

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Драган Д. Голубовић

ВИСОКОРЕЗОЛУЦИОНА ПРИМАРНА
ОБРАДА СИГНАЛА КОД ИЗАОРИЗОНТНИХ
РАДАРА У ВИСОКОФРЕКВЕНТНОМ ОПСЕГУ

докторска дисертација

Београд, 2023

UNIVERSITY OF BELGRADE

SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Dragan D. Golubović

HIGH-RESOLUTION PRIMARY SIGNAL
PROCESSING IN HIGH FREQUENCY
OVER-THE-HORIZON RADARS

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2023

Ментор:

др Мирјана Симић-Пејовић, редовни професор,
Универзитет у Београду - Електротехнички факултет

Чланови комисије:

др Предраг Иваниш, редовни професор,
Универзитет у Београду - Електротехнички факултет

др Марија Стевановић, редовни професор,
Универзитет у Београду - Електротехнички факултет

др Миљко Ерић, ванредни професор у пензији

др Петар Ђурић, Distinguished Professor,
Department of Electrical and Computer Engineering Stony Brook University, NY, USA

др Горан Марковић, ванредни професор,
Универзитет у Београду - Електротехнички факултет

Датум одбране: _____

*Посвећено синовима Немањи и Вукашину,
супрузи Љиљани,
родитељима Милијани и Душану*

Захвалница

Резултати истраживања, који су приказани у дисертацији, део су рада на пројекту Р.148 (HF-OTHR) Института Влатаком.

Захваљујем се менторки, проф. др Мирјани Симић-Пејовић, на одличној сарадњи, као и на стручној помоћи и корисним сугестијама током докторских студија и приликом израде ове дисертације.

Посебну захвалност дугујем свом неформалном ментору, проф. др Миљку Ерићу, за изузетну и несебичну стучну помоћ приликом израде ове дисертације, као и приликом припреме скоро свих објављених научних радова. Од предмета на мастер студијама, преко израде мастер рада, објављивања заједничких научних радова, предмета на докторским студијама, израде докторске дисертације и заједничког рада на пројекту у Институту Влатаком, током свих ових година, професор је, несумњиво, највише допринео мом професионалном развоју и напретку.

Захваљујем се, такође, др Ненаду Вукмировићу за несебичну помоћ приликом припреме већине радова за публикавање, који су у великој мери допринели и бољем квалитету ове дисертације.

Велику захвалност дугујем руководству Института Влатаком, др Владимиру Цизељу, др Милораду Обрадовићу и др Мирославу Перићу, што су ми дали потребно време и средства за истраживање, као и прилику да радим на овом пројекту, затим на сталној подршци и бодрену да писање ове дисертације буде успешно завршено. Наравно, захвалност дугујем и целом OTHR тиму, без чијег дугогодишњег рада на овом пројекту, ово истраживање не би било могуће.

На крају, посебно се захваљујем својој породици на невероватној подршци и уложној енергији током свих ових година докторских студија, на свакодневном разумевању, пожртвовању и великој љубави. Ову дисертацију посвећујем управо њима, јер су, у највећој мери, утицали да она буде успешно завршена, и носе, у најмању руку, подједнаке заслуге као и ја.

Наслов тезе: Високорезолуциона примарна обрада сигнала код изахоризонтних радара у високофреквентном опсегу

Резиме – Предмет истраживања докторске дисертације је нова високорезолуциона алгоритмика за примарну обраду сигнала у континуалним линеарно фреквенцијски модулисаним изахоризонтним радарима, који раде у високофреквентном опсегу, на бази површинског простирања таласа (HFSWR). Алгоритми су развијани са циљем да се достигну и превазиђу перформансе примарне обраде сигнала у постојећим HFSWR системима (на пример, радара WERA) у погледу детектибилности циљева на мору и естимације њихових локализационих параметара (географских координата и радијалне брзине кретања), на основу којих се реализује праћење трајекторије детектованих циљева, што је веома сложен технички проблем, због присуства јаких интерференција у пријемном сигналу (интерференција услед клатера мора, јоносферска интерференција, екстерна интерференција итд).

Развијени алгоритми заснивају се на високорезолуционој процени *range-Doppler* (RD-HR) мапе, на којој се врши детекција, и само за детектоване циљеве врши се процена смера високорезолуционим алгоритмом MUSIC (*MUltiple Signal Classification*) типа. Алгоритми су високорезолуциони у Доплер и азимут домену, а рачунски су високорезолуциони у *range* домену. Контраст RD-HR мапе, као и детектибилност циљева на њој, значајно су бољи у односу на RD-FFT мапу, што је потврђено поређењем експериментално добијених резултата. Теоријски оквир примарне обраде сигнала у изахоризонтним радарима представља 3D спектрална анализа временских узорака пријемног сигнала у *fast-slow-space* домену, којом се добија 3D кљуб у *range*-Доплер-азимут домену. Кључни проблем примене Фуријеове трансформације везана је за нераздвојивост спектралних компоненти сигнала унутар Рејлијеве резолуционе ћелије, па је боља раздвојивост обезбеђена употребом високорезолуционих метода. Истраживање се бави и развојем модела детектора циљева са RD-HR мапе, који је прилагођен карактеристикама њених пикова. Такође, алгоритми су рачунарски врло захтевни и да би били практично применљиви, у циљу рада у реалном времену, формулисане су нумерички оптимизоване верзије алгоритама.

У литератури се, углавном, користе упрошћени модели сигнала на пријемном антенском низу, док је овде изведен модел сигнала где се може уочити и каплинг између сва 3 домена од интереса, са укљученим факторима који деградирају перформансе оваквих система. Предложена је архитектура (модел система) помоћу које се врши локализација циљева на мору (рад на једној фреквенцији, као и бифреквенцијски режим рада). Показана је оправданост коришћења бифреквенцијске архитектуре, и достигнуте су жељене перформансе алгоритама у погледу детектибилности циљева, са задатом вероватноћом детекције и задатом вероватноћом лажних аларма. Представљен је алгоритам за потискивање интерференције и клатера мора. Развијена је и методологија за успешно поређење перформанси постојећих и новоразвијених алгоритама. Направљена је експериментална студија о успешности новоразвијених алгоритама у реалним условима.

Кључне речи: HFSWR, OTHR, високорезолуционе методе, *Range-Doppler* мапа, детекција бродова, WERA, праћење бродова, AIS

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Телекомуникације

УДК број: 621.3

Dissertation title: High-Resolution Primary Signal Processing in High Frequency Over-the-Horizon Radars

Summary – The research subject of the doctoral dissertation is a set of novel high-resolution algorithms for primary signal processing in Frequency Modulated Continuous Wave High Frequency Surface Wave Radars (HFSWR). The primary aim of the algorithms is reaching and surpassing the performance of primary signal processing in existing HFSWR radars (for example, the WERA radar) in terms of the detectability of sea targets and the estimation of their localization parameters (geographical coordinates, radial speed of movement). The algorithms enable realizing tracking of the trajectories of detected targets, which represent a very complex technical problem due to the presence of strong interference in the receiving signal (interference due to sea clutter, ionospheric interference, external interference, etc.).

The dissertation presents the algorithms that perform detection on the range-Doppler (RD-HR) map estimated in high-resolution. The algorithms estimate the azimuth for the detected targets only using the high-resolution MUSIC (MULTiple SIGNAL Classification) approach. The algorithms are high-resolution in the Doppler and azimuth domains, and computationally high-resolution in the range domain. The contrast of the RD-HR map and the detectability of the targets on it are significantly better compared to the RD-FFT map based on the experimentally obtained results. The foundation of the theoretical framework for the primary signal processing in over-the-horizon radars is a 3D spectral analysis of time samples of the received signal in the fast-slow-space domain, which produces a 3D cube in the range-Doppler-azimuth domain. The key problem to applying the Fourier transform is the resolvability of the spectral components of the signal within the Rayleigh's resolution cell, therefore this dissertation presents better resolvability by using high-resolution methods. The dissertation also presents a model for target detection from the RD-HR map, which is adapted to the characteristics of its peaks. Since the algorithms are computationally very demanding, the dissertation presents the numerically optimized algorithm versions that are practically applicable for the purpose of work in real time.

This dissertation derives a novel signal model, in which the coupling between all 3 domains of interest can be observed, with included factors that degrade the performance of such systems. This result is in contrast to the existing literature, which mainly uses simplified signal models at the receiving antenna array. The dissertation proposes an architecture (system model) for the localization of sea targets (the operation at one frequency, as well as bi-frequency operation mode) and demonstrates the justification of using the bi-frequency architecture while achieving the desired performance of the algorithms in terms of target detectability, with a given probability of detection and a given probability of false alarms. The dissertation presents an algorithm for interference and sea clutter suppression. The dissertation develops novel methodology for the successful performance comparison of existing and newly developed algorithms and presents the experimental study that shows the effectiveness and efficiency of the newly developed algorithms in real conditions.

Keywords: HFSWR, OTHR, high-resolution methods, range-Doppler map, ship detection, WERA, ship tracking, AIS

Scientific area: Electrical Engineering

Scientific subarea: Telecommunications

UDK code: 621.3

Садржај

1	Увод	1
1.1	Стање у области	1
1.2	Предмет, значај и циљ истраживања	7
1.3	Полазне хипотезе и доприноси дисертације	10
1.4	Организација дисертације	12
2	Модел система и модел сигнала	14
2.1	Увод у локализацију бродова у HF опсегу	15
2.2	Основни појмови и преглед координатних система који се користе	18
2.3	Модели моностатичких система	22
2.3.1	Модел HFSSWR система који ради на једној фреквенцији	23
2.3.2	Модел бифреквенцијског HFSSWR система	25
2.4	Модел сигнала	27
2.4.1	Модел сигнала у режиму рада на једној фреквенцији	27
2.4.2	Модел сигнала у бифреквенцијском режиму рада	31
3	Високорезолуциона примарна обрада сигнала у HFSSWR системима	36
3.1	Увод у високорезолуционе методе	36
3.2	Избор методологије за примарну обраду сигнала	41
3.3	Формирање високорезолуционе RD-HR мапе	44
3.4	Методологија за оптимално одређивање параметара високорезолуционог алгоритма за формирање RD-HR мапе	50
3.5	Фокусирање RD-HR мапе код бифреквенцијских система	59
3.6	Увод у високорезолуционо праћење бродова (<i>tracking</i>)	64
3.7	Детекција циљева на RD-HR мапи	68
3.7.1	Преглед модела детектора у постојећим системима	68
3.7.2	Нова метода за детекцију циљева на RD-HR мапи	75

3.7.3	Поређење метода за детекцију циљева на RD-HR мапи	83
3.8	Високорезолуциона процена азимута	85
3.9	Високорезолуциона процена азимута у присуству интерференције . . .	88
3.10	Проблем интерференције у HFSWR системима	91
3.10.1	Метода за потискивање RFI интерференције и клатера мора . .	92
3.10.2	Метода за потискивање јоносферске интерференције	98
3.10.3	Метода за потискивање интерференције груписане по азимуту .	101
4	Оптимизација времена извршавања високорезолуционих алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSWR системима	104
4.1	Формирање RD-HR мапе неуниформним одмеравањем у <i>slow</i> домену . .	105
4.2	<i>Multi-Threading</i> реализација алгорита	108
4.3	Нумерички резултати	109
5	Методологија за процену перформанси високорезолуционих алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSWR системима	115
5.1	AIS систем за праћење бродова	116
5.2	Проблеми са AIS подацима и методологија за њихову реконструкцију	117
5.3	Формулација методологије за процену перформанси	122
6	Експериментални резултати	130
6.1	Практична реализација система коришћених за тестирање	130
6.2	Опис софтвера	135
6.3	Резултати тестирања	138
6.3.1	Тест 1	138
6.3.2	Тест 2	153
6.3.3	Тест 3	158
7	Закључак са правцима даљег истраживања	161
	Литература	165
A	Извођење израза за растојање циљева у географском координатном систему	173
B	Извођење сигнала на излазу дечирпера	176
C	Апроксимација модела сигнала на излазу дечирпера	179

Списак слика

2.1	Зона праћења активности на морској површини	15
2.2	Радари који раде на принципу директног простирања таласа	16
2.3	Поређење домета HFSWR и микроталасних радарских система [18] .	16
2.4	Принципска блок шема HFSWR система	17
2.5	Дефинисање координата циљева у географском координатном систему	18
2.6	2D приказ једне географске зоне	19
2.7	Дефинисање азимута у односу на север	20
2.8	Одређивање позиција антена у Декартовом координатном систему .	21
2.9	Модел моностатичког HFSWR система који ради на једној фреквенцији	23
2.10	Модел моностатичког HFSWR система који ради на две фреквенције (бифреквенцијски режим рада)	25
2.11	Чирп сигнал на предаји (плава линија) и чирп сигнал на пријему (црвена линија)	28
2.12	Концепт генерисања чирп сигнала на предаји код бифреквенцијског система	31
2.13	Геометрија пријемног антенског низа за бифреквенцијски режим рада	33
2.14	Реална и имагинарна компонента бифреквенцијског сигнала	35
3.1	Поступак раздвајања два циља на блиским растојањима	38
3.2	Поређење у погледу раздвојивости циљева код класичног <i>beamforming</i> -и код високорезолуционе методе MUSIC	40
3.3	Формирање RDA кјуба применом 3D Фуријеове трансформације . . .	42
3.4	Принципска блок шема усвојене методологије за примарну обраду сигнала у HFSWR системима	43
3.5	Тродимензионална матрица \mathbf{Y} са комплексним узорцима сигнала на излазу пријемних канала	44
3.6	Формулација матрице \mathbf{S} са FFT узорцима сигнала	45

3.7	Поступак формирања сегмената и њихово преклапање [95]	46
3.8	Лоцирање истог FFT узорка дуж свих фрејмова [95]	47
3.9	Процес формирања матрице $\mathbf{Q}_{p,n}$ од матрице \mathbf{S}_E [95]	47
3.10	Коначан изглед матрице $\mathbf{Q}_{p,n}$	47
3.11	Упоредни приказ RD-FFT мапе (лево) и RD-HR мапе (десно) [57] . .	49
3.12	Сценарио када се више бродова, са различитим радијалним брзинама, налазе на истој удаљености од радара [69]	51
3.13	Нова метода за анализу сопствених вредности и одређивање параметра K , базирана на геометријском приступу [69]	52
3.14	Одређивање колена и вредности параметра K за различита растојања у RD-HR мапи [69]	55
3.15	Приказ вредности параметра K за различита растојања [69]	55
3.16	Процењене RD-HR мапе за различите вредности параметра K : $K = 5$ (горе лево), $K = 10$ (горе десно), оптимална процена K (доле лево) и $K = 64$ добијено помоћу алгоритама AIC и MDL (доле десно) [69] .	56
3.17	Критеријумска функција RD-HR мапе за различите вредности параметра K и растојање 136.5 километара [69]	57
3.18	Процена параметра K помоћу AIC и MDL алгорита за изабрано растојање 136.5 километара [69]	58
3.19	Пример фокусирања једне нормализоване фреквенције на одговарајућу осу	62
3.20	Упоредни приказ оса са нормализованим фреквенцијама у случају када је $G = 2$	62
3.21	Изглед RD-HR мапе за фреквенцију 4.6 MHz (горе лево), 9.2 MHz (горе десно) и фокусирана RD-HR мапа (доња слика)	63
3.22	Поступак формирања контуре око пика критеријумске функције RD-HR мапе	65
3.23	Формирање трајекторије кретања једног брода на основу преклапања контура у RD-HR мапи (лево), Експериментално добијени подаци о кретању свих бродова на основу преклапања контура у RD-HR мапи (десно)	66
3.24	Приказ уланчавања детекција на географској мапи (црвено-детекције које су уланчане бар 3 пута, плаво-остале детекције, светло плава контура - AIS подаци)	66
3.25	Нумерички резултати испитивања учестаности уланчавања детекција: a) пример уланчавања од првог сегмента где долази до прекида трагова b) пример уланчавања од првог сегмента где не долази до прекида трагова c) пример уланчавања која почињу од 9.сегмента .	67
3.26	Принципска блок шема СА-CFAR детектора	69

3.27	Принципска блок шема GOCA-CFAR детектора	70
3.28	Принципска блок шема SOCA-CFAR детектора	71
3.29	Принципска блок шема OS-CFAR детектора	72
3.30	Изглед прозора помоћу кога се врши 2D CFAR детекција	73
3.31	Поступак медијанског филтрирања RD-HR мапе [57]	77
3.32	Поступак детекције циљева са RD-HR мапе	78
3.33	Гаусов 2D филтар димензија 7×7 тачака	79
3.34	Поступак 2D конволуције за један елемент помоћу кернел матрице [57]	79
3.35	Поступак 2D конволуције	80
3.36	Изглед различитих кернел функција: (a) 7×7 (b) 5×5 (c) 3×3 (d) 9×9 [57].	81
3.37	Изглед RD-HR мапе: на почетку (горе), након медијанског филтрирања и елиминације Брагових линија (средина) и након процеса конволуције (доле) [57]	82
3.38	Приказ детекција на RD-HR мапи (које су означене са ”+” , а плаве контуре су контуре њене критеријумске функције)	83
3.39	Поређење детектора циљева са RD-HR мапе: (a) Изглед RD-HR мапе са означеним циљевима које не детектују CFAR детектори (b) CA-CFAR (c) GOCA-CFAR (d) SOCA-CFAR (e) OS-CFAR (f) контурни приказ детекција добијених помоћу новог детектора	84
3.40	Избор одговарајуће колоне $\mathbf{q}_{l,p_q,n}^{(q)}$ FFT матрице за циљ чија је детектована удаљеност p_q , а $l = 1$ [57]	85
3.41	Процес детекције циљева помоћу предложеног алгоритма: Детектовање циљева на RD-HR мапи, где су детекције обележене са ”+” маркерима (горе лево), процена азимута (A-HR критеријумска функција) за изабрани циљ са RD-HR мапе (горе десно) и приказ те детекције (црвени круг) на геореференцираној мапи (доња слика) [57].	87
3.42	Високорезолуциона процена азимута по суседним <i>timestamp</i> -овима у присуству јаке интерференције	90
3.43	Демонстрација утицаја морског клатера у HFSSWR системима	93
3.44	Изглед морских таласа у случају изразито немирног мора (лево) и одговарајућа RD-HR мапа генерисана 13.6.2022. у 10:06h за систем који ради на 9.2 MHz на тест локацији Al Badiya у Емиратима (десно)	94
3.45	Статистика RD-HR мапе по индексима Доплерове фреквенције	97
3.46	RD-HR мапа која се филтрира (горе лево), обележавање Брагових линија (горе десно), ефекат филтрирања помоћу предложене методе (доле лево) и изглед филтриране RD-HR мапе (доле десно)	97
3.47	Статистика RD-HR мапе по индексима за растојање	99

3.48	Полазна RD-HR мапа која се филтрира (горе лево), обележавање доминантних хоризонталних линија (горе десно), ефекат филтрирања помоћу предложене методе за $C_2 = 30$ (доле лево) и ефекат филтрирања помоћу предложене методе за $C_2 = 20$ (доле десно) . . .	101
3.49	Статистика RA мапе по индексима за азимут	103
3.50	RA мапа (лево) и одговарајуће филтрирање (десно)	103
4.1	Формирање матрице $\mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)}$ помоћу неуниформног одмеравања	106
4.2	Принцип истовременог формирања високорезолуционих RD-HR мапа, користећи више нити (<i>thread</i> -ова) [69]	108
4.3	Блок шема реализације тестирања ефикасности оптимизације високорезолуционих алгоритама	110
4.4	Процењене RD-HR мапе добијене униформним одмеравањем (горња слика) и неуниформним одмеравањем: pattern88 (доле лево) и pattern56 (доле десно)	111
4.5	Фактор убрзања <i>multi-threading</i> алгоритма [69]	113
4.6	Ефикасност <i>multi-threading</i> алгоритма [69]	113
4.7	Искоришћеност логичких процесора <i>multi-threading</i> алгоритма	114
5.1	Архитектура AIS система	116
5.2	Пример изгледа једног AIS фајла са потребним информацијама о бродовима	117
5.3	Укупан број AIS података за сваки од бродова (на основу 2 AIS фајла који покривају временски период од 2 сата)	118
5.4	Пример поређења временских тренутака у којима су генерисане детекције са радара, као и одговарајући AIS подаци за један брод (приказ за прва 4 AIS податка)	119
5.5	Процена AIS података, у захтеваним временским тренуцима, за брод чији је MMSI = 538005987	121
5.6	Процена AIS података, у захтеваним временским тренуцима, за брод чији је MMSI = 308031000	122
5.7	Формирање мале контуре за један <i>timestamp</i> и контуре брода (лево) и одговарајући избор дела простора за који се врши процена вероватноће лажног аларма (десно) [57].	124
5.8	Одређивање детекције која потиче од стварног циља унутар мале контуре, у случају да у њој постоји више детекција	125
5.9	Начин формирања елипсе око трајекторије брода: без прилагођавања величине (плава елипса) и са прилагођавањем величине (зелена елипса)	127

5.10	Раздвојивост циљева, који су на малом међусобном растојању, помоћу високорезолуционе примарне обраде сигнала	128
5.11	Поступак формирања ROC карактеристике за један брод	129
6.1	Практична реализација архитектуре 1: пријемни антенски низ (лево) и предајни антенски низ (десно)	133
6.2	Практична реализација архитектура 2 и 3: Изглед првог линеарног пријемног антенског низа у планарном низу (лево) и изглед једне од антена у предајном антенском низу (десно)	133
6.3	Геометрије антенских низова на пријему: архитектура 1 (лево), архитектуре 2 и 3 (десно)	134
6.4	Избор геометрије пријемног антенског низа из менија	135
6.5	Перформансе програма на рачунару са AMD Ryzen 9 5900HX процесором (32 антене на пријему)	136
6.6	Програм за потребе <i>offline</i> режима рада	137
6.7	Изглед једног фјла са детекцијама који генерише програм за високорезолуциону примарну обраду сигнала	137
6.8	Приказ резултата детекције (лево) и <i>tracking</i> -а (десно)	137
6.9	AIS подаци бродова за тест 1 у временском интервалу од 5 сати (лево) и формирање контуре око AIS података (десно)	140
6.10	Основне информације и изглед бродова коришћених у тесту 1	141
6.11	Зумиран приказ свих детекција (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 5 сати и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]	142
6.12	Приказ детекција (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 17 до 18h и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]	144
6.13	Приказ детекција једног брода (MMSI = 636014619) (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]	145
6.14	Приказ детекција једног брода (MMSI = 657199400) (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]	146

6.15	Приказ детекција групе стационарних бродова, означених са G-132km (жуће ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]	147
6.16	Ефективни број детекција унутар контура око AIS трајекторије бродова	148
6.17	Број детекција унутар контура око AIS трајекторије бродова	149
6.18	Процент успешности детекције високорезолуционог и WERA алгоритма	150
6.19	Приказ детектибилности бродова за тест 1	151
6.20	RMSE за <i>range</i> (горе лево), азимут (горе десно) и Доплерову фреквенцију (доле)	152
6.21	Укупно растојање које је прешао сваки од бродова (на основу AIS података за тест 2)	154
6.22	Приказ свих детекција у једном мањем просторном сектору (тест 2)	154
6.23	AIS подаци и одговарајуће контуре око бродова који се користе у тесту 2 приказани у географском координатном систему	155
6.24	Процена вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма за све бродове из теста 2, где црвени маркери означавају детекције, љубичасте тачке реконструисане AIS податке, плаве тачке AIS податке који се не користе, зелена контура је контура око свих AIS података, а црвена контура је критеријумска контура	156
6.25	Приказ ROC карактеристика за изабране бродове (црвени маркери означавају процену P_d и P_{fa} за различите прагове детекције, од највећег ка најмањем, с лева на десно)	157
6.26	Приказ детекција за фреквенцију 4.6 MHz (горе лево), за 9.2 MHz (горе десно) и за бифреквенцијски режим рада, са означеним бродовима (жута контура) који су видљиви само на једној од фреквенција (доле)	158
6.27	Чамац коришћен за тестирање (лево) и његова трајекторија (десно)	159
6.28	Приказ свих детекција у бифреквенцијском режиму рада за тест 3 (лево) и процена трајекторије брода на основу добијених детекција (десно) [104]	159
6.29	Приказ тестова валидности добијених детекција за произвољно померене критеријумске контуре око трајекторије чамца [104]	160
A.1	Одређивање растојања између 2 тачке у географском координатном систему	173
A.2	Помоћни једнакократи троугао за потребе извођења	174
A.3	Помоћни једнакократи трапез за потребе извођења	174

Списак табела

3.1	Приказ побољшања резолуције код предложене алгоритмике за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, у односу на радар WERA	41
3.2	Параметри симулације за одређивање границе између подпростора сигнала и шума у циљу процене RD-HR мапе у HFSSWR системима	54
3.3	Приказ детектибилности и потребног времена за процену RD-HR мапе у зависности од вредности параметра K	57
3.4	Одређивање параметра K помоћу PCA алгоритма, за удаљеност 136.5 километара [69]	59
3.5	Поређење просечног броја детекција са RD мапе у случају бифреквенцијског режима рада и режима рада на једној фреквенцији	64
4.1	Параметри симулације за тестирање ефикасности оптимизације алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима	110
4.2	Поређење потребног времена за процену RD-HR мапе и за остатак програма у случају да програм није паралелизован	112
4.3	Време извршавања програма на различитим рачунарским платформама (са и без паралелизације) [69]	113
6.1	Позиције антена и калибрациони коефицијенти за архитектуру 1	131
6.2	Позиције антена и калибрациони коефицијенти за архитектуре 2 и 3	132
6.3	Параметри високорезолуционе алгоритмике за тест 1	139
6.4	Укупан број детекција које су обухваћене контурама око бродова	150
6.5	Укупан број детекција које нису обухваћене контурама око бродова	150
6.6	Однос укупног броја и броја детекција обухваћених контурама	150
6.7	P_d и P_f једног брода (MMSI = 636014619) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног и WERA алгоритма	152
6.8	P_d и P_f једног брода (MMSI = 657199400) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног и WERA алгоритма	153
6.9	P_d и P_{fa} за све бродове који се анализирају у тесту 2	156

Глава 1

Увод

Предмет истраживања докторске дисертације је нова високорезолуциона алгоритмика за примарну обраду сигнала у континуалним линеарно фреквенцијски модулисаним (*Frequency-Modulated Continous Wave* - FMCW) изахоризонтним OTHR (*Over-the-Horizon Radar*) системима, који раде у HF (*High Frequency*) опсегу, односно HFSWR (*High Frequency Surface Wave Radars*) системима. У оваквим системима, који раде на бази површинског простирања таласа, циљ је детекција бродова на мору, који су иза линије хоризонта, односно одређивање њихових локализационих параметара: азимута, удаљености и Доплерове фреквенције. Такође, циљ је и да се достигну и превазиђу перформансе примарне обраде сигнала у постојећим HFSWR системима (на пример, радара WERA) у погледу детектибилности циљева. Треба истаћи да високорезолуциона алгоритмика представља ново решење у односу на постојеће стање у области обраде сигнала у HFSWR системима.

У овом поглављу најпре су дате уводне информације везане за проблематику којом се дисертација бави, затим је приказано тренутно стање у овој области, са освртом на постојећу литературу, истакнути су значај, циљ и главни доприноси дисертације и на крају је дат кратак преглед по поглављима.

1.1 Стање у области

У овом делу, као теоријски оквир за развој нове високорезолуционе алгоритмике [1–3], извршена је детаљна анализа стања у области OTHR система, са фокусом на техничка решења за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, који се користе за надгледање мора и активности на морској површини.

HFSWR системи предмет су интензивних истраживања неколико деценија уназад, како за цивилне тако и за војне примене [4–6]. Резултат многобројних истраживања је реализација неколико генерација ових радара за надгледање мора, који се, дуги низ година, веома успешно користе у оперативној употреби. Неки од њих су:

- WERA у Немачкој
- CODAR у Америци
- NIDAR у Русији

- SECAR у Аустралији
- OSMAR у Кини
- ONERA у Француској.

Упркос томе, овај тип радара је још увек предмет интензивних истраживања, посебно са аспекта алгоритмике за примарну обраду сигнала, о чему сведочи велики број објављених научних радова, као што су [7–11]. Из наведене литературе може се видети да се аутори баве различитом проблематиком, јер је реч о комплексним системима, тако да је предмет њиховог интересовања оптимално подешавање системских параметара, моделирање система и сигнала на пријемном антенском низу, детекција и праћење (*tracking*) бродова, анализа различитих геометрија антенских низова на предаји и пријему HFSSWR радара (моностатичка, бистатичка архитектура) итд.

Према томе, значај оваквих система је јако велики, посебно што постоји велики број практичних примена. HFSSWR системи традиционално се користе за надгледање мора на даљинама до 370 километара (200 наутичких миља), али, такође, и у војне намене, као што су системи за рано упозорење (*Early Warning Systems*), посебно за рану детекцију ракетних пројектила и ваздухоплова изведених у стелт технологији. Такође, алгоритми за примарну обраду сигнала су предмет интензивних истраживања у FMCW радарима за аутомобилску индустрију [12, 13], па резултати и остварена постигнућа у овој области свакако доприносе и развоју алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима.

У последње време, у многим земљама које имају излаз на море, из безбедносних разлога, велики значај се придаје надгледању Ексклузивно-економске зоне (EEZ) мора, која је дефинисана у складу са конвенцијом Уједињених нација закона о мору, јер се многе нелегалне активности могу обављати иза линије хоризонта, а које су у надлежности Ексклузивно-економске зоне одређене државе. У нелегалне активности спада недозвољен улазак брода на територију неке државе, крађа нафте (која се може одразити на велике економске губитке једне државе), нелегална трговина и слично. Такође, поред надгледања мора, HFSSWR системи су потенцијално применљиви и у друге сврхе, на пример, за надгледање и других циљева од интереса, као што су детекција морских струја, санти леда, а могу да служе и за претрагу и спасавање људи у случају да се брод изгуби са AIS-а (*Automatic Identification System*) или дође до несреће, затим у рибарству, експлоатацији поморских ресурса, као и детектовање цунамија, што може да доведе до спасавања многих људских живота, итд. Многи објављени научни радови баве се, како теоријским аспектима, тако и практичном реализацијом HFSSWR система за надгледање мора [14–22].

Иако је могуће генерисање и слање различитих сигнала на предајној страни HFSSWR система за надгледање мора, уобичајено је и најчешће се користе чирп (*chirp*) сигнали, а разлог је што је овакав тип сигнала погодан за постизање што већих домета (због малог количника вршне и средње снаге), што је један од главних задатака HFSSWR система. Због тога је од посебног интереса преглед литературе која се бави FMCW системима, особинама чирп сигнала, начином његовог генерисања, слања и пријема. Препознајући важност ове области, она је такође представљала предмет интересовања многих истраживача деценијама уназад [23–25].

У литератури је доступно доста радова који се баве практичном имплементацијом HFSWR система, као и њиховом верификацијом, на основу експериментално добијених резултата система који раде у оперативној употреби [26–29]. Из њих се могу видети неке од практичних имплементација оваквих система, као и анализа резултата добијених у пракси. Они су, такође, и теоријски добро објашњени и показано је да иза њих стоји коректно формулисана математички модел система и сигнала. Пошто је један од циљева ове дисертације и поређење резултата примарне обраде сигнала, која се у њој предлаже, са резултатима примарне обраде сигнала неког од већ постојећих HFSWR система, посебан значај представљаће сви радови који се односе на на радаре WERA, као што је [26], јер су управо ови радарски коришћени за компаративну анализу експериментално добијених резултата. Овде је реч о CW радарима (*Continuous Wave*) и овакав начин преноса сигнала углавном доминира код постојећих радара, који су претходно наведени. Међутим, и радови, као што је [27], где се аутори баве перформансама ONERA радара, потпуно дигиталним системима (са дигиталним пријемницима), представљају такође јако добру базу за разумевање разлика у односу на CW радарске системе. Овај рад такође показује да радне станице, које обављају примарну обраду сигнала, морају да имају велику процесорску моћ, као и да је могућа детекција бродова и преко линије хоризонта, али да максимални домети на којима могу да се детектују циљеви, у конкретном случају, иду до 170 километара.

Следећи део односи се на доступну литературу из области примарне обраде сигнала у HFSWR системима. Под примарном обрадом подразумева се обрада сигнала у временско-фреквенцијско-просторном домену, укључујући и утицај клатера и различитих типова интерференције, са циљем да се одреде локализациони параметри (географске координате, радијална брзина) циљева од интереса. Према томе, примарна обрада сигнала у HFSWR системима спада у категорију вишедимензионалне обраде сигнала у временско-фреквенцијско-просторном домену. Теоријски оквир представља 3D спектрална анализа временских узорака пријемног сигнала у тзв. *fast-slow-space* домену, којом се добија 3D кјуб у *range*-Доплер-азимут домену. У постојећим HFSWR системима 3D кјуб се најчешће формира применом 3D Фуријеове трансформације.

Први у низу изазова примарне обраде сигнала је начин детекције. Детекција је могућа у 3D кјубу или RDA мапи (*range-Doppler-azimuth*), али је са становишта нумеричке комплексности таквих алгоритама, у циљу њиховог рада у реалном времену, код већине постојећих радара овог типа, детекција начешће реализована у два корака. Код свих претходно поменутих HFSWR система, који су у оперативној употреби, у првом кораку, применом Фуријеове трансформације, формира се *Range-Doppler* (RD) мапа. Детекција циљева врши се у RD мапи (2D детекција), применом једне или више варијанти CFAR (*Constant False Alarm Rate*) детектора [30–34]. У другом кораку се за циљеве детектоване у RD мапи врши процена смера применом класичног *single-snapshot* бимформера. Потребно је напоменути да је, у првом кораку, могуће формирати и RA (*Range-Azimuth*) или DA (*Doppler-Azimuth*) мапе, па онда, у другом кораку, вршити процену преосталог, трећег локализационог параметра, али се са становишта најефикаснијег потиснивања клатера мора, метода са формирањем RD мапе, у првом кораку, показати као најефикаснија. Разлог за то је што се ефекат мора (морски клатер) у RD мапи манифестује у виду тзв. Брагових линија (*Bragg's lines*), које су локализоване на тачно одређеним местима у RD мапи, у зависности од радне фреквенције.

Међутим, генерално говорећи, методе за детекцију циљева на (RD) мапи могу се поделити на 2 групе: CFAR детекторе и детекторе из области обраде слике (*Image Processing*). Иако у пракси доминирају системи који користе CFAR детекторе, постоји и одређен број радова који се баве другим начинима детекције [35–40], а који представљају основу за истраживање у циљу формирања новог модела детектора, који ће бити представљен у овој дисертацији. Ту се, пре свега, мисли на радове који се односе на детекцију која је базирана на морфологији пикова критеријумске функције.

Идеја за развој новог модела детектора циљева на RD мапи потиче од референце [41]. Аутори ове референце баве се алгоритмом за обраду слике, где представљају модел за детекцију пикова на слици. Овај модел би требало да буде прилагођен специфичностима RD мапа (карактеристикама пикова у њиховим критеријумским функцијама), па је стога, уз додатне модификације и подешавања параметара модела, применљив у овој докторској дисертацији. Значи, у основи, модел сам по себи није нов, али су његова конкретна примена у HFSWR системима и његово специфично подешавање, које је прилагођено карактеристикама пикова критеријумске функције RD мапе, иновативни и представљају искорак у развоју детектора, у односу на досадашње стање развоја, које је приказано у доступној литератури.

Примарна обрада сигнала у постојећим радарима има и одређена ограничења. Кључна ограничења примене класичне Фуријеове трансформације за формирање 3D кјуба везана су за резолуциона својства Фуријеове трансформације, која су одређена трајањем опсервационих интервала у *fast* домену (трајањем *chirp* сигнала), трајањем опсервационих интервала у *slow* домену (период интеграције) и бројем узорака у просторном домену (бројем антена у антенском низу). Стога ће предмет истраживања ове докторске дисертације бити развој високорезолуционих метода за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, који за иста трајања опсервационих интервала у *fast*, *slow* и просторном домену могу да обезбеде бољу раздвојивост пикова у 3D кјубу, у циљу побољшања детектибилности циљева и свеукупних перформанси радара. Високорезолуционе методе су изворно развијене у просторном домену у оквиру теорије антенских низова (*array processing-a*). Оне спадају у методе типа реципродне ортогоналности двају вектора и на томе се заснивају њихова високорезолуциона својства. На тај начин се повећава просторна селективност и омогућава локализација сигнала који су блиски по простору (у овом случају, азимуту). Основу високорезолуционих метода представља алгоритам под именом MUSIC (*MUltiple Signal Classification*). Фокус истраживања многих аутора је управо MUSIC алгоритам, где се јасно могу сагледати све његове предности, које се касније могу искористити код примарне обраде сигнала у HFSWR системима [42–47].

Аутори научних радова, од којих су неки наведени у [48–56], баве се управо високорезолуционим методама, које се користе у HFSWR системима. Ови радови представљају мотивацију за истраживање у области локализације бродова, користећи високорезолуциони приступ. Иако су предмет интензивних истраживања претходних година, високорезолуционе методе се у будућности виде и као један од начина за детекцију циљева са малом радарском рефлексном површином, као што су чамци малих димензија (реда до 10 метара дужине), дрoнови, UAV (*Unmanned Aerial Vehicle*) и слично, као и за заштиту стратешки важних објеката, нафтних платформи, за откривање илегалних криминалних активности на мору, копну, ва-

здуху итд.

Радови [57, 58] приказују опис алгоритмике, која се заснива на високорезолуционој процени RD мапе (*Range Doppler High-Resolution*), коришћењем задатог броја фрејмова у изабраном интеграционом периоду. Детекција циљева врши се на RD-HR мапи, а затим се процена смера врши такође високорезолуционим алгоритмом MUSIC типа, који се извршава само за циљеве детектоване у RD-HR мапи. Радови су базирани на експериментално добијеним резултатима, обрадом сигнала са радара који се налази у оперативној употреби. У њима је, такође, приказано и поређење са резултатима примарне обраде сигнала радара WERA.

Када је у питању високорезолуциона примарна обрада сигнала применом MUSIC алгоритма, потребно је још напоменути да на његове перформансе може да утиче процена границе између потпростора сигнала и потпростора шума. У реалним ситуацијама, овај податак углавном није познат, па се мора некако проценити, емпиријски (анализом експериментално добијених резултата), или помоћу неке од постојећих метода. Многи аутори деценијама уназад бавили су се овим проблемом [59–62], и долази до развоја најпознатијих алгоритама у овој области, а то су AIC (*Akaike's information criterion*) и MDL (*Minimum Description Length*). Међутим, када је у питању њихова примена у HFSWR системима, где је распон сопствених вредности (однос максималне и минималне сопствене вредности) коваријационе матрице, на основу које се процењује граница између потпростора сигнала и потпростора шума, јако велики (између 10^9 и 10^{19}), конвенцијални алгоритми, који иначе веома добро раде у контролабилном сценарију, не дају тачне резултате, односно та граница је обично прецењена (већа је од стварне вредности). Ово представља велики изазов истраживача и многи научни радови баве се овом проблематиком [63–69]. У радовима [57, 58] ова граница између потпростора сигнала и шума процењена је емпиријски, где је потврђено да су ове процене задовољавајуће, ако се упореде резултати примарне обраде сигнала са AIS подацима. У раду [69] представљен је нови приступ решавању овог проблема, а то је геометријски приступ, где се добијају оптимални резултати, што је потврђено бројним симулацијама.

