kompletní radarové kostky je nutné upravit obsah posílaných dat v některé z datových struktur uvedených v 5.1.2. Jako struktura vhodná pro úpravu byla zvolena *azimuth static heat map*. Jako první je nutné modifikovat délku posílaných dat přepsáním řádku `itemPayloadLen = ...` na skutečnou velikost radarové kostky. Jako druhou změnu je nutno přepsat adresu, na kterou ukazuje `message.body.detObj.tlv[tlvIdx].address`. Proměnná `obj` v sobě obsahuje pole `radarCube`, které odkazuje na všechny nasbírané vzorky, na které byla aplikována FFT („range FFT“, viz 2.4). Radar totiž ihned po navzorkování provádí FFT a tyto vzorky ukládá do sdílené L3 paměti. Tyto vzorky můžeme tedy získat jako modifikovanou datovou strukturu *azimuth static heat map*.

```
/* Sending range Azimuth Heat Map */
if (pGuiMonSel->rangeAzimuthHeatMap == 1)
{
    -itemPayloadLen = obj->numRangeBins * obj->numVirtualAntAzim * sizeof(cmplx16ImRe_t);
    +itemPayloadLen = obj->numRangeBins * obj->numVirtualAntAzim * (obj->numDopplerBins)
      * sizeof(cmplx16ImRe_t);
    message.body.detObj.tlv[tlvIdx].length = itemPayloadLen;
    message.body.detObj.tlv[tlvIdx].type = MMWDEMO_OUTPUT_MSG_AZIMUT_STATIC_HEAT_MAP;
    -message.body.detObj.tlv[tlvIdx].address = (uint32_t) obj->azimuthStaticHeatMap;
    +message.body.detObj.tlv[tlvIdx].address = (uint32_t) obj->radarCube;
    tlvIdx++;
    totalPacketLen += sizeof(MmwDemo_output_message_t1) + itemPayloadLen;
}
```

Listing 5.2: Změna pro posílání radarové kostky v `dss_main.c`

Po úpravě souborů `mss_main.c` a `dss_main.c` je nutné provést kompilaci programu. K nahrání nového binárního souboru do desky je nejdříve nutné přepnout desku do programovacího režimu pomocí jumperů SOP0–SOP2, které se nacházejí v blízkosti napájecího konektoru (viz obrázek 1.1).

Tabulka 5.2: Režimy činnosti

SOP2	SOP1	SOP0	Režim
0	0	1	Funkční režim
1	0	1	Režim programování

Pro samotné nahrání zkompilevaného kódu do desky je možné využít nástroj UniFlash, který je přímo určen k nahrávání programů do zařízení AWR.

Struktura radar cube je taková, že nejdříve jsou uloženy vzorky „range FFT“ všech lichých chirpů (chirpy náležící 1. vysílací anténě) a potom všech sudých chirpů (chirpy náležící 2. vysílací anténě). Každý vzorek je komplexní číslo, které je zapsáno jako sekvence 2 `int16_t` čísel ve formátu Q15: reálná část, imaginární část. [24]

5.2 Konfigurace radaru

Pro měření byla využita konfigurace s 256 vzorky na jeden chirp, 16 opakování v jednom rámci, režimem TDM-MIMO a periodou rámců 1200 ms. Pro získání této konfigurace byl využit nástroj mmWave Sensing Estimator. Z konfigurace vyplývají limity měření, které jsou v tabulce 5.3.

Tabulka 5.3: Měřicí konfigurace

Parametr	Značení	Hodnota
Maximální vzdálenost	d_{max}	15,3 m
Vzdálenostní rozlišení	Δd	5,98 cm
Maximální rychlost	v_{max}	2,56 m s ⁻¹ (9,2 km h ⁻¹)
Rychlostní rozlišení	Δv	0,32 m s ⁻¹ (1,15 km h ⁻¹)
Rozlišení v azimutu	$\Delta\theta$	15°
Frekvence měření	f_M	0,83 Hz

5.3 Prostor měření

Měření probíhalo v tělocvičně o rozměrech vyznačené sportovní plochy 18 m × 9 m a celkovou plochou 260 m². Jako statické cíle sloužily dva koutové odražeče (trihedrální s trojúhelníkovými stěnami), jejichž efektivní odrazné plochy (Radar Cross Section) uvádí tabulka 5.4. Radar byl upevněn na stativu ve výšce 1 metr nad zemí v takové orientaci, kde je možné určovat azimut cíle (směr anténní řady byl rovnoběžný s podlahou). Stativ byl umístěn do prostřed krajní čáry na podlaze hrací plochy, cca. 0,5 m od kratší stěny tělocvičny. Laserovým zaměřovačem Leica DISTO S910 byla vytyčena základní síť bodů (označených 1–15), které ležely na kruhových obloucích vyznačených na podlaze tělocvičny. Před začátkem měření bylo provedeno kontrolní měření, kde byl postaven cíl v ose radaru (azimut 0°) a za pomoci funkce programu mmWave demo byla zjištěna fázová kompenzace jednotlivých virtuálních antén. Pro „range FFT“ bylo použito váhování Blackmanovým oknem (implicitní váhování při zpracování radarem), pro „doppler FFT“ a „angle FFT“ bylo použito obdélníkové okno.

Tabulka 5.4: Parametry odražečů

RCS	Vzdálená zóna
9,95 m ²	6,16 m
94,1 m ²	18,96 m



Obrázek 5.7: Měřicí prostor se zaměřenými body

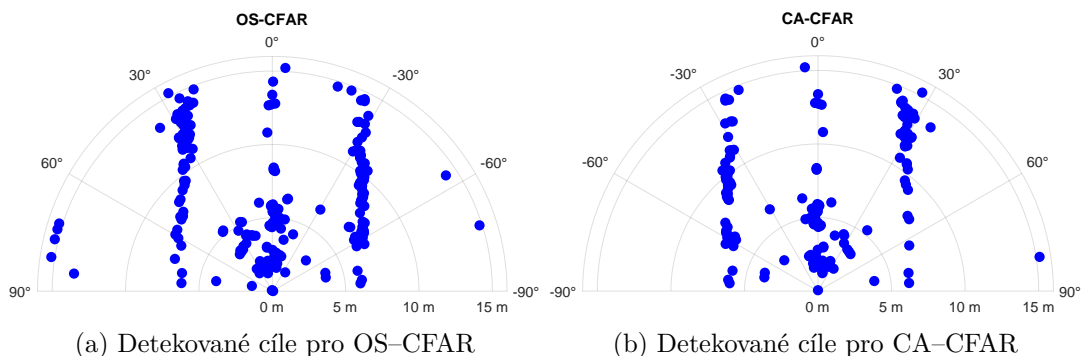
5.4 Porovnání detekčních algoritmů

Byly vyzkoušeny obě varianty CFAR algoritmu (CA i OS) s využitím nekoherentní integrace. Výsledek pro měření s malým radarovým odražečem na pozici **3** (viz obr. 5.12) bez aplikace clusterování je vidět na obrázku 5.8. Grafy naznačují, že OS-CFAR je citlivější a dokáže detekovat cíle, které jsou k sobě blíže. V případě tělocvičny to znamená, že téměř většina buněk odpovídající statickým cílům je vyhodnocena jako cíl (hodně detekcí tvoří stěny tělocvičny). Detekované body pak tvoří téměř spojitou oblast statických cílů v RDM, tudíž následná aplikace clusterování by sloučila většinu detekcí do jednoho cíle. Jelikož pohybující se cíle většinou zasahují do více buněk RDM, je žádoucí funkčnost clusterování zachovat, proto byl pro měření zvolen CA-CFAR.