Детекција циљева и естимација локализационих параметара циљева у HFSWR системима представља веома сложен технички проблем због присуства јаких интерференција у пријемном сигналу, као што су: интерференција услед клатера мора, јоносферска интерференција, екстерна интерференција итд. Стога је од посебног интереса анализа њиховог утицаја на перформансе система, као и проналажење метода за њихово потискивање. Ови ефекти могу довести до проблема, када је реч о детекцији, где локализациони параметри циљева од интереса могу бити или лоше процењени или уопште не могу бити процењени. У овој докторској дисертацији биће представљени алгоритми за потискивање утицаја различитих типова интерференције.

Као што је већ раније речено, ефекат мора у RD мапи, која се користи за детекцију, изражен је у виду Брагових линија. На RD мапи, ако је је комплетан радарски систем добро пројектован, Брагове линије би требало да буду јако уочљиве и на тачно одређеном месту (у зависности од радне фреквенције), што је први показатељ исправног рада примарне обраде сигнала. Циљеви који се налазе у Браговој линији (имају радијалну брзину која одговара управо овом подручју у RD мапи) изложени су утицају клатера мора и тешко могу бити детектовани. Бројни радови, као што су [70–76], баве се анализом морског клатера, његовим

моделирањем и потискивањем.

Следеће, посебан изазов представља потискивање радио интерференције, у литератури познате као RFI (*Radio Frequency Interference*), која се може јавити услед рада још неког система у том фреквенцијском опегу (ненамерно ометање), али и која може бити изазвана намерно, у циљу нарушавања исправног рада HFSSWR системима на том географском подручју. Када је у питању примарна обрада сигнала, RFI интерференција манифестује се појавом вертикалних линија у RD мапи, која је широкопојасна по *range*-у. Многи аутори баве се развојем метода за потискивање овог типа интерференције, као што је приказано у [77–83]. Референце новијег датума, као што је [82], показују да је могуће решавање ове проблема, користећи и другачији приступ, а то је користећи неке од метода машинског учења. Ова област свакако представља изазов, који ће бити предмет анализе наредних година, а све у циљу што бољег потискивања интерференције.

Још један тип интерференције, карактеристичан за HFSSWR системе, је јоносферска интерференција и она је такође предмет истраживања многих аутора [84–87]. Када је у питању примарна обрада сигнала, овај тип интерференције се у RD мапи манифестује у виду хоризонталних линија, које су широкопојасне по Доплеровој фреквенцији, али и њихова ширина по *range*-у може бити доста шира (у зависности од радне фреквенције радара, доба дана) стварајући, на тај начин, често ”облак” пикова у RD мапи. У раду [84] приказани су неки експериментални резултати добијени помоћу кинеског радара OSMAR. Направљено је велико истраживање, са великом базом резултата, где је показано да је могуће потискивање утицаја јоносферске интерференције, користећи планарне антенске низове на пријему и адаптивну обраду сигнала. У раду [85] показано је да је код радара, који се првенствено користе за надгледање мора, могуће потискивање јоносферске интерференције за око 20 dB. Такође, могућа је и реконструкција RD мапе на местима која су била захваћена утицајем јоносферске интерференције.

Након завршене примарне обраде сигнала у HFSSWR системима, и добијања резултата, у следећем кораку је потребно обавити верификацију добијених резултата, са циљем да се сагледа успешност локализације циљева од интереса (у овом случају, бродова). С тим у вези, потребно је имати референтне податке, односно податке за које се сматра да представљају стварне локализационе параметре циљева, који ће служити за поређење. У ту сврху користеће се претходно поменути AIS подаци. Сваки брод који излази на море, и део је морског саобраћаја, требало би да периодично шаље податке о својим локализационим параметрима, а то су географске координате и брзина кретања. Ове AIS поруке садрже и додатне информације о бродовима, о чему ће бити речи у посебном поглављу ове дисертације, која се бави проценом перформанси предложених алгоритама за примарну обраду сигнала. AIS систем није иницијално замишљен да се користи у истраживачке сврхе, али је временом то постао и предмет је многих истраживања [88–94]. AIS подаци могу се комбиновати и са другим изворима података о локализацији (у овом случају то су подаци са радара). У претходно наведеним радовима, представљени су и одређени проблеми са AIS подацима, са фокусом на њихово нередовно ажурирање, које може да се јави, методама за реконструкцију AIS-а и слично.

Алгоритми, који се генерално односе на примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, али и алгоритми који су представљени у овој докторској дисертацији, рачунски су врло захтевни, и да би били практично применљиви, у смислу њиховог рада у реалном времену, потребно је формулисати нумерички оптимизо-

ване верзије алгоритама. С тим у вези, аутори многих радова бавили су се овом проблематиком, пратећи трендове развоја CPU, GPU и DSP процесора [95–101]. У раду [95] представљена је нумерички оптимизована верзија алгорита за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, која се извршава у реалном времену, чак и у случају да се не користи никакав додатни наменски хардвер (само обичан рачунар). Алгоритам је базиран на неуниформном одмеравању фрејмова унутар интеграционог интервала (сегмента), који је потребан за процену RD мапе, као и на *multi-threading* извршавању алгорита, односно извршена је паралелизација алгорита, који је сада погодан за извршавање на посебним језгрима процесора.

Од посебног теоријског и практичног интереса је и анализа рада HFSWR система, који раде на 2 фреквенције (бифреквенцијски режим рада), као што је приказано у [102]. Идеја је да се побољша детектибилност циљева од интереса, поготово за циљеве који се налазе у Браговој линији на RD мапи. Разлог за то је што положај Брагових линија зависи од фреквенције, па ће циљеви, који су били у Браговој линији на једној фреквенцији, на другој бити видљиви и детектибилни, јер је Брагова линија сада на другом месту. Један од задатака дисертације је да се предложи архитектура (модел система) помоћу кога ће се вршити локализација бродова на мору (рад на једној фреквенцији, као и бифреквенцијски режим рада).

Као што се може закључити из наведене литературе, цела ова област, али и сам предмет докторске дисертације су веома мултидисциплинарни, односно, преплиће се више аспеката, на које мора да се обрати пажња, а то су: теоријски, математички, експериментални, емпиријски и софтверски аспекти, а мора да се води рачуна и о оптимизацији програмског кода, што је такође веома битан захтев, јер се захтева рад HFSWR система у реалном времену. Стога су проучене бројне референце како би се сагледала шира слика, од којих је један део референци и цитиран у литератури.

1.2 Предмет, значај и циљ истраживања

Локализација бродова на мору представља изазов, како са теоријског аспекта, тако и са аспекта практичне реализације система за локализацију. Примарна обрада сигнала у таквим системима игра кључну улогу, јер битно утиче на њихове перформансе. С тим у вези, предмет истраживања ове докторске дисертације биће нова високорезолуциона алгоритмика за примарну обраду сигнала у континуалним линеарно фреквенцијски модулисаним изахоризонтним радарским системима, који раде на бази површинског простирања таласа у HF опсегу, односно HFSWR системима.

Циљ истраживања је обезбеђивање боље раздвојивости, детекције и естимације локализационих параметара (географских координата, радијалне брзине кретања) циљева на мору, на основу којих се реализује праћење трајекторије (*tracking*) детектованих циљева. Посебан изазов представља поређење перформанси нових алгоритама са постојећим алгоритмима за примарну обраду сигнала које користи радар WERA, као и дефинисање математичких модела и алгоритама који ће довести до боље детектибилности бродова и бољих резолуционих својстава радара, као и могућности детектовања неких бродова, који нису детектибилни или раздвојиви по даљини/азимуту помоћу тренутно коришћених алгоритама за примарну обраду сигнала код радара WERA. Значи, циљ је и да се достигну и превазиђу

перформансе примарне обраде сигнала радара WERA, као једног од представника постојећих радара, који се користе у оперативној употреби.

Тема је веома актуелна, што се може видети из великог број објављених радова, и јасно је да ова алгоритмика може предствалати решење у смислу побољшаног одређивања локализационих параметара, као и добру основу за даље истраживање многих аутора шиroom света. Стога је њен значај јако велики, посебно што сто су ови алгоритми потенцијално применљиви и у друге сврхе, о чему је већ било речи у претходном поглављу.

Поставка проблема развоја нових високорезолуционих алгоритама за примарну обраду сигнала заснива се и полази од математичког модела сигнала на излазу пријемних канала HFSWR система. Наравно, то подразумева и добро познавање целог HFSWR система, јер високорезолуциони алгоритам MUSIC захтева стриктно познавање математичког модела сигнала на пријемном антенском низу. Међутим, детекција циљева и естимација локализационих параметара циљева представљају веома сложен технички проблем због присуства јаких интерференција у пријемном сигналу (интерференција услед клатера мора, јоносферска интерференција, екстерна интерференција итд). Стога у формулацију модела сигнала на пријемном антенском низу треба укључити и ове деградирајуће факторе. У литератури се углавном користе упрошћени модели, где су уведене одређене апроксимације, док је овде циљ да се изведе модел сигнала где се може уочити и каплинг између сва три домена од интереса, а то су: растојање, Доплер и азимут. Један од главних циљева је и експериментална студија о успешности новоразвијених алгоритама у реалним условима, јер у мултикорисничком сценарију, какав је у овом случају, са и више стотина бродова, експериментална студија даје реалну слику о томе како радар заправо ради у реалним условима, односно какав је стварни ефекат примарне обраде сигнала.

Теоријски, оптимално решење за проблем примарне обраде сигнала код овог типа радара, у погледу тачности процене непознатих параметара, је метода максималне веродостојности (*Maximum Likelihood* - ML). Кључни недостатак ML методе је њена велика нумеричка захтевност (при прорачуну критеријумске функције ML методе захтева се претраживање по-grid тачкама свих непознатих параметара математичког модела). Са аспекта примене ML методе у HFSWR системима, недостатак представљају и лоша резолуциона својства, као и проблем високог нивоа бочних лобова, што има за последицу проблем детектибилности слабих циљева (ниског SNR нивоа) у непосредном окружењу јаких циљева (високог SNR нивоа). Као решење наведеног естимационог проблема у пракси се користи 3D Фуријеова трансформација.

Примарна обрада сигнала у постојећим HFSWR системима спада у категорију вишедимензионалне обраде сигнала у временско-фреквенцијско-просторном домену. Теоријски оквир представља 3D спектрална анализа временских узорака пријемног сигнала у *fast-slow-space* домену, којом се добија 3D кјуб у *range*-Доплер-азимут домену. У постојећим HFSWR системима, 3D кјуб се најчешће формира применом 3D Фуријеове трансформације, што уједно мора да значи да линеарни антенски низови морају да буду са еквилистантним размаком између антена. Кључна ограничења примене класичне Фуријеове трансформације за формирање 3D кјуба везана су за резолуциона својства Фуријеове трансформације, која су одређена трајањем опсервационих интервала у *fast* домену (трајањем чирп сигнала), трајањем опсервационих интервала у *slow* домену (период интеграције) и

бројем узорака у просторном домену (бројем антена у антенском низу). Другим речима, кључни проблем примене Фуријеове трансформације везана је за нераз- двојивост спектралних компоненти сигнала унутар Рејлијеве резолуционе ћелије. Стога је предмет истраживања развој високорезолуционих метода за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, који за иста трајања опсервационих интер- вала у *fast, slow* и просторном домену могу да обезбеде бољу раздвојивост пикова у 3D кјубу, у циљу побољшања детектибилности циљева и свеукупних перформанси HFSWR система.

У области обраде сигнала (*signal processing*-у) суштински постоје две класе ме- тода. У прву класу спадају методе који функционишу на принципу мере колинеар- ности два вектора. Типичан и најзначајнији представник ове класе је Фуријеова трансформација, која представља основу свих алгоритама у класичном *signal pro- cessing*-у. Ова класа метода примењује се искључиво за униформно одмеравање сигнала у временском, фреквенцијском или просторном домену. Код свих алгори- тама у овој класи, резолуциона својства у фреквенцијском, просторном, односно временском домену су лимитирана дужином вектора са временским, односно про- сторним узорцима сигнала (величином опсервационог интервала у временском до- мену, бројем антена и величином отвора антенског низа). У другу класу метода спадају високорезолуционе методе, које су изворно развијене у просторном доме- ну у оквиру *array procesing*-а, односно теорије антенских низова. У теорији антен- ских низова кључни проблем је детекција и просторно раздвајање извора сигнала (одређивање смерова доласка сигнала), коришћењем малог броја антена, које уз то нису постављене у линеарном еквидистантном низу. Дакле, високорезолуционе методе развијене у просторном домену припадају класи алгоритама са неуниформ- ним просторним омеравањем сигнала. Високорезолуционе методе спадају у класу метода које су базиране на принципу реципрочне ортогоналности два вектора, и на томе се заснивају њихова високорезолуциона својства. Типичан и најзначајни- ји представник ове класе је високорезолуциони алгоритам MUSIC и он представља основу високорезолуционих метода, па и примарне обраде сигнала приказане у овој дисертацији.

При томе, важно је напоменути да постоји суштинска разлика у начину примене Фуријеове трансформације и високорезолуционе методе MUSIC. Фуријеову транс- формацију је могуће применити увек, без познавања физике проблема, у оквиру кога се генерише вектор са улазним одбирцима сигнала над којем се примењује Фуријеова трансформација. Метода MUSIC, с друге стране, заснива се на стрикт- ним претпоставкама математичког модела сигнала на антенском низу. На основу аналогије математичких модела суперпозиције сигнала на антенском низу и су- перпозиције узорака сигнала у временском, односно фреквенцијском домену, или у здруженим доменима (*range*-Доплер-азимут), могуће су формулације високорезо- луционих алгоритама MUSIC типа за здружену процену непознатих параматара математичког модела у вишедимензоналном простору. Према томе, свака таква но- ва формулација је заправо иновативна. Критеријумска функција MUSIC алгоритма је једноставна, али је све остало (начин формирања *steering* вектора, матрице под- простора шума итд.) веома комплексно и захтева дубоко познавање претпоставки математичког модела и физике проблема који се решава. У том смислу развије- ни високорезолуциони алгоритми MUSIC типа су иновативни и нови, не у погледу формирања критеријумске функције, већ у погледу начина његовог коришћења .

У оквиру ове дисертације, развијени алгоритми ће се заснивати на високорезо-

луционој процени *range-Doppler* (RD-HR) мапе коришћењем задатог броја фрејмова, са временских узорцима сигнала, у изабраном интеграционом периоду. Детекција циљева врши се на високорезолуционој RD-HR мапи, и на њој се одређује растојање циљева од радара, као и њихове Доплерове фреквенције (на основу којих је могуће одредити и њихову радијалну брзину кретања). Процена смера врши се у другом кораку, такође високорезолуционим алгоритмом MUSIC типа, који се извршава само за циљеве детектоване у RD-HR мапи. Алгоритми су високорезолуциони у Доплер и азимут домену, а рачунски високорезолуциони у *range* домену. Констраст RD-HR мапе, као и детектибилност циљева на њој значајно су бољи у односу на RD-FFT мапу, која се користи код постојећих радара који су у оперативној употреби. Истраживање се бави такође и развојем модела детектора циљева (бродова) са RD-HR мапе помоћу новоразвијеног алгоритма из области обраде слике (*Image Processing*). Модел је прилагођен специфичностима овог типа RD мапа (карактеристикама пикова у њиховим критеријумским функцијама).

Треба нагласити да су високорезолуциони алгоритми рачунски врло захтевни и да би били практично применљиви, потребно је формулисати нумерички оптимизоване верзије алгоритама у циљу смањења времена њиховог извршавања, што је још један од изазова ове докторске дисертације. Посебан део односи се и на предлог одговарајућих метода за потискивање различитих типова интерференције код оваквог типа радара. Такође, у фокусу ће бити и формулација методологије за процену перформанси високорезолуционих алгоритама, за системе који раде на једној фреквенцији или у бифреквенцијском режиму рада.

1.3 Полазне хипотезе и доприноси дисертације

Полазећи од дефинисаног предмета и циља истраживања, у почетној фази израде докторске дисертације, постављено је неколико полазних хипотеза, које је било потребно тестирати:

1. Кључна полазна хипотеза истраживања, чији су резултати престављени у овој дисертацији, је да се може формулисати високорезолуциони алгоритам за локализацију бродова на мору, чије перформансе достижу и превазилазе перформансе примарне обраде сигнала у постојећим HFSWR системима (на пример, радара WERA) у погледу детектибилности циљева. Такође, грешка процене локације брода, добијене помоћу предложених алгоритама за локализацију, је мања у односу на тренутно коришћене алгоритме у постојећим системима.
2. Претпоставка је да постоји предност високорезолуционе RD-HR мапе у погледу резолуционих својстава, контраста мапе и детектибилности циљева, у односу на RD-FFT мапу. Радвојивост циљева у Доплер и азимут домену је боља, ако се користе високорезолуциони алгоритми за детекцију, у односу на тренутно коришћене алгоритме.
3. Хипотеза је и да се може формулисати алгоритам за детекцију циљева на RD-HR мапи, који је прилагођен специфичностима овог типа RD мапа (карактеристикама пикова у њиховим критеријумским функцијама) и који даје боље резултате у односу на класичне детекторе који се углавном користе код ових система (уобичајено је да су они CFAR).

4. Претпоставка је да се може формирати алгоритам за процену азимута, са антенским низом од 16 антена, који ће имати тачност реда 0.2 степена и чија нумеричка сложеност не представља препреку за његову имплементацију у реалном времену.
5. Пошто су високорезолуциони алгоритми нумерички захтевни, претпоставка је да се може формирати нумерички оптимизован алгоритам, који може да ради у реалном времену, а да при томе, перформансе алгоритма остану упоредиве са перформансама у случају када се не ради оптимизација. Такође, високорезолуциони алгоритми за локализацију бродова, уз нумеричку оптимизацију, могу радити у реалном времену, без потребе за додатним хардвером, као што су DSP (*Digital Signal Processing*) картице, графичке картице и слично.
6. Хипотеза је да се у бифреквенцијском моду рада, употребом предложених алгоритама, могу добити бољи резултати по питању детектибилности бродова, у односу на случај када систем ради на једној фреквенцији.
7. Хипотеза је да се сукцесивне детекције бродова од интереса уланчавају, пролазећи кроз све сегменте (интеграционе периоде), те да постоји преклапање контура критеријумских функција сукцесивних детекција у високорезолуционој RD-HR мапи, што може бити основа за формулисање критеријума конзистентности детекција и искорак ка новој верзији трекинга базираног на RD-HR мапи.

Тестирањем постављених хипотеза, користећи методе математичког моделирања, симулације и експерименталне методе, на основу добијених резултата, дошло се до закључака који су оправдали циљ истраживања. Посебно је важно истаћи научне и стручне доприносе ове дисертације, које се могу класификовати у неколико тачака:

- Један од главних доприноса је дефинисање високорезолуционих алгоритама за процену RD-HR мапе (униформна и нумерички ефикасна неуниформна варијанта алгоритама), за системе који раде на једној фреквенцији или у бифреквенцијском режиму рада.
- Такође, допринос дисертације је и извођење модела сигнала на пријемном антенском низу, без било каквих апроксимација, где се може сагледати утицај каплинга између *range*, Доплер и азимут домена.
- Затим, допринос представља и дефинисање и предлог архитектуре комплетног радарског система за надгледање бродова на мору, као и дефинисање предности RD-HR мапе у погледу резолуционих својстава, контраста мапе и могућности боље детектибилности и раздвојивости циљева, у односу на RD-FFT мапу.
- Дефинисање високорезолуционог алгоритма за процену азимута са компензацијом Доплерове фреквенције, која се ради пре процене азимута, је такође један од важнијих доприноса.
- Нови алгоритам за детекцију, који долази из области *Image processing*-а, и чија је функција кернела прилагођенија морфологији пикова критеријумске функције, у односу на постојеће CFAR детекторе, је такође један од доприноса.

- Допринос представља и предлог оптимизације алгоритама, са циљем да се не користи неки додатни хардвер (економски исплатљивије и са становишта сложености једноставније).
- И на крају, један од најважнијих доприноса представља и развој методологије за процену перформанси високорезолуционих алгоритама, на нивоу примарне обраде сигнала (ниво детекција), где се може утврдити тачност локализације бродова у поређењу са AIS подацима, који представљају референцу за поређење.

Поред наведених доприноса, и објављени научни радови (наведени у литератури) такође представљају верификацију истраживачког рада у оквиру ове докторске дисертације и посебан допринос. Ту се, пре свега, издвајају следећа 4 научна рада, јер су резултати, приказани у тим радовима, такође садржани и у појединим деловима ове докторске дисертације:

1. [57] D.Golubović, M. Erić, and N. Vukmirović, “High-Resolution Doppler and Azimuth Estimation and Target Detection in HFSWR: Experimental Study,” *Sensors* vol. 22, 3558, 2022. DOI: <https://doi.org/10.3390/s22093558>
2. [58] D. Golubović, M. Erić, and N. Vukmirović, “High-Resolution Method for Primary Signal Processing in HFSWR,” *2022 30th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2022)*, Belgrade, Serbia, pp. 912-916, 2022. doi: 10.23919/EUSIPCO55093.2022.9909894.
3. [69] D. Golubović, N. Vukmirović, Z. Loncarević, M. Marković, and M.Erić, “Execution Time Improvement using CPU Parallelization and Non-Uniform High-Resolution Range-Doppler Map Estimation in HFSWR,” *9th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2022)*, pp. 717-722, Novi Pazar, Serbia, 2022.
4. [95] D. Golubović, N. Vukmirović, M. Erić, and M. Simić-Pejović, “Method for Noise Subspace Determination in HFSWR’s High-Resolution Range-Doppler Map Estimation,” *10th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2023)*, East Sarajevo, Republic of Srpska, 2023.

1.4 Организација дисертације

Структура дисертације груписана је у више међусобно повезаних логичких целина, у којима се детаљно представља један по један део резултата истраживања, са циљем да се, кроз поступну анализу, на крају створи шира слика о проблематици, која је предмет ове докторске дисертације, као и о оствареним резултатима. Према томе, дисертација је организована у следећих седам целина:

1. У уводној области наведен је предмет докторске дисертације, значај и циљ самог истраживања, а затим и полазне хипотезе, са посебним освртом на остварене научне доприносе. Такође, дат је и кратак преглед стања у овој области, са назначеним референцама из литературе.
2. У глави 2 најпре се дефинишу сви неопходни термини релевантни за ову област и даје се преглед координатних система који се користе. Затим следи

извођење математичког модела сигнала на пријемном антенском низу (рад на једној фреквенцији и бифреквенцијски режим рада), где се може сагледати утицај каплинга између *range*, Доплер и азимут домена. У модел су укључени фактори који деградирају перформансе оваквих система. Такође, овде је представљен и модел система за надгледање бродова на мору, у случају рада на једној фреквенцији, или у бифреквенцијском моду рада.

3. Глава 3 представља главни део у овој структури. Овде се дефинишу високорезолуциони алгоритми за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, који су применљиви за различите сценарије, као и за системе који раде на једној фреквенцији или у бифреквенцијском моду рада. У овом делу наведен је и значај високорезолуционих метода. Описан је начин формирања високорезолуционе RD-HR мапе, затим методологија за одређивања параметара високорезолуционог алгоритма за процену RD-HR мапе, фокусирање RD-HR мапе у случају бифреквенцијског режима рада, као и увод у високорезолуционо праћење бродова (*tracking*). Посебан део бавиће се развојем модела детектора циљева (бродова) са RD-HR мапе помоћу новоразвијеног алгоритма за *Image Processing*. Описана је такође и високорезолуциона процена азимута, као и модификована варијанта ове методе, у случају да постоји интерференција. Представљене су и методе за потискивање RFI, јоносферске и интерференције груписане по азимуту.
4. Нумеричка оптимизација и практична реализација алгоритама представљене су у глави 4. Овде су дефинисане неуниформне верзије алгоритама, као и процес *multithreading*-а током извршавања алгоритама, са циљем извршавања новоразвијених алгоритама у реалном времену. Приказани су, такође, и нумерички резултати тестирања у практичним ситуацијама, на основу података аквизираних са радара у оперативној употреби.
5. У глави 5 развијена је методологија за процену перформанси високорезолуционих алгоритама. Такође, наведене су основне особине AIS система, који се користи као референца за оцену перформанси. Овде је представљена и метода за реконструкцију AIS-а, у случају да постоји проблем са његовим нередовним ажурирањем, пошто је и ово веома битно приликом процене перформанси.
6. Експеримантална анализа представљена је у глави 6, на основу резултата употребе предложених алгоритама у пракси. Представљена је практична реализација система, као и кратак опис развијеног софтвера. Такође, приказана је и упоредна анализа добијених резултата са резултатима примарне обраде сигнала радара WERA, као и резултати у случају бифреквенцијског режима рада.
7. У глави 7 издвојени су и наглашени најважнији закључци дисертације, а посебно су предложени правци будућих истраживања.

Глава 2

Модел система и модел сигнала

У овој глави дати су најпре основни термини који се користе у области HFSSWR система и представљен је општи концепт локализације бродова на мору, да би се, пре свега, могла разумети и објективно сагледати проблематика, која је у фокусу истраживања ове докторске дисертације. Акцент је на дефинисању локализационих параметара циљева од интереса (бродова), које је потребно одредити.

Наравно, у општем случају, када су у питању локализација и праћење бродова, користи се географски координатни систем, где су локализациони параметри, који се одређују: географска ширина и дужина (*latitude* и *longitude*), као и радијална брзина циљева од интереса. Пошто су алгоритми за примарну обраду сигнала базирани на Декартовом координатном систему, где је координатни почетак обично (не мора да буде обавезно) на позицији прве антене у пријемном антенском низу, јасно је да се мора дефинисати и начин преласка из једног координатног система у други, што ће такође бити приказано у оквиру овог поглавља.

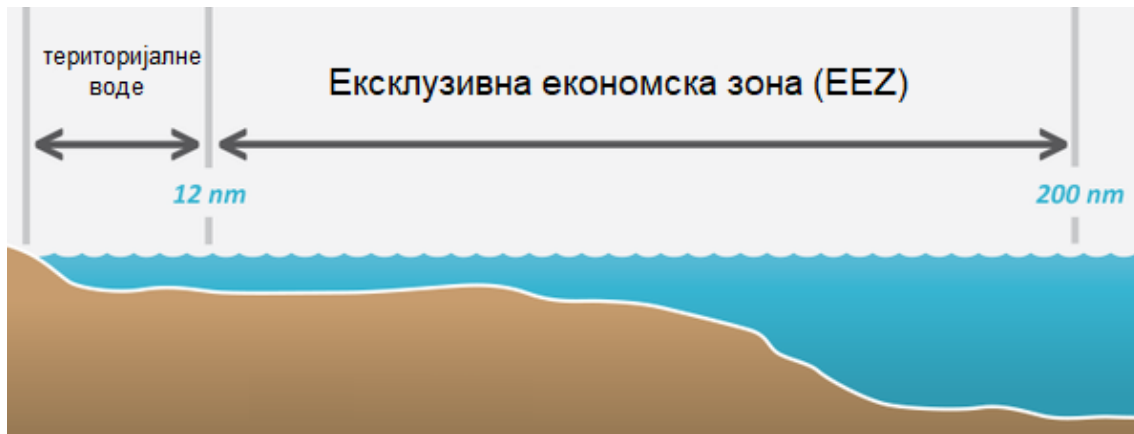
Следеће, већ раније је речено да примена MUSIC алгоритма захтева познавање стриктног математичког модела сигнала на пријемном антенском низу, па ће у оквиру ове главе бити представљен и модел HFSSWR система, као и математички модел сигнала, без апроксимација (као што се обично среће у литератури), са свим ефектима каплинга између сва 3 домена од интереса (*range*, Доплер, просторни домен). Доказивањем да алгоритми за примарну обраду сигнала раде добро у пракси (на основу експерименталне анализе) практично се показује да је математички модел сигнала правилно конципиран.

Требало би нагласити да се овде ради о моностатичким системима, где су предајна и пријемна страна приближно на истој географској локацији, као и да ће и модел система и модел сигнала бити посебно представљени за два случаја, а то су случајеви када се ради на једној фреквенцији и у бифреквенцијском режиму рада (рад на две фреквенције). Примарни циљ коришћења више различитих фреквенција је да се, ако је могуће, побољша детектибилност бродова.

Према томе, ова глава дисертације, представља, на неки начин, и својеврсан увод у централни део, а то је алгоритмика за примарну обраду сигнала, која је базирана на овде представљеном моделу сигнала и система.

2.1 Увод у локализацију бродова у HF опсегу

Потреба за локализацијом бродова и праћењем морског саобраћаја, одувек је била потреба за маља које имају излаз на море. То је посебно изражено последњих година, пре свега због безбедоносних разлога. Међутим, поставља се питање који то део мора нека држава има потребу да надгледа. Та зона од интереса се практично може поделити на две зоне, а то су територијалне воде (до 12 наутичких миља од морске обале) и Ексклузивно-економска зона (EEZ) која се простире до 200 наутичких миља од морске обале. На слици 2.1 приказан је потенцијална зона праћења активности на морској површини.



Слика 2.1: Зона праћења активности на морској површини

Територијалне воде су у надлежности једне државе и бродови из неке друге земље морају да имају дозволу да би ушли у ову зону. Што се тиче EEZ зоне, држава има ексклузивна права за експлоатацију морских ресурса, искоришћење воде и ветра као извора енергије, инсталацију вештачких острва или платформи, надгледање и истраживање морског саобраћаја итд. Све ово је дефинисано у складу са конвенцијом Уједињених Нација закона о мору. По правилу, EEZ зоне две различите државе не би требало да се преклапају. Ако је то случај, онда оне успостављају посебан споразум са договореним правима у тој области.

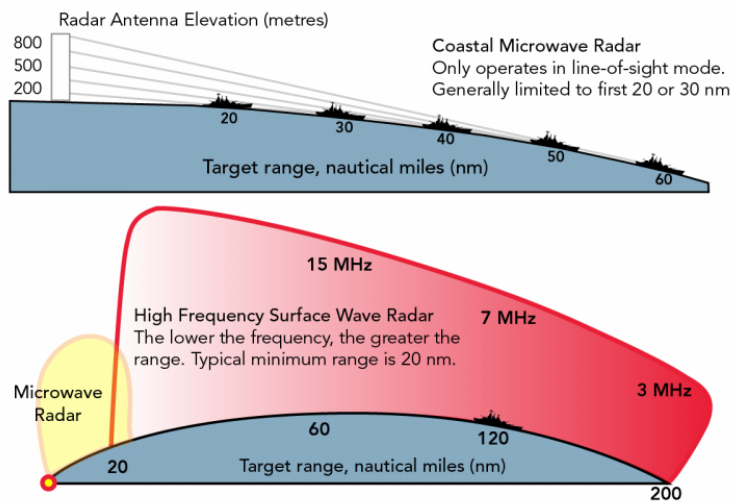
За надгледање активности на морској површини првенствено су се користили (а и даље се користе) радари који раде у микроталасном опсегу. Међутим, они углавном покривају само област територијалних вода једне државе, јер су базирани на оптичкој видљивости (директно простирање таласа). Али многе нелегалне активности могу се обављати иза линије хоризонта, што знатно превазилази домете ових радара. У циљу надгледања целе EEZ зоне користе се изахоризонтни радари (OTHR), који раде у HF опсегу, на бази површинског простирања таласа, односно HF-SWR системи. На слици 2.2 приказан је домет радара који раде на принципу директног простирања таласа, где је немогућа детекција бродова, ако се они налазе изван линије хоризонта.

Слика 2.3 показује поређење могућих домета микроталасних радара и изахоризонтних радара. Иако је подизањем антена на веће висину могуће повећати домет микроталасних радара, то и даље није ни приближно довољно да би се извршило покривање целе EEZ зоне.



Слика 2.2: Радари који раде на принципу директног простирања таласа

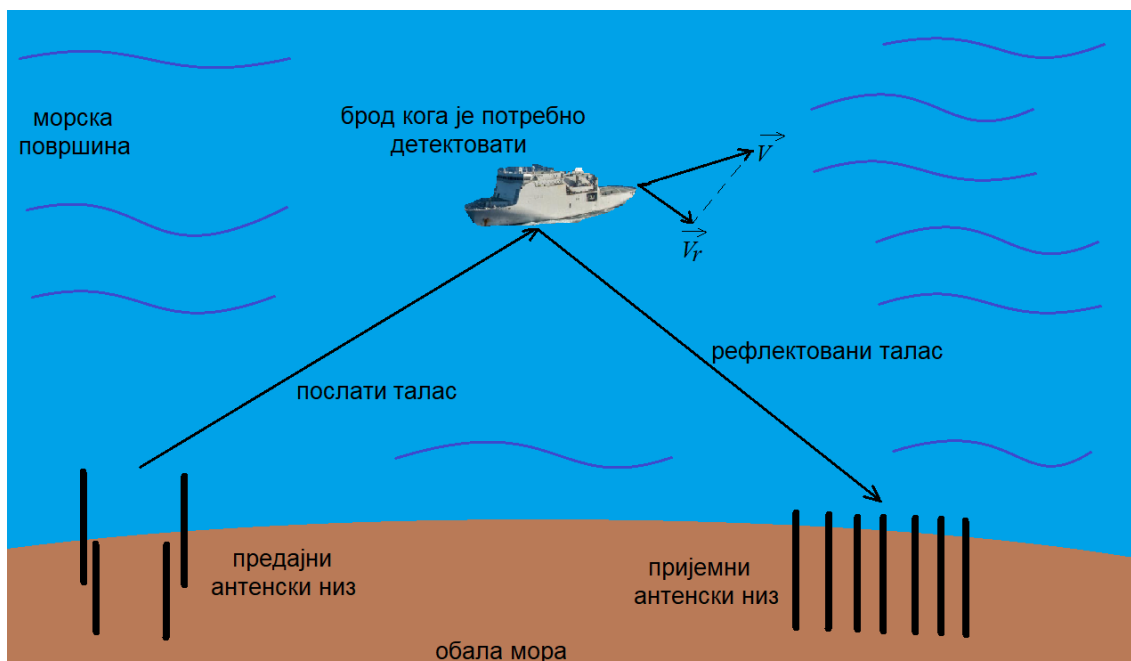
Као што се може уочити са слике 2.3, HFСWR системи раде у HF фреквенцијском опсегу од 3 до 30 MHz и на њихов домет утичу различити фактори, пре свега радна фреквенција, али и други фактори: радарска рефлексна површина циља, ниво интерференције у систему, стање мора, правац ветра, доба дана, годишње доба итд. Важно је напоменути да се радна фреквенција бира на основу жељеног домета радара. Губици приликом простирања таласа зависе од радне фреквенције радара и електричних карактеристика морске површине. Већа проводљивост практично значи да су мањи губици. Када је у питању морска површина, морска вода у односу на земљу има бољу проводљивост. Такође, релативни угао под којим се види брод у односу на линију на којој се налазе и радар и брод, утиче на ниво рефлектованог сигнала.



Слика 2.3: Поређење домета HFСWR и микроталасних радарских система [18]

HF фреквенцијском опсегу одговарају таласне дужине RF таласа од 10 до 100 метара, па физичке димензија бродова, за које је потребно одредити локализационе параметре, могу бити и мање од таласне дужине, али и неколико пута веће од таласне дужине RF таласа.

На слици 2.4 приказана је принципска блок шема HFСWR система, са циљем да се направи увод у сам концепт система, који ће детаљно бити објашњен у поглављу 2.3.



Слика 2.4: Принципска блок шема HFSSW система

Након што се пошаље електромагнетни талас ка морској површини (са места где се налази предајни антенски низ), на месту пријема (где се налази пријемни антенски низ) очекује се рефлектовани сигнал од циља. Тај сигнал се даље обрађује и путем примарне обраде сигнала процењују се непознати параметри циља од интереса, а то су: растојање циља у односу на радар, угао доласка рефлектованог сигнала и радијална брзина циља.

Важно је нагласити да се мери радијална брзина циља, јер се стварна брзина (која је векторска величина) може разложити на две компоненте: радијану и тангенцијалну брзину. Тангенцијална брзина представља пројекцију на нормалу на вертикалну раван у којој се налазе брод и пријемни антенски низ. Та нормала је тангенцијална на морску површину. Радијална брзина је преостала компонента, односно $\vec{v}_r = \vec{v} - \vec{v}_t$. Израчунава се на основу Доплерове фреквенције. Ако је Доплерова фреквенција негативна, брод се одаљава од радара и обрнуто. На слици 2.4 приказан је поступак одређивања радијалне брзине, на основу стварне брзине кретања циља од интереса. Радијална брзина брода је заправо део брзине који делује ка радару или од радара и израчунава се на следећи начин:

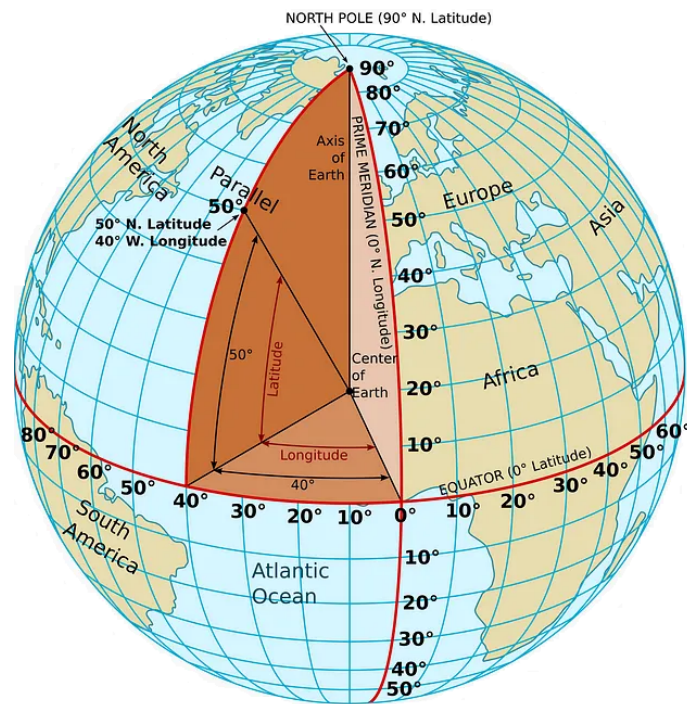
$$v_r = -\frac{f_d \lambda}{2} = v \cos \theta, \quad (2.1)$$

где је са f_d означена Доплерова фреквенција, са λ таласна дужина, v је апсолутна брзина брода, а θ је угао који вектор радијалне брзине заклапа са вектором стварне брзине.

Код примарне обраде сигнала, која је предложена у оквиру ове докторске дисертације, Доплерова фреквенција брода се одређује на основу детекција са високорезолуционе RD-HR мапе, па је на основу ње и претходне формуле, могуће одређивање радијалне брзине брода.