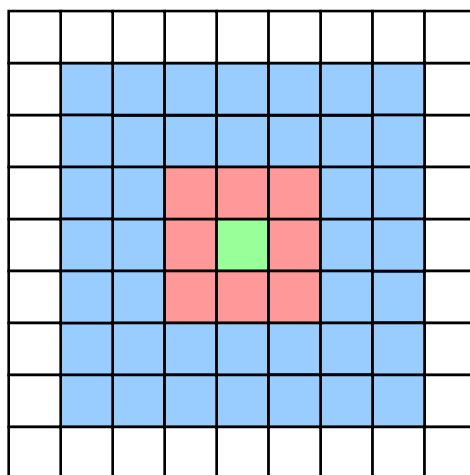
Jako pravděpodobnost falešného alarmu byla zvolena hodnota 10^{-6} , počet nekoherentních integrací byl 8, ochranné buňky tvořily čtvercovou oblast s rozsahem 1 buňka na každou stranu od testované buňky. Referenční buňky byly vybírány ze čtvercové oblasti s rozsahem

2 buňky na každou stranu od ochranných buněk. Tvar ochranné oblasti a referenční oblasti znázorňuje obrázek 5.9 pro případ, kdy se testovaná buňka nenachází v okrajové oblasti.

Clusterování detekcí bylo prováděno v RDM. Uvažujeme „sousedství“ typu 8 -adjacency. Při nastavení hodnoty ε na takovou hodnotu, která odpovídá tomuto typu sousedství, budou algoritmy CCA a DBSCAN fungovat stejně. Pro měření byl použit algoritmus DBSCAN. Nastavením takového typu sousedství (pouze 1 buňka na každou stranu) se zabrání nechtěnému clusterování blízkých cílů, které od sebe dělí 1 buňka, která neobsahuje detekci.



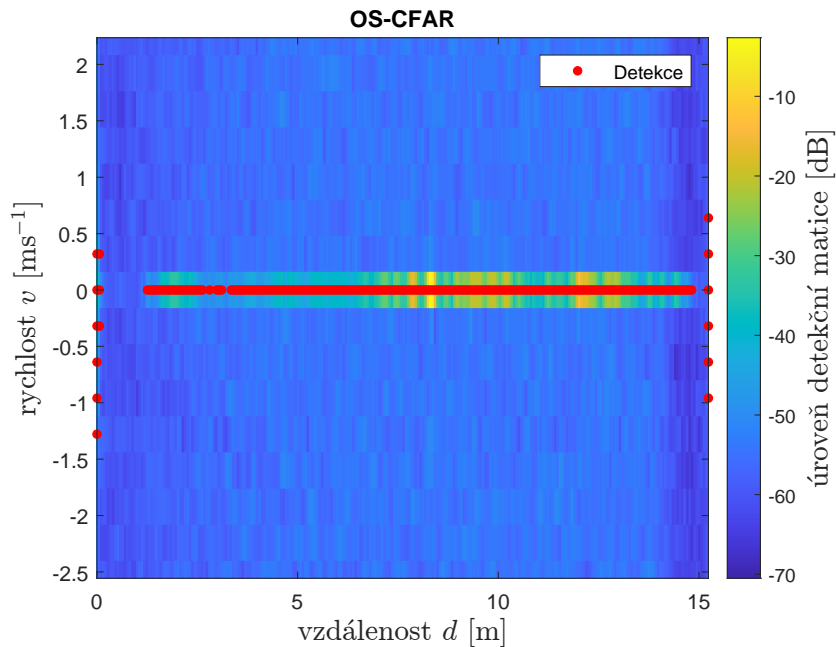
Obrázek 5.8: Porovnání CFAR algoritmů



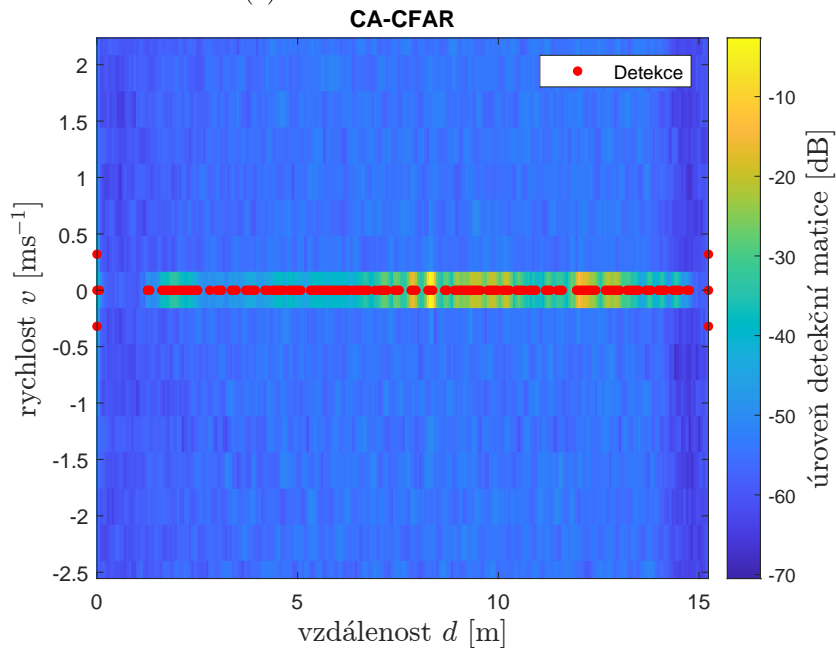
Obrázek 5.9: Tvar použitých oblastí buněk pro CA-CFAR

Na obou grafech detekovaných objektů na obrázku 5.8 jsou zřetelně vidět podlouhlé, téměř rovnoběžné oblasti s vysokou hustotou cílů. Jedná se o stěny tělocvičny, kde probíhalo měření. Detekce, které se nacházejí „za“ těmito zdmi, jsou pravděpodobně způsobené vícenásobnými odrazy. V blízkosti radaru (cca. do 5 m radiální vzdálenosti) ve výšce $\pm 30^\circ$ jsou detekce způsobeny odrazem od podlahy. Koutový odražeč byl umístěn ve vzdálenosti 8,1 m v přímém směru radaru.

Detekční matice (součet dílčích RDM) pro oba případy z obrázku 5.8 jsou vykresleny na obrázku 5.10, kde jsou červeně vyznačeny detekované cíle. Hodnoty RDM jsou zobrazeny v dB. Oblasti v těsné blízkosti radaru (několik prvních vzdálenostních buněk) a oblast kolem maximální vzdálenosti vykazují na první pohled zvláštní detekce, jedná se však pouze o přeslech vysílací a přijímací antény, který nebyl plně kompenzován.



(a) Detekční matice OS-CFAR



(b) Detekční matice CA-CFAR

Obrázek 5.10: Porovnání detekčních matic

5.5 Statická měření

Tato měření ověřují přesnost detekce statických cílů pro různé vzdálenosti a azimuty.

5.5.1 Jeden cíl

Nejprve byl do zorného pole radaru vložen cíl, který představoval koutový odražeč (s RCS $\approx 10 \text{ m}^2$) postavený na dřevěný stativ ve stejné výšce jako je anténa radaru (viz obrázek 5.11). Postupně byl cíl manuálně přesouván na jednotlivé referenční body. Bez filtrace slabších cílů jsou ve výstupu detekcí z CFAR (CA i OS) algoritmu přítomny odrazy ode stěn, od podlahy v blízkosti radaru i vícenásobné odrazy.