2.2 Основни појмови и преглед координатних система који се користе

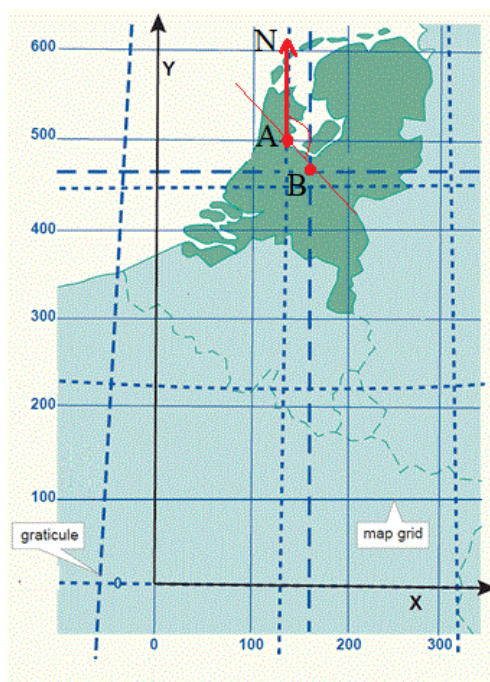
Најчешћи начин за представљање локализационих параметара и праћење циљева од интереса је у географском координатном систему, где се локализациони параметри изражавају преко одговарајуће географске ширине и дужине (*latitude* и *longitude*). На слици 2.5 приказан је начин одређивања координата циљева (бродова у овом случају) у овом координатном систему.



Слика 2.5: Дефинисање координата циљева у географском координатном систему

У оваквом координатном систему, цела површина Земље је заправо површина елипсоида (лопте у идеалном случају). И географска ширина и дужина изражавају се у степенима. Географска ширина (*latitude*) одређује се као угао између екваторијалне равни и праве која пролази кроз две тачке, а то су замишљени центар Земље и тачка где се налази циљ за који се одређују локализациони параметри. У екваторијалној равни географска ширина је нула степени, па се локације циљева, идући ка северу, изражавају као позитивни степени (опсег од 0 до 90 степени), или се поред броја степени додаје N (на пример, 50° N). Ако се циљ налази јужно у односу на екваторијалну раван, онда се географска ширина изражава преко негативних бројева, или се после броја степени додаје S (на пример, 40° S). Опсег степени је и овде од нула до 90 степени. На сличан начин се одређује и географска дужина, с тим што је референца главни меридијан (где је географска дужина једнака нули), па се идући ка истоку или западу, иза броја степени, који одговарају одређеној географској дужини, додају ознаке E и W. У овом случају, опсег могућих вредности за географске дужине је од нула до 180 степени.

Међутим, због бољег приказа у 2D равни, врши се пресликавање у ENU (*East-North-Up*) систем, где правци координатних оса у овом систему формирају раван на којој се врши приказ. На слици 2.6 дат је пример 2D приказа једне географске зоне.



Слика 2.6: 2D приказ једне географске зоне

Ако се на слици прикаже и Декартов координатни систем, са координатним почетком, који може бити на произвољно изабраној локацији, све географске координате могу се приказати и у овом координатном систему, што је и уобичајено код свих 2D приказа. Међутим, због закривљености Земљине површине јасно је да то пресликавање из једног у други координатни систем зависи од положаја на планети и мора да се прерачуна, јер у супротном долази до велике грешке приликом конверзије.

Примарна обрада сигнала у HFSWR системима, захтева и низ оваквих конверзија и рад са различитим координатним системима, па ће овде бити приказано и неколико карактеристичних сценарија. Један од најчеших захтева је одређивање удаљености између 2 тачке које су изражене у географском координатном систему (на пример, удаљеност брода од радара или удаљеност између 2 брода). Растојање између 2 тачке у Декартовом координатном систему решава се на једноставан начин, помоћу Питагорине теореме. Међутим, у географском координатном систему, иако на слици изгледа као права линија, постоји одређена закривљеност и потребно је користити сферни координатни систем и *haversine* формулу за одређивање овог растојања. Нека су на слици 2.6 са $A(\phi_A, \lambda_A)$ и $B(\phi_B, \lambda_B)$ означене географске локације циљева за које је потребно одредити међусобно растојање. Са ϕ и λ означене су географска ширина и дужина, респективно. Тада се растојање d одређује на основу следећих релација:

$$\Delta\phi = \phi_A - \phi_B, \quad (2.2)$$

$$\Delta\lambda = \lambda_A - \lambda_B, \quad (2.3)$$

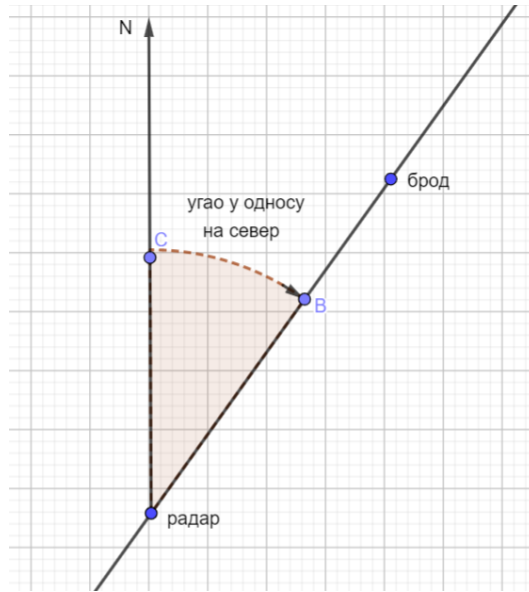
$$a_1 = \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) + \cos(\phi_A)\cos(\phi_B)\sin^2\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right), \quad (2.4)$$

$$a_2 = 2 \arctan\left(\frac{\sqrt{a_1}}{\sqrt{1-a_1}}\right), \quad (2.5)$$

$$d = \widehat{AB} = Ra_2, \quad (2.6)$$

где је са $R = 6371$ km обележен полупречник Земље. Такође, потребно је нагласити да је овде растојање d изражено у километрима. Комплетно извођење израза за растојање између два циља од интереса, у географском координатном систему, дато је у Прилогу А.

Следеће, поред растојања циља (брда) од радара, следећи локализациони параметар, који је потребно одредити, путем примарне обраде сигнала, је и угао (азимут) под којим се види циљ са пријемног антенског низа. Пошто су предајни и пријемни антенски низ постављени на морској обали (ниво мора), подразумеваће се да је потребно само одређивање азимута (елевација је увек иста и не улази у анализу). Уобичајен начин је да се тај угао одређује у односу на север (*True North*), као што је приказано на следећој слици:



Слика 2.7: Дефинисање азимута у односу на север

Ово је угао између две вертикалне равни које пролазе кроз радар. Једна пролази кроз брод (радарски циљ), а друга садржи осу Земље. Овај угао увек је усмерен од ове друге равни у смеру казаљке на сату (смер од C ка B на слици). У следећем кораку потребно је одредити вредност овог угла. Нека на слици 2.7 радар има географске координате ϕ_1, λ_1 , а циљ (брод) координате ϕ_2, λ_2 . Тада се овај угао израчунава на следећи начин:

$$\Delta\lambda_2 = \lambda_2 - \lambda_1, \quad (2.7)$$

$$y = \sin(\Delta\lambda_2) \cos(\phi_2), \quad (2.8)$$

$$x = \cos(\phi_1) \sin(\phi_2) - \sin(\phi_1) \cos(\phi_2) \cos(\Delta\lambda_2), \quad (2.9)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + k \cdot 180^\circ, \quad (2.10)$$

где је $k \in \mathbb{Z}$ парно за $x > 0$, а непарно за $x < 0$ и притом је такво да $\alpha \in [0^\circ, 360^\circ]$. Међутим, некад је, због потребе приказа детектованих циљева на геореференцираној мапи, потребно детектоване циљеве (детектовани су удаљеност и азимут),

приказати у географском координатном систему. Предуслов да би ово могло да се одреди је да се познају географске координате једне тачке (у овом случају то је позната позиција радара), као и удаљеност циља (d) и азимут (α) у односу на север. Нека радар има познате географске координате ϕ_1, λ_1 , као у претходном случају, а нека циљ има географске координате ϕ_2, λ_2 , које су непознате и које је потребно одредити. Полазећи од израза за обим Земље (O), обим по једном степену (O_1) и кружни лук у степенима (s), који се односи на детектовано растојање, непознате географске координате циља могу се одредити преко следећих релација:

$$O = 2\pi R, \quad (2.11)$$

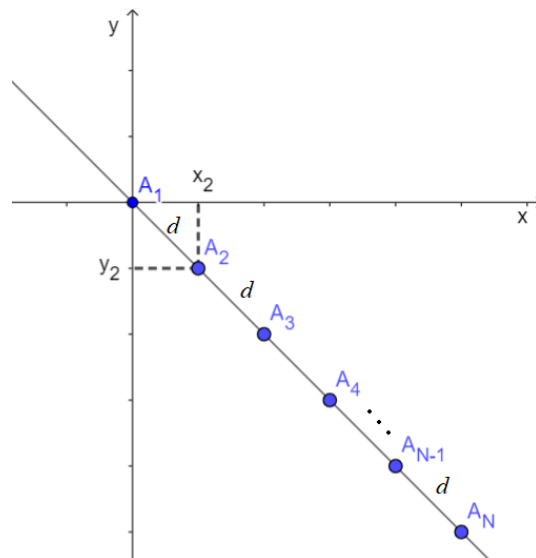
$$O_1 = \frac{O}{360^\circ}, \quad (2.12)$$

$$s = \frac{d}{O_1}, \quad (2.13)$$

$$\phi_2 = \arcsin(\sin(\phi_1) \cos(s) + \cos(\phi_1) \sin(s) \cos(\alpha)), \quad (2.14)$$

$$\lambda_2 = \lambda_1 + \arctan\left(\frac{\sin(\alpha) + \sin(s) \cos(\phi_1)}{\cos(s) - \sin(\phi_1) \sin(\phi_2)}\right). \quad (2.15)$$

Важно је напоменути да су алгоритми за примарну обраду сигнала базирани на Декартовом координатном систему. Позиција координатног почетка обично се бира да одговара позицији прве антене у пријемном антенском низу, али то такође није обавезан услов. С тим у вези, потребно је најпре одредити позиције свих антена у Декартовом координатном систему. Посто се у оквиру ове дисертације користе линеарни антенски низови са еквиливантним размаком између антенских елемената, довољно је познавати само угао у односу на север, који заклапа права на којој се налазе антенски елементи, као и растојање између антенских елемената (d), да би се могле одредити координате свих антена у Декартовом координатном систему. На слици 2.8 приказан је начин одређивања позиција антена у Декартовом координатном систему.



Слика 2.8: Одређивање позиција антена у Декартовом координатном систему

Ако је N број антена у линеарном антенском низу, d растојање између антенских

елемената у линеарном антенском низу, а α угао осе низа у односу на север, тада се x и y координате појединих антена израчунавају на следећи начин:

$$x_i = (i - 1)d \sin(\alpha), 1 \leq i \leq N \quad (2.16)$$

$$y_i = (i - 1)d \cos(\alpha), 1 \leq i \leq N \quad (2.17)$$

Овај принцип је практично применљив и за произвољно изабрану геометрију антенских низова, тако што се, најпре, одреди удаљеност поједине антене од референтне антене (координатног почетка), а затим и угао који заклапа права, на којој се налази та антена и референтна антена, са правом која је усмерена ка северу и пролази кроз позицију где се налази референтна антена.

2.3 Модели моностатичких система

Предуслов да би се уопште говорило о примарној обради сигнала у HF/SWR системима, која је у фокусу ове докторске дисертације, је да комплетан радарски систем буде правилно конципиран. Другим речима, архитектура система (хардверска реализација) мора да одговара очекиваном сценарију, а већ је речено да су у питању FMCW изахоризонтни радари, који раде у HF опсегу, са циљем да се детектују бродови на мору, на основу сигнала (вертикално поларизованог електромагнетног таласа) који је послат, а који се рефлектује од циљева од интереса (бродова).

Међутим, детекција циљева и естимација локализационих параметара циљева представља веома сложен технички проблем због присуства јаких интерференција у пријемном сигналу (интерференција услед клатера мора, јоносферска интерференција, екстерна интерференција итд). Посебан технички проблем у овом типу радара представља потискивање директне компоненте таласа (сигнал који се prima директно са предајне антене). Из наведених разлога архитектуре ових радара се пројектују тако да радари имају што бољу осетљивост, што већи динамички опсег пријемника и што веће системско појачање.

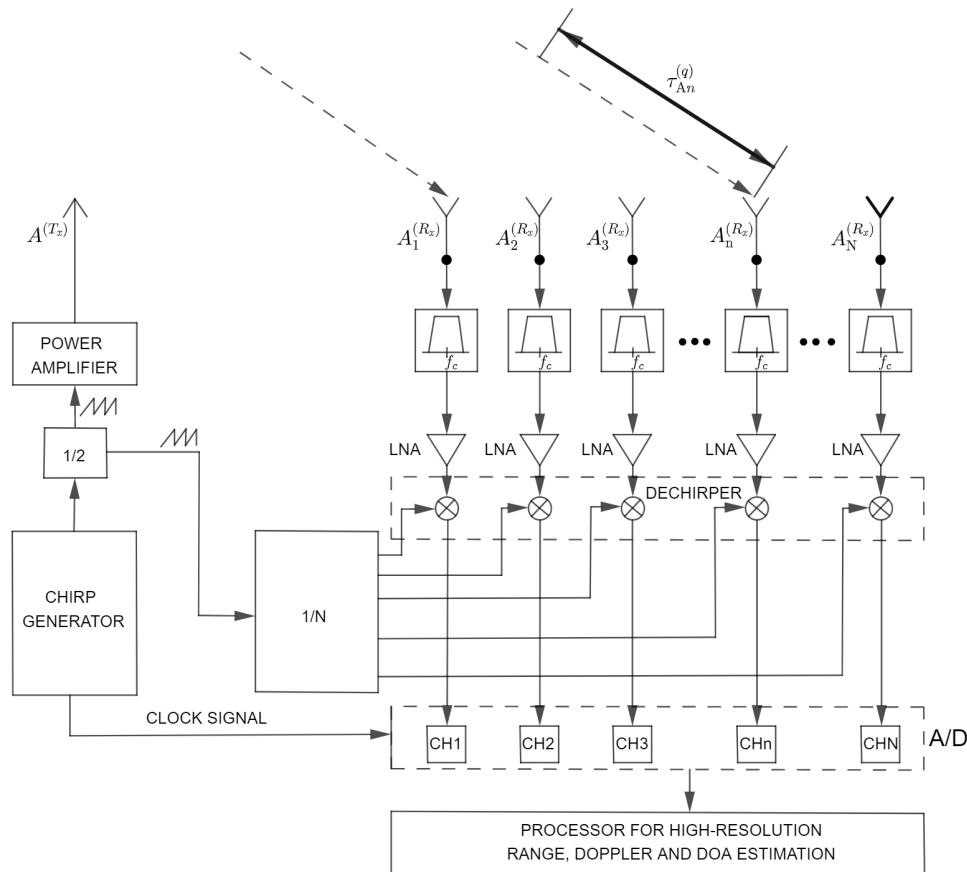
Стога ће у овом поглављу бити предложена архитектура (модел система) помоћу кога ће се вршити локализација бродова на мору, где ће такође бити описани сви релевантни појмови.

Посебно је потребно нагласити да су предмет анализе моностатички радари, код којих је Tx сајт практично колоциран са Rx сајтом (у конкретним практичним примерима, ово растојање ће бити око 1 km).

Такође, биће представљене 2 архитектуре моностатичких система: архитектура са 16 антена у линеарном пријемном антенском низу за систем који ради на једној фреквенцији и архитектура система који ради на две фреквенције (бифреквенцијска архитектура), где се користе 2 линеарна антенска низа са по 16 антена (систем са укупно 32 антене). На предајној страни, у оба случаја, користиће се 4 антене. Циљ бифреквенцијске архитектуре је побољшање детектибилности циљева, као и анализа рада радара на различитим фреквенцијама.

2.3.1 Модел HFSWR система који ради на једној фреквенцији

На слици 2.9 приказана је принципска блок шема моностатичког HFSWR система, који ради на једној фреквенцији f_c . Генерално, комплетан радарски систем може се поделити на 3 главне целине, а то су: предајни антенски низ, пријемни антенски низ и примопредајна опрема (која се може налазити на једном месту, или на раздвојеним локацијама).



Слика 2.9: Модел моностатичког HFSWR система који ради на једној фреквенцији

Ово су континуални радарски системи који користе углавном линеарне антенске низове на пријемној страни (типично 16 антена у еквидистантном антенском низу), као и антенске низове на предаји (углавном 4 антене које су постављене у теменима замишљеног правоугаоника). Од антена обично се користе *Yagi* антене, логпериодичне антене, дипол антене итд. Видно поље антенских низова може се подесити на различите начине, али је уобичајено да буде $\pm 60^\circ$ у односу на MRA (*Main Response Axis*) осу која је нормална на осу линеарног антенског низа.

Waveform генератор се користи за генерисање чирп сигнала на фреквенцији носиоца f_c и он представља функционални еквивалент FCR модула који се користи код радара WERA. Избор радне фреквенције зависи од специфичних захтева, и као што је већ наглашено, од захтеваног највећег растојања циљева које је потребно детектовати. Са порастом радне фреквенције, максимално детектовано растојање се смањује. Ови чирп сигнали воде се на појачавач. *Waveform* генератор се користи такође и за генерисање чирп сигнала на фреквенцији носиоца који се користи за дечирпер, затим за генерисање тест сигнала који се користи за калибрацију

пријемних канала, а може се користити и за генерисање екстерног такт сигнала за A/D конвертор, који се налази на излазу пријемника. Он ради на принципу директне синтезе таласних облика, на тај начин што се узорци претходно генерисаних и меморисаних сигнала симултано избацују на 16-битне D/A конверторе на сваком од канала, са фреквенцијом D/A конверзије до 125 MSamples/s. При томе, треба нагласити да се на каналима *Waveform* генератора могу независно генерирати комбинације различитих типова таласних облика.

Сигнал са предаје се шаље на појачавач, а затим до предајне антене, означене на слици као $A^{(Tx)}$, одакле се шаље ка морској површини. Уобичајена предајна снага је у границама од 500-1000 W. Ови појачавачи уносе минималан фазни шум. Такође, може се користити по један појачавач за сваку антену, или се користи појачавач велике предајне снаге за све антене и тада се користи сплитер.

Рефлектовани сигнал долази на место пријема, а затим се пропушта кроз филтар пропусник опсега учестаности, који филтрира шум и све остале сигнале, који не припадају опсегу од интереса. Наравно, потребно је дефинисати на ком опсегу раде ови филтри. Сигнал се даље појачава и долази до дечирпера, где се множи са конјугованом репликом сигнала са предаје. Код моностатичког радара, Tx сајт је практично колоциран са Rx сајтом (у конкретним практичним примерима, ово растојање ће бити око 1 km), тако да се на излазу дечирпера директни талас појављује као синусни сигнал близак DC компоненти, што представља проблем. Директна компонента на излазу дечирпера повећава динамички опсег улазног сигнала на A/D конвертор. Као једно од решења тог проблема је да се на излазу дечирпера користи *notch* филтар, који атенуира директни талас, али и рефлектоване компоненте од циљева који су близу радара (на удаљеностима до око 20 km) и тиме смањује динамички опсег сигнала на улазу у A/D конвертор. Из наведених разлога *notch* филтар на излазу дечирпера деградира детектибилност блиских циљева на удаљеностима до 20 km од радара.

Пријемни антенски низ поставља се паралелно са морском обалом (антене су обележене са $A^{(Rx)}$ на слици и налазе се на познатим локацијама), али је пожељно и да предајни антенски низ буде на истом правцу као и пријемни низ. Такође, потребно је што више раздвојити предајни и пријемни антенски низ (ако је то на терену могуће), а пожељно је да између буду неке препреке (стене, дрвеће итд.). Разлог за све ово је да пријемник не уђе у засићење због постојања веома јаке директне компоненте. Још један од начина да се ублажи овај ефекат је да се у дијаграму зрачења предајног антенског низа формира нула у правцу пријемног антенског низа.

Да би се избегао губитак повратне (*backscatter*) енергије, сигнали пријемних антена нису мултиплексирани на једном пријемнику. Уместо тога, постоји по један пријемник за сваку од антена. Сваки пријемник садржи и I/Q демодулатор и нископропусни филтар. Варијације у амплитуди и фазни помаци између појединих пријемних канала мере се и компензују софтверски, најчешће приликом инсталације система, и овај поступак се назива калибрација система.

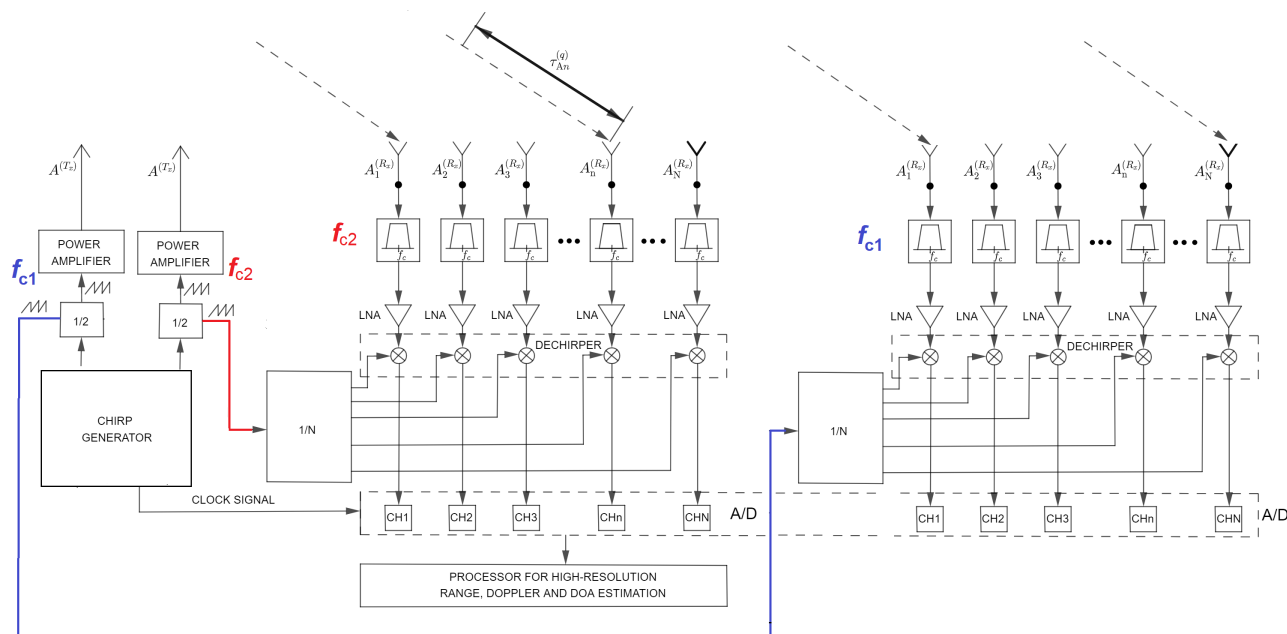
Овде се не ради само о калибрацији антенских каблова, већ о калибрацији комплетних пријемних канала (антенских каблова, аналогног *frontend*-а, закључно са филтрима на излазу дечирпера, I/Q демодулатора и A/D конвертора). Под калибрацијом се подразумева мерење разлике амплитудских и фазних карактеристика канала. Поступак калибрације, који је уграђен у радар WERA, се своди на

то да се антенски каблови повежу на излазе сплитера – калибрационг *box*-а (1 на 16) и да се на улаз сплитера доводи калибрациони сигнал фреквенције $f_c - 80$ Hz. У оквиру калибрационе процедуре дечирпер ради као I/Q демодулатор на фреквенцији f_c . Калибрационом процедуром радара WERA врши се мерење фазних и амплитудских разлика између пријемних канала и референтног пријемног канала (то је увек први канал). Мерења се врше на сигнаlima у основном опсегу учестаности од -80 Hz. Измерене фазне разлике су директно пропорционалне разликама у пропагационим кашњењима сигнала у каналима. При томе, у пракси тим разликама највише доприносе разлике у физичким дужинама антенских каблова. Фазне разлике се у примарној обради сигнала користе за еквилизацију пријемних канала. Целокупан поступак за калибрацију на принципу мерења фазних разлика даје једнозначне резултате само уколико фазне разлике нису веће од 360 степени или уколико релативна пропагациона кашњења сигнала на пријемним каналима нису већа од трајања периоде радне фреквенције.

На крају, сигнал пролази кроз филтар пропусник ниских учестаности, који филтрира компоненте високих учестаности сигнала које су настале у процесу дечирповања. Уколико је у питању пријемни антенски низ са 16 антена, укупно 32 сигнала (реалне и имагинарне компоненте) се после филтра пропусника ниских учестаности прослеђују до А/D конвертора. Аналогно-дигитална конверзија се састоји од одабирања узорака и квантизације. У свакој фази постоји могућност да се изобличи пријемни сигнал. Фреквенција одабирања мора бити изабрана тако да може да се очува комплетан спектар сигнала. У оквиру истраживања ове докторске дисертације анализирају се системи са 16-битним и 24-битним А/D конверторима.

2.3.2 Модел бифреквенцијског HFSWR система

На слици 2.10 приказана је принципска блок шема моностатичког HFSWR система који ради на две различите фреквенције f_{c1} и f_{c2} .



Слика 2.10: Модел моностатичког HFSWR система који ради на две фреквенције (бифреквенцијски режим рада)

Архитектура система је слична архитектури система који ради на једној фреквенцији, с одређеним модификацијама у сваком од 3 главне целине (предајни антенски низ, пријемни антенски низ, примопредајна опрема).

Waveform генератор се користи за генерисање чирп сигнала на фреквенцијама носилаца f_{c1} и f_{c2} . Као што се може видети са слике, ови чирп сигнали воде се на различите појачаваче, један појачавач за један пар антена (укупно 4 антене у предајном антенском низу). Ово је еквивалентан поступак као да раде 2 система на предаји, сваки на својој фреквенцији. Уобичајена предајна снага је и овде је у границама од 500-1000 W. И овде се *Waveform* генератор користи за генерисање чирп сигнала на одређеној фреквенцији носиоца који се користи за дечирпер (по један сигнал за једну фреквенцију), затим за генерисање тест сигнала који се користи за калибрацију пријемних канала, а може се користити и за генерисање екстерног такт сигнала за А/D конвертор, који се налази на излазу пријемника.

Пријемни антенски низ се састоји од 2 линеарна подниза са по 16 антена, који су постављени паралелно са морском обалом, један иза другог, и сваки је намењен за рад на једној фреквенцији. Значи, овде је део, који се односи на пријемни антенски низ, практично дуплиран и ова архитектура система се сада састоји од 32 антене на пријему. Ако се посматра комплетан систем, геометрија пријемног антенског низа је планарна, односно оба линеарна подниза налазе се у истој равни.

Уз додатне антене долази и комплетна пријемна опрема. Рефлектовани сигнал долази на место пријема, а затим се пропушта кроз филтар пропусник опсега учестаности, који филтрира шум и све остале сигнале који не припадају опсегу од интереса. Пре свега, за филтере пропуснике опсега учестаности потребно је дефинисати на ком опсегу раде (2 типа филтра за 2 подниза). Калибрација комплетних пријемних канала, који су додати, такође мора да се одради.

Дечирповање, посебно за сваки подниз, обавља се на идентичан начин као у случају система који раде на једној фреквенцији. Аквизиција сигнала је синхронизована за све канале тако што се и у овом случају воде такт сигнал и тригер сигнал са *waveform* генератора. На тај начин, на улаз у блок за примарну обраду сигнала, долазе одбирци сигнала са свих антена (I и Q грана), па ће моћи да се процесирају или одвојено (посебно за сваку фреквенцију), или заједно (обе фреквенције). То значи да је овај систем практично еквивалентан са 2 одвојена система са по 16 антена на пријему, који раде на различитим фреквенцијама, али може се посматрати и као јединствен систем са 32 антене на пријему (планарни антенски низ).

Циљ бифреквенцијског режима рада је да се побољша детектибилност циљева од интереса, јер се они на различитим фреквенцијама, приликом примарне обраде сигнала, виде на различит начин (различите Доплерове фреквенције), што повећава вероватноћу да се повећа њихова детектибилност. Такође, ефекат мора (морски клатер) се на различите начине маифестује на различитим фреквенцијама, о чему ће бити речи у наредним поглављима ове дисертације. То има за последицу да су неки циљеви од интереса маскирани (недетектибилни) на једној фреквенцији, али постају видљиви на другој фреквенцији.

Бифреквенцијски модел система, који је овде представљен, представља и основу за формирање модела система који раде на више од 2 различите фреквенције (мулти-фреквенцијски сиситеми).

2.4 Модел сигнала

У овом поглављу представљен је и описан математички модел сигнала, који се користи у докторској дисертацији. Полази се од сигнала на предајној страни, и формира се модел сигнала на пријемном антенском низу. У литератури се углавном користе упрошћени модели, где су уведене одређене апроксимације, док је овде циљ да се изведе модел сигнала где се може уочити и каплинг између сва 3 домена од интереса, а који одговарају: растојању, Доплеровој фреквенцији и азимуту. У модел су укључени фактори који деградирају перформансе оваквих система, као што су: јоносферска интерференција, клатер мора и адитивни шум. Затим се прелази у дигитални домен, који је погодан за даљу обраду, као и за анализу високорезолуционих алгоритама. Пошто MUSIC алгоритам, као главни представник високорезолуционих метода, захтева стриктну формулацију математичког модела сигнала на пријемном антенском низу, да би уопште био применљив, јасно је да је овај део од изузетне важности за формулацију високорезолуционих алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима.

Модел сигнала биће представљен за два случаја. Први се односи на модел сигнала у случају рада на једној фреквенцији, а други на бифреквенцијски режим рада.

2.4.1 Модел сигнала у режиму рада на једној фреквенцији

Као што је већ наглашено у претходном поглављу, концепт система за надгледање бродова на мору, састоји се од предајне (Tx) и пријемне (Rx) стране, са предајним и пријемним антенским низовима и одговарајућом примопредајном опремом. Предајник и пријемник синхронизовани су временски и фазно. Пошто је у питању континуални линеарно фреквенцијски модулисани радар (FMCW), идеја је да предајник шаље ка морској површини периодичан низ чирп сигнала на фреквенцији носиоца f_c , да се такви сигнали рефлектују од циљева (бродова), и да се врате на место пријема, са свим деградирајућим ефектима који се дешавају приликом преноса.

Најпре се формулише комплексни модел једног чирп сигнала на предаји, означеног са $c(t)$, на следећи начин:

$$c(t) = e^{j2\pi\psi(t)}, \quad t \in [0, T) \quad (2.18)$$

$$\psi(t) = \int_0^t f(\theta) d\theta, \quad (2.19)$$

$$f(t) = f_c - \frac{B}{2} + \frac{B}{T}t, \quad (2.20)$$

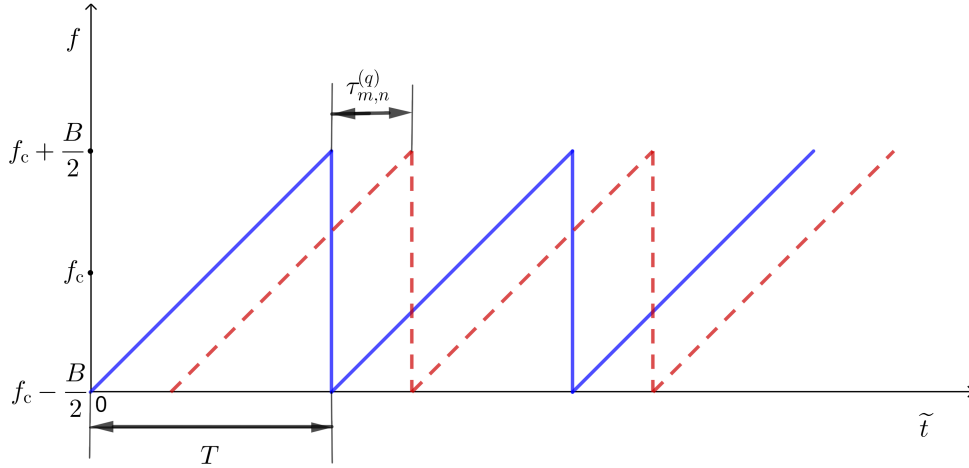
где је са T означено трајање једног чирп сигнала, са $\psi(t)$ означена је фазна функција, која је изражена у циклусима, а $f(t)$ је фреквенцијска рампа, па је:

$$\psi(t) = \left(f_c - \frac{B}{2} \right) t + \frac{B}{2T}t^2. \quad (2.21)$$

Коначан израз, који описује модел једног чирп сигнала, $c(t)$, може се приказати на следећи начин:

$$c(t) = e^{j2\pi((f_c - \frac{B}{2})t + \frac{B}{2T}t^2)}. \quad (2.22)$$

Наравно, никада се не шаље само један чирп сигнал, већ низ чирп сигнала. На слици 2.11 приказан је изглед низа чирп сигнала који се шаљу, као и низ истих тих сигнала, који долазе на место пријема.



Слика 2.11: Чирп сигнал на предаји (плава линија) и чирп сигнал на пријему (црвена линија)

Овде се може уочити континуална променљива \tilde{t} , која обухвата целу временску осу, док променљива t означава време од почетка чирп сигнала, што се дефинише на следећи начин:

$$-\infty < \tilde{t} < +\infty \quad (2.23)$$

$$t \equiv \tilde{t} \pmod{T}, \quad t \in [0, T) \quad (2.24)$$

Из практичних разлога, поред променљивих које су дефинисане помоћу претходне две релације, може се формирати и још један параметар:

$$m = \left\lfloor \frac{\tilde{t}}{T} \right\rfloor, \quad (2.25)$$

$$\tilde{t} = t + mT, \quad m \in \mathbb{Z}. \quad (2.26)$$

У овим релацијама, m је заправо индекс (редни број) чирпа (у литератури познато као *slow time*), док се t односи на време унутар чирпа (познато као *fast time*). Потребно је такође уочити да су \tilde{t} , t и m међусобно зависне променљиве, тако да се променљива \tilde{t} може изразити преко (m, t) .

У следећем кораку дефинише се сигнал на предаји, $r(\tilde{t})$, и тај сигнал је заправо

периодична поворка чирп сигнала, са периодом T :

$$r(t) = c(t), \quad 0 \leq t < T \quad (2.27)$$

$$r(\tilde{t}) = r(\tilde{t} + T), \quad -\infty < \tilde{t} < +\infty. \quad (2.28)$$

На место пријема долазе сигнали рефлектовани од циљева, где су кашњења различита на појединим антенским елементима у антенском низу, па је од суштинског значаја формулација модела сигнала на пријемном антенском низу. С тим у вези, дефинише се временско кашњење чирп сигнала са предаје, који се рефлектује од q -тог циља (који се налази на удаљености $R^{(q)}$ од радара) и долази до n -те антене у пријемном антенском низу, на следећи начин:

$$\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) = \frac{2R_m^{(q)}}{c} + \frac{2v_m^{(q)}}{c}t + \tau_{An}^{(q)}. \quad (2.29)$$

У претходној релацији c је брзина простирања таласа, $\tau_{An}^{(q)}$ представља релативно кашњење на n -тој антени у односу на референтну тачку у пријемном антенском низу (обично је то позиција прве антене у антенском низу), $R_m^{(q)}$ је удаљеност циља у односу на референтну тачку у пријемном антенском низу, док $v_m^{(q)}$ означава радијалну брзину циља (брода) за време једног чирпа (ово време сматра се да је константно за време трајања сваког чирпа).

Модел сигнала на n -тој антени пријемног антенског низа, који потиче од q -тог циља, може се формулисати као:

$$x_n^{(q)}(\tilde{t}) = \begin{cases} a^{(q)}r\left(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t})\right), & \text{ако је } \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) < t < T \\ a^{(q)}r\left(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T\right), & \text{ако је } 0 < t < \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) \end{cases} \quad (2.30)$$

где $\tau_n^{(q)}$ представља време пропагације сигнала од радара до циља и назад (*two-way propagation time*), а $a^{(q)} \in \mathbb{R}$ је фактор слабљења, јер сигнал на место пријема долази ослабљен. Потребно је посебно нагласити да је овај модел континуалан у *fast time* домену, док је дискретан у *slow time* и просторном (*antenna*) домену.

Што се тиче даље обраде сигнала, овде је ситуација специфична. Уместо да се реализује класичан поступак демодулације, сигнали са пријема воде се до улазе у дечирпер, где се множе са конјугованом репликом сигнала са предаје, што је и наглашено у поглављу које се односи на модел система. На излазу дечирпера сигнал се може изразити у следећој форми:

$$y_n^{(q)}(\tilde{t}) = x_n^{(q)}(\tilde{t})r(\tilde{t})^* = \begin{cases} a^{(q)}r\left(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t})\right)r(\tilde{t})^*, & \text{ако је } \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) < t < T \\ a^{(q)}r\left(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T\right)r(\tilde{t})^*, & \text{ако је } 0 < t < \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) \end{cases} \quad (2.31)$$

Када се искомбинују све претходно приказане једначине, и спроведе извођење, добијају се коначни изрази за модел сигнала на излазу дечирпера. Због једноставности приказа у овом поглављу дисертације, комплетно ово извођење приказано

је у Прилогу В. Такође, под одређеним претпоставкама, направиће се и одговарајуће апроксимације, тако да ће комплетно извођење апроксимативног модела сигнала на излазу дечирпера бити приказано у Прилогу С. Апроксимативан модел у смислу занемаривања делова једначине који немају битан утицај на тачност, али не у смислу губљења чланова из релације (и даље су присутни сви чланови који се односе на каплинг између сва 3 домена од интереса). Према томе, наредне две релације приказују апроксимативни модел сигнала на излазу дечирпера.

У првом случају, када је $\tau_{m,n}^{(q)} < t < T$, сигнал на излазу дечирпера може се моделирати на следећи начин [57]:

$$\begin{aligned} y_n^{(q)}(\tilde{t}) &= a^{(q)} e^{j2\pi R_0^{(q)} \left(-\frac{2tB}{cT} - \frac{2fc-B}{c}\right)} \times e^{j2\pi v^{(q)} \left(-\frac{2fc-B}{c}mT - \frac{2mtB}{c}\right)} \\ &\times e^{j2\pi\tau_{An}^{(q)} \left(\frac{-Bt}{T} - fc + \frac{B}{2}\right)} \times e^{j2\pi\tau_{An}^{(q)} R_0^{(q)} \frac{2B}{cT}} \\ &\times e^{j2\pi\tau_{An}^{(q)} v^{(q)} \frac{2Bm}{c}} \times e^{j2\pi \left(\tau_{An}^{(q)}\right)^2 \frac{B}{2T}}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

У другом случају, када је $0 < t < \tau_{m,n}^{(q)}$, сигнал на излазу дечирпера моделира се као [57]:

$$\begin{aligned} y_n^{(q)}(\tilde{t}) &= a^{(q)} e^{j2\pi R_0^{(q)} \left(-\frac{2tB}{cT} - \frac{2fc+B}{c}\right)} \times e^{j2\pi v^{(q)} \left(-\frac{2fc+B}{c}mT - \frac{2mtB}{c}\right)} \\ &\times e^{j2\pi\tau_{An}^{(q)} \left(\frac{-Bt}{T} - fc - \frac{B}{2}\right)} \times e^{j2\pi\tau_{An}^{(q)} R_0^{(q)} \frac{2B}{cT}} \\ &\times e^{j2\pi\tau_{An}^{(q)} v^{(q)} \frac{2Bm}{c}} \times e^{j2\pi \left(\tau_{An}^{(q)}\right)^2 \frac{B}{2T}} \times e^{j2\pi(Bt+fcT)}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

У претходне две релације, код прва три члана постоји линеарна зависност само од једног параметра од интереса. Десни члан у средњем реду и леви члан у последњем реду (у обе релације) представљају каплинг између *range* и просторног домена и радијане брзине и просторног домена, респективно. Постоји и један члан са квадратном зависношћу по просторном домену. Каплинг се главном занемарује када је у питању дефинисање модела сигнала у постојећој литератури. Члан у претходне 2 релације, који је груписан око $R_0^{(q)}$, одговара заправо удаљености q -тог брода од радара, односно *range* домену. Члан који је груписан око $v^{(q)}$ одговара домену Доплерових фреквенција. На основу Доплерове фреквенције $f_d^{(q)}$ може се одредити радијална брзина циља од интереса, односно: $f_d^{(q)} = 2v^{(q)} f_c/c$. Често се користи и нормализована Доплерова фреквенција, која ће бити коришћена и у наредним анализама, односно: $\mu_q = (2\pi T)2v^{(q)} f_c/c$. Члан који је груписан уз $\tau_{An}^{(q)}$ одговара азимуту q -тог брода, односно, односи се на просторни домен. Кашњење сигнала на n -тој пријемној антени, у односу на референтну тачку у пријемном антенском низу, може се одредити као $\tau_{An}^{(q)} = (n-1)d \sin \theta^{(q)}/c$, где параметар d представља растојање између антенских елемената у еквидистантном пријемном антенском низу, а $\theta^{(q)}$ је азимут брода од интереса у односу на МРА осу линеарног антенског низа.