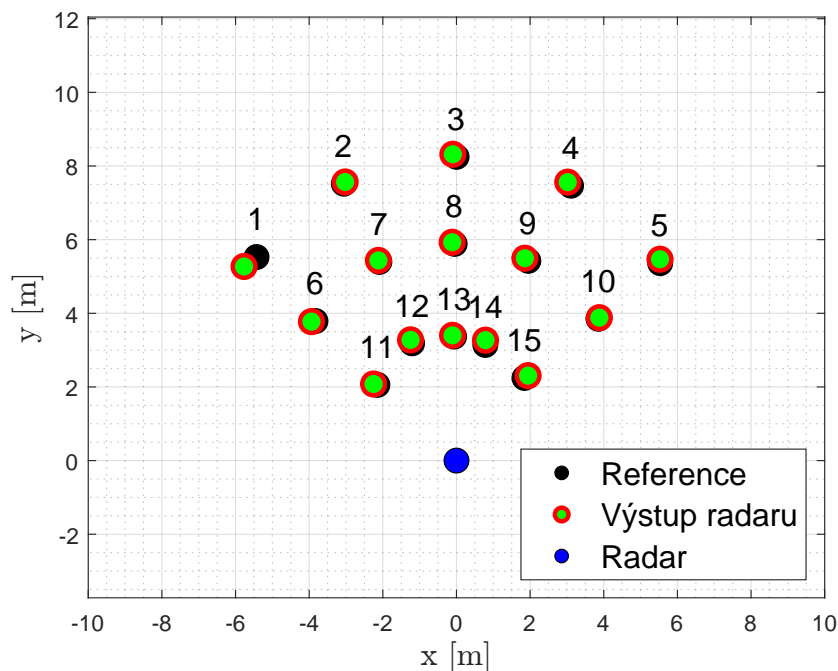
Obrázek 5.11: Koutový odražeč

Pokud budeme výsledky clusterovacího algoritmu filtrovat podle SNR daného clusteru, můžeme vyfiltrovat pouze cíl s odražečem. Protože se v zorném poli radaru nenacházel další odražeč, bylo možné odražeč identifikovat jako nejsilnější ze všech detekovaných cílů. Jelikož se jedná o relativně silný cíl vůči okolí, byla měřená vzdálenost, rychlost i úhel daného měření téměř konstantní pro každý referenční bod, kde se každé měření skládalo z alespoň 30 vzorků. Z naměřených hodnot byly zjištěny střední kvadratické chyby pro polohu, radiální vzdálenost a azimut, hodnoty jsou uvedeny v tabulce 5.5. Rozdíly v porovnání referenčních poloh

a výstupu z radaru na obrázku 5.12 vyplývají jak z přesnosti měření samotným radarem, tak nedokonalým ručním umístěním stojanu s odražečem na referenční body.

Tabulka 5.5: Chyba odhadu polohy pro statické cíle

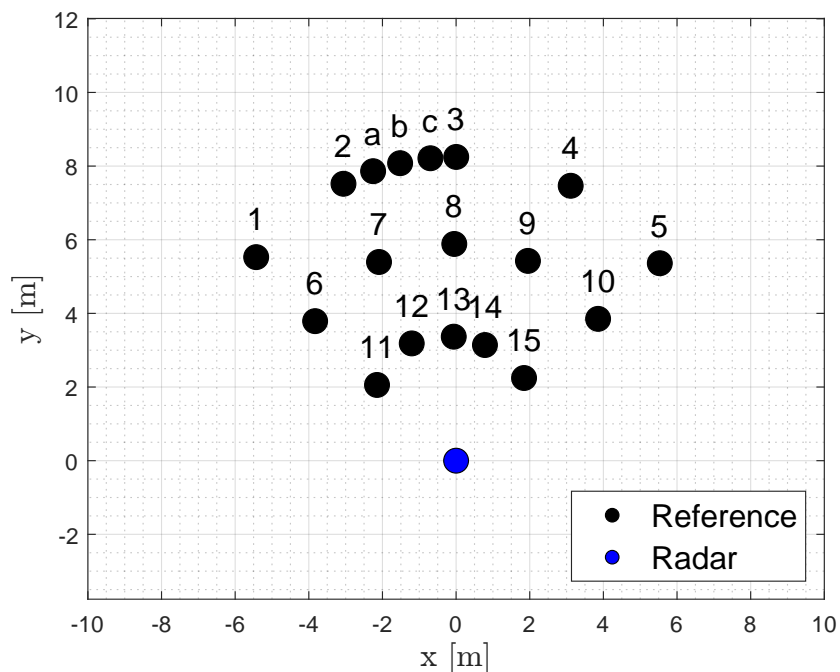
Parametr	Značení	Hodnota
Chyba polohy	$RMSE_p$	0,141 m
Chyba radiální vzdálenosti r	$RMSE_r$	0,071 m
Chyba azimutu	$RMSE_\theta$	1°



Obrázek 5.12: Měření s jedním statickým cílem

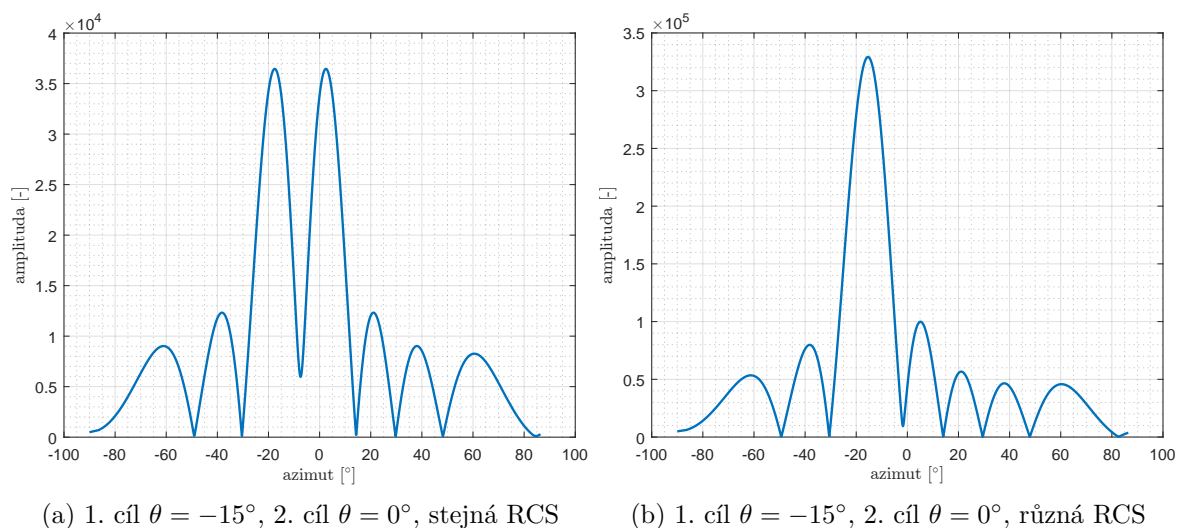
5.5.2 Dva cíle

Měření s 2 statickými cíli mělo za úkol zjistit schopnost rozlišit cíle v azimutu. K dispozici byly 2 koutové odražeče s parametry z tabulky 5.4 na dřevěných stativech ve výšce radaru. Vzhledem k tomu, že byly referenční body umístěny na čáry podlahy tělocvičny opisující části kružnic, reprezentují tato místa konstantní vzdálenost od středu těchto oblouků. Jako testovací polohy odražečů byla vyměřena umístění mezi body **2** a **3**, viz obrázek 5.13. Menší z odražečů byl umístěn na pozici **3** a větší z odražečů byl postupně přesouván z bodu **a** až do bodu **c**.