На место пријема долазе рефлектовани сигнали од циљева (бродова), али такође и различити сигнали који су последица неког од карактеристичних типова интерференције. Према томе, сумарни сигнал у пријемнику може се изразити у следећој форми:

$$y_n(\tilde{t}) = \eta_n(\tilde{t}) + \sum_q y_n^{(q)}(\tilde{t}). \quad (2.34)$$

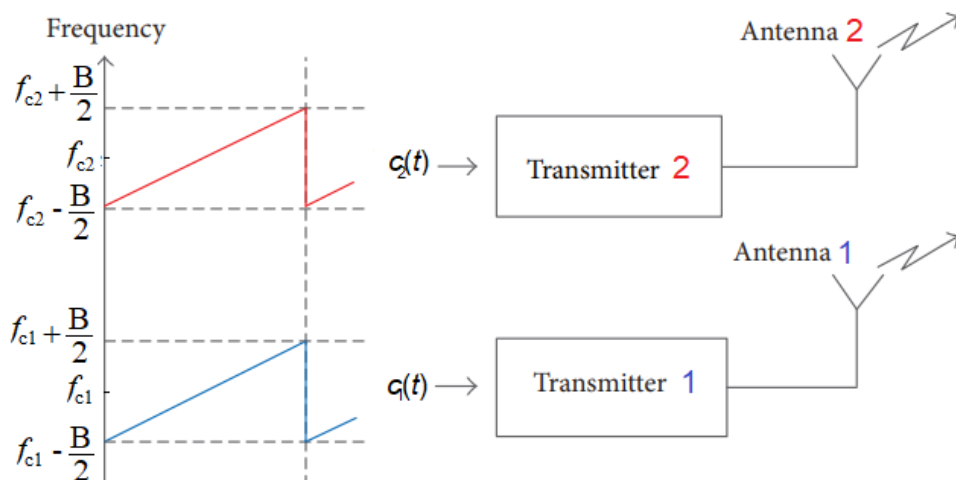
У овој релацији, сви типови интерференције (клатер мора, јоносферска интерференција, RFI, адитивни шум) моделирани су помоћу члана $\eta_n(\hat{t})$, док се други члан односи на збир свих сигнала који потичу од стварних циљева (корисни сигнали).

У финалном кораку, аналогни сигнал, који је описан претходном релацијом, долази до А/D конвертора и врши се његова конверзија у дигитални облик, где је фреквенција одабирања сигнала f_s . Овако добијен дигитални сигнал је погодан за даљу обраду, односно користиће се у алгоритмици за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, која је представљена у глави 3 ове докторске дисертације. Овако добијен сигнал погодан је за формирање метричног модела сигнала, који се углавном користи код формирања већине модела сигнала у доступној литератури.

2.4.2 Модел сигнала у бифреквенцијском режиму рада

Концепт бифреквенцијског система, као и моделирање сигнала на пријемном антенском низу у бифреквенцијском режиму рада, сличан је концепту система који ради на једној фреквенцији и одговарајућем моделу сигнала, с тим што се сваки од делова система, на одређеној фреквенцији, понаша као самосталан подсистем. Међутим, оба ова подсистема су синхронизована и временски и фазно, па се понашају као један јединствен систем, са већим бројем антена и пријемних канала. Циљ оваквог начина рада је да се побољша детектибилност циљева од интереса, јер се ти циљеви различито виде на различитим фреквенцијама (или се на некој од њих уопште не виде). Основна идеја је да предајник шаље ка морској површини периодичан низ чирп сигнала на 2 различите фреквенције носилаца f_{c1} и f_{c2} (обе из HF опсега), да се такви сигнали рефлектују од циљева (бродова), и да се врате на место пријема, са свим деградирајућим ефектима који се дешавају приликом преноса. Наравно, деградирајући ефекти могу бити фреквенцијски зависни (као што је случај са морским клатером), и различито се манифестују на различитим фреквенцијама, па је такође циљ да се искористи и ова чињеница, како би се додатно побољшала детективилност циљева.

На слици 2.12 приказан је концепт генерисања чирп сигнала на предаји за систем који ради на 2 различите фреквенције.



Слика 2.12: Концепт генерисања чирп сигнала на предаји код бифреквенцијског система

Нека се све претходне ознаке, релације и извођења односе на подсистем који ради на фреквенцији f_{c1} , односно $f_{c1} = f_c$, $c_1(t) = c(t)$ итд. У следећем делу, без било какве потребе да се поново изводе сви изрази за подсистем који ради на фреквенцији f_{c2} , биће наведени само неопходни изрази да би могао да се формира модел сигнала за цео систем, на одговарајући начин.

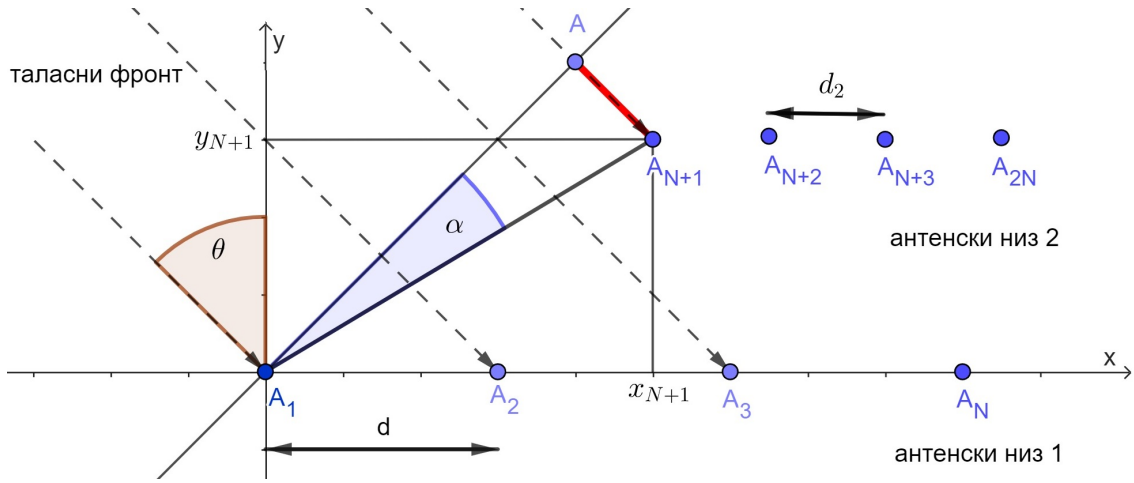
Математички модел једног чирп сигнала, $c_2(t)$, који се шаље на фреквенцији носиоца f_{c2} , може се приказати на следећи начин:

$$c_2(t) = e^{j2\pi((f_{c2}-\frac{B}{2})t+\frac{B}{2T}t^2)}. \quad (2.35)$$

Чирп сигнали, који се шаљу на обе фреквенције носилаца, користе исти пропусни опсег (B), и шаљу се у истом временском тренутку, без било каквог кашњења. На место пријема долазе сигнали рефлектовани од циљева, где су кашњења различита на појединим антенским елементима у антенском низу. Потребно је напоменути да је овде број антена повећан, у односу на случај када систем ради на једној фреквенцији. Значи, низ чирп сигнала долази, не само на први линеарни антенски низ (као што је то био случај код система који раде на једној фреквенцији), већ на оба линеарна антенска низа. Ако је N_1 број антена у првом линеарном антенском низу (једна фреквенција), а N_2 број антена у другом линеарном антенском низу (друга фреквенција), онда је укупан број антена у планарном антенском низу, који се састоји од ова 2 линеарна антенска низа, једнак $N_1 + N_2$. У специјалном случају, који се користи у оквиру ове докторске дисертације, $N_1 = N_2 = N$, односно систем се састоји од $2N$ антенских елемената. И у овом случају, временско кашњење чирп сигнала са предаје, који се рефлектује од q -тог циља (који се налази на удаљености $R^{(q)}$ од радара) и долази до n -те антене у пријемном антенском низу, дефинише се на основу релације (2.29). Такође, требало би обратити пажњу на време $\tau_{An}^{(q)}$, које представља релативно кашњење сигнала на n -тој антени у односу на референтну тачку у пријемном антенском низу (обично је то позиција прве антене у антенском низу). То значи да не постоји друга референтна тачка (за други линеарни низ), већ се сва кашњења рачунају у односу на референтну тачку за први антенски низ. Наравно, референтна тачка може бити произвољно изабрана (позиција прве антене у првом или другом антенском низу).

На слици 2.13 приказан је пријемни антенски низ за бифреквенцијски режим рада. Кашњење сигнала на n -тој пријемној антени, за први линеарни антенски низ, у односу на референтну тачку, може се одредити као $\tau_{An}^{(q)} = (n - 1)d \sin \theta^{(q)} / c$, $1 \leq n \leq N$, где параметар d представља растојање између антенских елемената у еквилистантном пријемном антенском низу, а $\theta^{(q)}$ је азимут брода од интереса у односу на MRA осу линеарног антенског низа. Ово је еквивалентно формулацији кашњења код система који ради на једној фреквенцији.

За други линеарни антенски низ, који је је постављен паралелно у односу на први, кашњење на појединим антенским елементима може се одредити на сличан начин, с том разликом што се мора унети и одговарајуће додатно кашњење, из разлога што сада прва антена у другом антенском низу није референтна. На слици 2.13 може се уочити да је то додатно кашњење заправо последица већег пређеног пута (означеног са $\overline{AA_{N+1}}$) који талас мора да пређе да би дошао до прве антене у другом антенском низу, у односу на талас који долази до референтне антене.



Слика 2.13: Геометрија пријемног антенског низа за бифреквенцијски режим рада

Ако су познате координате свих антена у Декартовом координатном систему (њихове x и y координате), као и азимут доласка сигнала на пријемни антенски низ (θ), могу се одредити сва кашњења сигнала на појединим антенским елементима за други низ. Удаљеност између референтне антене (прве антене првог линеарног антенског низа) и прве антене другог линеарног антенског низа одређује се као:

$$\overline{A_1 A_{N+1}} = \sqrt{x_{N+1}^2 + y_{N+1}^2}. \quad (2.36)$$

У следећем кораку потребно је одредити угао (α) на следећи начин:

$$\alpha = 90^\circ - (90^\circ - \theta) - \arctan\left(\frac{y_{N+1}}{x_{N+1}}\right) = \theta - \arctan\left(\frac{y_{N+1}}{x_{N+1}}\right). \quad (2.37)$$

Додатно кашњење $\tau_d^{(q)}$, могуће је одредити на основу релације:

$$\tau_d^{(q)} = \frac{\overline{AA_{N+1}}}{c} = \frac{\overline{A_1 A_{N+1}} \sin(\alpha)}{c}. \quad (2.38)$$

Ако се кашњење на појединим елементима другог линеарног антенског низа израчунава на исти начин као у случају система који ради на једној фреквенцији, тада се додаје и додатно кашњење $\tau_d^{(q)}$, па је коначан израз за кашњење сигнала на антенским елементима другог антенског низа дефинисан као:

$$\tau_{A_n}^{(q)} = \tau_d^{(q)} + (n - 1 - N)d_2 \sin \theta^{(q)} / c. \quad (2.39)$$

где је d_2 растојање између антенских елемената у другом антенском низу, а $N + 1 \leq n \leq 2N$.

Комплетан математички модел сигнала, који је изведен за систем који ради на једној фреквенцији, биће искоришћен и овом случају. Наредне релације приказују кораке у формирању апроксимативног модела сигнала на излазима дечирпера, у случају бифреквенцијског режима рада.

Најпре ће бити дефинисане две фреквенцијски зависне функције, на следећи начин:

$$\begin{aligned}
a^{(q)}(\tilde{t}, f_c) &= a_2^{(q)}(f_c) e^{j2\pi R_0^{(q)} \left(-\frac{2tB}{cT} - \frac{2f_c - B}{c}\right)} \times e^{j2\pi v^{(q)} \left(-\frac{2f_c - B}{c} mT - \frac{2mtB}{c}\right)} \\
&\times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} \left(\frac{-Bt}{T} - f_c + \frac{B}{2}\right)} \times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} R_0^{(q)} \frac{2B}{cT}} \\
&\times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} v^{(q)} \frac{2Bm}{c}} \times e^{j2\pi \left(\tau_{An}^{(q)}\right)^2 \frac{B}{2T}},
\end{aligned} \tag{2.40}$$

$$b^{(q)}(\tilde{t}, f_c) = \begin{cases} 1, & \tau_{m,n}^{(q)} < t < T \\ e^{j2\pi(Bt + f_c T)}, & 0 < t < \tau_{m,n}^{(q)} \end{cases} \tag{2.41}$$

где ће се користити или $f_c = f_{c1}$ или $f_c = f_{c2}$, у зависности од изабраног подниза. Са $a_2^{(q)}(f_c) \in \mathbb{R}$ означен је фактор слабљења, који је сада фреквенцијски зависан (разликује се за $f_c = f_{c1}$ и $f_c = f_{c2}$). Сада је могуће формулисати израз за компоненту сигнала, која потиче од одређене фреквенције на одговарајућем поднизу (којем је намењена):

$$y_n^{(q)}(\tilde{t}) = a^{(q)}(\tilde{t}, f_c) b^{(q)}(\tilde{t}, f_c). \tag{2.42}$$

Може се приметити да за различите случајеве, када је $\tau_{m,n}^{(q)} < t < T$ и када је $0 < t < \tau_{m,n}^{(q)}$, сигнал $y_n^{(q)}(\tilde{t})$ разликоваће се за фактор $e^{j2\pi(Bt + f_c T)}$.

Међутим, морају се узети у обзир и компоненте које потичу од носиоца који том пријемнику није намењен. Потребно је нагласити да дечирпер ради као демодулатор на одређеној фреквенцији и да ће након демодулације постојати једна компонента у основном опсегу учестаности (посебно за сваки од два случаја), али да се јавља још једна компонента, која потиче од друге фреквенције, једна на фреквенцији $(f_{c2} - f_{c1})$, а друга на $-(f_{c2} - f_{c1})$ (за први и други подниз). На место пријема долазе рефлектовани сигнали од циљева (бродова), који потичу од чирп сигнала на различитим фреквенцијама, али такође и различити сигнали који су последица неког од карактеристичних типова интерференције. Према томе, када је $1 \leq n \leq N$ сумарни сигнал у пријемнику може се изразити у следећој форми:

$$y_n(\tilde{t}) = \eta_n(\tilde{t}) + \sum_q a^{(q)}(\tilde{t}, f_{c1}) b^{(q)}(\tilde{t}, f_{c1}) + \sum_q a^{(q)}(\tilde{t}, f_{c2}) b^{(q)}(\tilde{t}, f_{c2}) e^{j2\pi(f_{c2} - f_{c1})t}. \tag{2.43}$$

У другом случају, када је $N + 1 \leq n \leq 2N$ сумарни сигнал у пријемнику може се изразити на сличан начин:

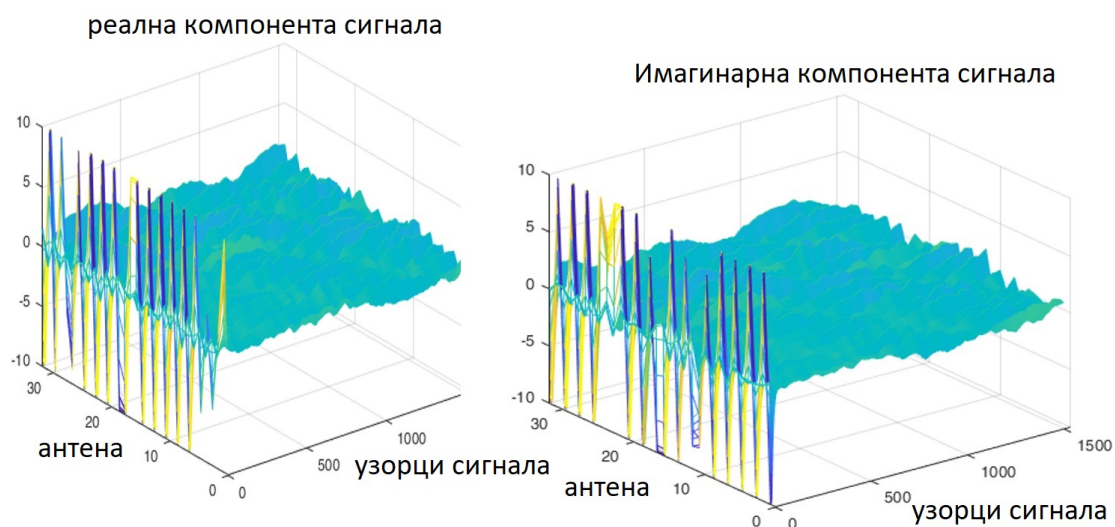
$$y_n(\tilde{t}) = \eta_n(\tilde{t}) + \sum_q a^{(q)}(\tilde{t}, f_{c2}) b^{(q)}(\tilde{t}, f_{c2}) + \sum_q a^{(q)}(\tilde{t}, f_{c1}) b^{(q)}(\tilde{t}, f_{c1}) e^{-j2\pi(f_{c2} - f_{c1})t}. \tag{2.44}$$

Сви типови интерференције моделирани су помоћу члана $\eta_n(\tilde{t})$. Прва сума у претходне 2 релације односи се на сигнале који потичу од стварних циљева (корисни сигнали), односно на компоненте које потичу од носиоца који том пријемнику је намењен, док друга сума представља компоненте сигнала који том пријемнику

није намењен, наравно, које потичу од свих циљева. Потребно је напоменути да се интерференција различито манифестује на детектибилност циљева у зависности од изабране фреквенције носиоца.

Овако дефинисан модел сигнала за бифреквенцијски режим рада, даље се филтрира, па ће компоненте, које нису намењене одређеном пријемнику, да буду елиминисане (издваја се само друга сума, али са присутним ефектима различитих типова интерференције).

У финалном кораку, врши се дигитализација сигнала, на исти начин као и у случају система који ради на једној фреквенцији. На тај начин, могуће је формирати матрични модел сигнала, да би се сагледали ефекти бифреквенцијског режима рада. На слици 2.14 приказан је пример изгледа реалне и имагинарне компоненте сигнала на свим антенама, за успешно синхронизован бифреквенцијски систем.



Слика 2.14: Реална и имагинарна компонента бифреквенцијског сигнала

Глава 3

Високорезолуциона примарна обрада сигнала у HFSWR системима

У овом поглављу, које представља главни фокус ове докторске дисертације, дефинисани су високорезолуциони алгоритми за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, који су применљиви за системе који раде на једној фреквенцији или у бифреквенцијском режиму рада. На почетку је, најпре, дат кратак увод у високорезолуционе методе, где је наведен њихов значај и где су уведени основни појмови, који се односе на резолуцију по *range*-у, Доплеровој фреквенцији и азимуту. Дати су и конкретни бројчани подаци, који показују колико пута је резолуција повећана за сваки од домена, у односу на резолуцију која се углавном користи код радара WERA. Такође је описан генерални принцип примарне обраде сигнала код овог типа радара и усвојена је методологија која ће бити коришћена. Описан је начин формирања високорезолуционе RD-HR мапе, затим методологија за одређивања параметара високорезолуционог алгоритма за процену RD-HR мапе, фокусирање RD-HR мапе у случају бифреквенцијског режима рада, као и увод у високорезолуционо праћење бродова (*tracking*). Посебан део бавиће се развојем модела детектора циљева (бродова) са RD-HR мапе помоћу новоразвијеног алгоритма за *Image Processing*, као и његово поређење са CFAR детекторима, који се углавном користе у постојећим системима, који су у оперативној употреби. Описана је такође и високорезолуциона процена азимута, као и модификована варијанта ове методе, у случају да постоји интерференција. Представљене су и методе за потискивање RFI, јоносферске и интерференције груписане по азимуту, пошто интерференција представља проблем и веома утиче на перформансе радара, па и ове методе, према томе, спадају у област примарне обраде сигнала.

3.1 Увод у високорезолуционе методе

У постојећим HFSWR системима, примарна обрада сигнала спада у категорију вишедимензионалне обраде сигнала у временско-фреквенцијско-просторном домену, где се користи 3D спектрална анализа временских узорака пријемног сигнала у *fast-slow-space* домену. На тај начин добија се 3D кјуб у *range*-Доплер-азимут домену, применом 3D Фуријеове трансформације. Кључна ограничења примене Фуријеове трансформације за формирање 3D кјуба везана су за резолуциона својства Фуријеове трансформације, која су одређена трајањем опсервационих интервала

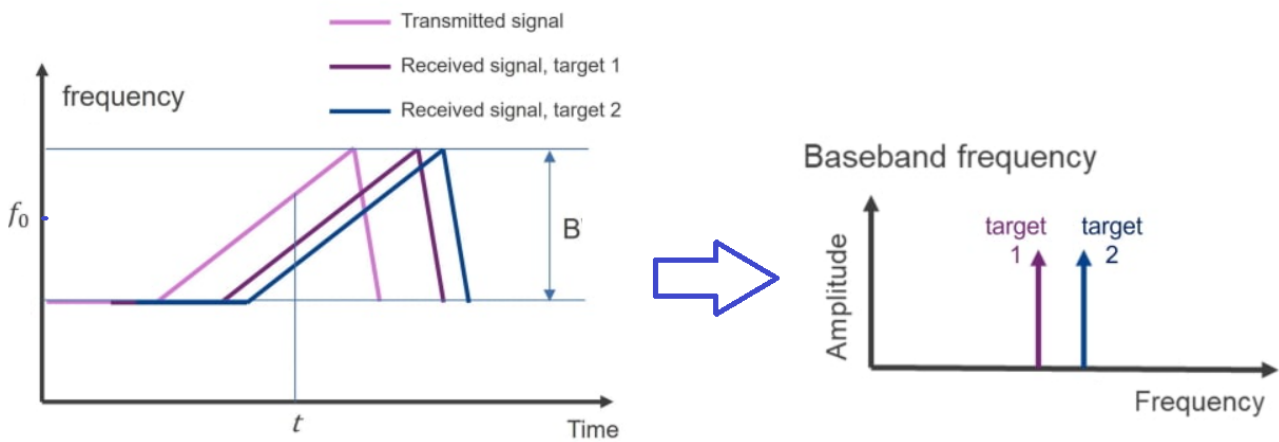
у *fast* домену (трајањем чирп сигнала), трајањем опсервационих интервала у *slow* домену (период интеграције) и бројем узорака у просторном домену (бројем антена у антенском низу). Другим речима, кључни проблем примене Фуријеове трансформације везана је за нераздвојивост спектралних компоненти сигнала унутар Рејлијеве резолуционе ћелије. Стога је од суштинског значаја развој високорезолуционих метода за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, који за иста трајања опсервационих интервала у *fast, slow* и просторном домену могу да обезбеде бољу раздвојивост пикова у 3D кјубу, у циљу побољшања детектибилности циљева и свеукупних перформанси HFSSWR система.

У области обраде сигнала (*signal processing*-у) суштински постоје две класе метода. У прву класу спадају методе који функционишу на принципу мере колинеарности два вектора. Типичан и најзначајнији представник ове класе је Фуријеова трансформација, која представља основу свих алгоритама у класичном *signal processing*-у. Ова класа метода примењује се искључиво за униформно одмеравање сигнала у временском, фреквенцијском или просторном домену. Код свих алгоритама у овој класи, резолуциона својства у фреквенцијском просторном, односно временском домену су лимитирана дужином вектора са временским, односно просторним узорцима сигнала (величином опсервационог интервала у временском домену, бројем антена и величином отвора антенског низа). У граничном случају, када ове вредности теже бесконачности, 3D Фуријеова трансформација даје тачно одређен број дискретних тачака у домену *range*-Доплерова фреквенција-азимут. У реалној ситуацији, када су вредности ових параметара коначне вредности, 3D спектар сигнала зависи од спектралних карактеристика примењених прозорских функција у *range*, Доплеровом и просторном домену. У другу класу метода спадају високорезолуционе методе, које су изворно развијене у просторном домену у оквиру *array processing*-а, односно теорије антенских низова. У теорији антенских низова кључни проблем је детекција и просторно раздвајање извора сигнала (одређивање смерова доласка сигнала), коришћењем малог броја антена, које уз то нису постављене у линеарном еквидистантном низу. Дакле високорезолуционе методе развијене у просторном домену припадају класи алгоритама са неуниформним просторним омеравањем сигнала. Високорезолуционе методе спадају у класу метода које су базиране на принципу реципрочне ортогоналности два вектора, и на томе се заснивају њихова високорезолуциона својства. Типичан и најзначајнији представник ове класе је високорезолуциони алгоритам MUSIC и он представља основу високорезолуционих метода, па и примарне обраде сигнала приказане у овој дисертацији.

При томе, важно је напоменути да постоји суштинска разлика у начину примене Фуријеове трансформације и високорезолуционе методе MUSIC. Фуријеову трансформацију је могуће применити увек, без познавања физике проблема, у оквиру кога се генерише вектор са улазним одбирцима сигнала над којем се примењује Фуријеова трансформација. Метода MUSIC, с друге стране, заснива се на стриктним претпоставкама математичког модела сигнала на антенском низу. На основу аналогije математичких модела суперпозиције сигнала на антенском низу и суперпозиције узорака сигнала у временском, односно фреквенцијском домену, или у здруженим доменима (*range*-Доплер-азимут), могуће су формулације високорезолуционих алгоритама MUSIC типа за здружену процену непознатих параметара математичког модела у вишедимензионалном простору. Према томе, свака таква нова формулација је заправо иновативна. Критеријумска функција MUSIC алгоритма је једноставна, али је све остало (начин формирања *steering* вектора, матрице под-

простора шума итд.) веома комплексно и захтева дубоко познавање претпоставки математичког модела и физике проблема који се решава. У том смислу развијени високорезолуциони алгоритми MUSIC типа су иновативни и нови, не у погледу формирања критеријумске функције, већ у погледу начина његовог коришћења.

Даље је потребно дефинисати резолуције у сва три домена. **Резолуција радара по удаљености** (*range resolution*) се дефинише као могућност раздвајања 2 блиска циља од интереса (брода у овом случају), који се налазе на истом азимуту у односу на радар, али су на различитим удаљеностима. То је значи најмање растојање између циљева да би они били детектибилни. Ако је ово растојање мање, радар ће видети само један циљ. Након што се примени Фуријеова трансформација на временске узорке сигнала на излазу А/Д конвертора, добија се чирп сигнал у фреквенцијском домену. Размак између 2 спектралне компоненте одговара резолуцији по удаљености, као што је приказано на слици 3.1.



Слика 3.1: Поступак раздвајања два циља на блиским растојањима

Ако R означава удаљеност циља од радара, тада се време пропагације сигнала, који се рефлектује од циља и враћа назад до радара, одређује на следећи начин:

$$\tau = \frac{2R}{c}. \quad (3.1)$$

Пошто се овде разматра само резолуција по удаљености, остале 2 компоненте, које се односе на кашњење услед Доплеровог помака и кашњење на свакој од антена могу се занемарити, па се удаљеност циља одређује као:

$$R = \frac{c\tau}{2}. \quad (3.2)$$

Ако се сада посматрају 2 циља која се налазе на блиској удаљености, најмање растојање на којем они могу бити раздвојени представља резолуцију по удаљености, и она се одређује на следећи начин:

$$\Delta r = R_1 - R_2 = \frac{c(\tau + T)}{2} - \frac{c\tau}{2} = \frac{cT}{2} = \frac{c}{2B}. \quad (3.3)$$

Из ове релације се може видети да фреквенцијски опсег чирп сигнала има ути-

цај на резолуцију по удаљености. Да би ова вредност била мања, што је и захтев високорезолуционих метода, потребно је смањити трајање чирп сигнала, што код HFSSWR сиситема лимитира осетљивост, па то није препоручљиво. Високорезолуциона свајства, у оквиру ове дисертације, биће постигнута у друга 2 домена (домен Доплерових фреквенција и азимут домен), што значи да ће алгоритми бити високорезолуциони у ова 2 домена, а само ће рачунски бити високорезолуциони у трећем домену (удаљеност). То ће се постићи тако што ће се FFT израчунавати у већем броју тачака. Али то не значи да ће циљеви у овом домену бити раздвојиви унутар такозване Рејлијеве резолуционе ћелије по *range*-у, односно унутар 2 FFT спектралне компоненте. То само значи да ће спектар сигнала бити детаљније приказан, што ће свакако користити касније када се буде вршила детекција пикова на RD мапи. У оквиру ове дисертације, резолуција по *range*-у биће 4 пута већа у односу на резолуцију која се користи код радара WERA.

Што се тиче другог домена, **резолуција по Доплеровој фреквенцији** одређује се на следећи начин:

$$\Delta f_d = \frac{1}{N_d T}, \quad (3.4)$$

где параметри N_d и T представљају број тачака за које се израчунава Доплерова фреквенција (у једном кохерентном периоду интеграције) и време трајања чирпа, респективно. Доплерова фреквенција може имати и позитивну и негативну вредност, у зависности да ли се циљеви удаљавају или приближавају радару, а њихов опсег је у следећим границама:

$$|f_d| < \frac{1}{2T}. \quad (3.5)$$

Пошто су Доплерова фреквенција и радијална брзина повезани, из претходног израза може се одредити и максимална радијална брзина циљева од интереса, које је могуће детектовати:

$$v_r^{\max} = \frac{f_d^{\max} \lambda_c}{2} = \frac{c f_d^{\max}}{2 f_c} = \frac{c}{2 f_c} \frac{1}{2T} = \frac{c}{4 f_c T} \quad (3.6)$$

Сада се може одредити и резолуција по радијалној брзини:

$$\Delta v_r = \frac{c \Delta f_d}{2 f_c} = \frac{c}{2 f_c N_d T} \quad (3.7)$$

У оквиру ове дисертације, резолуција по Доплеровој фреквенцији биће 2-4 пута већа у односу на резолуцију која се користи код радара WERA. Овде ће се користити високорезолуциона метода MUSIC, уместо FFT трансформације, у циљу формирања виокорезолуционе RD мапе, о чему ће више бити речи у следећем поглављу.

Резолуција по азимуту односи се на могућност раздвајања 2 циља, који се налазе на различитим угловима у односу на радар, али на истом растојању од радара. То је заправо минимална вредност угла између 2 циља од интереса, а да они буду раздвојиви и детектибилни. Ако су циљеви на мањем угаоном растојању,

радар ће детектовати само један циљ. Резолуција по азимуту за линерни антенски низ на пријемној страни, са N антена и еквилистантним растојањем између антенских елемената d , може се одредити на основу релације:

$$\Delta\theta > \frac{\lambda_c}{Nd \cos\theta} \quad (3.8)$$

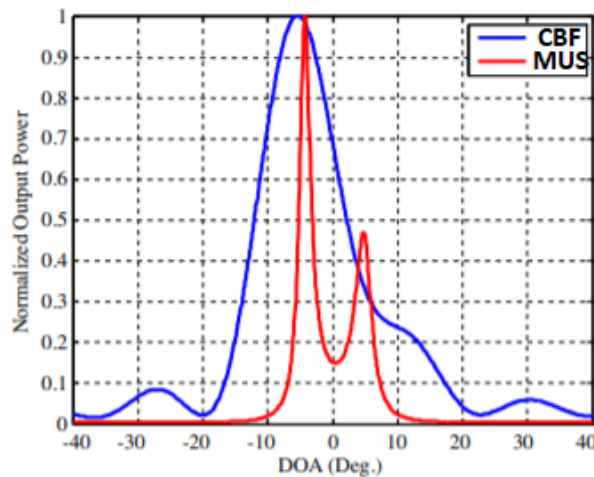
У претходној релацији са θ је означен угао доласка сигнала на антенски низ и може се показати, улучају да је $d = \lambda/2$ (што је у пракси чест случај), да је резолуција по азимуту максимална за циљеве који се налазе на правцу који је нормалан на осу низа ($\theta = 0$), и у том случају је:

$$\Delta\theta > \frac{\lambda_c}{Nd}, \quad (3.9)$$

$$\Delta\theta > \frac{2}{N}. \quad (3.10)$$

Резолуција по азимуту може бити побољшана ако се повећа број елемената у пријемном антенском низу. За системе који раде на једној фреквенцији користиће се укупно 16 антена у пријемном антенском низу, док ће се у бифреквенцијском систему користити укупно 32 антене.

У оквиру ове дисертације, резолуција по азимуту биће 5 пута већа у односу на резолуцију која се користи код радара WERA. Овде ће се користити високорезолуциона метода MUSIC, уместо FFT трансформације, у циљу високорезолуционе процене азимута. На слици 3.2 приказано је поређење у погледу раздвојивости циљева код класичног *beamforming*-а и код високорезолуционе методе MUSIC, када је процена азимута у питању. Слика приказује критеријумске функције ових метода, где се јасно уочавају предности високорезолуционих метода.



Слика 3.2: Поређење у погледу раздвојивости циљева код класичног *beamforming*-и код високорезолуционе методе MUSIC

Значај повећања резолуције код овог типа радарских система (HFSWR) је велики, јер се омогућава максимизација видљивости циљева од интереса у сва 3

домена, као и боља раздвојивост циљева, у случају да се они налазе близу један другом, такође у било ком од домена. У табели 3.1 приказано је побољшање резолуције код предложене високорезолуционе (HR) алгоритмике за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, у односу на постојећи радар WERA. Са овим вредностима резолуционих параметара рађене су све анализе у оквиру ове докторске дисертације, а фреквенцијски опсег чирп сигнала био је $B = 100 \text{ kHz}$, у оба случаја.

Табела 3.1: Приказ побољшања резолуције код предложене алгоритмике за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, у односу на радар WERA

Параметар	WERA	HR	Побољшање
резолуција по удаљености	1.5 km	375 m	4 пута
резолуција по Доплеровој фреквенцији	0.015 Hz	до 0.0019 Hz	до 7.8 пута
резолуција по азимуту	1°	0.2°	5 пута

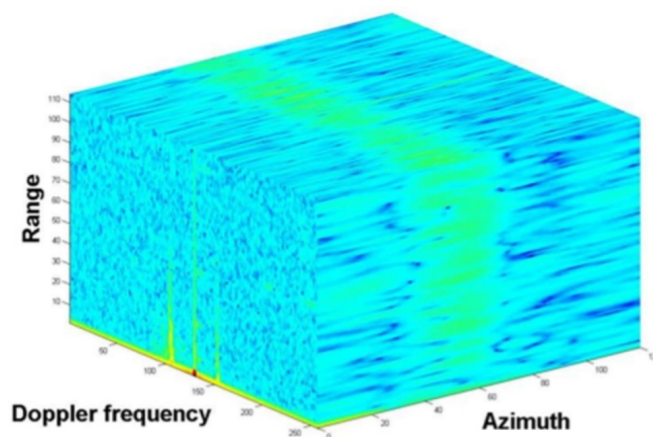
3.2 Избор методологије за примарну обраду сигнала

Идеје везане за примену високорезолуционих алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSWR системима новијег су датума, али ова тема све више је предмет истраживања многих истраживача широм света, из простог разлога што је њен потенцијал, у смислу побољшања перформанси радара, јако велики. Ипак, најчешћа примена оваквог типа обраде сигнала је у аутомобилској индустрији, о чему сведочи и велики број научних радова.

Ограничена примена високорезолуционих алгоритама у HFSWR системима углавном је везана за нумеричку сложеност. Пошто се поставља захтев за радом у реалном времену, а овакви алгоритми су веома нумерички захтевни, њихово извршавање у пракси може трајати и по неколико десетина пута дуже од захтеваног реалног времена, чак и ако се извршавају на веома моћним харддверским платформама. Ово, наравно, представља проблем, али и изазов, са друге стране, да се предложи одговарајућа методологија и изврши оптимизација алгоритама да би они били применљиви и у раду система у реалном времену.

Одговор зашто су високорезолуциони алгоритми толико нумерички сложени лежи у чињеници да је за формирање коваријационе матрице, која је основа високорезолуционог алгоритма MUSIC, потребно више вектора са узорцима сигнала (више *snapshot*-ова), за разлику од FFT трансформације, која се примењује за један вектор са узорцима сигнала (један *snapshot*). Међутим, чак и да се примењује само 3D Фуријеова трансформација, примарна обрада сигнала је нумерички сложена.

На слици 3.3 приказано је формирање такозваног RDA кјуба, добијеног помоћу Фуријеове трансформације. У њему су садржане све информације о свим циљевима, који се налазе у просторном сектору од интереса, у току једног периода интеграције. На овом принципу заснива се већина постојећих алгоритама за примарну обраду сигнала, и иако они нису високорезолуциони, број тачака, у којима је потребно одредити вредност критеријумске функције RDA кјуба, је веома велики.



Слика 3.3: Формирање RDA кјуба применом 3D Фуријеове трансформације

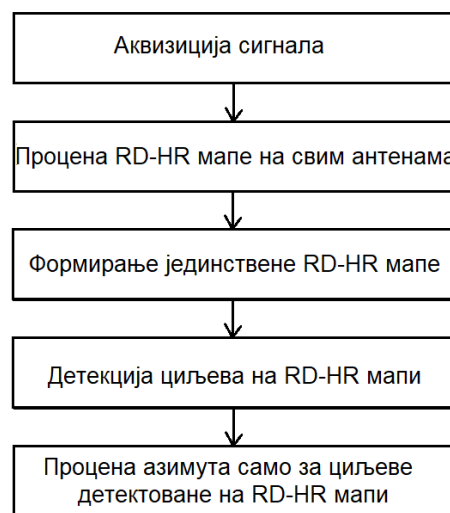
Такође, теоријски је могуће формирати високорезолуциони алгоритам у 3D домену (*range*-Доплерова фреквенција-азимут) где би се вршила здружена процена непознатих параметара, односно детекција циљева у 3D домену. Међутим, овакав алгоритам је изузетно нумерички захтеван, јер се формирају комплексне коваријационе матрице великих димензионалности, реда $MNP \times MNP$, где су M , N и P број фрејмова који чине један интеграциони период, број антена и број временских узорака у једном фрејму, респективно. За практичне потребе, у циљу рада ових алгоритама у реалном времену, употреба овако конципираних алгоритама је најчешће немогућа.