Obrázek 5.13: Mapa referenčních bodů

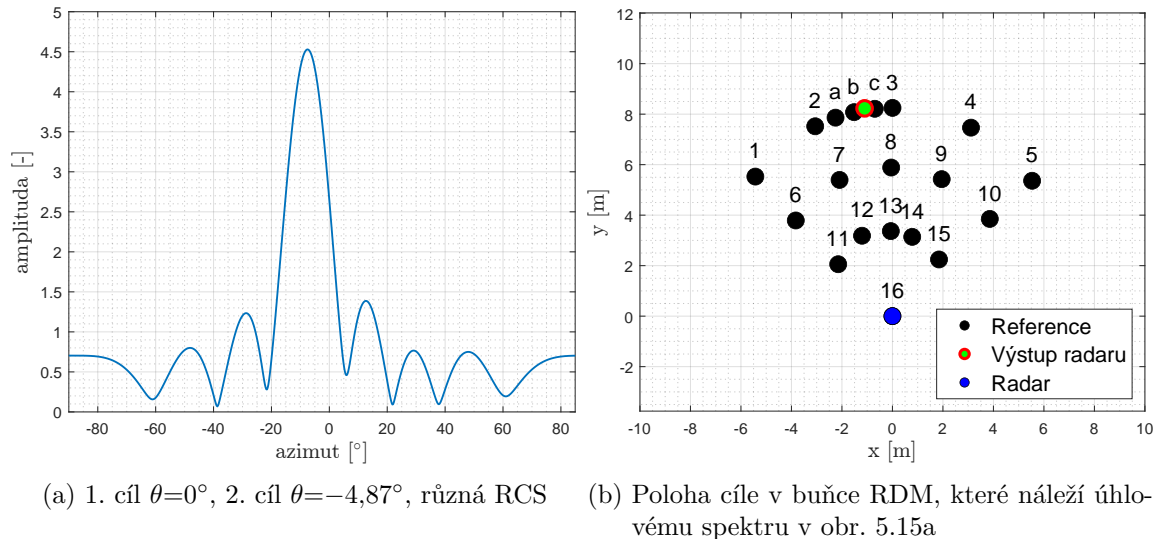
Pro 2 cíle, které mají stejnou vzdálenost, rychlost, efektivní odraznou plochu a liší se v azimutu o 15° , bude simulované úhlové spektrum vypadat jako na obrázku 5.14a. Protože k dispozici nebyly 2 stejné cíle, bude cíl s větší odraznou plochou ve spektru dominovat a vzhledem k nedostatku vzorků (virtuálních antén) nebude možné rozlišit oba cíle. Simulaci případu s poměrem RCS cílů 10:1 vykresluje obrázek 5.14b.



Obrázek 5.14: Úhlové spektrum pro přítomnost 2 cílů

Protože radar nebyl umístěn ve středu kružnic, nemají referenční body (umístěné na čarách na podlaze tělocvičny) stejnou radiální vzdálenost od radaru. Cíle se tak nenacházejí ve stejných buňkách RDM a úhlové spektrum dané RDM buňky pak neobsahuje oba cíle. Výjimku

tvoří případ, kdy byl velký odražeč na pozici **c** a malý na pozici **3**. Rozdíl v radiální vzdálenosti bodů **c** a **3** činil pouze několik desetin cm, tudíž lze uvažovat, že pro danou buňku RDM jsou v úhlovém spektru oba cíle. Rozdíl v azimutu bodu **3** a **c** činil pouze $4,87^\circ$, navíc vzhledem k různé odrazové ploše cílů bude ve spektru výrazný hlavní lalok silnějšího cíle. Spektrum vykresluje obrázek 5.15a, kde maximum spektra odpovídá azimut $-7,5^\circ$. Pokud bychom takový cíl vykreslili do sítě referenčních bodů, vznikne obrázek 5.15b, kde můžeme pozorovat, že vlivem součtu dvou spekter (od dvou statických cílů) je maximum spektra posunuto.



Obrázek 5.15: Naměřené úhlové spektrum 2 cílů

5.6 Dynamická měření

Dynamická měření byla prováděna s menším z odražečů ($RCS \approx 10 \text{ m}^2$) připevněným na dřevěný stativ, který byl ručně přenášen po předem daných drahách. Jako druhý typ cíle byl změřen člověk, který chodil po stejných drahách. Pro přehlednost byla z některých obrázků vynechána legenda, protože obsahují velký počet trasovaných cílů. To, o kterých trasách měření pojednává, udává kontext daného měření. Detekované cíle byly použity jako vstup do trasovacího algoritmu využívající rozšířeného Kalmanova filtru.

Problematická byla zejména asociace detekcí s odpovídajícími cíli. Protože parametry trasovacího algoritmu ovlivňují proces asociace, byly parametry pro každé měření nastaveny ručně. Rozsah volby těchto parametrů uvádí tabulka 5.6. Pro jednoduchost byly matice **Q** a **R** považovány za diagonální. Pro asociaci predikcí s měřeními byla uvažována oblast s d_M odpovídající pravidlu 3σ (oblast pro 99,7% všech možných hodnot, které může nabývat další bod trasy).

Tabulka 5.6: Rozsah parametrů pro trasování cíle

Parametr	Označení	Hodnota
rozptyl x	σ_x^2	0,01–0,25 m ²
rozptyl y	σ_y^2	0,01–0,25 m ²
rozptyl v_x	$\sigma_{v_x}^2$	0,09–1 m ² s ⁻²
rozptyl v_y	$\sigma_{v_y}^2$	0,09–1 m ² s ⁻²
rozptyl r	σ_r^2	0,25–1 násobek Δd^2
rozptyl θ	σ_θ^2	25 deg ²
rozptyl \dot{r}	$\sigma_{\dot{r}}^2$	0,25–1 násobek Δv^2
Počet sousledných asociací pro vznik validní trasy	n	2–4
Počet výpadků měření pro smazání trasy	m	1–2

Z provedených měření vyšla obecná konfigurace s hodnotami v tabulce 5.7.

Tabulka 5.7: Typická konfigurace trasování

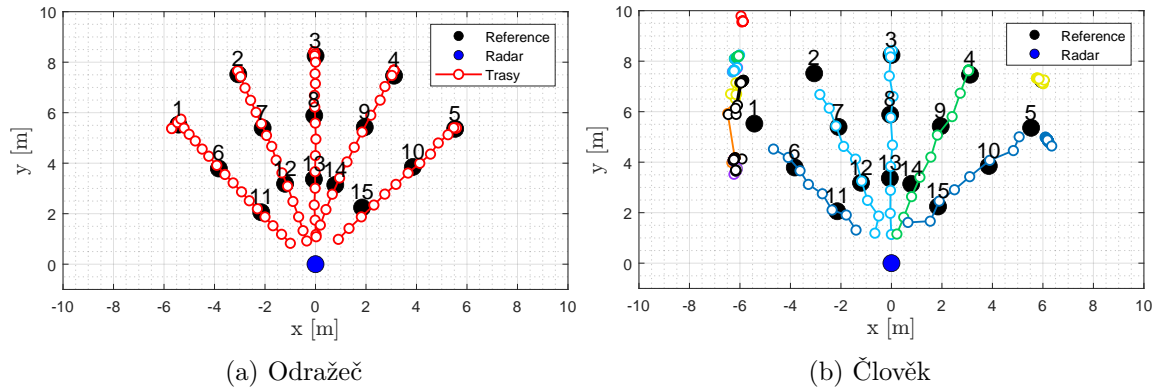
Parametr	Označení	Hodnota
rozptyl x	σ_x^2	0,04 m ²
rozptyl y	σ_y^2	0,04 m ²
rozptyl v_x	$\sigma_{v_x}^2$	0,34 m ² s ⁻²
rozptyl v_y	$\sigma_{v_y}^2$	0,34 m ² s ⁻²
rozptyl r	σ_r^2	0,0027 m ²
rozptyl θ	σ_θ^2	20,25 deg ²
rozptyl \dot{r}	$\sigma_{\dot{r}}^2$	0,132 m ² s ⁻²
Počet sousledných asociací pro vznik validní trasy	n	2
Počet výpadků měření pro smazání trasy	m	2

5.6.1 Konstantní azimut

Měření spočívalo v detekci cíle, který se pohyboval rovnoměrně přímočaře směrem k radaru po přímkách mezi body **1** a **11**, **2** a **12** atd. Cílem tohoto měření bylo zjistit chybu určení azimutu a radiální rychlosti. Pro případ neseného odražeče bylo využito filtrování nejsilnějšího cíle, podle hodnot buněk detekční matice. Naměřené trajektorie jsou zaznamenány v obrázku 5.16a.