Формирање нумерички ефикасних високорезолуционих алгоритама, представља заправо кључни изазов. Идеја је да се високорезолуциони алгоритам у 3D домену извршава двокорачно, односно да се растави на 2 дела: високорезолуционе алгоритме у 2D и 1D домену и на тај начин се, са нумеричке тачке гледишта, проблем детекције циљева у 3D кјубу може знатно поједноставити. Код овог приступа, најпре се у 2D домену врши детекција циљева, а онда се високорезолуциони алгоритми, у преосталом домену, примењују само за претходно детектоване циљеве у 2D домену. Јасно је да је детектибилност циљева примарно одређена перформансама детектибилности циљева у 2D домену. Други проблем, код оваквог приступа, је што се, том приликом, морају сачувати комплетне информације о сигналу (ту се пре свега мисли на фазе сигнала између фрејмова и фазе сигнала између антена у антенском низу), које су неопходне за имплементацију високорезолуционих алгоритама у преосталим доменима. То код високорезолуционих алгоритама, самим по себи, није обезбеђено, што копликује саму формулацију високорезолуционих алгоритама по доменима.

Кључно питање односи се на избор 2D домена у првом кораку, у којем ће се вршити детекција циљева. Пошто су на располагању 3 домена од интереса (*range*, Доплерова фреквенција, азимут), могу се направити укупно 3 комбинације. Значи, могуће је формирати RD (*range-Doppler*), RA (*range-azimuth*) или DA (*Doppler-azimuth*) приказ у 2D домену, где би се вршила детекција, а онда би се, само за детектоване циљеве, вршила процена преосталог, непознатог, параметра у 1D домену. Иако је сваки од ова 3 начина применљив и може да се користи, у оквиру ове дисертације усвојена методологија односиће се на одређивање RD приказа у првом кораку (2D домен), а затим одређивање азимута (1D домен). Разлог зашто је направљен баш овај избор, по различитим доменима, лежи у чињеници да се ефекат мора (морски

клатер) најбоље групише, ако се направи пресек 3D кјуба по RD равни. У том случају ефекат мора изражен је у облику такозваних Брагових линија (о чему ће касније бити речи), па је лакше локализовати, и одговарајућим методама потиснути, утицај морског клатера у RD равни. Али, проблем који се јавља је детекција циљева који се налазе у зони Брагових линија. У осталим 2D пресецима, ефекат мора се на различите начине манифестује, и тежа је његова локализација. Код већине постојећих радара, који раде у оперативној употреби, као што је и радар WERA, који ће бити коришћен као референца за поређење његових перформанси са перформансама високорезолуционих радарских система, у првом кораку увек се врши детекција у RD домену, а онда се процењује азимут за циљеве од интереса.

На слици 3.4 приказана је принципска блок шема усвојене методологије за примарну обраду сигнала у HFSWR системима, која ће бити коришћена у оквиру ове докторске дисертације.



Слика 3.4: Принципска блок шема усвојене методологије за примарну обраду сигнала у HFSWR системима

Пре првог корака примарне обраде сигнала, потребно је, на излазу пријемних канала, после A/D конверзије, формирати 3D матрицу са комплексним узорцима сигнала, где се димензије матрице односе на број узорака у једном фрејму, број фрејмова који одговарају једном периоду интеграције и број антена у пријемном антенском низу. Затим се формира високорезолуциона (*high-resolution*) RD (*range-Doppler*) мапа, која ће се даље обележавати са RD-HR. То је заправо 2D матрица у којој се налазе све информације о бродовима, али без њихове просторне димензије (само њихова удаљеност од радара и Доплерова фреквенција). Ово је један од кључних корака у примарној обради сигнала, из разлога што он, са становишта детектибилности циљева, веома утиче на перформансе радара, а с друге стране је и рачунски најзахтевнији, што је такође битно, али са аспекта практичне имплементације. Пошто се RD-HR мапе формирају посебно за сваку антену у пријемном антенском низу, у следећем кораку врши се формирање јединствене RD-HR мапе, усредњавањем свих RD-HR мапа са појединих антена. Овај корак такође утиче на детектибилност циљева, јер постоји могућност да неки циљеви не буду видљиви на једној антени, а буду на некој другој, што је једна од предности вишеантенских система. Детекција циљева врши се на тој јединственој RD-HR мапи и само за детектоване циљеве врши се високорезолуциона процена азимута. На овај на-

чин значајно се убрзава процес извршавања предложених алгоритама. Алгоритми су високорезолуциони у домену Доплерових фреквенција и у просторном домену, док су рачунски високорезолуциони у *range* домену. У наредним поглављима биће детаљно описан сваки од наведених корака предложене примарне обраде сигнала у HFSWR системима.

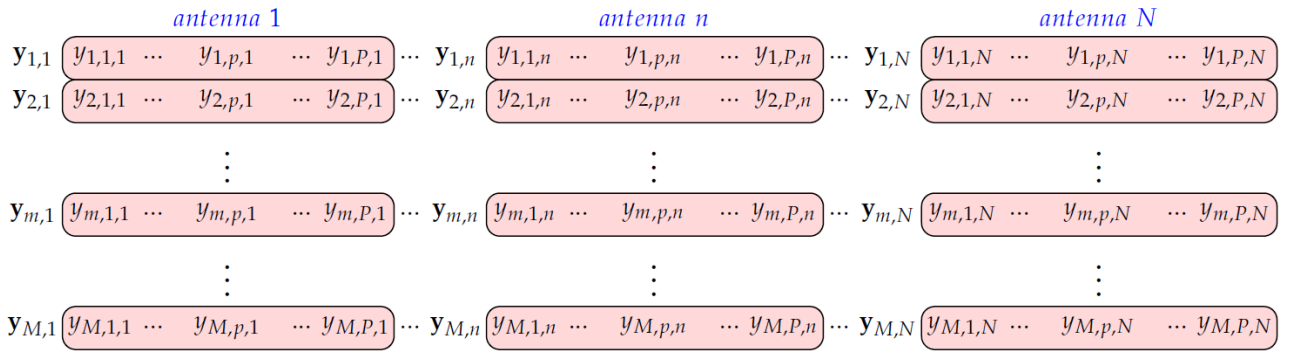
3.3 Формирање високорезолуционе RD-HR мапе

У циљу формирања RD-HR мапе и њеног поређења са RD мапом добијеном помоћу FFT алгорита (RD-FFT мапом), у овом поглављу биће приказан и један и други поступак, да би се извршило њихово поређење и уочиле евентуалне предности.

Тродимензионална матрица са аквизираним комплексним временским узорцима сигнала са I/Q грана пријемних канала, након дечирпера, у сегменту сигнала који се користи за анализу, биће означена са $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M \times P \times N}$. Овде M означава укупан број аквизираних фрејмова у једном интеграционом периоду, који се користи за обраду сигнала, N је број антена у пријемном антенском низу, а P означава број временских узорака сигнала у једном фрејму. Елементи матрице \mathbf{Y} су:

$$y_{m,p,n} = y_n((m-1)T + (p-1)/f_s), \quad (3.11)$$

где је $1 \leq m \leq M$, $1 \leq p \leq P$, $1 \leq n \leq N$. На слици 3.5 приказан је начин формирања матрице \mathbf{Y} .



Слика 3.5: Тродимензионална матрица \mathbf{Y} са комплексним узорцима сигнала на излазу пријемних канала

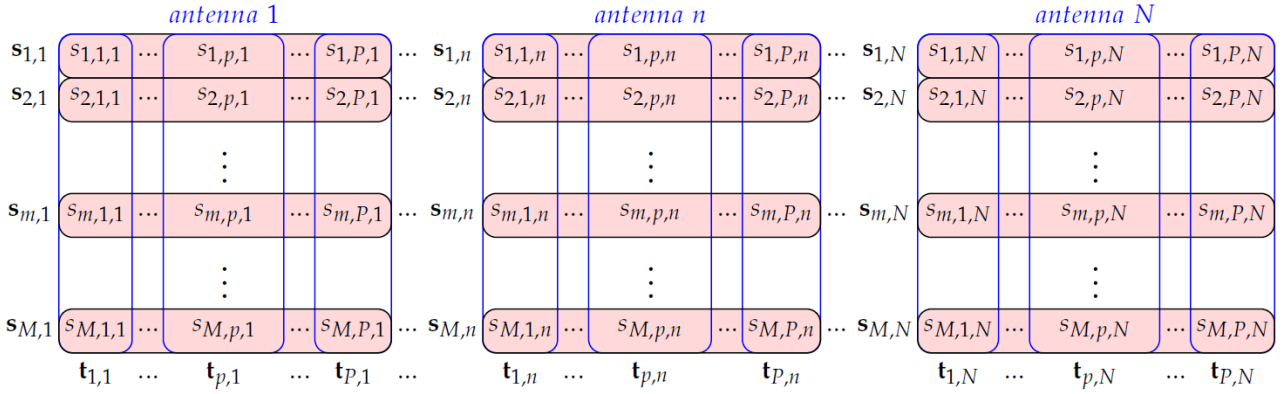
У пракси, P и N су предефинисане вредности, а M одговара периоду интеграције и може се произвољно бирати, на почетку примарне обраде сигнала. Ова вредност, у даљем тексту, називаће се дужина сегмента. Са становишта детектибилности циљева, дужина сегмента требало би да буде што дужа (обухваћен већи узорак сигнала), али, са друге стране, због кашњења и потребе за што чешћим генерисањем нових резултата (чешће ажурирање), ова вредност не би требало да је велика. У оквиру ове дисертације, све анализе биће рађене за изабрану вредност $M = 256$, јер је експерименталним анализама утврђено да је ова вредност сасвим довољна за веома добро праћење циљева од интереса, а то су углавном бродови великих димензија (*vessels*), на великим удаљеностима у односу на радар. Такође,

у свим анализама биће $P = 1536$, а $N = 16$. Једино у случају бифреквенцијског рада користиће се већи број антена на пријему ($N = 32$).

Вектор са P комплексних узорака сигнала на n -тој антени у m -том фрејму дефинисан је као: $\mathbf{y}_{m,n} = [y_{m,1,n}, \dots, y_{m,p,n}, \dots, y_{m,P,n}] \in \mathbb{C}^{1 \times P}$, где $y_{m,p,n}$ означава p -ти комплексни изорак сигнала на n -тој антени у m -том фрејму. Следећи корак примарне обраде сигнала код радара WERA је имплементација FFT трансформације по векторима $\mathbf{y}_{m,n}$, по свим фрејмовима $m = 1, 2, \dots, M$ и свим антенама $n = 1, 2, \dots, N$, чиме се добија тродимензионална матрица $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{M \times P \times N}$ са комплексним узорцима спектра сигнала, чије врсте $\mathbf{s}_{m,n} \in \mathbb{C}^{1 \times P}$ представљају векторе са узорцима спектра сигнала m -тог фрејма на n -ти антени, које се добијају на следећи начин:

$$\mathbf{s}_{m,n} = (\mathbf{w}_P \odot \mathbf{y}_{m,n}) \mathbf{F}_P, \quad (3.12)$$

где $\mathbf{w}_P = [w_1, w_2, \dots, w_P] \in \mathbb{R}^{1 \times P}$ означава вектор са узорцима примењене *Blackman-Harris*-ове прозорске функције, оператор (\odot) означава *Hadamard*-ов (*Shur*-ов) производ, а $\mathbf{F}_P \in \mathbb{C}^{P \times P}$ је Фуријеова матрица димензија $P \times P$. На слици 3.6 приказана је матрица са \mathbf{S} са FFT узорцима сигнала.



Слика 3.6: Формулација матрице \mathbf{S} са FFT узорцима сигнала

Након примењене Фуријеове трансформације по редовима улазне матрице, у следећем кораку формирају се сегменти, и за сваки од њих формира се RD мапа. Постојећи радар WERA генерише нове резултате након 128 фрејмова. Следећи корак примарне обраде сигнала радара WERA је примена FFT алгоритма по колонама матрице \mathbf{S} : $\mathbf{t}_{p,n} = [s_{1,p,n}, \dots, s_{m,p,n}, \dots, s_{M,p,n}]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ за све антене $n = 1, 2, \dots, N$ и све узорке по фрејму $p = 1, 2, \dots, P$ на следећи начин:

$$\mathbf{h}_{p,n}^T = (\mathbf{w}_M \odot \mathbf{t}_{p,n}^T) \mathbf{F}_M \in \mathbb{C}^{1 \times M}, \quad (3.13)$$

где $\mathbf{w}'_M = [w'_1, w'_2, \dots, w'_M] \in \mathbb{R}^{(1 \times M)}$ означава вектор са узорцима примењене *Blackman-Harris*-ове прозорске функције, а $(\cdot)^T$ операцију транспозиције. Вектори $\mathbf{h}_{p,n}$ се израчунавају за $p = P - R + 1, P - R + 2, \dots, P$, где је R број спектралних компоненти које одговарају максималном домету радара. Значи, при формирању RD-FFT мапе примењује се *Blackman-Harris*-ов прозор, у оба домена (*range* и домен Доплерових фреквенција), из два разлога. Прво, код Фуријеове трансформације, резолуциона својства (могућност раздвајања циљева) на RD мапи лимитирана су избором параметара M и P . Други недостатак Фуријеове трансформације везан је за постојање бочних лобова спектра, чиме се компликује детектибилност сигнала нижег нивоа,

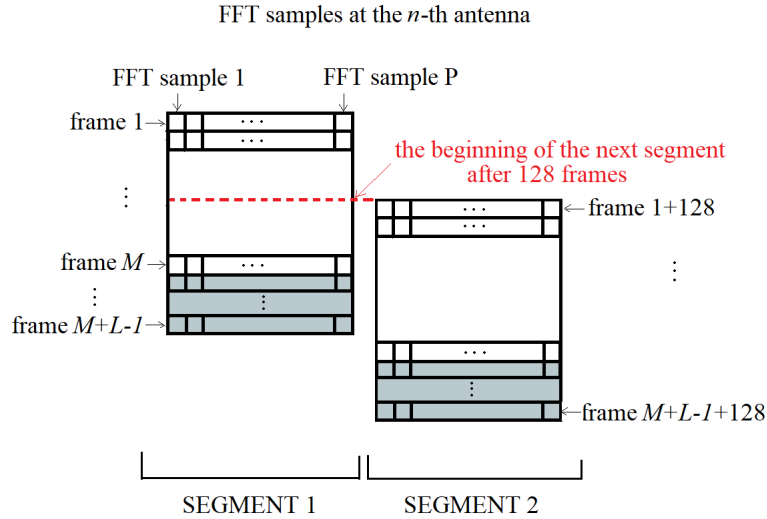
у присуству сигнала вишег нивоа. Ова прозорска функција се користи јер боље потискује бочне лобове од других прозорских функција. Такође, треба напоменути да што су нижи бочни лобови у спектру прозорске функције, шири се главни лоб у спектру, а то има за последицу погоршање резолуционих својстава Фуријеове трансформације.

У последњем кораку формира се матрица $\mathbf{H}_n \in \mathbb{C}^{M \times R}$ на следећи начин:

$$\mathbf{H}_n = [\mathbf{h}_{P-R+1,n}, \mathbf{h}_{P-R+2,n}, \dots, \mathbf{h}_{P,n}] \in \mathbb{C}^{M \times R}. \quad (3.14)$$

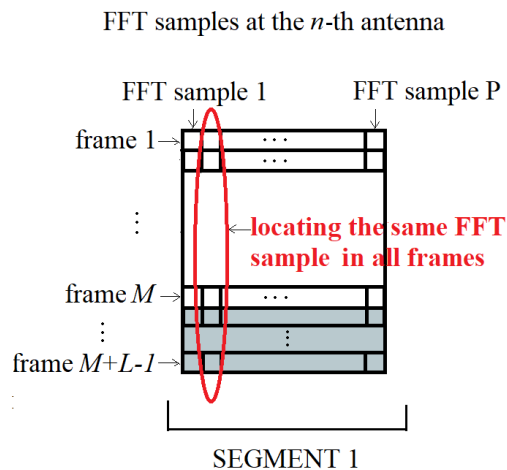
Матрица \mathbf{H}_n је RD мапа на n -тој антени, и пошто је добијена применом FFT трансформације, у даљем тексту ће се користити термин RD-FFT мапа.

У циљу превазилажења набројаних органичења Фуријеове трансформације, а пре свега, због побољшања детектибилности циљева и резолуционих својстава, развијен је високорезолуциони алгоритам за процену RD мапе. Он полази од формирања матрице $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{M \times P \times N}$ применом Фуријеове трансформације. Додавањем нула у векторе са узорцима сигнала може се постићи боља рачунска, али не и стварна резолуција, при примени FFT трансформације. Дакле, предложени алгоритам за формирање RD-HR мапе је рачунски високорезолуциони у *range* домену, а суштински високорезолуциони у домену Доплерових фреквенција. Од матрице \mathbf{S} формира се проширена матрица $\mathbf{S}_E \in \mathbb{C}^{(M+r(L-1)) \times P \times N}$ додавањем $r(L-1)$ додатних фрејмова. Постојећи радар WERA генерише нове резултате након 128 фрејмова, па ће и овде бити усвојена иста вредност (у даљем тексту зваће се дужина преклапања сегмената). Пошто су дужине сегмената 256 фрејмова, то практично значи да се суседни фрејмови преклапају за 128 фрејмова. Комплетан поступак преклапања суседних фрејмова приказан је на слици 3.7.

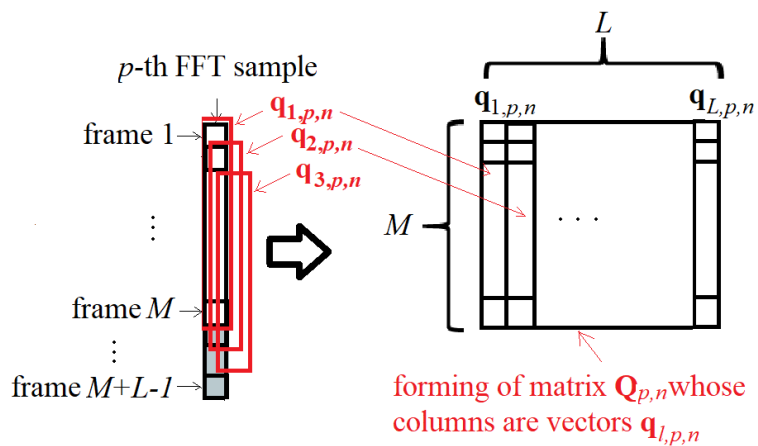


Слика 3.7: Поступак формирања сегмената и њихово преклапање [95]

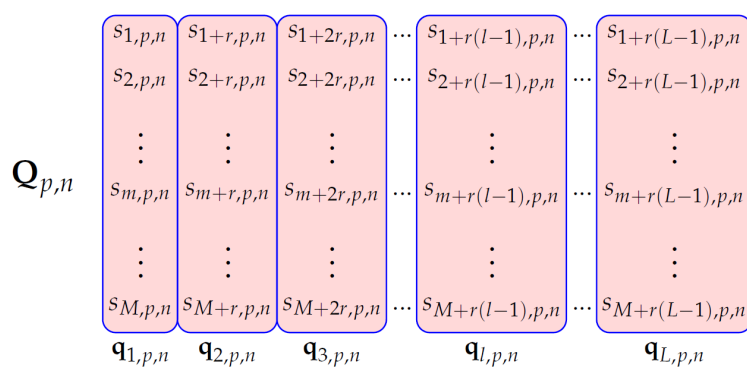
Затим се формирају нове матрице $\mathbf{Q}_{p,n} \in \mathbb{C}^{M \times L}$, за $1 \leq p \leq P$ анд $1 \leq n \leq N$, чије су колоне вектори $\mathbf{q}_{l,p,n}$, $1 \leq l \leq L$. За формирање ове матрице користи се $M + r(L-1)$ фрејмова. Индекс r означава број фрејмова, који се не преклапају у суседним векторима $\mathbf{q}_{l,p,n}$, и све анализе биће вршене за вредност параметра $r = 1$, да би се касније што боље проценила коваријациона матрица. На сликама 3.8, 3.9 и 3.10 приказан је начин формирања матрице $\mathbf{Q}_{p,n}$ од матрице \mathbf{S}_E .



Слика 3.8: Лоцирање истог FFT узорка дуж свих фрејмова [95]



Слика 3.9: Процес формирања матрице $\mathbf{Q}_{p,n}$ од матрице \mathbf{S}_E [95]



Слика 3.10: Коначан изглед матрице $\mathbf{Q}_{p,n}$

Затим се формирају коваријационе матрице $\mathbf{C}_{p,n} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ за $n = 1, 2, \dots, N$ и $p = P - R + 1, P - R + 2, \dots, P$ на следећи начин:

$$\mathbf{C}_{p,n} = \frac{1}{L} \mathbf{Q}_{p,n} \mathbf{Q}_{p,n}^H \in \mathbb{C}^{M \times M}. \quad (3.15)$$

Матрица $\mathbf{C}_{p,n}$ је комплексна квадратна Хермитова (конјуговано симетрична), позитивно дефинитна, што значи да су својствене вредности те матрице позитивне величине. Формирање коваријационе матрице $\mathbf{C}_{p,n}$ је кључни корак при формулацији високорезолуционог алгоритма за формирање RD-HR мапе. На бази коваријационе матрице могуће је формулисати више критеријумских функција високорезолуционх алгоритма за формирање RD-HR мапе. У оквиру ове дисертације користиће се високорезолуциони MUSIC алгоритам:

$$P_{\text{MUS}}^{\text{RD}}(\mu, p, n) = \frac{1}{\|\mathbf{a}_\mu(\mu)^H \mathbf{E}_{p,n}\|}. \quad (3.16)$$

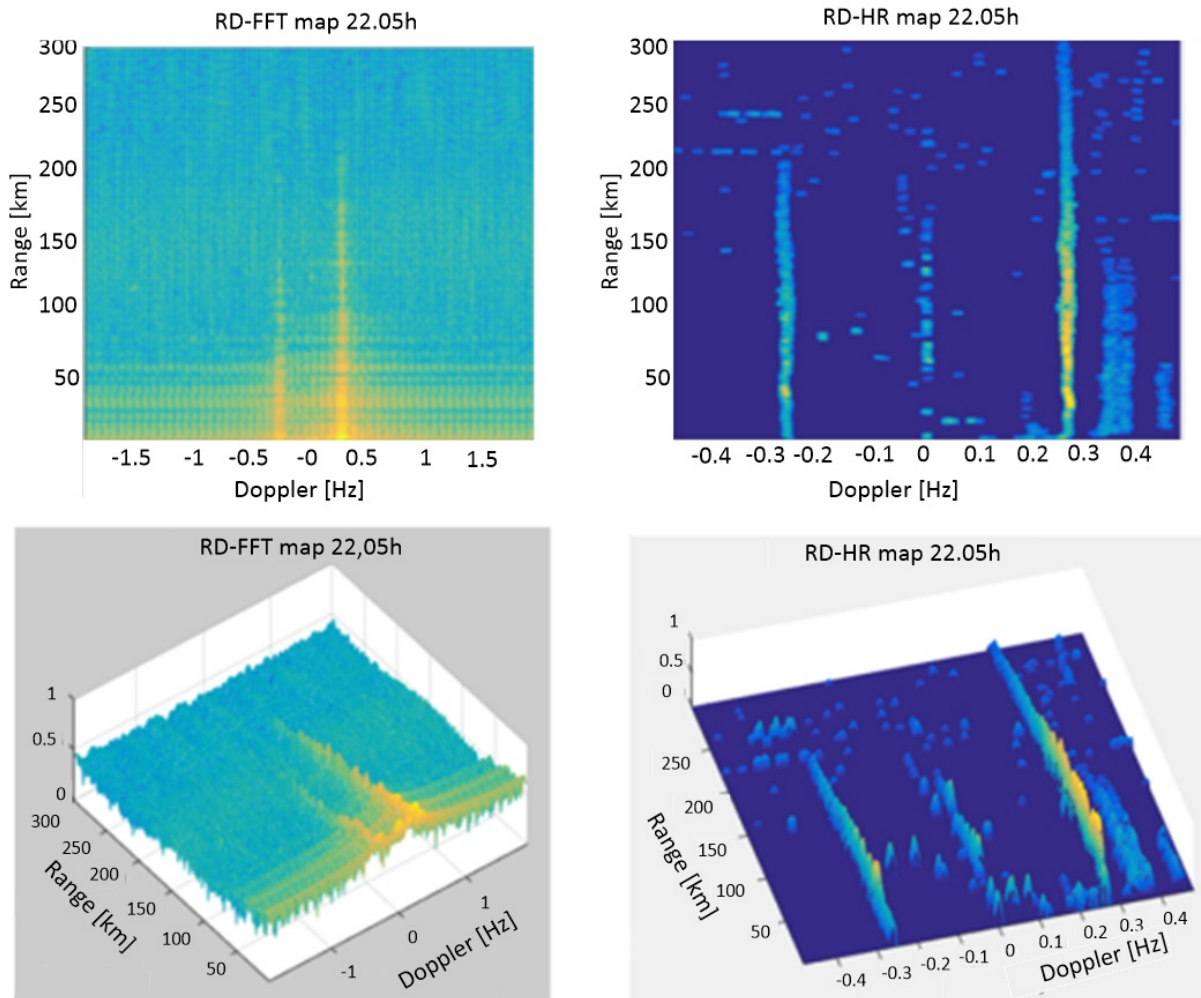
Значи, потребно је извршити декомпозицију коваријационе матрице на сопствене вредности и сопствене векторе. У претходној релацији, $\mathbf{E}_{p,n} \in \mathbb{C}^{M \times (M-K)}$ је матрица потпростора шума матрице $\mathbf{C}_{p,n}$ чије су колоне сопствени вектори коваријационе матрице $\mathbf{C}_{p,n}$, који одговарају $M - K$ најмањих сопствених вредности коваријационе матрице. Параметар K је параметар MUSIC алгоритма и потребно је његово познавање, односно познавање тачне границе између потпростора сигнала и потпростора шума. Овај параметар представља критичан фактор, јер утиче на перформансе високорезолуционе алгоритмике. Он се дређује неком од постојећих метода (AIC, MDL), или се одређује емпиријски, на основу тестирања коваријационих матрица реалних сигнала са радара. У следећем поглављу 3.4, предложена је метода за одређивање параметра K и извршена је компаративна анализа са постојећим методама. Вектор $\mathbf{a}_\mu(\mu) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ представља еквивалентни *steering* вектор формулисан у нормализованом домену Доплерових фреквенција на следећи начин:

$$\mathbf{a}_\mu(\mu) = [1, e^{-j\mu}, \dots, e^{-j\mu(M-1)}]^T, \quad (3.17)$$

где параметер μ означава нормализовану Доплерову фреквенцију у радијанима по фрејму. Критеријумске функције се рачунају за скуп дискретних вредности носрмализованих Доплерових фреквенција, за опсег Доплерових фреквенција од интереса и са резолуцијом која је вишеструко боља од резолуције по Доплеровој фреквенцији код HR-FFT мапе.

Пошто су алгоритми за примарну обраду сигнала, у оквиру ове дисертације, двокорачни, јасно је да је формирање RD-HR мапе кључан део, у циљу постизања што бољих перформанси радара. Јер ако се циљеви нису детектибилни у овом првом кораку, онда су они генерално невидљиви, и нема смисла уопште процењивати азимут. На RD-HR мапи види се комплетна активност бродова на мору. Поступак за детекцију циљева на RD-HR мапи детаљно је описан у поглављу 3.7. Удаљеност циљева од радара и њихове Доплерове фреквенције процењују се детекцијом пикова у RD HR мапи. Аргументи максимума тих пикова су означени са (μ_q, p_q) , где је $1 \leq q \leq N_d$, а N_d укупан број детектованих пикова. Потребно је нагласити да μ_q и p_q одговарају *range* домену и домену Доплерових фреквенција, респективно. За сваки од детектованих N_d пикова, у следећем кораку процењује се азимут доласка сигнала. За високорезолуциону процену азимута користи се исти тип критеријумске функције као код процене RD-HR мапе, с том разликом што се *steering* вектори и коваријациона матрице формирају у просторном домену.

На слици 3.11 приказано је поређење RD мапа добијених помоћу FFT трансформације и помоћу високорезолуционог алгоритма, за исти период интеграције.



Слика 3.11: Упоредни приказ RD-FFT мапе (лево) и RD-HR мапе (десно) [57]

Јасно се уочава да постоји предност високорезолуционе RD-HR мапе у погледу резолуционих својстава, контраста мапе и детектибилности циљева, у односу на RD-FFT мапу. Радвојивост циљева у домену Доплерових фреквенција и азимут домену је боља, ако се користе високорезолуциони алгоритми за детекцију, у односу на тренутно коришћене алгоритме.

На RD мапи могу се детектовати покретни и непокретни циљеве (бродови), кластер мора, разни типови интерференције итд. Сви уски пикови, који се могу уочити са слике, а који се не налазе на нултој Доплеровој фреквенцији на RD-HR мапи, представљају потенцијалне покретне циљеве (потенцијалне, јер неки од њих су лажни аларми). Они могу бити на обе стране у односу на нулту Доплерову фреквенцију, у зависности да ли се бродови приближавају радару, или се удаљавају од радара. Циљеви на нултој Доплеровој фреквенцији или су стационарни, или имају нулту радијалну брзину. Вертикалне линије, које се уочавају око фреквенција ± 0.3 Hz, представљају такозване Брагове линије, односно утицај клатера мора. Већ је наглашено да је овакав начин примарне обраде сигнала погодан, са ове тачке гледишта, јер се ефекат мора локализује на тачно одређеним местима на RD-HR мапи, али проблем може бити ако се брод нађе управо на Браговој линији, што отежава или потпуно онемогућава детекцију циљева. RFI интерференција може, такође, бити видљива на RD мапи (вертикалне линије), као и јоносферска интерференција (хоризонталне линије), о чему ће више бити речи у поглављу 3.10.

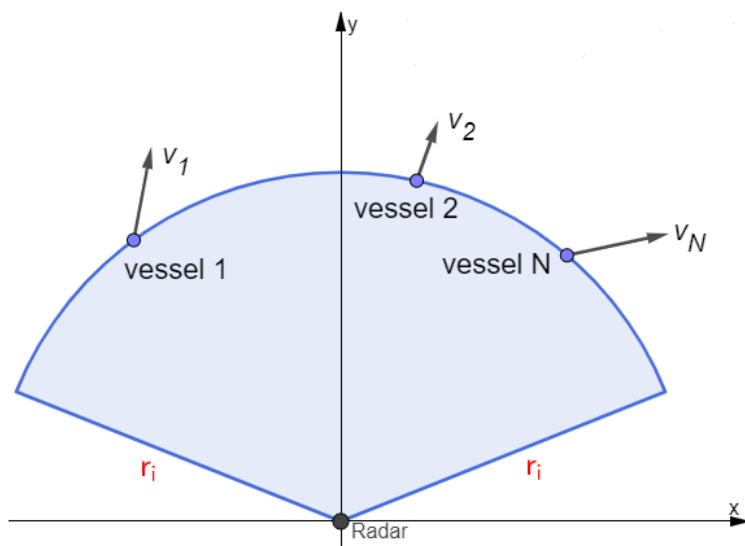
3.4 Методологија за оптимално одређивање параметара високорезолуционог алгоритма за формирање RD-HR мапе

Као што је већ наглашено, за правилно функционисање MUSIC алгоритма, а уједно и тачне и ефикасне процене RD-HR мапе, што представља основу високорезолуционе примарне обраде сигнала у HFSWR системима, захтева се познавање K параметра MUSIC алгоритма, односно познавање тачне границе између потпростора сигнала и потпростора шума. Овај параметар представља критичан фактор, јер утиче на перформансе високорезолуционе алгоритмике, у смислу вероватноће детекције циљева од интереса, па је јасно да је његово одређивање од круцијалног значаја и представља изазов.

Конвенционални алгоритми, који су јако добро познати у литератури, а који се користе у ове сврхе, су AIC (*Akaike's Information Criterion*) и MDL (*Minimum Description Length*). Када се одреде сопствене вредности и сопствени вектори коваријационе матрице, која је формирана у претходном поглављу ове дисертације, ови алгоритми би требало да одреде границу између потпростора сигнала и потпростора шума, односно да одреде који део од свих сопствених вектора, који одговарају најмањим сопственим вредностима, формира потпростор шума. Ови алгоритми веома добро функционишу у многим применама, као што је процена броја долазних сигнала на антенски низ (процена параметра K) приликом процене угла доласка (DoA - *Direction-Of-Arrival*), али је такође познато да ова процена није увек оптимална, што потврђују бројни научни радови, који се баве овом темом.

Када је у питању примена AIC и MDL алгоритама у HFSWR системима, где је распон сопствених вредности између 10^{10} и 10^{16} , ови алгоритми такође не дају оптималне вредности и веома често дају вредности које су прецењене (веће од стварних). Код ових примена, где је у питању мултикориснички сценарио са и више стотина бродова у једном тренутку, у питању је неконтролабилан сценарио, где њихов број није унапред познат. Један од начина да се тај број одреди је емпиријским путем, где се направи тестирање са емпиријским вредностима, и ако се покаже да су резултати тестирања задовољавајући, у поређењу са AIS-ом, онда се те вредности усвајају као тачне. На тај начин, у радовима [57, 58] показано је да вредности параметра K , које су 5 и 10, дају задовољавајуће резултате.

У овом поглављу биће представљена нова метода, базирана, такође, на EIG (*Eigenvalue*) декомпозицији сигнала, као и на геометријском приступу одређивања K параметра MUSIC алгоритма, који се извршава за сваки *range* из високорезолуционе RD-HR мапе. Одређивање параметра K односи се заправо на одређивање укупног броја бродова који се, у току једног интеграционог периода, налазе на једном *range*-у, а имају различите радијалне брзине (јер се у RD-HR мапи виде само радијалне брзине). Овакав сценарио приказан је на слици 3.12. То практично значи да се обрађују линија по линија (1 *range*, а све Доплерове фреквенције) у RD-HR мапи, односно одређује се њена критеријумска функција, чија је формулација приказана у поглављу 3.3. Јасно је да је мала вероватноћа да се нађе велики број бродова у једном тренутку, на истом растојању од радара, па би емпиријски добијене вредности, које су претходно наведене, требало да буду тачне, у већини случајева.



Слика 3.12: Сценарио када се више бродова, са различитим радијалним брзинама, налазе на истој удаљености од радара [69]

Међутим, проблем је што одређена линија у RD-HR мапи може бити под утицајем неког типа интерференције, најчешће јоносферске (јер се она јавља у виду хоризонталних линија или облака додатних пикова на RD-HR мапи), па и сви ти додатни пикови улазе у формулацију критеријумске функције RD-HR мапе, што значи, ако је укупан број пикова већи од претпостављене вредности за параметар K , може се десити да неки од корисних пикова (који представља стварни циљ у RD-HR мапи) не буде уопште ни приказан. Разлог за то је што је вредност K параметра MUSIC алгоритма потцењена, односно мања је од стварне вредности. Ово је свакако непожељна ситуација, јер перформансе алгоритама за примарну обраду сигнала, у смислу детектибилности циљева, могу бити мање од очекиваних.

Такође, ни прецењена вредност за параметар K није добра, што би на први поглед могло да буде очекивано, јер, иако се у том случају очекује велика вероватноћа детекције, биће велика и вероватноћа лажног аларма, а управо код процене перформанси алгоритама за примарну обраду сигнала тражи се увек компромис између ове 2 вредности. Односно, вероватноћа детекције брода од интереса требало би да буде што већа, а да, истовремено, вероватноћа лажног аларма буде мања. Пошто су ово 2 контрадикторна захтева, јасно је да се увек тражи компромис, јер постоји опасност да велика вероватноћа лажног аларма у систему доведе до појаве лажних трагова, што је свакако непожељна ситуација, коју један познани систем не би смео да има, без обзира на чињеницу што је, у том случају, вероватноћа детекције велика.

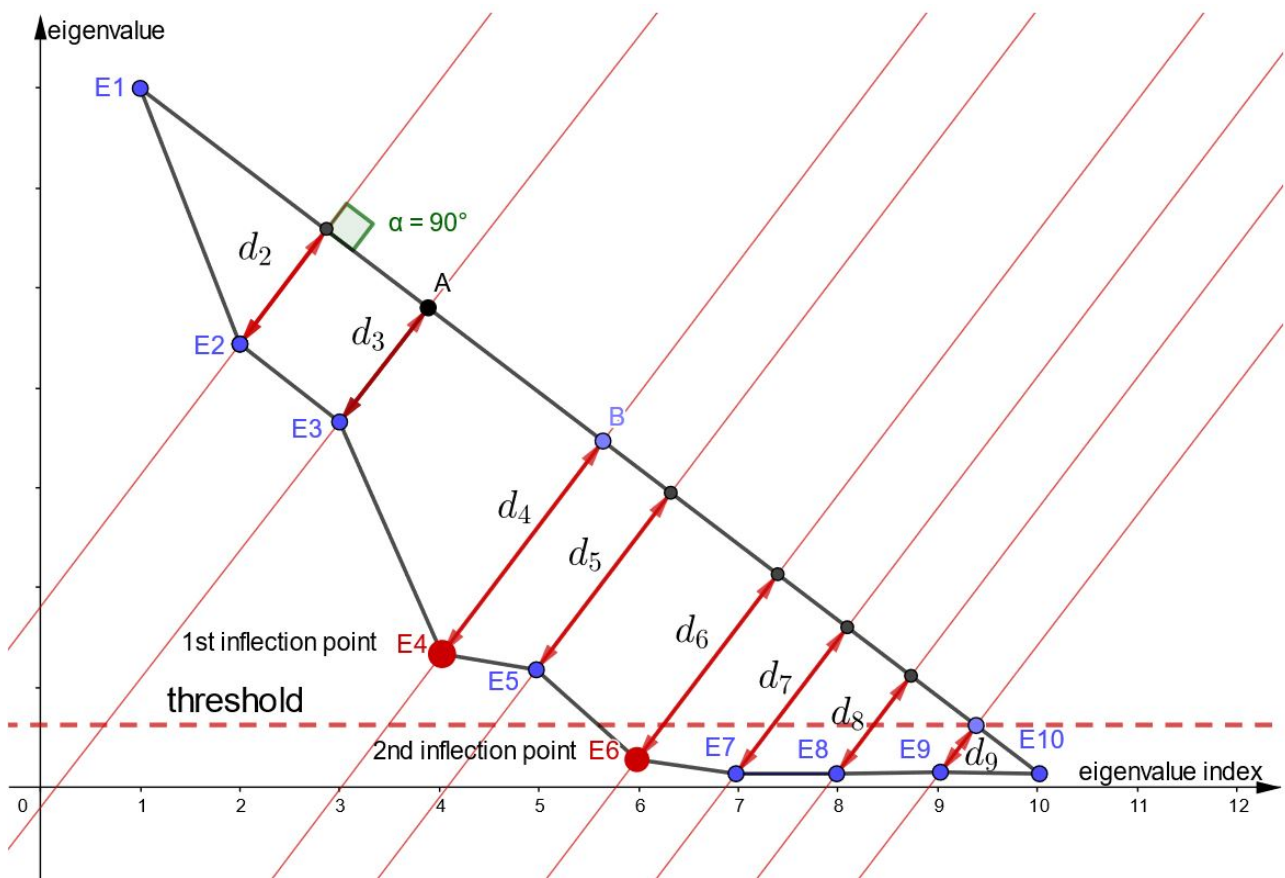
Нова, геометријски базирана метода, заправо анализира сопствене вредности коваријационе матрице и геометријским путем долази до оптималне вредности за параметар K . У првом кораку, сопствене вредности се сортирају по опадајућем редоследу, од највеће ка најмањим сопственим вредностима, на следећи начин:

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M. \quad (3.18)$$

Првих K сопствених вредности одговара потпростору сигнала, а последњих $(M-K)$ сопствених вредности потпростору шума, где параметар M представља број

тачака у којима се израчунава Доплерова фреквенција за сваки *range* (број тачака на једној хоризонталној линији у RD-HR мапи).