Pro případ chodícího člověka byl výstup clusterování filtrován na základě SNR daného clusteru. Tím se odfiltrovala většina slabých, pro toto měření nezajímavých detekcí, jako

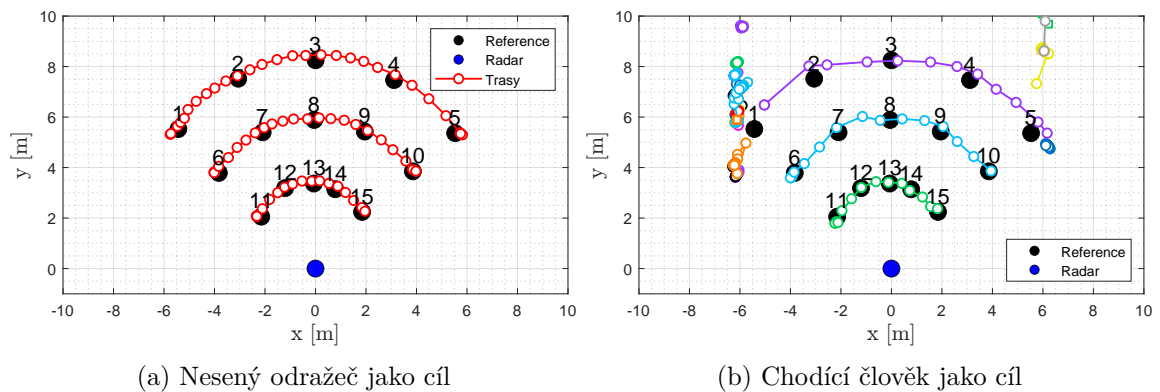
například odrazy od podlahy. Odrazy ode stěn však přetrvaly, což je zřetelné na obrázku 5.16b. Trajektorie počínající v bodech **1**, **2** a **5** nejsou měřením plně zachyceny. Jedná se o limitaci periody měření, která činí 1,2 s. Existuje možnost, že se cíl, vyhodnocen v jednom měření jako statický, začne pohybovat během periody měření. Může se tak vzdálit od předešlé pozice natolik, že už není s původní polohou asociován.



Obrázek 5.16: Trasování konstantního azimutu pro jeden cíl

5.6.2 Konstantní vzdálenost

Jak již bylo řečeno v 5.5.2, kruhové oblouky kvůli nesprávné poloze radaru nepředstavují trasy konstantní vzdálenosti. Tato měření vyjadřují pohyb cíle po těchto obloucích. Výsledek trasování pro malý koutový odražeč je vykreslen na obrázku 5.17a. Vzhledem ke snadné filtraci tohoto cíle byl proces trasování výrazně usnadněn a výsledek neobsahuje nechtěné cíle.

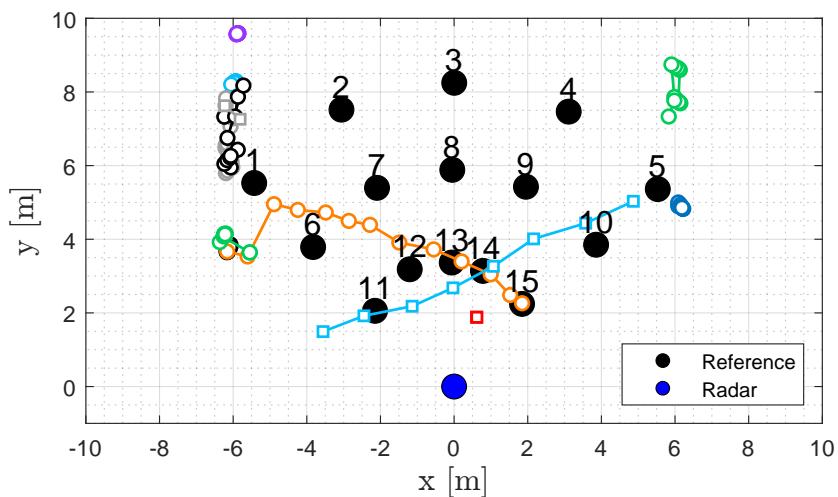


Obrázek 5.17: Oblouková trajektorie

Měření s chodícím člověkem znázorňuje obrázek 5.17b. Zde probíhalo filtrování jako v případě sekce 5.6.1. Výsledky po clusterování v tomto měření ukazují, že pro cíl s nižším SNR může dojít k výpadkům detekcí. Zde se více projeví nastavení trasovacího algoritmu, který kompenzuje až m časových okamžiků po sobě, kdy nebylo dané trase přiřazeno žádné měření.

5.6.3 Křížení 2 cílů

V tomto měření představovaly cíle 2 lidé, kteří se pohybovali rovnoměrně přímočaře. Dráha byla rovný úsek z bodu **1** do bodu **15**. Druhý cíl se pohyboval po spojnici bodů **5** a **11**. Startovní pozice byly body **1** a **5**, cíle se tedy pohybovaly směrem k radaru. Výsledek zobrazuje obrázek 5.18.

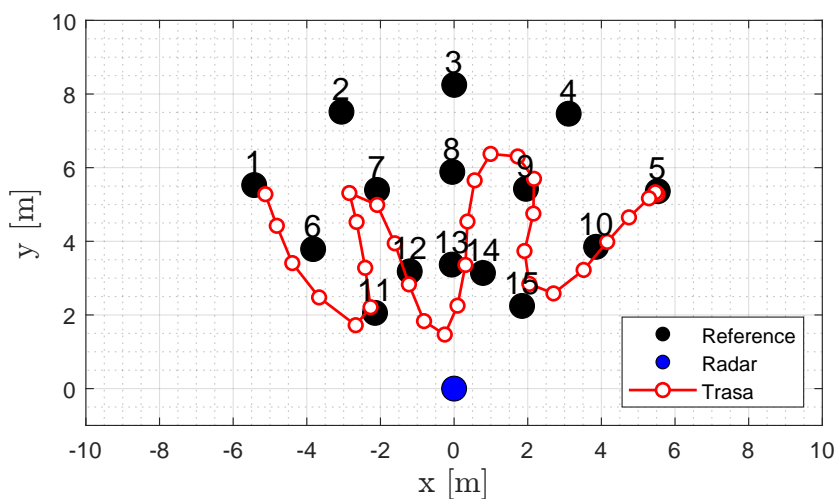


Obrázek 5.18: Křížení tras dvou lidí

5.6.4 Trasy se známými koncovými body

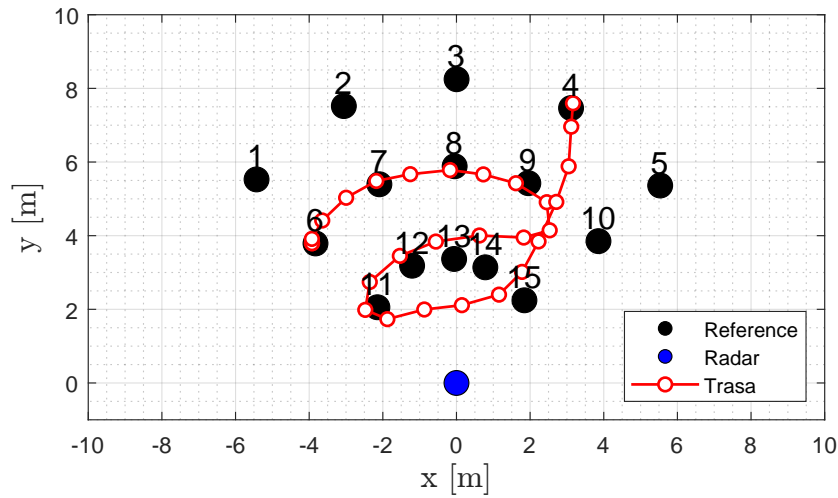
Tato měření ukazují trajektorie s větší dynamikou.

První měření je s menším koutovým odražečem. Startovní pozicí byl bod **5** a konec trasy činil bod **1**. Tvar dráhy byl „zig-zag“ ve směru osy y .



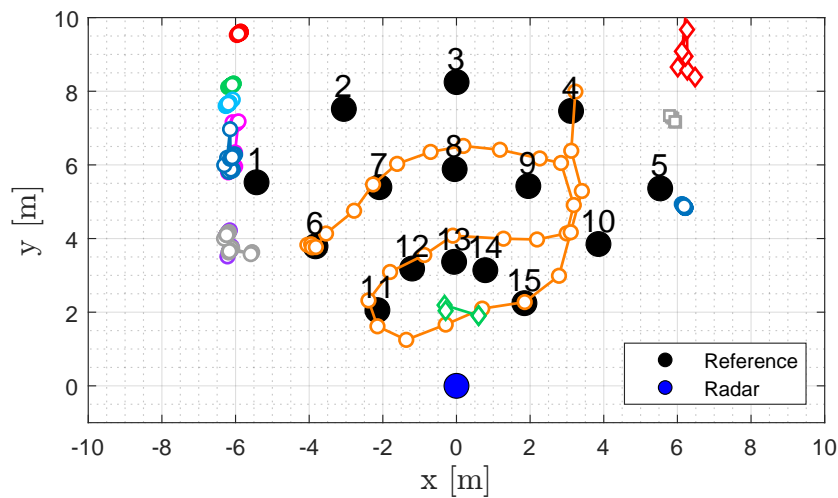
Obrázek 5.19: Dráha „zig-zag“ podél osy y

Druhé měření je opět s menším koutovým odražečem. Startovním a koncovým bodem byly pozice **6** a **4**.



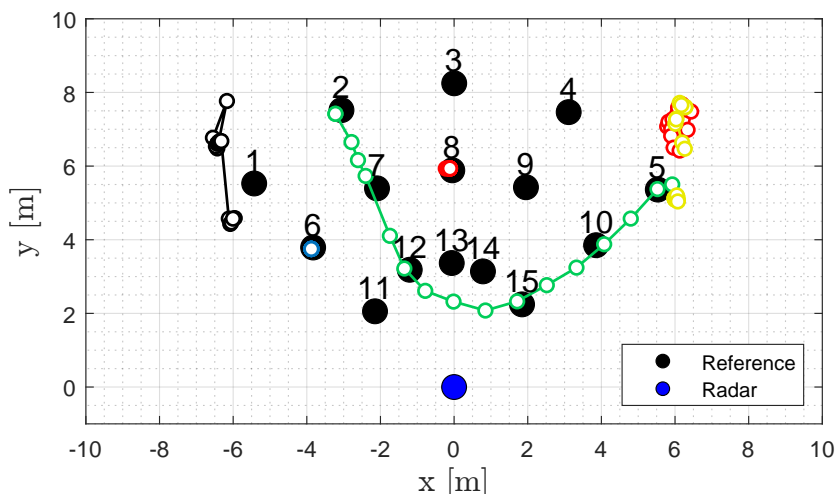
Obrázek 5.20: Dráha z bodu **6** do bodu **4**

Trasa z obrázku 5.20 bylo zopakována i pro případ, kdy cíl byl chodící člověk (obrázek 5.21).



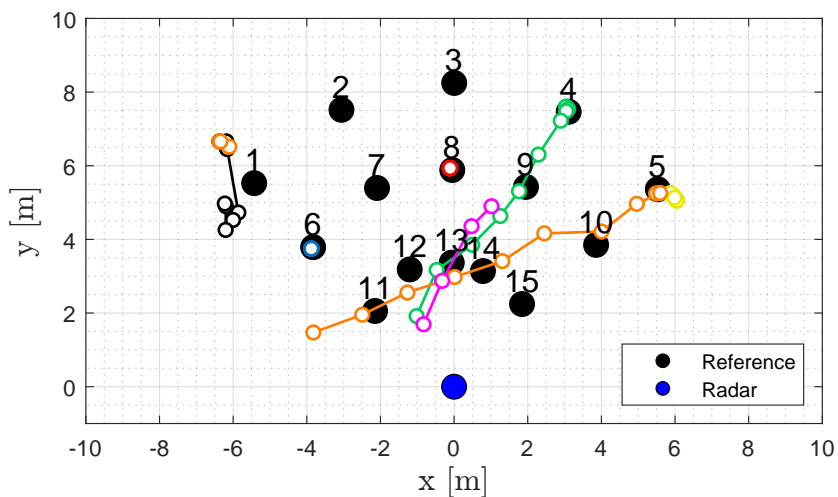
Obrázek 5.21: Dráha z bodu **6** do bodu **4**

Dále byla změřena kombinace statických cílů a jednoho dynamického. Velký odražeč byl umístěn na pozici **8** a malý na **6**. Dráha člověka začínala v bodě **2** a končila v bodě **5**. Dráha měla tvar „U“.



Obrázek 5.22: Kombinace statických cílů s trajektorií do tvaru „U“

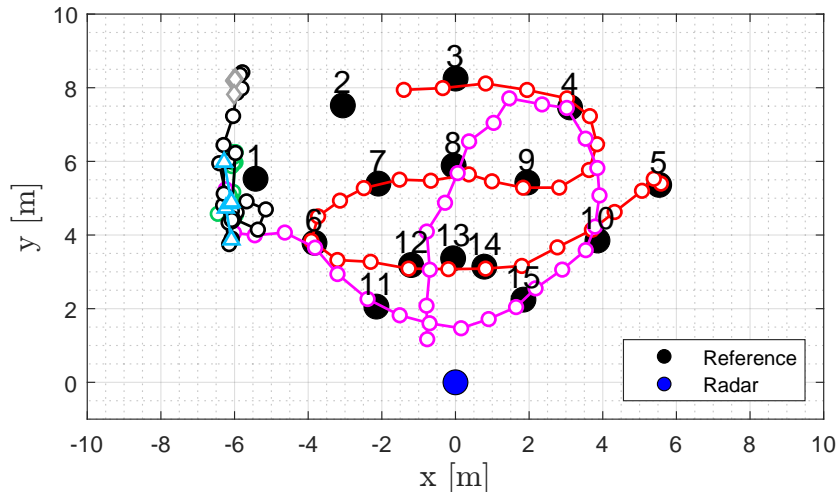
Měření pro stejnou polohu odražečů jako na obrázku 5.22 a pro 2 pohyblivé cíle je na obrázku 5.23. První z pohyblivých cílů se pohyboval na rovném úseku se startovním bodem 4 přes bod 13 a dále stejným směrem až do konce měření. Druhý z pohyblivých cílů se pohyboval ve směru spojnice bodů 5 a 11, kde po překročení bodu 11 pokračoval dále až do konce měření. Startovní pozicí byl bod 5. Na změřeném průběhu cíle startující v bodě 4 (zelená trasa) je vidět, že za bodem 9 vzniká další paralelní trasa (růžová). To je způsobeno tím, že pohybuující se cíl způsoboval vícenásobné detekce, které byly v RDM dostatečně vzdálené, aby vytvořily dva oddělené clustery.



Obrázek 5.23: Kombinace statických a dynamických cílů

Jako poslední byla změřena situace s 2 chodícími lidmi bez přítomnosti koutových odražečů. První trasa (růžová) startovala v bodě 1 a první úsek činil přímou spojnicí bodů 1 a 11. Dále následoval oblouk přes body 11, 15, 10 a 4. Z bodu 4 zatočila trasa do bodu 8 a poté cíl pokračoval směrem k radaru až do konce měření, přičemž prošel mezi body 12 a 13. Druhá trasa (červená) počínala v bodě 5, kde pokračovala mírným obloukem přes body 10, 14, 12 až do bodu 6. Zde cíl pokračoval po úseku kružnice vytyčené body 6, 7, 8 a 9. Dále následovala

otočka o 180° a až do konce měření pokračoval cíl po kružnici tvořené body **4**, **3**, **2** až do bodu **1**. Poslední detekovaný bod trasy se nachází mezi body **2** a **3**. Obě trasy a zbytkové detekce (odrazy ode stěn tělocvičny), které prošly filtrací podle SNR clusteru, jsou vykresleny na obrázku 5.24. Z něj je vidět, že počátek růžové trasy (bod **1**) nebyl správně určen. Je to z toho důvodu, že v počátku nebyl relativně slabý cíl na pozici **1** detekován, protože se nacházel v těsné blízkosti silnějšího cíle (odraz stěny). Jelikož pro použitý algoritmus asociace záleží na pořadí zpracování výstupu z clusterování, je počátek růžové trasy chybně přiřazen.