У другом кораку сопствене вредности се цртају у Декартовом координатном систему, где се на x -оси исцртава индекс (редни број) сопствене вредности, а на y -оси сопствена вредност. Познато је, у теорији, да код алгоритама, који су базирани на потпросторима сигнала и шума, постоји колено на графику где су ове сопствене вредности приказане, и већина аутора многих научних радова, сматра да управо ово колено представља границу између потпростора сигнала и потпростора шума, односно вредност параметра K . На слици 3.13 дат је графички приказ 10 сопствених вредности коваријационе матрице, ради једноставније визуелне анализе и представљања саме идеје новоформираног алгорита.



Слика 3.13: Нова метода за анализу сопствених вредности и одређивање параметра K , базирана на геометријском приступу [69]

У HFSWR системима, на основу експериментално добијених података, добијених са радара у оперативној употреби, може се уочити да постоји велики распон сопствених вредности коваријационе матрице (однос минималне и максималне сопствене вредности). Овај однос је у границама 10^{10} - 10^{19} за сваки *range* у RD-HR мапи. Стога је важно напоменути да је скала на y -оси са знатно већом размером, него што је то случај са x -осом, што ће бити од важности приликом доношења неког од будућих закључака. На слици 3.13 дефинишу се најпре тачке $E_1(1, \lambda_1), E_2(2, \lambda_2), \dots, E_M(M, \lambda_M)$, које представљају приказ сопствених вредности на графику. Права l , која пролази кроз 2 тачке, E_1 и E_M , има свој фиксан нагиб, и нагиби свих осталих правих (између сваке 2 тачке на графику) биће заправо поређени с њим, да би се одредило колено на кривој - потенцијална вредност па-

раметра K , која се састоји од свих сопствених вредности. Једначина ове праве дефинисана је на следећи начин:

$$y - \lambda_1 = \frac{\lambda_M - \lambda_1}{M - 1}(x - 1) \quad (3.19)$$

У следећем кораку дефинише се растојање између свих тачака $E_i (1 \leq i \leq M)$ и праве l на следећи начин [69]:

$$d_i = \frac{|(\lambda_M - \lambda_1)i - (M - 1)\lambda_i + M\lambda_1 - \lambda_M|}{\sqrt{(\lambda_M - \lambda_1)^2 + (M - 1)^2}} \quad (3.20)$$

На основу овако одређених растојања d_i одређују се колена на кривој са сопственим вредностима. У бројним научним радовима обичајено је, као што је већ раније наглашено, да прво колено одређује вредност непознатог параметра K . Али потребно је нагласити да, у пракси, није испуњен услов постојања само једног колена на кривој (односно постоји више локалних максимума и минимума), што заправо отвара нову тему, и представља изазов да се одреди параметар K у оваквој ситуацији.

Овде је предложена методологија за доношење одлуке који од колена представља заправо границу између потпростора сигнала и потпростора шума. Тачке E_1 и E_M не могу сигурно бити колена на кривој. Ако се претпостави да постоји укупно W колена, могу се дефинисати њихови индекси, означени са I_1, \dots, I_W , у растућем редоследу, на следећи начин:

$$\{I_1, \dots, I_W\} = \{i \in \{2, \dots, M - 1\} | d_i \geq d_{i-1}, d_{i+1}\} \quad (3.21)$$

Након проналажења колена на кривој, у последњем кораку је потребно одредити који од колена представља процењену вредност параметра K . То је заправо прочитана вредност на x -оси за последње колено, пре него што крива уђе у режим засићења. Режим засићења наступа када се вредности на кривој нађу испод предефинисаног прага, дефинисаног као:

$$\eta = \alpha \lambda_1. \quad (3.22)$$

С обзиром да је на y -оси већа размера, вредност параметра α може бити изабрана као мали део процента. Све сопствене вредности (односно одговарајућа колена), које се налазе испод прага, биће одбачене и последња преостала тачка (колена) представљаће процену непознатог параметра, а то је K параметар MUSIC алгоритма.

Процењена вредност овог параметра би требало да буде, на неки начин, проверена, да би се установило да ли је дошло до грешке у процени, било да је у питању мања или већа вредности односу на стварну вредност. У ту сврху коришћен је РСМ (*Principal Component Analysis*) метод, који је добро познат у литератури у сврху смањивања димензионалности података. Он врши линеарно мапирање података, смањујући његову димензионалност, али тако да варијанса података, са смањеном димензионалношћу, буде максимална. Овде се сопствене вредности зову главне компоненте (*Principal Components*), па се за сваку главну компоненту i

($1 \leq i \leq M$) могу дефинисати два параметра: параметар који представља допринос варијансе i -те сопствене вредности (ρ_i) и кумулативни допринос варијансе до i -те сопствене вредности (ξ_i), на следећи начин:

$$\rho_i = \lambda_i \left(\sum_{j=1}^M \lambda_j \right)^{-1} \quad (3.23)$$

$$\xi_i = \left(\sum_{k=1}^i \rho_k \right) \left(\sum_{j=1}^M \rho_j \right)^{-1} \quad (3.24)$$

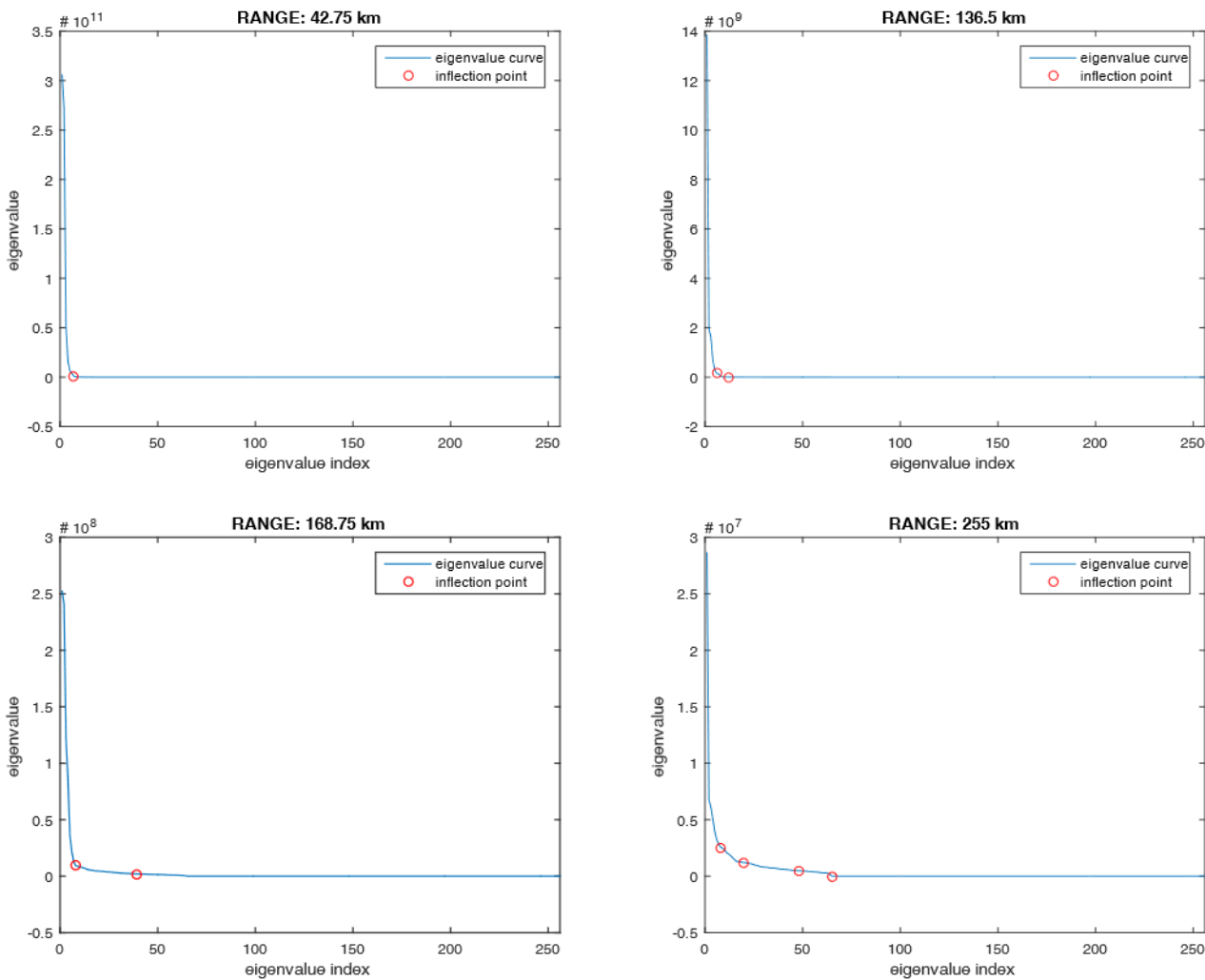
У анализу ће улазити све сопствене вредности, пратећи принцип кумулативног доприноса варијансе. У овом случају, када је у питању примена у HFSWR системима, сматраће се да је довољно да вредност овог параметра буде најмање 99.5% и све сопствене вредности, које имају мању вредност овог параметра, формирају потпростор сигнала, а све преостале, потпростор шума.

У наредном делу, биће представљена једна нумеричка анализа, реализована помоћу реалних података, који су аквизирани 31. маја 2022. године, са HFSWR радара на локацији за тестирање у Уједињеним Арапским Емиратима. Симулациони параметри (параметри сигнала и система), коришћени за тестирање, наведени су у табели 3.2.

Табела 3.2: Параметри симулације за одређивање границе између подпростора сигнала и шума у циљу процене RD-HR мапе у HFSWR системима

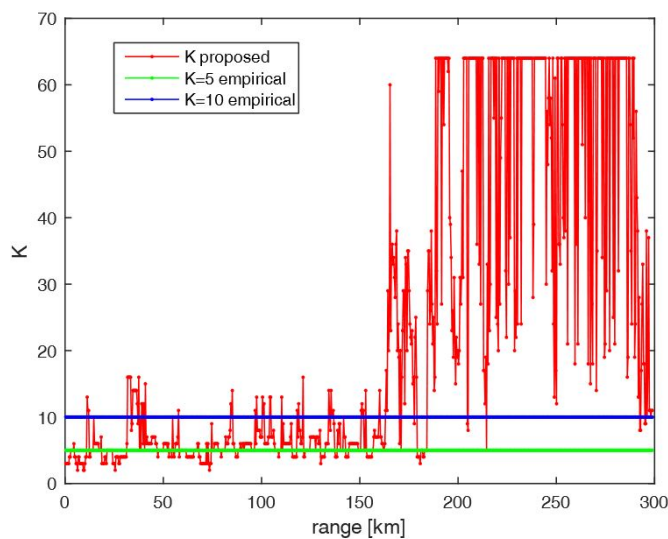
Таласни облик	FMCW
Фреквенција	9.2 MHz
Трајање чирп сигнала (T)	0.256 s
Дужина сегмента (M)	256
Број додатних фрејмова (L)	64
Параметар прага (α)	0.1%
Број одбирака по фрејму (P)	1536
Број тачака по Доплеровој фреквенцији	513

На слици 3.14 приказани су графици кривих, које садрже сопствене вредности за 4 различита растојања (различите линије из RD-HR мапе) и поступак одређивања колена на кривој, као и процена параметра K . Вредности за растојања произвољно су изабране, водећи рачуна да буду обухваћена ближа, средња и велика растојања (42.75, 136.5, 168.75 и 255 километара). Може се јасно уочити да укупан број колена зависи од растојања, пре свега због различитих особина одговарајућих коваријационих матрица на различитим растојањима. Тај број је већи за већа растојања. Број колена за удаљеност 42.75 km је 12, за удаљеност 136.5 km је 13, за удаљеност 168.75 km је 11, а за удаљеност 255 km је 14. Али, као што је већ речено, предложени алгоритам издваја само неке од њих: једно колено ($K = 7$) за растојање 42.75 km, 2 колена ($K = 12$) за растојање 136.5 km, 2 колена ($K = 39$) за растојање 168.75 km км и 4 колена ($K = 64$) за растојање 255 km.



Слика 3.14: Одређивање колена и вредности параметра K за различита растојања у RD-HR мапи [69]

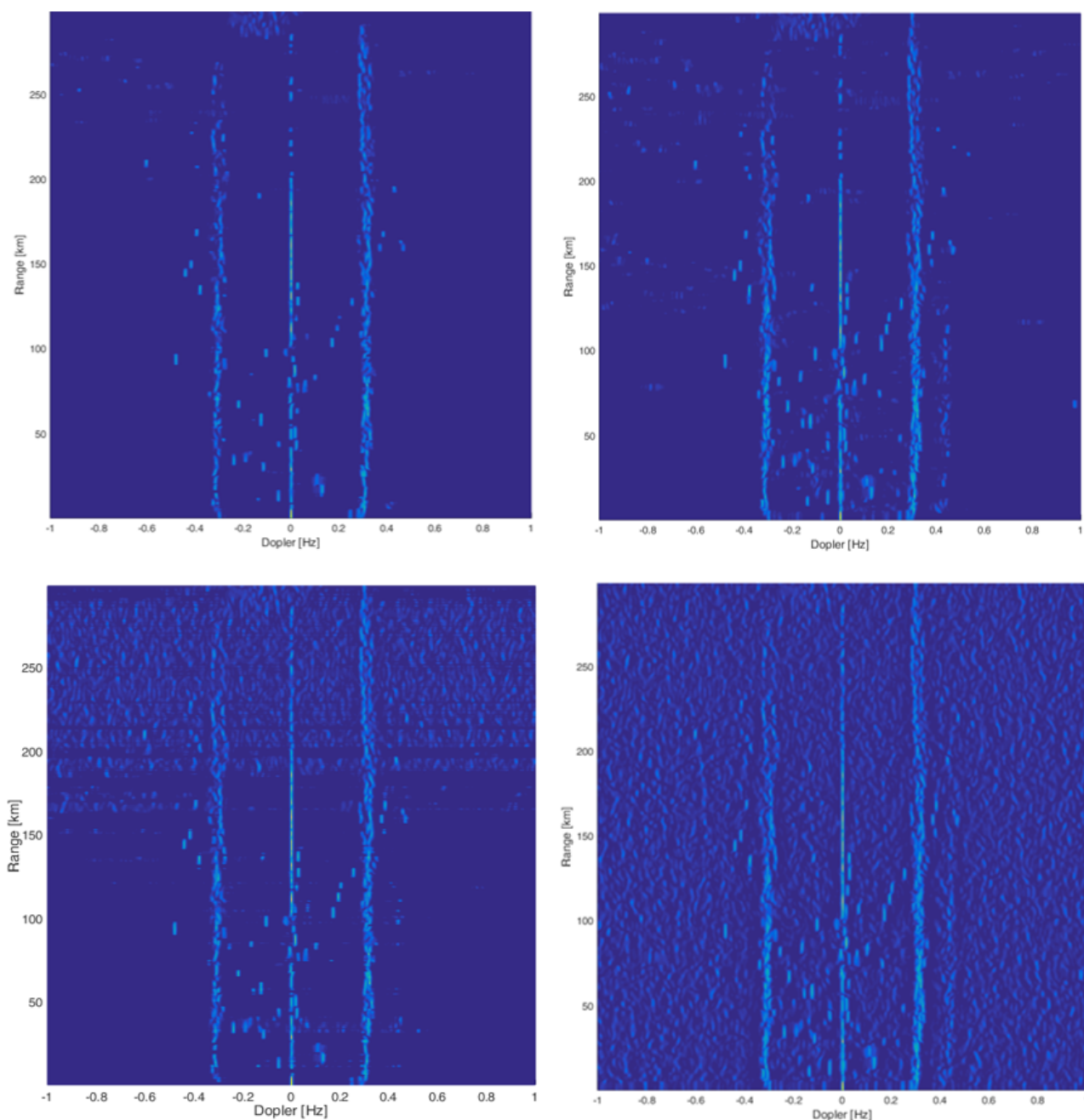
На слици 3.15 приказано је поређење процењеног параметра K , за сва растојања, у односу на емпиријски добијене вредности 5 и 10.



Слика 3.15: Приказ вредности параметра K за различита растојања [69]

Резултати показују да су емпиријски добијене вредности 5 и 10 прихватљиве за растојања до отприлике 170 километара, док су за већа растојања ове вредности потцењене (мање су од процењених вредности). Предложени алгоритам процењује вредности параметра K као оптималне вредности, јер су оне директно повезане са особинама коваријационе матрице.

На слици 3.16 дат је приказ поређења RD-HR мапа за различито изабране вредности параметра K . Може се уочити да су те вредности, које су добијене помоћу алгоритама MDL и AIC прецењене, односно доста су веће од стварних вредности, што се може видети на основу бројних пикова у RD-HR мапи, који су, практично, свуда распоређени. Ове вредности теже рангу коваријационе матрице, који је практично сличан за сва растојања.



Слика 3.16: Процењене RD-HR мапе за различите вредности параметра K : $K = 5$ (горе лево), $K = 10$ (горе десно), оптимална процена K (доле лево) и $K = 64$ добијено помоћу алгоритама AIC и MDL (доле десно) [69]

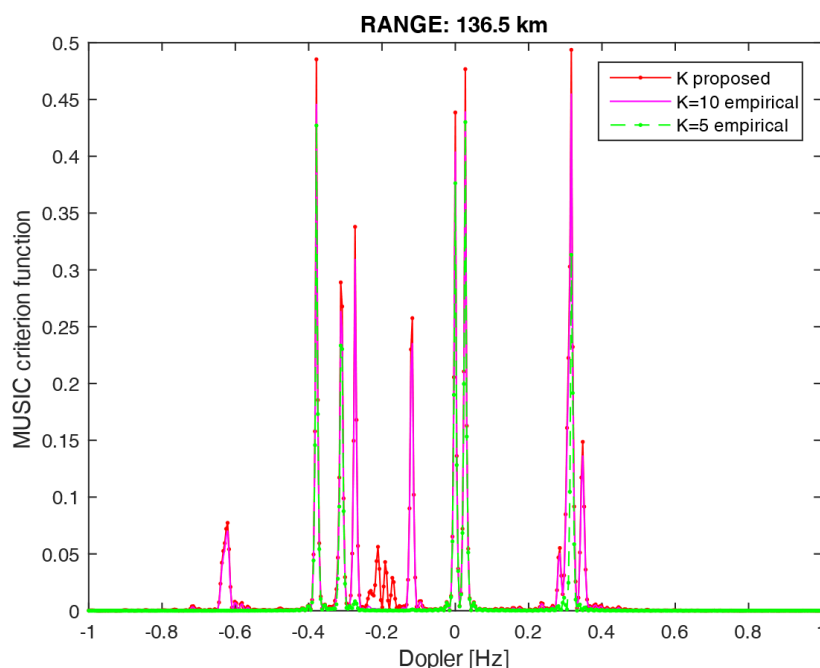
За емпиријски добијену вредност 10 уочава се да постоји још додатних пикова у RD-HR мапи, који могу представљати потенцијалне праве детекције (бродове). Предложени алгоритам, с друге стране, даје оптималне вредности за параметар K и јасно се се види да ова вредност мора бити већа за веће удаљености. То значи да су, на већим растојањима, сигнали који потичу од циљева јако блиски нивоу шума, па је препоручљиво, у циљу боље детектибилности, да ове вредности буду веће. То обавезно не значи, ако се изабере већа вредност за параметар K , да ће и детектибилност одмах бити већа, у односу на случај када је вредност параметра K мања, али значи да сигурно неће бити пропуштена могућност да се тај циљ детектује (није мања вредност у случају када не сме да буде мања).

Поред потенцијално боље детектибилности циљева у RD-HR мапи, предложени алгоритам има и још једну предност, а то је краће време за процену RD-HR мапе, што се може видети у табели 3.3. Ово је веома битан фактор, ако се гледа са становишта практичне реализације алгоритама за примарну обраду сигнала, јер се захтева њихов рад у реалном времену. Глава 4 ове дисертације бави се додатним аспектима могуће нумеричке оптимизације предложених алгоритама.

Табела 3.3: Приказ детектибилности и потребног времена за процену RD-HR мапе у зависности од вредности параметра K

K	Број детекција	Време за процену
5	223	16.206 s
10	261	15.538 s
предложени алгоритам	292	14.926 s

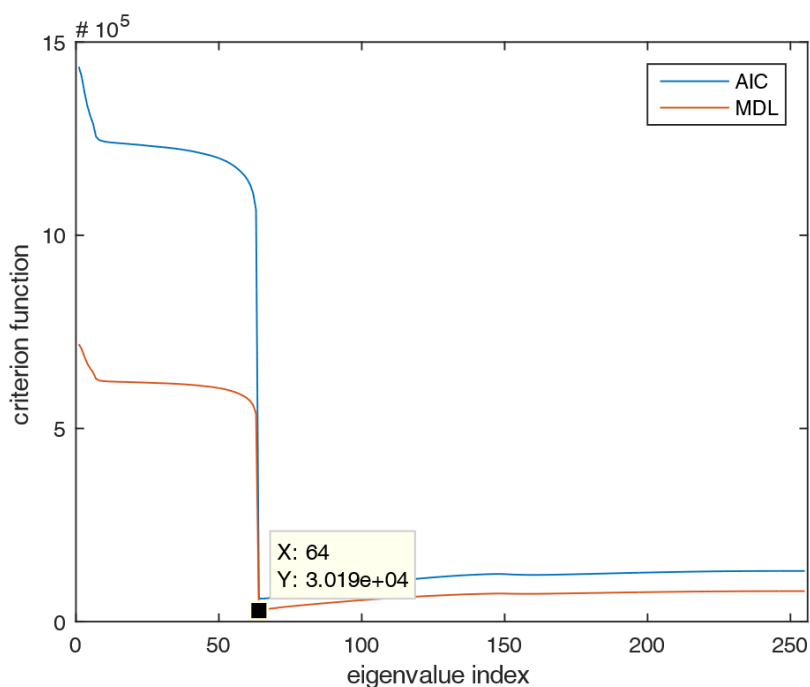
На слици 3.17 приказана је анализа, која показује какав је утицај избора параметра K на детектибилност потенцијалних циљева на RD-HR мапи, за само једно изабрано растојање (136.5 километара).



Слика 3.17: Критеријумска функција RD-HR мапе за различите вредности параметра K и растојање 136.5 километара [69]

Са слике се може уочити да је детектибилност, у свим случајевима, иста (што оправдава коришћење емпиријских вредности за параметар K) за све Доплерове фреквенције, осим за Доплерове фреквенције око -0.2 Hz, у случају да се користи предложени алгоритам. Ово је управо позиција где се може налазити стварни циљ, па је показано да је детектибилност потенцијално већа.

Добијени нумерички резултати биће поређени најпре са резултатима алгоритама AIC и MDL. Као што се може уочити са слике 3.18, вредност параметра K у оба случаја је 64, а приближне вредности су и за сва остала растојања на RD-HR мапи, односно, ова вредност тежи рангу коваријационе матрице. Може се закључити да је ова вредност прецењена (већа је од стварне вредности), што није пожељна чињеица, јер долази до повећања вероватноће лажног аларма у систему.



Слика 3.18: Процена параметра K помоћу AIC и MDL алгоритама за изабрано растојање 136.5 километара [69]

Да би се проверила тачност предложеног алгорита, добијени резултати су поређени са резултатима PCA алгорита, као што је приказано у табели 3.4. Прати се кумулативни допринос варијансе сопствених вредности и цео поступак се понавља све док се не постигне жељена тачност. У овом случају, процењена вредност параметра K је 14, што је јако слична вредност са резултатом који даје предложени алгоритам.

Генерално говорећи, у овом поглављу представљен је метод који је применљив у HFSSWR системима, али може такође да се користи и у другим применама, тачније свуда где се захтева смањење димензионалности података, а да се при томе не наруше корисни подаци (на пример, *feature extraction*, *feature elimination* итд.). Стога овај алгоритам може бити од значаја многим истраживачима који се баве овом проблематиком.

Табела 3.4: Одређивање параметра K помоћу PCA алгоритма, за удаљеност 136.5 километара [69]

i	λ_i	ρ_i	ξ_i
1	1.3845 e+10	0.736161	73.6162
2	0.1944 e+10	0.103392	83.9554
3	0.1619 e+10	0.086110	92.5664
4	0.0678 e+10	0.036057	96.1721
5	0.0280 e+10	0.014913	97.6634
6	0.0149 e+10	0.007898	98.4532
7	0.0137 e+10	0.007281	99.1813
8	0.0027 e+10	0.001452	99.3264
9	0.0010 e+10	0.000522	99.3787
10	0.0007 e+10	0.000394	99.4180
11	0.0006 e+10	0.000320	99.4500
12	0.0005 e+10	0.000259	99.4759
13	0.0004 e+10	0.000231	99.4990
14	0.0004 e+10	0.000215	99.5205
15	0.0004e+10	0.000209	99.5415
⋮	⋮	⋮	⋮
256	1.00345e-6	0	100

3.5 Фокусирање RD-HR мапе код бифреквенцијских система

У високорезолуционој примарној обради сигнала, у HFSWR системима, формирање RD-HR мапе игра кључну улогу, јер од њене естимације зависе перформансе целог радарског система. Са RD-HR мапе, у процесу детекције циљева, које ће детаљно бити објашњено у поглављу 3.7, одређују се удаљеност циљева (бродова) од радара, као и њихове Доплерове фреквенције, на основу којих се даље одређују и њихове радијалне брзине кретања. Познато је да Доплерова фреквенција расте са порастом радне фреквенције (у овом случају, фреквенције носиоца f_c). То значи да ће се Доплерова фреквенција за један циљ, који се види на RD-HR мапи, на једној фреквенцији, разликовати од Доплерове фреквенције за исти тај циљ, у случају рада на другој фреквенцији. Значи, исти циљ различито се манифестује на различитим фреквенцијама. Ова чињеница представља изазов да би се сагледала евентуална могућност побољшане детекције циљева, у случају да се формира јединствен HFSWR систем, који ради на 2 фреквенције (бифреквенцијски режим рада).

Најједноставнији начин, који се иначе користи и код бифреквенцијских радара, који су у оперативном раду, је да се обрада сигнала врши одвојено, за сваки подсистем који ради на једној фреквенцији. На тај начин, формира се једна RD-HR мапа, за један подсистем, на идентичан начин који је описан у претходним поглављима ове дисертације. Усредњавање RD-HR мапа врши се за првих N антена, односно за све антенске елементе првог линеарног антенског низа, и на тај начин добија се јединствена RD-HR мапа за први подсистем. Идентичан поступак обавља се и за други линеарни антенски низ, за подсистем који ради на другој фреквенцији. Као

результат такве обраде сигнала, добијају се 2 RD-HR мапе, по једна за сваку фреквенцију. Даље се врши процес детекције циљева са RD-HR мапа, одвојено, да би се, у финалном кораку, вршила фузија добијених резултата у циљу проналажења јединственог сета детекција. Потребно је нагласити да је усредњавање RD-HR мапа по свим антенама бесмислено за исте Доплерове фреквенције, јер би се на тај начин добиле погрешне детекције, јер, као што је речено, Доплерове фреквенције се разликују за оба случаја, а детектована растојања остају иста (за исти детектовани циљ). Иако је овакав начин обраде сигнала веома једноставан, процес детекције врши се 2 пута, па је следећи циљ формирање јединствене RD-HR мапе да би се детекција циљева вршила само једном, а да би перформансе система, у погледу детектибилности циљева, одговарале бифреквенцијском систему (да би потенцијално биле боље од перформанси у случају рада на једној фреквенцији). Такође, сложеност овог поступка не би требало да буде већа од поступка детекције циљева са RD-HR мапе, да би обе предложене обраде сигнала биле сличне по сложености, и да се на тај начин не би нарушиле перформансе алгоритама по питању потребног времена њиховог извршавања на некој хардверској платформи, а све са циљем њиховог рада у реалном времену, што је такође један од захтева већине радарских система, који су у оперативном раду.

Пошто су на мањој радној фреквенцији мање и Доплерове фреквенције циљева, усредњена RD-HR са првих N антена (нижа фреквенција, f_{c1}), биће коришћена као база на коју ће се наносити вредности са друге RD-HR мапе (виша фреквенција, f_{c2}), али које су прилагођене фреквенцији f_{c1} . Овај поступак назива се фокусирање RD-HR мапе и у наредом тексту биће представљен један од могућих начина за њено одређивање.

Нека матрица $\mathbf{P}^{(1)}$ представља матрицу критеријумске функције усредњене RD-HR мапе (\mathbf{P}_{MUS}^{RD}), за прву фреквенцију f_{c1} , као што је обележено и раније у овој глави дисертације. На исти начин, нека је матрица $\mathbf{P}^{(2)}$ матрица критеријумске функције RD-HR мапе за другу фреквенцију f_{c2} . Параметри M_P и N_d су димензије RD-HR мапе по растојању и Доплеровој фреквенцији (број редова и број колона матрице) и исти су за обе усредњене RD-HR мапе. Индекси редова и колона матрице $\mathbf{P}^{(1)}$ и $\mathbf{P}^{(2)}$ означени су са i и j , $i \in \{1, 2, \dots, M_P\}$, $j \in \{1, 2, \dots, N_d\}$. Елементи матрице $\mathbf{P}^{(1)}$ биће означени са $p_{i,j}^{(1)}$, а елементи матрице $\mathbf{P}^{(2)}$ са $p_{i,j}^{(2)}$. Пошто Доплерова фреквенција може имати и позитивну и негативну вредност, у зависности да ли се циљеви удаљавају или приближавају радару, њихов опсег је у следећим границама: $|f_d| < \frac{1}{2T}$. С тим увези било би погодно дефинисати одговарајуће индексе за Доплерову фреквенцију $k = j - \left(\frac{N_d+1}{2}\right)$, за свако j , који указују на то да ли је нека фреквенција позитивна или негативна, односно:

$$k \in \left\{ -\frac{N_d+1}{2}, -\frac{N_d+1}{2} + 1, \dots, 0, \dots, \frac{N_d+1}{2} \right\} \quad (3.25)$$

Ово се такође може схватити и као нормализована фреквенција са резолуцијом Δf_d и то је увек цео број. Комплетна оса по Доплеровој фреквенцији може се изразити као $f_k = k\Delta f_d, (\forall k)$.

Одговарајуће вредности нормализоване фреквенције k биће исте и за једну и за другу RD-HR мапу. У следећем кораку потребно је дефинисати однос фреквенција, које се користе у бифреквенцијском режиму рада, на следећи начин:

$$G = \frac{f_{c2}}{f_{c1}}, f_{c2} > f_{c1}. \quad (3.26)$$

Да би се извршило фокусирање RD-HR мапе са више фреквенције на нижу, одговарајуће вредности нормализоване Доплерове фреквенције ($m \in \mathbb{R}$) код RD-HR мапе на вишој фреквенцији, потребно је да буду скалирање са фактором G , односно:

$$m \in \left\{ -\frac{N_d + 1}{2G}, -\frac{N_d + 1}{2G} + 1, \dots, 0, \dots, \frac{N_d + 1}{2G} \right\} \quad (3.27)$$

Из ове релације се јасно уочава да је опсег новоформираних нормализованих Доплерових фреквенција мањи, а да је број тачака у којима се одређују Доплерове фреквенције остао исти. То значи да је потребно N_d колона матрице $\mathbf{P}^{(2)}$ фокусирати на највише $\lceil \frac{N_d}{G} \rceil$ колона матрице $\mathbf{P}^{(1)}$, где $\lceil \cdot \rceil$ означава оператор којим се одређује најближи већи цео цео број од задатог реалног броја (*ceil*). Процес фокусирања може се поделити на 2 дела. Први део односи се на случај када је $m > 0$ (позитивне Доплерове фреквенције) и када је $m < 0$ (негативне Доплерове фреквенције), а други случај када је $m = 0$ (Доплерове фреквенције које означавају позиције стационарних циљева и циљева са нултом радијалном брзином кретања).

Ако се фокусира j_2 -та колона матрице $\mathbf{P}^{(2)}$ на j_1 -ту колону матрице $\mathbf{P}^{(1)}$, у циљу добијања здружене матрице $\mathbf{P}^{(Z)}$ (истих димензија), где j_1 и j_2 представљају одређени индекс из скупа са индексима j , фокусирање се обавља на следећи начин:

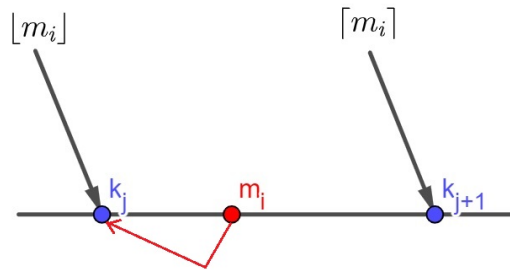
$$[\mathbf{P}^{(Z)}]_{1:M_P, j_1} = \frac{[\mathbf{P}^{(1)}]_{1:M_P, j_1} + [\mathbf{P}^{(2)}]_{1:M_P, j_2}}{2} \quad (3.28)$$

Наравно, за различите случајеве, који су претходно поменути, индекси j_1 ће се одређивати на другачији начин. У првом случају, потребно је фокусирати сваку колону матрице $\mathbf{P}^{(2)}$ када је њена нормализована фреквенција $m > 0$, а њен индекс $j_2 = mG + \frac{N_d + 1}{2}$. Тада је могуће разликовати 3 подслучаја.

1. Ако је испуњен услов: $m - \lfloor m \rfloor > \lceil m \rceil - m$, тада ће одговарајућа нормализована фреквенција k бити $\lceil m \rceil$, а одговарајући индекс $j_1 = k + \frac{N_d + 1}{2} = \lceil m \rceil + \frac{N_d + 1}{2}$. Овде $\lfloor \cdot \rfloor$ означава оператор којим се одређује најближи мањи цео цео број од задатог реалног броја (*floor*).
2. Ако је испуњен услов: $m - \lfloor m \rfloor < \lceil m \rceil - m$, тада ће одговарајућа нормализована фреквенција k бити $\lfloor m \rfloor$, а одговарајући индекс $j_1 = k + \frac{N_d + 1}{2} = \lfloor m \rfloor + \frac{N_d + 1}{2}$.
3. Ако је испуњен услов: $m - \lfloor m \rfloor = \lceil m \rceil - m$, тада ће се поступак фокусирања вршити 2 пута, на сваку од суседних колона са леве и десне стране, у односу на позицију нормализоване фреквенције m , односно на колоне са индексима $j_1 = \lfloor m \rfloor + \frac{N_d + 1}{2}$ и $j_1 - 1$ (индекс $\lfloor m \rfloor + \frac{N_d + 1}{2}$).

У другом случају, када је $m = 0$ (Доплерове фреквенције које означавају позиције стационарних циљева и циљева са нултом радијалном брзином кретања), потребно је фокусирати колону матрице $\mathbf{P}^{(2)}$, са индексом $j_2 = \frac{N_d + 1}{2}$, на колону матрице $\mathbf{P}^{(1)}$ са истим индексом, односно, у овом случају важи $j_1 = j_2$.

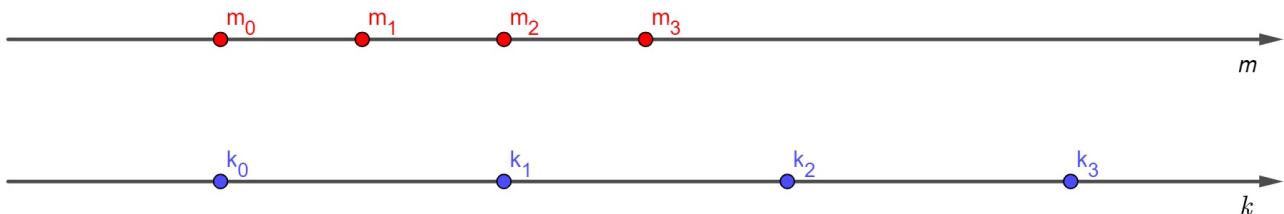
На слици 3.19 дат је графички приказ фокусирања једне нормализоване Доплерове фреквенције матрице $\mathbf{P}^{(2)}$, на осу са нормализованим Доплеровим фреквенцијама матрице $\mathbf{P}^{(1)}$.



Слика 3.19: Пример фокусирања једне нормализоване фреквенције на одговарајућу осу

Да би се сагледала ефикасност предложене методе за фокусирање RD-HR мапе у бифреквенцијском режиму рада, биће направљена једна анализа са подацима који су аквизирани са HFSWR радара 25.10.2021. године. У питању је систем који ради на фреквенцијама 9.2 и 4.6 MHz на тест локацији Al Badiya у Уједињеним арапским Емиратима.

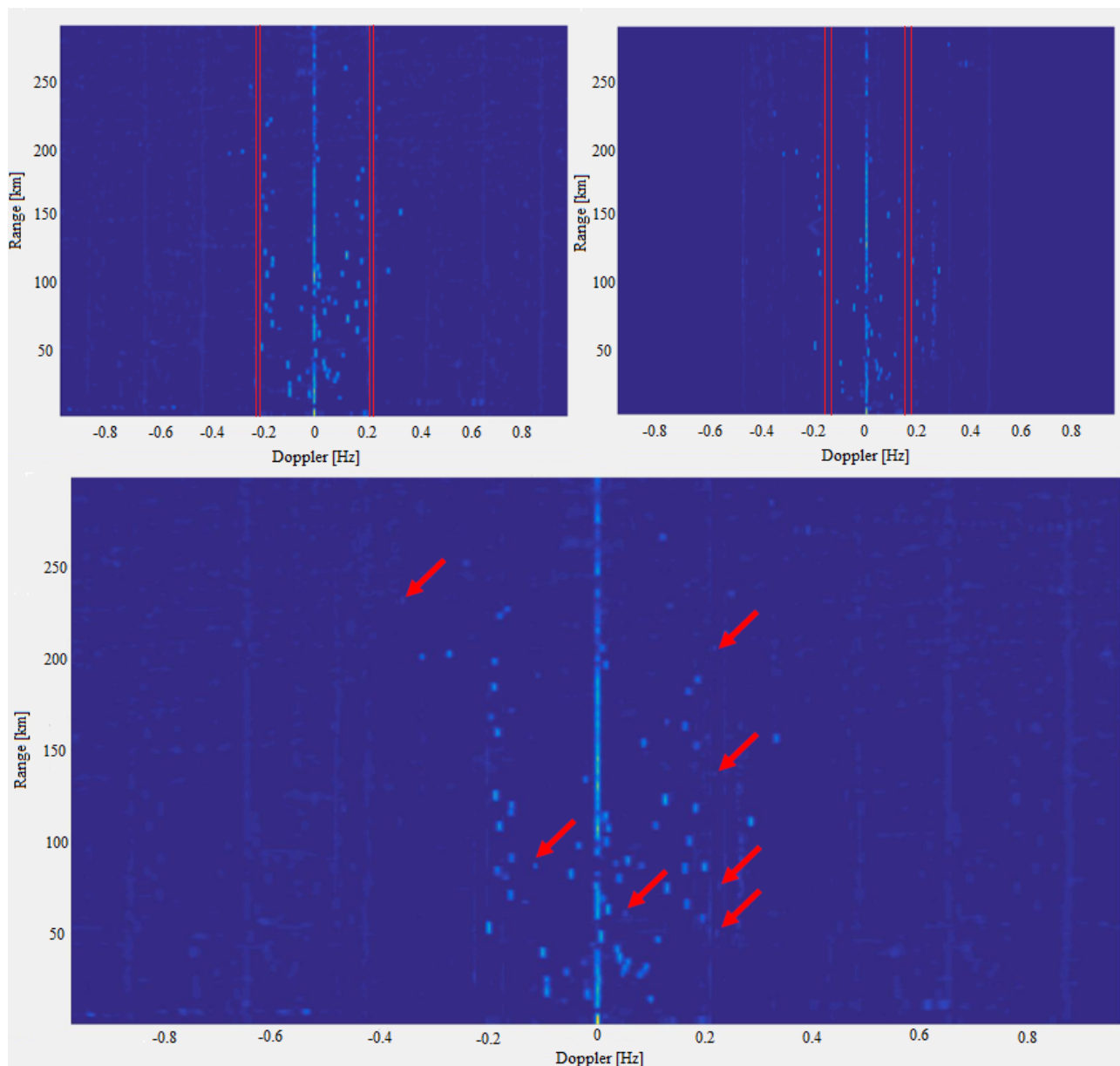
На слици 3.20 приказан је изглед оса са нормализованим фреквенцијама, у овом случају, када је однос фреквенција носилаца једнак 2. Због једноставности приказа, приказане су само прве 4 нормализоване фреквенције (у позитивном смеру осе). Може се приметити да је потребно фокусирање нормализованих фреквенција m на дуго мањи опсег нормализованих фреквенција k .