Obrázek 5.24: 2 dynamické cíle

5.7 Diskuse výsledků

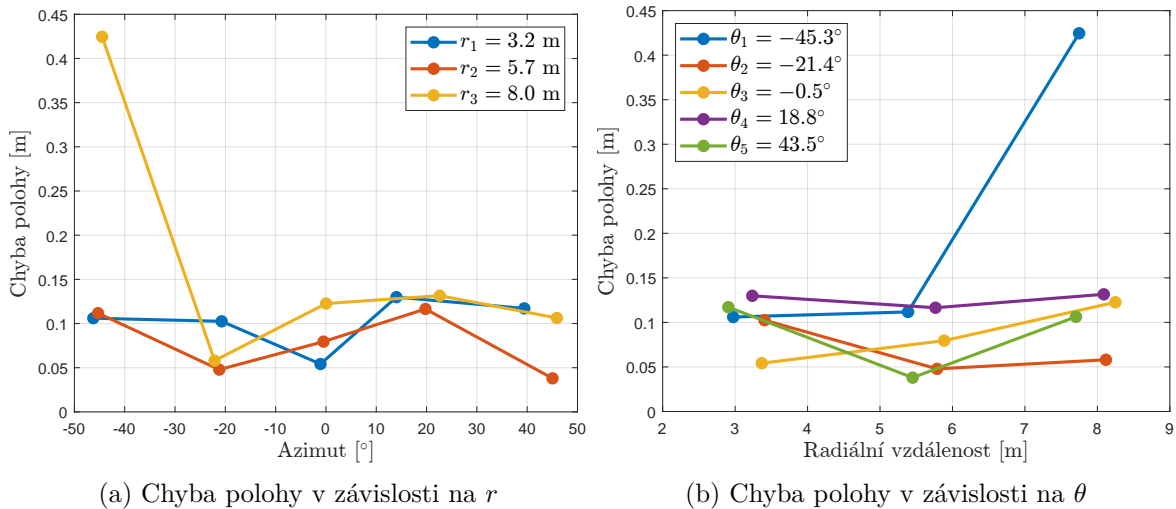
Statická měření potvrdila, že pro jeden cíl s vysokým SNR je přesnost měření ovlivněna v podstatě pouze okolním šumem (jakou šum jsou považovány i nežádoucí cíle, např. stěny tělocvičny). Dále chybu ovlivnilo ruční umístění odražeče na referenční body. Průběh střední kvadratické chyby polohy v závislosti na azimutu a radiální vzdálenosti znázorňuje obrázek 5.25.

Z dynamických měření konstantní vzdálenosti a konstantního azimutu byly zjištěny střední kvadratické chyby radiální vzdálenosti, radiální rychlosti a azimutu jak pro měření s koutovým odražečem, tak s chodícím člověkem. Tyto chyby byly vypočteny tak, že se porovnávaly hodnoty naměřené radarem s dráhami, které vznikly proložení referenčních bodů křivkami. Jako reference pro výpočet chyby pro rychlost byla použita průměrná rychlost vypočtená z ušlé dráhy a času pohybu cíle. V chybách obou typů měření se projevuje i nepřesné následování vytyčené dráhy (ruční přenášení odražeče, chůze člověka).

Z tabulky 5.8 je vidět, že pro měření s člověkem byly chyby větší ve všech měřených veličinách. Nejvýraznější je rozdíl v radiální vzdálenosti, což lze vysvětlit tak, že člověk se chová méně jako bodový cíl (více rozprostřený ve vzdálenosti). Navíc má násobně nižší odraznou plochu než použité odražeče, tudíž je odhad více ovlivněn šumem v okolí clusteru. Je nutné podotknout, že dané přesnosti ovlivňuje jak proces váhování oknem při výpočtu FFT, tak použitý algoritmus clusterování a výpočet středu jednotlivých clusterů.

Bylo pozorováno, že i koutové odražeče představovaly v RDM rozložené cíle přes 3–4 vzdálenostní buňky (17,94–23,92 cm). K tomuto jevu přispívá fakt, že radar implicitně váhuje vzorky

5 Sledování cílů s AWR1642 BOOST



Obrázek 5.25: Střední kvadratická chyba polohy statických cílů

Blackmanovým oknem, které nabízí lepší potlačení postranních laloků než obdélníkové okno, avšak rozšiřuje hlavní lalok. Aplikací clusterování na detekce v RDM bylo možné sjednotit vícenásobné detekce od pohybujících se cílů, avšak při aplikaci ciltivého OS-CFAR detekčního algoritmu způsobovalo clusterování nechtěné slučování navzájem blízkých cílů (většinou statických).

Pro použití OS-CFAR by bylo nutné použít clusterování na data, kde má každý cíl přiřazenou vzdálenost, rychlost i azimut. V takovém případě by bylo nutné řešit clusterování nejenom v dimenzích polohy, ale i rychlosti.

Tabulka 5.8: Rozsah parametrů pro trasování cíle

Parametr	Označení	Hodnota pro odražeč	Hodnota pro člověka
Chyba radiální vzdálenosti r	$RMSE_r$	0,142 m	0,212 m
Chyba azimutu θ	$RMSE_\theta$	2,24°	3,17°
Chyba radiální rychlosti v	$RMSE_v$	0,12 m s ⁻¹	0,167 m s ⁻¹

Pro optimální výsledky trasování bylo nutné měnit jeho parametry pro měření, kde byly úrovně cílů srovnatelné s okolím. Nejvíce citlivá část použitého trasovacího algoritmu byla asociace měření a cílů. Při přítomnosti více cílů blízko sebe docházelo k nesprávným asociacím, což plyne z faktu, že přiřazení měření k predikcím záleželo na pořadí zpracování. Další případy, kdy přiřazování vykazovalo chybná přiřazení byly výpadky detekcí cílů. Tedy případy, kdy nebyl trasovaný cíl detekován, ale v oblasti kolem predikce se vyskytovalo další měření, které ale této trase nepatřilo. Nejkritičtější případy tvořily oblasti, kde byly v těsné blízkosti slabé a silné cíle, nebo se navzájem stínily, což způsobovalo zmíněné výpadky. Pro měření s relativně silnými cíli vůči okolí (koutový odražeč) bylo trasování bezproblémové.

6 Závěr

Cílem práce bylo vytvořit proces sledování objektu za pomoci radaru s frekvenčně modulovanou kontinuální nosnou vlnou a nalezení (implementace) algoritmů potřebných k tomuto účelu. Systém byl realizován na radarovém kitu AWR1642 BOOST, a bylo provedeno kontrolní měření, ověřující funkčnost použitých algoritmů. Pro podpůrnou aplikaci použitou ke sběru dat bylo využito programovacího jazyka C++ a platformy Qt, která slouží k tvorbě programů s grafickým uživatelským rozhraním. Algoritmy samotné a zpracování dat byly implementovány v programu MATLAB.

V první části byl popsán základní princip FMCW radaru, přičemž byly definovány způsoby odhadu radiální vzdálenosti, rychlosti a azimutu. Následovala sekce s problematikou detekce cílů v RDM a jejich clusterování a následné trasování. Pro potřeby trasování byl stručně popsán jednoduchý způsob asociace na základě Mahalanobisovy vzdálenosti a metoda odhadu a filtrování polohy cíle za pomoci rozšířeného Kalmanova filtru.