Слика 3.20: Упоредни приказ оса са нормализованим фреквенцијама у случају када је $G = 2$

Јако битна чињеница, која може значајно утицати на детектибилност циљева (бродова), када је бифреквенцијски режим рада у питању, је да се мора најпре елиминисати утицај клатера мора, који је видљив на обе усредњене RD-HR мапе, да би се започео поступак фокусирања. Метода за потискивање клатера мора детаљно је описана у поглављу 3.10.1. Клатер мора је фреквенцијски зависан, односно Брагове линије налазе се на различитим местима у RD-HR мапама, у зависности од изабране фреквенције f_c . Када се изврши фокусирање, на местима где су биле Брагове линије, и у једном и у другом случају, сада се отвара могућност да се ту појаве и стварни циљеви. У случају да се не реализује потискивање утицаја клатера мора, неки циљеви биће маскирани Браговим линијама, којих би било укупно 4 (по 2 за сваку фреквенцију), што би нарушило детектибилност циљева, која би у бифреквенцијском режиму рада била чак и мања од режима рада на једној фреквенцији.

На слици 3.21 приказан је изглед RD-HR мапе за фреквенцију 4.6, а затим и за 9.2 MHz, као и изглед фокусиране RD-HR мапе, која се даље користи за детекцију циљева.



Слика 3.21: Изглед RD-HR мапе за фреквенцију 4.6 MHz (горе лево), 9.2 MHz (горе десно) и фокусирана RD-HR мапа (доња слика)

На горње 2 слике означена су места где су биле Брагове линије, а које су елиминисане пре почетка фокусирања (део између црвених линија на сликама). Као пример побољшања детектибилности у бифреквенцијском режиму рада, црвеним стрелицама, на слици, су обележене неке од детекција које се само виде на једној или другој фреквенцији (а виде се и на фокусираној RD-HR мапи), као и неке од детекција које се налазе на местима где су се налазиле Брагове линије на појединим фреквенцијама (које у овом случају нису маскиране).

У табели 3.5 приказани су нумерички резултати, који се односе на детектибилност циљева са RD-HR мапе, добијени на основу узорка сигнала од 78 *timestamp*-ова, где се један *timestamp* трајања 32.768 секунди и за сваки од њих фор-

мира се RD-HR мапа, са које се врши детекција циљева. Резултати су заокружени на најближу целобројну вредност. Детекција циљева рађена је за нормализовану вредност прага детекције $\gamma = 0.1$, у свим случајевима (поглавље 3.7.2 детаљно се бави процесом детекције циљева са RD-HR мапе). Резултати показују да на фреквенцији 4.6 MHz има незнатно више детекција у односу на случај када се користи фреквенција 9.2 MHz. Познато је да се на нижим фреквенцијама могу постићи бољи резултати у погледу детектибилности циљева на већим растојањима, па је стога и овај резултат очекиван. Бифреквенцијски режим рада даје боље резултате у погледу детектибилности циљева, што је била и почетна претпоставка, да би уопште његова употреба била оправдана. На основу нумеричких резултата, види се да је број детекција у бифреквенцијском режиму рада (где је рађено фокусирање RD-HR мапа) већи 7.3% и 9.4%, у односу на случајеве када је ситем радио на фреквенцијама 4.6 и 9.2 MHz, респективно.

Табела 3.5: Поређење просечног броја детекција са RD мапе у случају бифреквенцијског режима рада и режима рада на једној фреквенцији

Фреквенција 4.6 MHz	657
Фреквенција 9.2 MHz	644
Бифреквенцијски режим	705

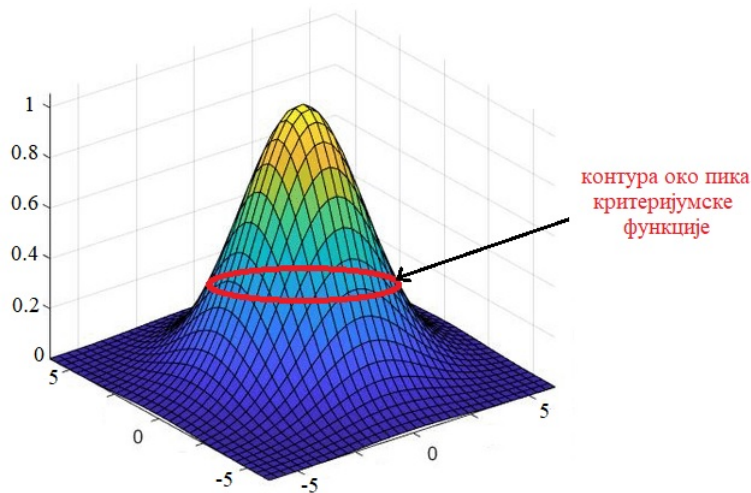
Поступак, који је овде приказан, као и добијени нумерички резултати, дају оквирну представу о побољшању перформанси радара, у смислу боље детектибилности циљева (већи број детекција), у случају бифреквенцијског режима рада, у односу на случај када систем радио на једној фреквенцији. Ово јесте први показатељ побољшане детектибилности циљева. Међутим, права слика успешности може се видети тек када се испрате трајекторије бродова од интереса, у оквиру задатог временског периода, на основу експериментално добијених резултата, да би се показало како бифреквенцијски радар заправо радио у пракси. Овај поступак биће детаљно анализиран у поглављу 6.3.3 ове дисертације.

3.6 Увод у високорезолуционо праћење бродова (*tracking*)

Високорезолуциона примарна обрада сигнала, која је представљена у оквиру ове докторске дисертације, базирана је на RD-HR мапи, на којој се прво реализује процес детекције циљева, а затим се врши одређивање азимута за сваки од тих циљева. У оквиру овог поглавља биће показано да је овакав начин обраде сигнала погодан за развој једног новог правца, када је у питању праћење бродова (*tracking*). Иако се дисертација бави само примарном обрадом сигнала, овде ће бити приказана само основна идеја оваквог начина праћења бродова, са циљем да се отвори поље за будућа истраживања. Тема је веома широка, обимна и представља логички наставак истраживања, који је у вези са докторском дисертацијом. Идеја је да се *tracking* радио управо на RD-HR мапи, где се одступа од класичних начина праћења бродова, са циљем да се на иновативан начин дође до евентуално бољих перформанси.

Предложени поступак праћења бродова може се поделити на неколико корака:

- За сваки детектовани пик са RD-HR мапе (детектовани пик критеријумске функције) потребно је издвојити део критеријумске функције. С обзиром на карактеристике пикова у RD-HR мапи, довољно је да се издвоји по 5 тачака критеријумске функције, са сваке стране пика, а то је заправо матрица димензија 11×11 .
- У наредном кораку потребно је извршити нормализацију пикова да би њихове вредности биле у опсегу $[0,1]$. Ово се постиже тако што се пронађе највећи и најмањи елемент селектоване матрице, а затим се од свих елемената матрице одузме минимална вредност, па се тако добијене вредности матрице нормализују помоћу максималне вредности.
- Претходно наведени корак ради се из ралога што је потребно одредити контуру овог дела критеријумске функције на истој нормализованој висини, односно, нивоу. У оквиру ове анализе нормализована висина имаће вредност 0.2, али такође може бити и другачије изабрана, у циљу праћења њеног утицаја на перформансе *tracking*-а.
- За све детектоване пикове критеријумске функције, који су добијени у оквиру једног *timestamp*-а, потребно је одредити контуре, на претходно описан начин, а затим поступак понављати за све остале *timestamp*-ове. У случају да се суседне контуре преклапају, каже се да је реч о уланчавању детекција, односно долази до праћења појединих бродова у одређеном временском периоду. Детекцијама, чије се контуре преклапају, додају се и подаци о детектованом азимуту.

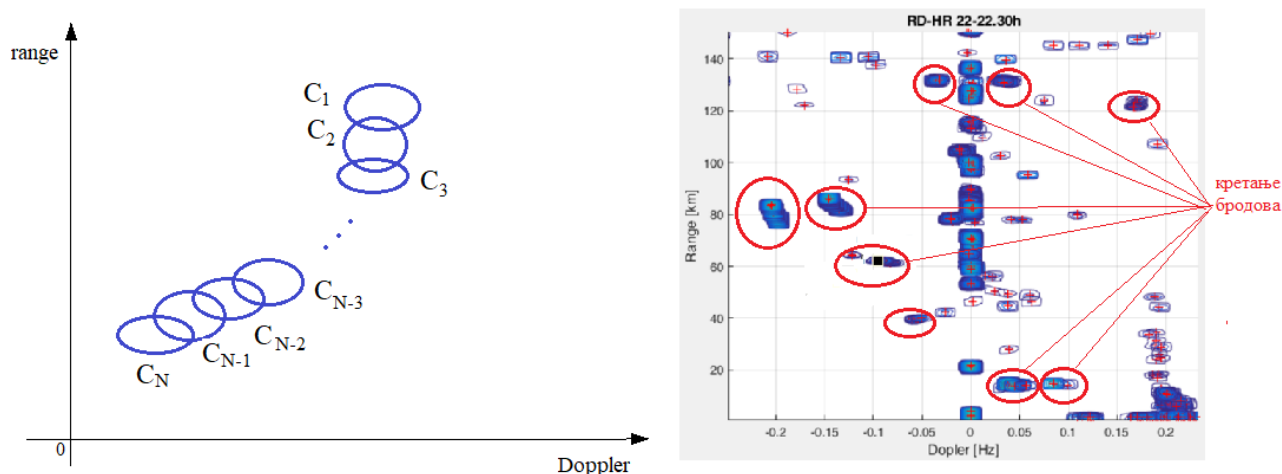


Слика 3.22: Поступак формирања контуре око пика критеријумске функције RD-HR мапе

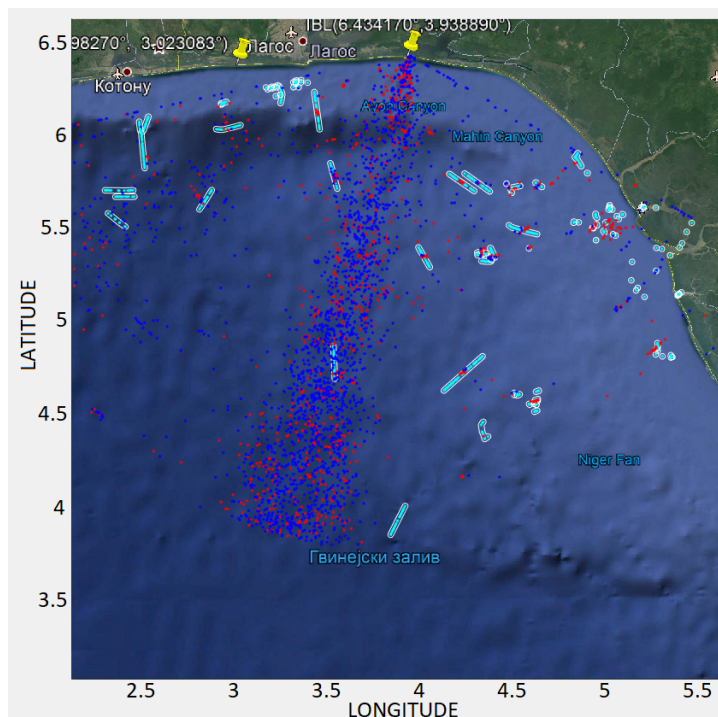
На слици 3.22 приказан је поступак формирања контуре око пика критеријумске функције RD-HR мапе на нормализованој висини 0.2.

Такође, на левом делу слике 3.23 приказан је пример формирања трајекторије кретања једног брода на основу преклапања контура у RD-HR мапи. У конкретном случају, контуре су обележене са $C_i, 1 \leq i \leq N$, где параметар i означава редни број *timestamp*-а, а N је укупан број контура. Пошто су Доплерове фреквенције позитивне (у овом случају), може се закључити и да се брод приближава радару.

У циљу анализе могућности праћења бродова у пракси, направљена је експериментална анализа, на основу података који су аквизирани 19. априла 2020. године са HFSWR сиситема, који се налази на локацији Ibeju Lekki у Нигерији. За потребе тестирања коришћен је узорак сигнала трајања нешто више од 8 минута (15 сегмената - *timestamp*-ова), почевши од 22:24h. У овом случају није узет велики узорак, јер би овде било немогуће приказати нумеричку анализу по сегментима, а његова дужина је ипак довољна да би се спровео процес праћења бродова. Преклапање контура може се видети на десном делу слике 3.23, а приказ детекција на географској мапи на слици 3.24



Слика 3.23: Формирање трајекторије кретања једног брода на основу преклапања контура у RD-HR мапи (**лево**), Експериментално добијени подаци о кретању свих бродова на основу преклапања контура у RD-HR мапи (**десно**)



Слика 3.24: Приказ уланчавања детекција на географској мапи (црвено-детекције које су уланчане бар 3 пута, плаво-остале детекције, светло плава контура - AIS подаци)

Ови резултати су охрабрујући и чак и на малом узорку сигнала, може се видети груписање (уланчавање) детекција које припадају појединачним бродовима од интереса. Са претходне слике се може уочити и добро поклапање новоформираних трагова са AIS подацима, као и груписање (уланчавање) детекција које припадају појединачним бродовима, што значи да су ови резултати добри, чак и за овако мали узорак сигнала, што свакако представља доказ почетне претпоставке да је могућ *tracking* на овакав начин.

На слици 3.25 приказан је резултат уланчавања детекција за 15 сегмената сигнала. За потребе визуелног приказа коришћен је програмски пакет MATLAB, где се детекције организују у редове и колоне. Колона представља један *timestamp*. У првом кораку, у табелу се додају све детекције из првог *timestamp*-а (свака у посебном реду). За све наредне *timestamp*-ове детекције се придружују претходним детекцијама (ако постоји уланчавање), или се додају у нови ред. Уочава се да постоје детекције у свим сегментима (константни трагови), детекције које почињу да се уланчавају почевши од неког другог сегмента, као и детекције где уланчавање не постоји (лажни аларми). У случају да постоји траг и да у следећем *timestamp*-у не дође до уланчавања (пуцање трага), следеће детекције смештају се у нови ред табеле (као да је нови траг у питању). Ово јасно указује да се, базирано на новом приступу, морају формирати модели кретања, модели за одржавање и брисање трагова, радити предикција итд., што представља базу за даља истраживања.

a)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
32	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell				
33	1x1x8 cell														
34	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell												
35	1x1x8 cell														
36	1x1x8 cell														
37	1x1x8 cell														
38	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell									
39	1x1x8 cell	1x1x8 cell													
40	1x1x8 cell														
41	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell												
42	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell										
43	1x1x8 cell														
44	1x1x8 cell	1x1x8 cell													
45	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell				
46	1x1x8 cell	1x1x8 cell													
47	1x1x8 cell	1x1x8 cell													
48	1x1x8 cell	1x1x8 cell													
49	1x1x8 cell	1x1x8 cell													
50	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell				
51	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell											

b)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
74	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell
75	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell			
76	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell

c)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1160									1x1x8 cell						
1161									1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell
1162									1x1x8 cell						
1163									1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell	1x1x8 cell			

Слика 3.25: Нумерички резултати испитивања учестаности уланчавања детекција:

- a) пример уланчавања од првог сегмента где долази до прекида трагова
- b) пример уланчавања од првог сегмента где не долази до прекида трагова
- c) пример уланчавања која почињу од 9.сегмента

3.7 Детекција циљева на RD-NR мапи

У овом поглављу биће описани могући начини детекције циљева на RD-NR мапи. Процес детекције циљева (бродова) представља посебан изазов када је у питању примарна обрада сигнала у HFSSWR системима, јер перформансе примарне обраде директно зависе од тога.

Методe за детекцију циљева на (RD) мапи генерално се могу поделити на 2 групе: CFAR (*Constant False Alarm Rate*) детекторе и детекторе из области обраде слике (*Image Processing*). Као што је наглашено у претходним поглављима ове дисертације, код постојећих радара у оперативној употреби (као што је радар WERA) детекција циљева углавном се врши на RD мапи (2D детекција), применом CFAR детектора. Са становишта најефикаснијег потискивања клатера мора, метода са формирањем (RD) мапе, у првом кораку, показала као најефикаснија, јер се ефекат мора (морски клатер) у RD мапи манифестује у виду тзв. Брагових линија, које су локализоване на тачно одређеним местима у RD мапи, у зависности од радне фреквенције.

Међутим, постоји и одређен број радова који се баве другим начинима детекције [35–40], а који представљају основу за истраживање у циљу формирања новог модела детектора који ће бити представљен у овој дисертацији. Ту се, пре свега, мисли на радове који се односе на детекцију која је базирана на морфологији пикова критеријумске функције RD мапе. Идеја за развој новог модела детектора циљева на RD мапи потиче од референце [41].

Поглавље ће бити подељено на два дела. У првом делу биће представљени модели CFAR детектора, који се најчешће користе, са циљем да се упореде њихове перформансе у HFSSWR системима, на основу реалних података аквизираних са радара у оперативној употреби. Наравно, у питању је детекција на високорезолуционој RD-NR мапи, па је ово поређење ретко доступно у постојећој литератури. У другом делу поглавља биће детаљно приказан модел новог детектора, његов математички модел, као и његова примена у високорезолуционој примарној обради сигнала у HFSSWR системима. Нагласак ће бити на предностима коришћења оваквог типа детектора, у односу на постојеће детекторе, пре свега по питању детектибилности циљева, што ће такође бити показано. Овај тип детектора биће и делимично нумерички оптимизован, са циљем да његова употреба испуњава захтев за радом алгоритама у реалном времену, што је од суштинског значаја у пракси.

3.7.1 Преглед модела детектора у постојећим системима

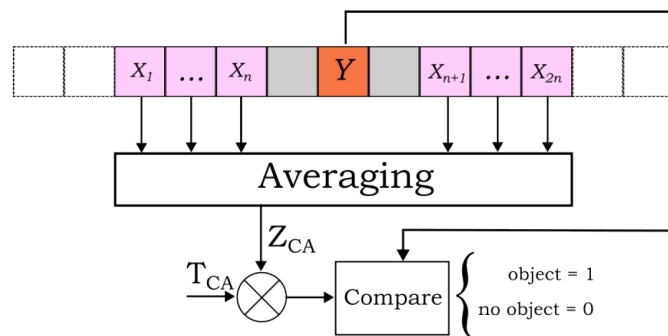
Иако постоји више модела CFAR детектора, који се користе у оперативној употреби, њихов развој и даље представља фокус рада многих истраживача широм света. Принцип рада најчешће коришћених модела CFAR детектора биће приказан у овом поглављу. Теоријске основе ових алгоритама и извођење израза за вероватноћу лажног аларма детаљно су представљене у поглављу 6.5 референце [34]. Овде је углавном реч о 1D моделима, од којих се полази приликом анализе. Наравно, када је у питању детекција циљева на RD-NR мапи, мора бити примењен 2D модел детектора, па ће, у вези с тим, бити наглашено како се постојећи модели могу користити у таквим случајевима. Принцип рада и комплетан математички модел остају исти, само се разликује начин уноса улазних параметара.

Након описа принципа рада 1D модела, биће приказана аналогија са 2D моделама CFAR детектора, погодних за примену у HFSWR системима. Код свих модела детектора, одређује се праг детекције, за сваки елемент улазних података, на основу кога се врши даље поређење, да би се одредило да ли тај елемент представља стварну детекцију која потиче од циља (брода). RD-HR мапа је заправо 2D матрица, са одговарајућим бројем врста и колона. Елемент који се тестира у литератури се обично обележава са CUT (*Cell Under Test*). Пошто се пикови у критеријумској функцији RD-HR мапе не налазе само у једном елементу матрице, већ се пик шири у 2 димензије (по *range*-у и Доплеровој фреквенцији), формира се заштитни опсег (*guard cells*) са одређеним бројем елемената матрице око елемента који се тестира. Овај заштитни опсег може да има различиту дужину по обе димензије, али обично одговара карактеристикама пикова у RD-HR мапи. Након дефинисања заштитног интервала, лево и десно од њих, узима се одређени број елемената (*training cells*), који ће служити за одређивање оптималног прага, означеног са γ , за елемент који се тестира, на следећи начин:

$$\gamma = T \cdot Z \quad (3.29)$$

У претходној релацији, са Z је означен фактор који директно зависи од типа примењеног CFAR детектора, а са T фактор скалирања, који такође зависи од изабраног типа детектора. Елемент који се тестира, заштитни елементи и елементи за тренинг припадају припадају такозваном прозору, помоћу којег се врши тестирање. Његове димензије могу бити различите. Сам процес детекције је једноставан: ако тестирани елемент има већу вредност од прага γ , онда се сматра да је то детекција која потиче од стварног циља (брода у овом случају). У супротном, у питању је лажни аларм. Према томе, након процеса детекције, од улазне матрице добија се бинарна матрица (1-детекција, 0-нема детекције). Што се тиче начина обележавања, елемент који се тестира биће означен са Y , тренинг елементи, који претходе елементу који се тестира, биће обележени са X_1, X_2, \dots, X_n , а тренинг елементи, који су после елемента који се тестира, су обележени као $X_{n+1}, X_{n+2}, \dots, X_{2n}$ (по n елемената са сваке стране). Укупан број тренинг елемента означен је са N_t , тако да је $N_t = 2n$.

Први, и најчешће коришћени, модел CFAR детектора је CA-CFAR (*Cell-Averaging CFAR*), чија је принципска блок шема приказана на слици 3.26.



Слика 3.26: Принципска блок шема CA-CFAR детектора

Код овог модела детектора, параметар Z зависи од изабраног типа CFAR детектора, који се, у овом случају, одређује као средња вредност свих елемената

изабраног прозора, не рачунајући ћелију која се тестира, као ни заштитни опсег, на следећи начин [34]:

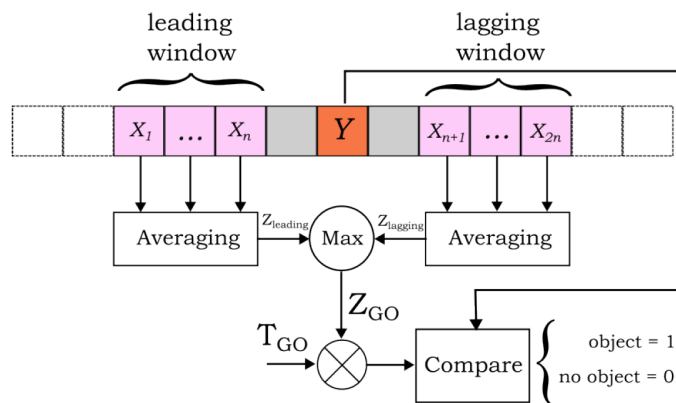
$$Z_{CA} = \frac{1}{N_t} \sum_{j=1}^{N_t} X_j \quad (3.30)$$

Да би се добили што бољи резултати детекције, подешава се фактор скалирања, који је дефинисан на следећи начин [34]:

$$T_{CA} = N_t \left(P_{fa}^{-\frac{1}{N_t}} - 1 \right) \quad (3.31)$$

Из претходне једначине се може закључити да у зависности од вероватноће лажног аларма (P_{fa}), зависи како ће бити изабран фактор скалирања, а самим тим и вредност прага детекције. Висок праг значи да ће вероватноћа лажног аларма бити мања, али ће зато и вероватноћа детекције бити мања, и обрнуто. Према томе, увек треба тражити компромис између ова два захтева. Пошто су величина прозора, са којим се врши тестирање, и вероватноћа лажног аларма константне вредности, закључује се да је и фактор скалирања константна вредност. Потребно је напоменути да је, због величине прозора, одређен број граничних елемената изузет из разматрања.

Један од основних проблема CA-CFAR детектора је да, ако се више циљева налази унутар прозора за тестирања, онда ће средња вредност елемената бити велика, то ће резултирати повећањем вредности прага, што резултира немогућношћу да се детектује један или више стварних циљева. Због тога је развијено више других варијанти CFAR детектора. На следећој слици приказан је GOCA-CFAR (*Greatest-Of-Cell-Averaging*) модел детектора.



Слика 3.27: Принциуска блок шема GOCA-CFAR детектора

Код оваквог типа детектора, практично се одређују 2 вредности за параметар Z , а то су средња вредност тренинг елемената са леве и са десне стране, а онда се узима већа од те 2 вредности да би се одредио параметар Z [34]:

$$Z_1 = \frac{2}{N_t} \sum_{j=1}^n X_j \quad (3.32)$$

$$Z_2 = \frac{2}{N_t} \sum_{j=n+1}^{2n} X_j \quad (3.33)$$

$$Z_{GO} = \max(Z_1, Z_2). \quad (3.34)$$

У овом случају, израчунавање фактора скалирања T_{GO} мора се одредити нумеричким методама, и повезан је са вероватноћом лажног аларма на следећи начин [34]:

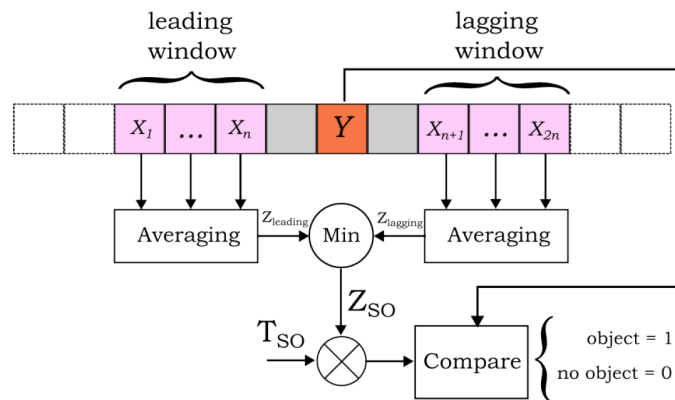
$$\frac{P_{fa}}{2} = \left(1 + \frac{T_{GO}}{n}\right)^{-n} - \left(2 + \frac{T_{GO}}{n}\right)^{-n} \cdot \left(\sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1+k}{k} \left(2 + \frac{T_{GO}}{n}\right)^{-k}\right) \quad (3.35)$$

У односу на CA-CFAR детектор, овај тип детектора је осетљивији на утицај клатера и вредност прага детекције се повећава, чак и ако је само половина прозора, помоћу кога се врши детекција, под утицајем клатера. Али мана овог типа детектора је што је вредност прага детекције увек, или иста, или већа, у односу на CA-CFAR детектор, па и овде може доћи до проблема са детекцијом стварних циљева, у случају да у истом прозору постоји више блиских циљева. Такође, постоји шанса да неки веома изразени, али уски пикови критеријумске функције RD-HR мапе, не буду уопште детектовани.

Следећи тип CFAR детектора је SOCA-CFAR (*Smallest-Of Cell-Averaging* CFAR), који је веома сличан претходном типу, с тим што се сада параметар Z израчунава тако што се одреди минимум претходно дефинисаних параметара Z_1 и Z_2 , на следећи начин:

$$Z_{SO} = \min(Z_1, Z_2). \quad (3.36)$$

Принципска блок шема овог типа детектора приказана је на следећој слици:



Слика 3.28: Принципска блок шема SOCA-CFAR детектора

Веза између вероватноће лажног аларма и фактора скалирања није линеарна, и мора се одређивати нумеричким методама, слично као што је то био случај код претходног типа детектора, на следећи начин [34]:

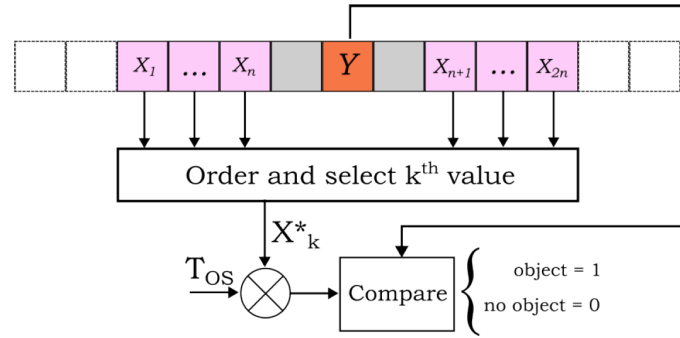
$$\frac{P_{fa}}{2} = \left(2 + \frac{T_{SO}}{n}\right)^{-n} \cdot \left(\sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1+k}{k} \left(2 + \frac{T_{SO}}{n}\right)^{-k}\right) \quad (3.37)$$

Код овог типа детектора ублажен је ефекат маскирања стварног циља као последица још неког од циљева у истом полу-прозору, који или предњачи (*leading window*), или се налази после елемента који се тестира (*lagging window*). Овде се повећава вероватноћа детекције стварних циљева, али пошто је праг нижи, онда расте и вероватноћа лажног аларма.

Последњи тип детектора, који ће бити предмет анализе у овом поглављу је OS-CFAR (*Order Statistics CFAR*). Код овог типа детектора нема усредњавања елемената по прозорима, већ се бира само један репрезентативан елемент, који се налази на нивоу шума. Стога се параметар Z израчунава у једноставнијој форми:

$$Z_{OS} = X_k^* \quad (3.38)$$

Са X_k^* означен је k -ти елемент од сортираних свих елемената прозора за тестирање (*Training Cells*). Принциписка блок шема овог типа детектора приказана је на следећој слици.



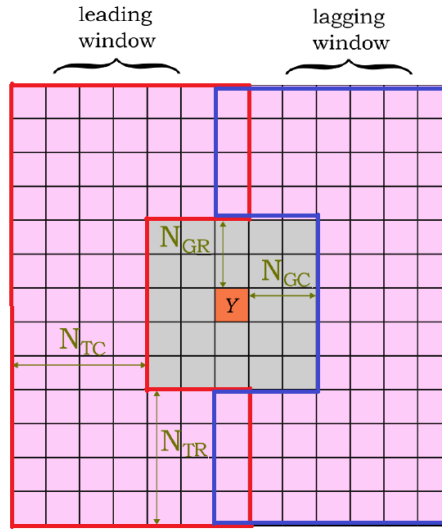
Слика 3.29: Принциписка блок шема OS-CFAR детектора

Потребно је нагласити да овај тип детектора даје боље резултате у случају да је присутно више циљева у истом прозору за тестирање. Мана овог типа детектора је нумеричка комплексност, па није баш погодан за примене где се захтева рад HFSWR система у реалном времену. Вероватноћа лажног аларма има минималну вредност за изабрано $k = \lfloor \frac{3}{4}2n \rfloor$, и у овом случају, повезана је са фактором скалирања на следећи начин [34]:

$$P_{fa} = k \binom{2n}{k} \frac{(k-1)!(T_{OS} + 2n - k)!}{(T_{OS} + 2n)!} \quad (3.39)$$

У свим претходним анализама, представљена су 4 најчешће коришћена модела CFAR детектора, али у свом изворном облику (1D случај). Пошто овде мора да се детектује циљ на RD-HR мапи, а то је заправо дводимензионална матрица, јасно је да и одговарајући тип CFAR детектора мора да буде дводимензионалан. То не значи да сви претходно приказани математички модели детектора не важе у овом случају, већ да само треба пажљиво формирати нове прозоре, помоћу којих се примењују идентични принципи детекције.

На следећој слици приказан је изглед прозора помоћу кога се врши 2D CFAR детекција



Слика 3.30: Изглед прозора помоћу кога се врши 2D CFAR детекција

Што се тиче начина обележавања, са N_{GR} и N_{GC} означене су димензије заштитног интервала око елемента матрице који се тестира, тачније број редова који се налазе горе и доле у односу на изабрани елемент, и број колона које се налазе лево и десно у односу на исти елемент, респективно. Слично, са N_{TR} и N_{TC} означене су димензије прозора на основу којих се врши процена прага детекције (*training cells*), тачније број редова који се налазе горе и доле у односу на заштитни интервал, и број колона које се налазе лево и десно у односу тај заштитни интервал, респективно. Са $Y = x_{N_{TR}+N_{GR}+1, N_{TC}+N_{GC}+1}$ означен је елемент на који се примењује CFAR детекција.

Значи, сви елементи заштитног интервала, *training* елементи и елемент на који се примењује CFAR детекција, припадају матрици, која ће бити означена са $\mathbf{X}_C \in \mathbb{R}^{(2N_{TR}+2N_{GR}+1) \times (2N_{TC}+2N_{GC}+1)}$, чији су елементи $x_{i,j}$ за $1 \leq i \leq 2N_{TR} + 2N_{GR} + 1$ и $1 \leq j \leq 2N_{TC} + 2N_{GC} + 1$. Нека је скуп елемената ове матрице:

$$\mathcal{N}^{CFAR} = \{x_{i,j} | 1 \leq i \leq 2N_{TR} + 2N_{GR} + 1, 1 \leq j \leq 2N_{TC} + 2N_{GC} + 1\}. \quad (3.40)$$

На сличан начин може се дефинисати и скуп \mathcal{G} који садржи елементе заштитног интервала, као и елемент на који се примењује CFAR детекција:

$$\mathcal{G} = \{x_{i,j} | N_{TR} + 1 \leq i \leq N_{TR} + 2N_{GR} + 1, N_{TC} + 1 \leq j \leq N_{TC} + 2N_{GC} + 1\}. \quad (3.41)$$

Коначно се може дефинисати и скуп $\mathcal{N}^{TRAINING}$ са елементима, који представљају *training* елементе CFAR матрице:

$$\mathcal{N}^{TRAINING} = \mathcal{N}^{CFAR} \setminus \mathcal{G}. \quad (3.42)$$

Укупан број елемената овог скупа зависи од дефинисане величине прозора по-

моћу којег се врши CFAR детекција и израчунава се на следећи начин:

$$N_t = (2N_{TR} + 2N_{GR} + 1)(2N_{TC} + 2N_{GC} + 1) - (2N_{GR} + 1)(2N_{GC} + 1). \quad (3.43)$$

Потребно је нагласити, да у случају примене 2D CFAR детектора на матрицу која чини RD мапу, потребно је водити рачуна о граничним елементима, односно на њих се не примењује процес детекције. На основу претходно дефинисаних параметара прозора, помоћу којег се врши детекција, изузима се $N_{TR} + N_{GR}$ редова са горње и доње стране матрице, као и $N_{TC} + N_{GC}$ колона са леве и десне стране матрице. Након примењеног поступка детекције, ови гранични елементи имаће вредност нула. Због овога би требало изабрати вредности параметара прозора који немају велике вредности, да би што већи број елемената RD матрице био обрађен.

Такође, код GOCA-CFAR и SOCA-CFAR детектора, у 2D случају, прозори који претходе тестираном елементу (*leading window*) и који су после тестираног елемента (*lagging window*), одређују се на сличан начин као у 1D случају, узимајући елементе из скупа $\mathcal{N}^{\text{TRAINING}}$, али који одговарају левој и десној страни RD матрице у односу на тестирани елемент. Важно је напоменути, пошто ова матрица увек има непаран број колона, део ових прозора чиниће и *training* елементи који се налазе у истој колони као и тестирани елемент, код формирања оба прозора (прозори обележени плавом и црвеном бројом на слици 3.30).

Сви претходно описани модели CFAR детектора (CA-CFAR, GOCA-CFAR, SOCA-CFAR, OS-CFAR) имају своју примену у постојећим HFSWR системима. Сваки од њих има неке предности, које су и описане у оквиру овог поглавља, и у зависности од конкретне ситуације у пракси, може се донети одлука који од њих би био најпогоднији за коришћење, односно који ће имати најбоље перформансе по питању детектибилности циљева. Од ових детектора зависе перформансе читавог система, јер ако се циљ не детектује у овој фази, у наредним фазама примарне обраде сигнала тај циљ неће ни постојати.

Као што се могло видети из претходне анализе, основни проблем ових детектора је раздвојивост циљева, у случају да се више циљева нађе у оквиру једног прозора помоћу којег се врши детекција. Из тог разлога, идеја је да се развије нови модел детектора циљева са RD-HR мапе, који би могао да реши ове проблеме, што би потенцијално могло да доведе и до боље детектибилности циљева.

Резултати тестирања и поређења CFAR детектора, на основу података који су добијени са радара у оперативном раду, биће приказани у поглављу 3.7.3 из разлога што је потребно, тек након формулације нове методе за детекцију циљева, упоредити перформансе постојећих алгоритама за детекцију и нове методе, која је овде предложена, са циљем да се види да ли је дошло до побољшања у погледу детектибилности циљева. Другим речима, није примарни циљ те анализе да се међусобно упореде CFAR детектори, већ да се најбољи од њих, у погледу детектибилности, упореди са новим детектором, који функционише на другачијем принципу.

3.7.2 Нова метода за детекцију циљева на RD-HR мапи

У претходном поглављу приказана су 4 најчешће коришћена модела CFAR детектора. Они се углавном користе за детекцију циљева на RD мапи, у постојећим HFSWR системима, који раде у оперативној употреби (на пример, радар WERA), и као што се могло видети, на основу добијених резултата, дају добре резултате када је у питању детектибилност циљева. Међутим, једна од полазних хипотеза ове докторске дисертације је да се може формулисати одговарајући алгоритам за детекцију циљева на RD-HR мапи, који је прилагођен специфичностима RD-HR мапа (карактеристикама пикова у њиховим критеријумским функцијама) и који даје боље резултате у односу на CFAR детекторе. Према томе, циљ овог поглавља биће представљање нове методе за детекцију циљева на RD-HR мапи.