V části práce s vývojovou deskou byl stručně popsán vývojový kit. Stručně byla uvedena datová struktura dat poskytovaných radarem a byla prezentována úprava originálního firm-ware za účelem posílání celé radarové kostky. Vzhledem k objemu přenášených dat a k mezím časování rámců, které povoluje ovládací program mmWave Demo, je frekvence získávání měření (radarové kostky) pouze 0,83 Hz. Toto omezení limituje praktické použití na cíle s nízkou dynamikou pohybu, klade zvýšené nároky na asociační algoritmus, na způsob filtrování a odhad polohy cílů. Výpadek pouhých dvou měření (případ nedetekování cíle) za sebou, například z důvodu stínění, pak v případě dynamických měření znamenal ukončení dané trasy. Pro optimální výsledky trasování tak bylo nutné ručně upravovat parametry trasovacího algoritmu.

Vzhledem k nízké frekvenci měření se model predikce rozšířeného Kalmanova filtru omezil na pohyb objektu s konstantní rychlostí a matice \mathbf{Q} a \mathbf{R} byly považovány za diagonální. Pro účely detekce byly vyzkoušeny algoritmy CA-CFAR a OS-CFAR ve variantách pro nekoherentní integraci. Bylo potvrzeno, že OS-CFAR dokáže detekovat i velmi blízké cíle (v rámci jedné vzdálenostní buňky RDM) lépe než CA-CFAR. Zvýšený počet detekovaných cílů v RDM však způsoboval problémy s clusterováním, kdy docházelo k nechtěnému spojování blízkých statických cílů do jednoho. Z tohoto důvodu byl pro detekci v měření zvolen algoritmus CA-CFAR. Měření ukázalo lepší přesnost v případě měření silného cíle (koutového odražeče), než v případě chodícího člověka.

Trasování objektů radarem je obecně komplexní záležitost závislá na mnoha faktorech jako například druh sledovaného cíle nebo typ prostředí, ve kterém radar pracuje. Pro efektivní využití algoritmu OS-CFAR je nutné použít sofistikovanější metodu asociace. Dalším vylepšením může být použití algoritmů s lepším rozlišením v azimutu uvedených v [9]. Pro odhad polohy cíle byl použit pouze jednoduchý model s konstantní rychlostí objektu. Různým druhům manévrujících cílů vyhovují jiné modely pohybu, kde je možné využít filtraci na základě několika Kalmanových filtrů s různými modely, které běží paralelně. Obecně lze tedy optimalizovat jednotlivé části řetězce detekce přes clusterování až po celý algoritmus trasování. Tato vylepšení mohou být předmětem dalších prací. V neposlední řadě je možné využít fúzi dat z několika radarů, které scénu sledují z různých perspektiv nebo provádět fúzi s jinými senzory polohy, jako je například Light Detection And Ranging (LIDAR).

Bibliografie

1. SKOLNIK, Merrill I. *Introduction to radar systems: International student edition*. 2nd ed., 9th print. New York: McGraw-Hill, 1986. ISBN 0070579091.
2. BILIK, Igal; LONGMAN, Oren; VILLEVAL, Shahar; TABRIKIAN, Joseph. The Rise of Radar for Autonomous Vehicles: Signal Processing Solutions and Future Research Directions. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2019, roč. 36, č. 5, s. 20–31. ISSN 1558-0792. Dostupné z DOI: 10.1109/msp.2019.2926573.
3. LI, Xinrong; WANG, Xiaodong; YANG, Qing; FU, Song. Signal Processing for TDM MIMO FMCW Millimeter-Wave Radar Sensors. *IEEE Access*. 2021, roč. 9, s. 167959–167971. ISSN 2169-3536. Dostupné z DOI: 10.1109/access.2021.3137387.
4. *Short Range Radar Reference Design Using AWR1642*. Texas Instruments, 2018. URL: <https://www.ti.com/lit/ug/tidud36b/tidud36b.pdf>.
5. ORAVEC, Matej. *Velocity Measurement by Doppler Radar*. 2020. URL: <http://hdl.handle.net/10467/87735>. Dipl. pr. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická.
6. WOJTKIEWICZ, Andrzej; MISIUREWICZ, Jacek; NAŁĘCZ, Marek; JEDRZEJEWSKI, Konrad; KULPA, Krzysztof. Two-dimensional Signal Processing in FMCW Radars. In: 1997. URL: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:64649230>.
7. RICHARDS, M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing, Third Edition*. Third edition. New York, N.Y.: McGraw Hill LLC, 2022. ISBN 1260468712.
8. MELVIN, William L.; SCHEER, Jim (ed.). *Principles of modern radar*. Raleigh: SciTech Pub, 2013. ISBN 9781891121531. Includes bibliographical references and index. - Description based on online resource; title from PDF title page (ebrary, viewed September 26, 2013).
9. WANG, Zhizheng. *DOA estimation methods with unknown number of sources*. 2020. Dostupné z DOI: 10.32657/10356/140553. Dis. pr. Nanyang Technological University.
10. KATZLBERGER, Christina. *Object Detection with Automotive Radar Sensors using CFAR- Algorithms*. 2018. Bak. pr. JOHANNES KEPLERUNIVERSITY LINZ.
11. ROHLING, Hermann. Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1983, roč. AES-19, č. 4, s. 608–621. ISSN 0018-9251. Dostupné z DOI: 10.1109/taes.1983.309350.
12. MAHAFFZA, Bassem R. *Radar systems analysis and design using MATLAB*. 3rd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013.
13. SHOR, M.; LEVANON, N. Performances of order statistics CFAR. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1991, roč. 27, č. 2, s. 214–224. ISSN 0018-9251. Dostupné z DOI: 10.1109/7.78295.
14. NARASIMHAN, R S; VENGADARAJAN, A; RAMAKRISHNAN, K R. Design of connected component analysis based clustering of CFAR image in pulse Doppler radars. In: *2017 IEEE Aerospace Conference*. IEEE, 2017. Dostupné z DOI: 10.1109/aero.2017.7943725.
15. ESTER, Martin; KRIEGEL, Hans-Peter; SANDER, Jörg; XU, Xiaowei. A Density-Based Algorithm for Discovering Clusters in Large Spatial Databases with Noise. In: *Knowledge Discovery and Data Mining*. 1996. URL: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:355163>.

Bibliografie

16. IKRAM, Muhammad Z.; ALI, Murtaza. 3-D object tracking in millimeter-wave radar for advanced driver assistance systems. In: *2013 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing*. IEEE, 2013. Dostupné z DOI: 10.1109/globalsip.2013.6736993.
17. BISHOP, Gary; WELCH, Greg et al. An introduction to the kalman filter. *Proc of SIGGRAPH, Course*. 2001, roč. 8, č. 27599-23175, s. 41.
18. SUN, Hongbo; BRIGUI, Frederic; LESTURGIE, Marc. Analysis and comparison of MIMO radar waveforms. In: *2014 International Radar Conference*. IEEE, 2014. Dostupné z DOI: 10.1109/radar.2014.7060251.
19. RAO, Sandeep. *MIMO Radar*. 2018. URL: <https%3A%2F%2Fdev.ti.com%2F>.
20. *AWR1642 Single-Chip 77- and 79-GHz FMCW Radar sensor*. Texas Instruments, 2021. URL: <https%3A%2F%2Fwww.ti.com%2Ftool%2FAWR1642B00ST>.
21. *MMWAVE SDK User Guide*. Texas Instruments, 2018. URL: <https://www.ti.com/tool/download/MMWAVE-SDK/02.00.00.04>.
22. STEVENSON, J. *Q-Values in the Watch Window*. 2022. URL: <https://www.ti.com/lit/an/spra109/spra109.pdf>.
23. *AWR1642: Why is frame period limited to 1300ms (recommended 1000ms)?* URL: <https://e2e.ti.com/support/sensors-group/sensors/f/sensors-forum/679410/awr1642-why-is-frame-period-limited-to-1300ms-recommended-1000ms>.
24. Texas Instruments. URL: <https://e2e.ti.com/support/sensors-group/sensors/f/sensors-forum/669105/ccs-awr1642boost-adc-data-over-uart-code-not-working>.