Нова метода је базирана на другачијем принципу детекције и припада области обраде слике (*Image Processing*). Идеја за развој новог модела детектора циљева на RD мапи потиче од референце [41]. Аутори ове референце баве се алгоритмом за обраду слике, где представљају модел за детекцију пикова на слици. Овај модел је прилагођен специфичностима слике, па је, стога, уз додатне модификације и подешавања параметара модела, применљив у овој области. Значи, у основи, модел, сам по себи, није нов, али су његова конкретна примена у HFSWR системима и његово специфично подешавање, које је прилагођено карактеристикама пикова критеријумске функције RD мапе, иновативни и представљају искорак у развоју детектора, у односу на досадашње стање развоја, које је приказано у доступној литератури. Овде се, дакле, врши здружена процена удаљености брода и његове Доплерове фреквенције, на основу проналажења пикова на RD-HR мапи, по тачно одређеном критеријуму.

Предуслов за детекцију је формирана RD-HR мапа, и као што је речено, са становишта нумеричке комплексности израчунавања, ово је најзахтевнији део у примарној обради сигнала. RD мапа може се дефинисати као дводимензионална слика (постоји аналогија за претходно наведеном референцом), која се састоји од коначног броја тачака (са нумеричким вредностима), а које дају тачну информацију о активности бродова на мору. Она се формира на свим антенама и у свим сегментима. Високорезолуциона својства алгоритма доприносе бољој детектибилности бродова, као и могућности детектовања неких бродова, који уопште нису детектибилни помоћу тренутно коришћених алгоритама за примарну обраду сигнала. На самом почетку процеса детекције, потребно је формирати јединствену RD-HR мапу, одређивањем средње вредности критеријумских функција RD-HR мапа по антенама, на следећи начин:

$$\bar{P}_{\text{MUS}}^{\text{RD}}(\mu, p) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N P(\mu, p, n), \quad (3.44)$$

где $P(\mu, p, n)$ може бити униформно добијена критеријумска функција или неуниформна (што је детаљно писано у поглављу 4.1). На основу критеријумске функције $\bar{P}_{\text{MUS}}^{\text{RD}}(\mu, p)$ формира се матрица $\mathbf{P}_{\text{MUS}}^{\text{RD}}$, чији су елементи из опсега ($1 \leq \mu \leq M_P, 1 \leq p \leq R$). M_P и R су димензије RD-HR мапе по Доплеровој фреквенцији и растојању, респективно. *Grid* резолуција код RD-HR мапе је 4 пута боља за удаљеност и 4 пута боља за Доплерову фреквенцију, него што је то био случај код RD-FFT мапе.

Следећи корак у оквиру поступка детекције је анализа RD-HR мапе и њено пред-

стављање помоћу 16 бита. То значи, да да се елементи RD-HR мапе представљају помоћу 2^{16} различитих вредности, и да је минимална вредност критеријумске функције RD-HR мапе једнака нули, а максимална вредност 65535. Разлог за ову конверзију је нумеричке природе, да би се овај алгоритам брже извршавао, а да се, при томе, уопште не губи на квалитету слике, у смислу лошије детекције.

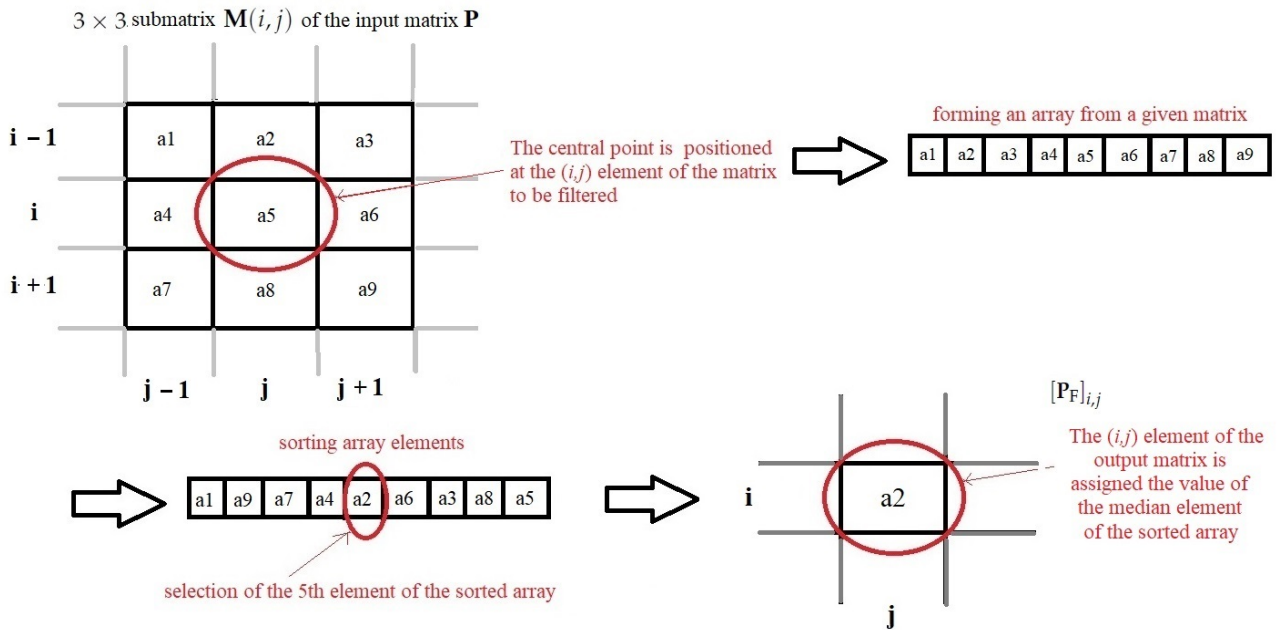
Следећи поступак је одстрањивање нежељеног тачкастог шума са слике (RD-HR мапе), који је представљен као једна релативно висока вредност у чијој се околини налазе релативно ниске вредности критеријумске функције. Овај тип шума би се на слици манифестовао као једна тачка (наравно, нежељена у овом случају). То би у пракси значило да би та тачка представљала пик у критеријумској функцији, а касније и детекцију, за коју се већ унапред зна да није права детекција, већ лажни аларм, јер сви пикови у оваквим системима имају одређене облик, чија је ширина мања или већа, односно, вредност критеријумске функције не може драстично да падне у свим суседним тачкама у околини једног пика. У литератури, која је везана за обраду слике, овакав тип шума познат је као "*Salt nad Pepper*" и потребна је његова елиминација. И експерименталним путем је уочено да пикови нису тачкасте вредности, већ да они свуда имају одређен облик.

Начин да се елиминишу овакве нежељене вредности са RD-HR мапе) јесте примена медијанског филтра (*Median Filtering*), који се користи у *Image Processing*-у. Овај начин филтрирања узима у обзир све елементе слике (све тачке) и анализира његове суседне елементе, па сваку вредност замењује са медијанском вредношћу околних вредности. Најчешће се анализира елемент по елемент улазне матрице, у чијој околини се узима 8 суседних елемената. Поступак се састоји од следећих корака:

1. Поставља се прозор (матрица) величине 3×3 тачке око посматраног елемента слике (на почетку се креће од горње крајње леве тачке на слици, односно првог реда и прве колоне)
2. Затим се сви ови елементи смештају у низ
3. Сортира се низ по растућем редоследу
4. Изабере се елемент у средини низа (5. елемент у низу)
5. То постаје вредност одговарајућег елемента у излазној матрици.
6. Сви претходни кораци 1–5 понављају се да би се одредили сви елементи излазне матрице.

Потребно је нагласити да прозор, помоћу кога се врши филтрирање, може бити различите дужине, али је, у овом конкретном случају, потребно уклонити само нежељене тачке са слике, па тај прозор треба да буде димензија 3×3 тачке. Постављање већег прозора не би било практично, јер постоји вероватноћа да критеријумска функција RD-HR мапе буде јако уска, и у том случају би она, неосновано, била одбачена, што би довело до лошијих резултата детекције. Такође, потребно је нагласити да се алгоритам примењује и за тачке које се налазе на ивицама слике, с тим што се тада све тачке прозорске функције, које не могу да обухвате најближе суседне тачке, једноставно дупуне нулама и тражи се медијанска вредност,

на исти начин као и раније. Постоји неколико случајева када долази до попуњавања нулама у прозорској функцији, а то су: први ред, прва колона, последњи ред и последња колона. Због овога ће сигурно бити нуле на сва 4 краја филтриране слике. На слици 3.31 приказан је поступак медијанског филтрирања RD-HR мапе.



Слика 3.31: Поступак медијанског филтрирања RD-HR мапе [57]

У математичкој формулацији, за дату матрицу \mathbf{P} , бира се 3×3 подматрица $\mathbf{M}(i, j)$ која је центрирана на елементу (i, j) , на следећи начин:

$$\mathbf{M}(i, j) = [\mathbf{P}]_{i-1:i+1, j-1:j+1} \quad (\forall i, j), \quad (3.45)$$

где је $[\mathbf{P}]_{i,j} = 0$, за свако i, j , где је $i \in \{0, M_{\mathbf{P}} + 1\}$ и $j \in \{0, R + 1\}$. Матрица \mathbf{P} представља матрицу критеријумске функције RD-HR мапе, односно то је $\mathbf{P}_{\text{MUS}}^{\text{RD}}$ у овом случају. Параметри $M_{\mathbf{P}}$ и R су димензије RD-HR мапе по Доплеровој фреквенцији и растојању.

Ова подматрица се, затим, преслижи и од ње се направи вектор:

$$\mathbf{m}(i, j) = \text{vec} \{ \mathbf{M}(i, j) \} \in \mathbb{R}^{9 \times 1}. \quad (3.46)$$

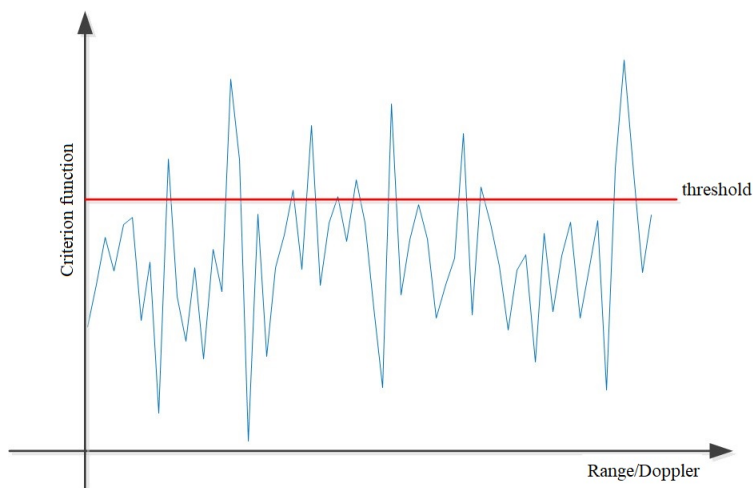
Елементи тог вектора се сортирају и формира се нови вектор $\mathbf{m}_s(i, j)$, где је резултантни елемент, заправо, 5. елемент тог вектора:

$$[\mathbf{P}_F]_{i,j} = [\mathbf{m}_s(i, j)]_5. \quad (3.47)$$

Сви претходно наведени кораци понављају се за сваки елемент улазне матрице (RD-HR мапе) и добија се филтрирана излазна матрица, на коју се примењују следеће методе филтрирања, са циљем да се омогући што је могуће боља детекција.

У следећем кораку дефинише се вредност прага изнад којег се узимају детек-

ције. Значи, вредност прага је параметар од кога зависи да ли ће се неки пикови у критеријумској функцији сматрати за детекције, или за шум (такве детекције се одбацују). Избор вредности прага је битан поступак приликом детекције и потребно му је посветити посебну пажњу. Његова вредност може се разликовати у зависности да ли се жели детекција ближих, или удаљених бродова у односу на радар, а може бити и адаптивна вредност прага, у зависности од растојања. На слици 3.32 приказан је поступак детекције бродова, чија је вредност критеријумске функције изнад прага детекције.

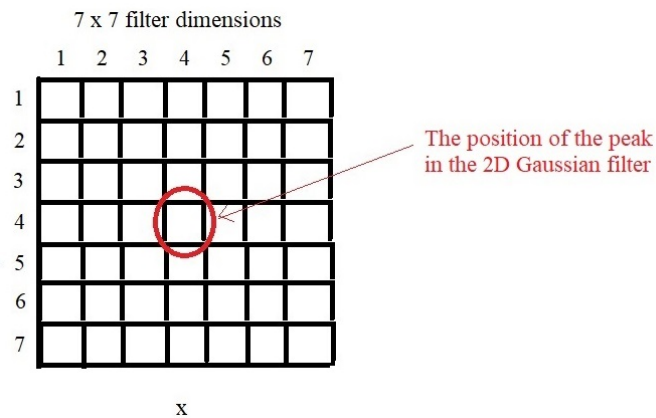


Слика 3.32: Поступак детекције циљева са RD-RR мапе

Што се тиче нумеричких вредности, поставља се питање колика је вредност прага. Ако се изабере превише низак праг, број детекција ће бити већи и детектоваће се сви бродови, и они који су близу, али и они који су веома удаљени од радара. У том случају, број детекција ће бити велики, али међу њима има и велики број лажних аларма, што повећава комплексност израчунавања касније, приликом детекције азимута. Наравно, потребно је напоменути да на детектибилност циљева не утиче само удаљеност циља од радара, већ утиче и RCS циљева, њихова оријентација у односу на радар, интерференција итд. Ако, са друге стране, праг буде превише високо постављен, биће вероватно детектовани сви бродови који су близу, што се тиче растојања, али неће удаљени бродови. Разлог за то је што ће пикови у критеријумској функцији бити испод вредности прага, па ће, према томе, бити одбачени. Вредност прага може се одредити експерименталним путем, или анализом ROC (*Radar Operating Characteristics*) кривих за сваки од бродова, што ће бити показано у делу дисертације који се бави експерименталним резултатима, као и проценом перформанси алгоритама. На основу експерименталних испитивања података добијених са радара у оперативном раду (велики статистички узорак), закључено је да вредност прага треба да буде у границама од 0.1×2^{16} и 0.2×2^{16} , а да при томе број успешних детекција буде упоредив у односу на CFAR детекторе. У процесу имплементације алгорита узимаће се вредности прага детекције 0.1 и 0.2, мислећи, наравно, на претходно дефинисане вредности 0.1×2^{16} и 0.2×2^{16} . Наравно, потребно је напоменути да неће све тачке које пређу вредност прага представљати детекције, већ оне постају кандидати да буду детекције, а део њих ће бити лажни аларми. У случају да је потребно повећати вероватноћу детекције циљева, вредност прага може се додатно смањити, али, у том случају, расте и вероватноћа лажног аларма, што у неком граничном случају може довести и до

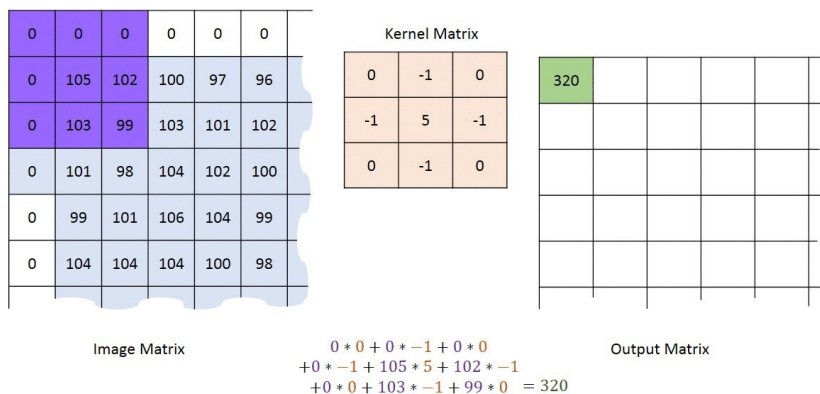
формирања лажних трагова (када је у питању праћење бродова), што је свакако особина коју радар не би смео да има.

У наредном кораку, на претходно филтрирану излазну матрицу, потребно је применити 2D конволуцију. Значи, овде се RD-HR мапа додатно филтрира, али мора да постоји још једна 2D филтарска матрица мањих димензија (тзв. кернел матрица), а све са циљем да се добије такозвана *smooth image* RD-HR мапа. Филтарска матрица је, у овом случају, Гаусов 2D филтар, чије су димензије 7×7 . Димензије овог филтра могу бити различите, али би најбоље било да се оне бирају на основу карактеристика пикова RD-HR мапе, као што је овде случај. Центар филтарске матрице мора да се позиционира на елемент који се филтрира. Ова операција, код које се сумирају производи елемената од две 2D функције, где је дозвољено да се једна од две функције помера преко елемената друге функције, је заправо конволуција. Операција 2D конволуције је доста рачунски захтевна, тако да није баш брза за извршавање, уколико се не користе кернел филтри малих димензија. Њихова димензија треба да буде непарна, тако да имају центар, на пример 3×3 , 5×5 и 7×7 . На слици 3.33 приказан је 2D филтар димензија 7×7 тачака.



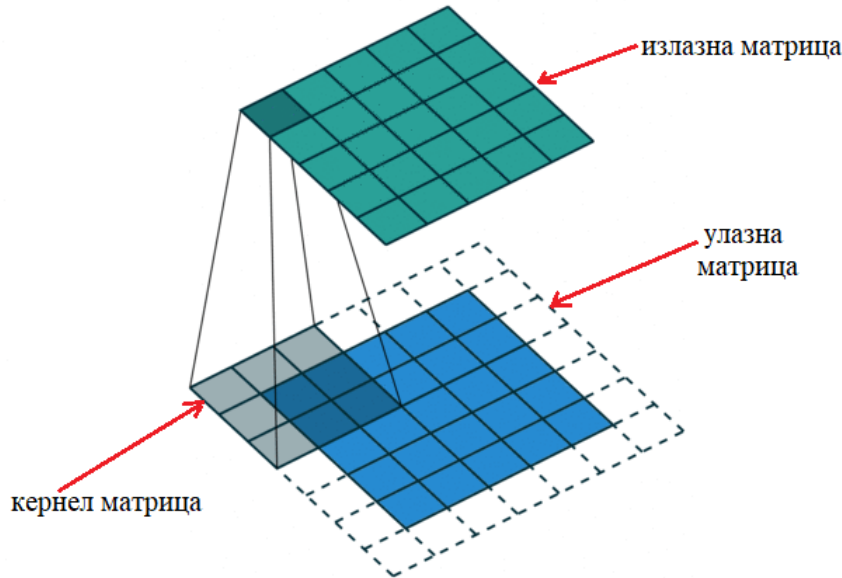
Слика 3.33: Гаусов 2D филтар димензија 7×7 тачака

На слици 3.34 илустрован је је поступак 2D конволуције са кернел матрицом димензија 3×3 , на примеру једног елемента са RD-HR мапе. Као што је објашњено раније, и овде исто важи да, ако се тачка нађе на ивицама RD-HR мапе, тада се одговарајуће вредности у кернел матрици попуњавају нулама, што се такође види на слици.



Слика 3.34: Поступак 2D конволуције за један елемент помоћу кернел матрице [57]

На слици 3.35 илустрован је поступак 2D конволуције са кернел матрицом димензија димензија 3×3 , где се јасно види начин обраде једног по једног елемента RD-HR мапе.



Слика 3.35: Поступак 2D конволуције

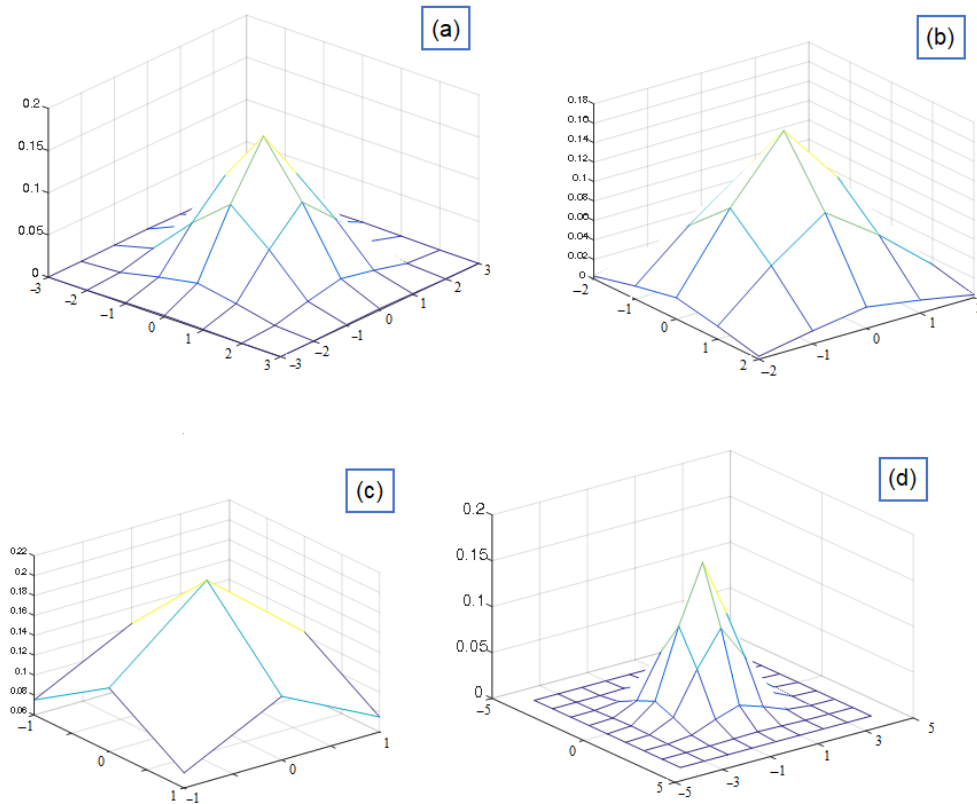
У математичкој формулацији, ако се са \mathbf{P}_F означи матрица, која треба да се филтрира, применом 2D FIR (*Finite Impulse Response*) филтра, након филтрирања добија се матрица \mathbf{P}_{FF} . Кернел матрица примењеног филтра биће матрица димензија 7×7 (а може да буде и других димензија, у зависности од карактеристика пикова улазне матрице), и одређује се на следећи начин:

$$\kappa(i, j) = \frac{1}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{i^2 + j^2}{2\sigma^2}\right); (\forall i, j \in \{-3, -2, \dots, 3\}). \quad (3.48)$$

Као резултат извршеног филтрирања, који заправо представља конволуцију, добија се:

$$[\mathbf{P}_{FF}]_{i,j} = \sum_{\zeta=-3}^3 \sum_{\xi=-3}^3 \kappa(\zeta, \xi) [\mathbf{P}_F]_{i-\zeta, j-\xi}. \quad (3.49)$$

Потребно је нагласити да се елементи матрице \mathbf{P}_F , који се налазе на самим ивицама, попуњавају нулама, тако да је $[\mathbf{P}_F]_{i,j} = 0$, за све вредности i, j тако да важи $i \in \{-2, -1, 0, M_P + 1, M_P + 2, M_P + 3\}$ или $j \in \{-2, -1, 0, R + 1, R + 2, R + 3\}$. Уобичајено је коришћење кернел матрица димензија 9×9 , 5×5 и 3×3 . Коришћење кернел матрица виших димензија у пракси се показало да није оптимално решење, из разлога што се тада значајно повећава нумеричка комплексност, а време, потребно за извршавање овог дела алгоритма, биће знатно дуже, што је неповољно са становишта извршавања алгоритама за примарну обраду сигнала у реалном времену. На слици 3.36 приказан је изглед различитих кернел функција, које је могуће користити.



Слика 3.36: Изглед различитих кернел функција: (a) 7×7 (b) 5×5 (c) 3×3 (d) 9×9 [57].

У последњем кораку потребно је, на основу добијене филтриране матрице, пронаћи одговарајуће детекције на RD-HR мапи. То је могуће одредити на два начина. Први начин је коришћењем методе локалног максимума критеријумске функције, тачније, ако тачка, која се налази у центру дела критеријумске функције, димензија $m \times n$ (у нумерицима анализа је рађено за $m = n = 5$), има максималну вредност у том прозору, тада она представља детекцију. Други начин односи се на анализу истог дела критеријумске функције, али се не тражи локални максимум, већ ми (μ) и сигма (σ) по даљини и Доплеровој фреквенцији. Под сигмом се, као код радара WERA, подразумева корен другог момента процене удаљености и Доплерове фреквенције, док процене (μ) удаљености и Доплерове фреквенције представљају, заправо, центроиде (центре масе) овог дела критеријумске функције.

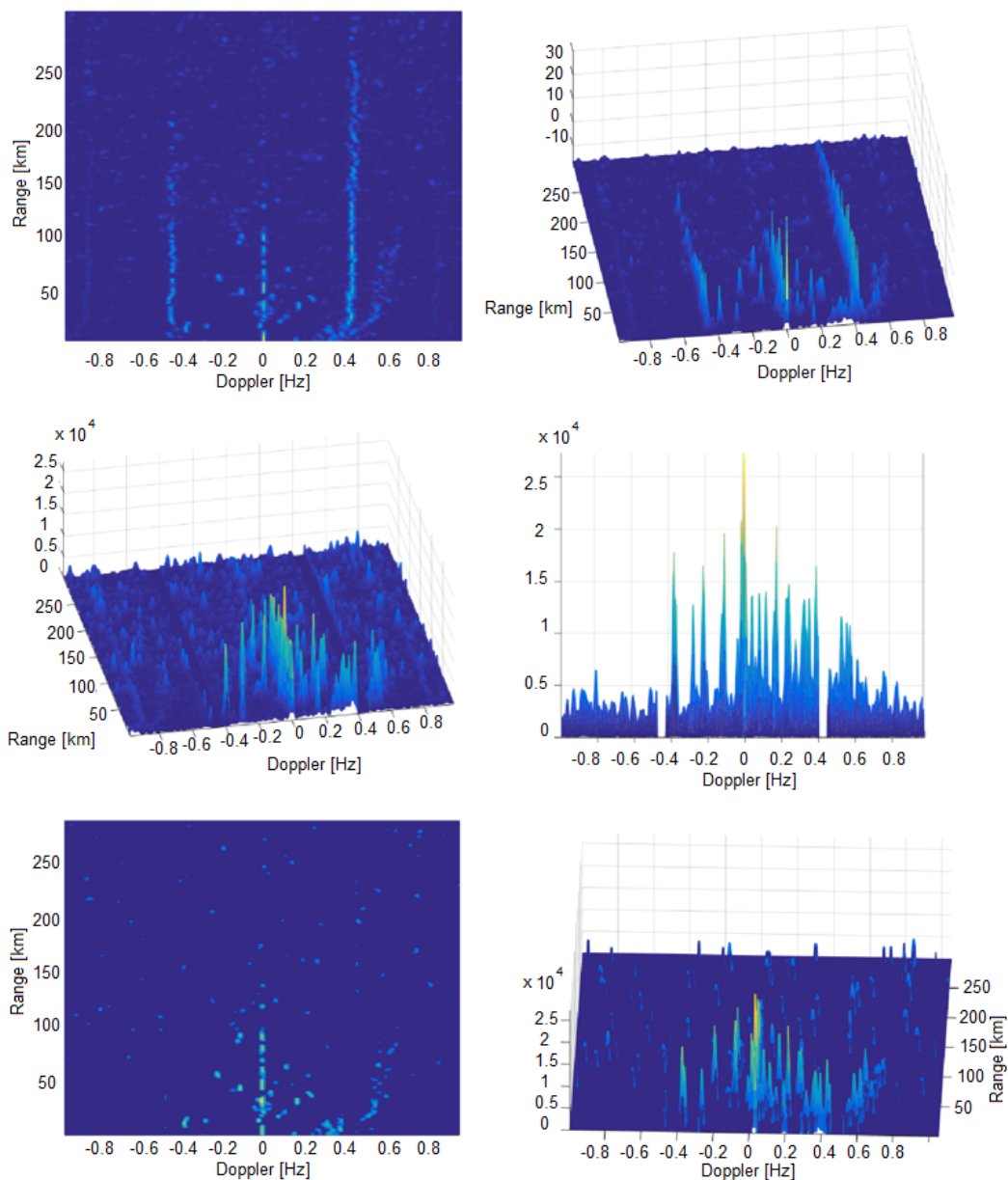
Ако су димензије филтриране матрице, \mathbf{P}_{FF} , M_P и R , по Доплеровој фреквенцији и растојању, тада се елементи фреквенцијске осе RD-HR мапе могу означити са f_i (вектор \mathbf{f}), $1 \leq i \leq M_P$, а елементи осе по растојању са r_j , $1 \leq j \leq R$ (вектор \mathbf{r}). Параметре μ и σ за једну детекцију (q) са RD-HR мапе (са индексима a и b за растојање и Доплерову фреквенцију), која је одређена путем методе локалног максимума, могуће је одредити на основу следећих релација:

$$\mu_q = \frac{\sum_{i=1}^{11} v_i x_i}{\sum_{i=1}^{11} x_i} \quad (3.50)$$

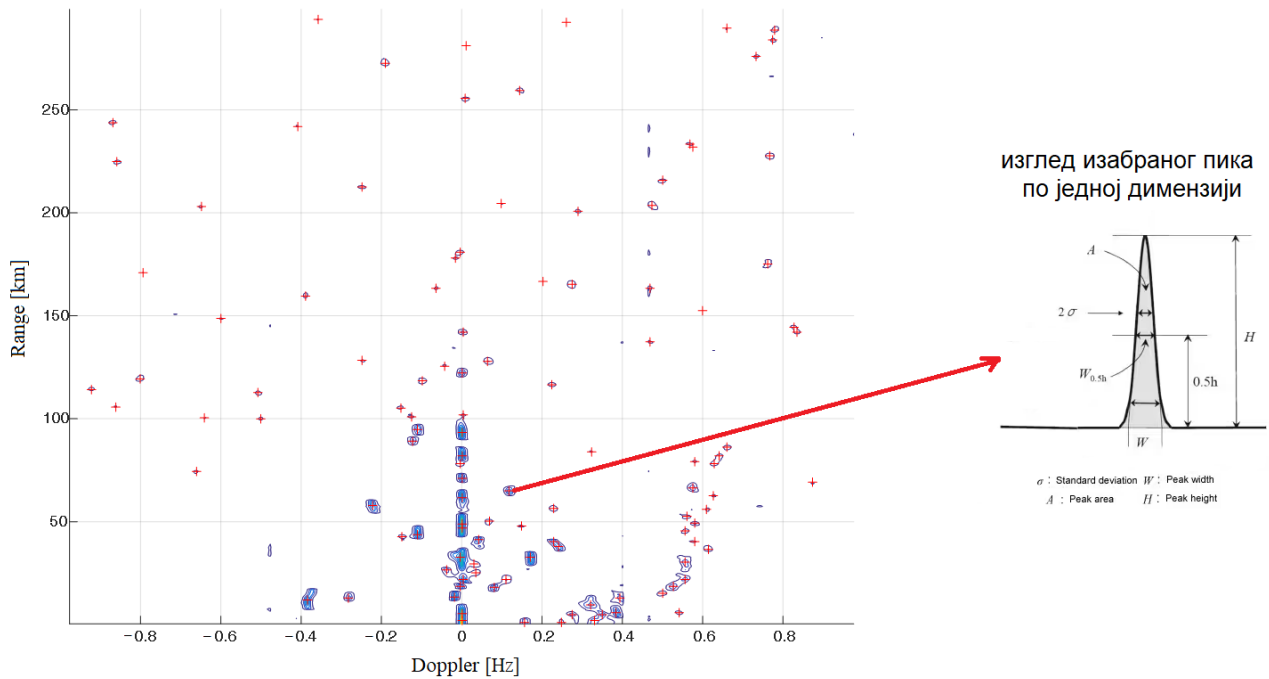
$$\sigma_q = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{11} (v_i - \mu_q)^2 x_i}{\sum_{i=1}^{11} x_i}} \quad (3.51)$$

У претходним релацијама, са x_i су обележени елементи вектора \mathbf{x} , а то је део или фреквенцијске осе или осе за растојање, односно $\mathbf{x} = [\mathbf{f}]_{b-5:b+5}$ или $\mathbf{x} = [\mathbf{r}]_{a-5:a+5}$. Посебно се одређују параметри μ и σ за растојање, а посебно за Доплерову фреквенцију. Са v_i су обележени елементи вектора \mathbf{v} , који представљају део критеријумске функције, у зависности да ли се прорачун врши за Доплерову фреквенцију, или растојање, односно: $\mathbf{v} = [\mathbf{P}]_{a,b-5:b+5}$ или $\mathbf{v} = [\mathbf{P}]_{a-5:a+5,b}$.

На сликама 3.37 и 3.38 дат је графички приказ комплетног процеса детекције.



Слика 3.37: Изглед RD-HR мапе: на почетку (**горе**), након медијанског филтрирања и елиминације Брагових линија (**средина**) и након процеса конволуције (**доле**) [57]



Слика 3.38: Приказ детекција на RD-HR мапи (које су означене са ”+” , а плаве контуре су контуре њене критеријумске функције)

На овај начин добијене су детекције у два домена од интереса (растојање и Доплерова фреквенција). У финалном кораку, процена азимута вршиће се само за овај скуп детекција, које су пронађене на RD-HR мапи, па је нумеричка компексност алгоритмике знатно смањена.

3.7.3 Поређење метода за детекцију циљева на RD-HR мапи

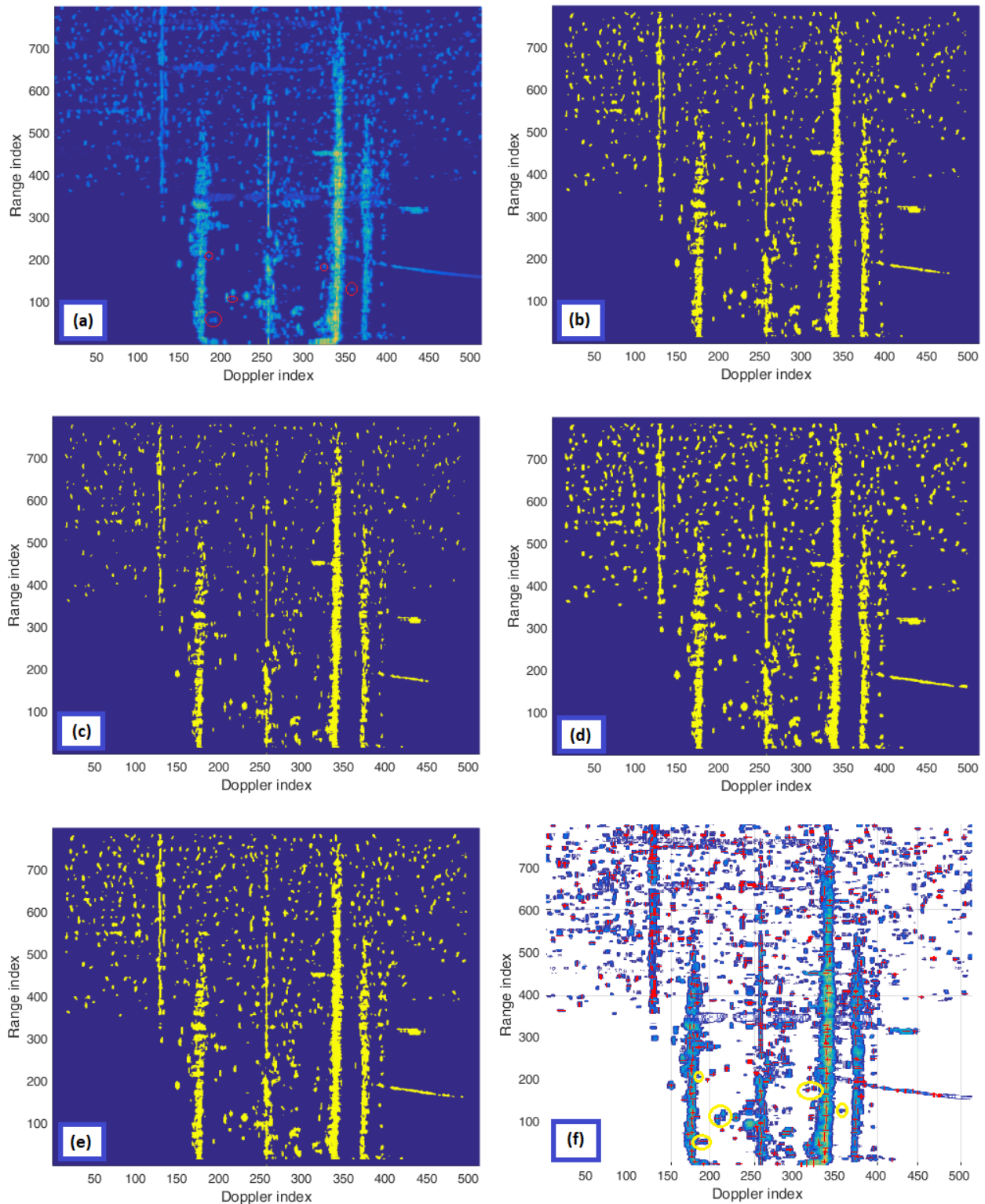
У овом поглављу извршена је анализа детектибилности циљева, поређењем детекција на RD-HR мапи, за све типове CFAR детектора, који су представљени у оквиру ове дисертације, као и за нови детектор, чији је принцип рада детаљно објашњен у претходном поглављу. На слици 3.39 дат је графички приказ добијених резултата.

Изабрани параметри CFAR детектора су: $N_{TR} = N_{TC} = 10$, $N_{GR} = N_{GC} = 5$, и потребни прагови су генерисани за вероватноћу лажног аларма 10^{-3} . Вредност нормализованог прага детекције, код новог детектора, је $\gamma = 0.1$. Овако изабране вредности одговарају реалним ситуацијама, и дају добре резултате, што је и потврђено на основу анализе великог статистичког узорка сигнала са радара.

За CFAR детекторе, због ефикаснијег приказа, приказани су само делови критеријумске у којима се налазе детекције (без знакова ”+” на месту детекције). Са слика се уочавају веома добри резултати у погледу детектибилности циљева, у свим случајевима. Од CFAR детектора, најбољи резултати су за SOCA-CFAR из разлога што је код њега најниже постављен праг детекције.

Нови детектор у потпуности прати детекције, које су добијене помоћу било ког типа CFAR детектора, али има и своје предности, пре свега када је у питању детекција веома блиских циљева. На слици 3.39(a) обележени су неки од таквих

циљева, које само може да одреди нови детектор. Ова особина новог детектора представља његову предност у односу на све остале типове детектора, који се користе у примарној обради сигнала, код постојећих радара, који су у оперативном раду (као што је радар WERA).



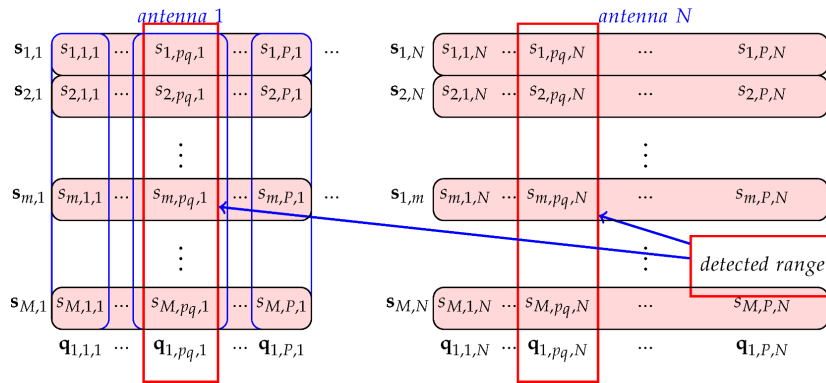
Слика 3.39: Поређење детектора циљева са RD-HR мапе: (a) Изглед RD-HR мапе са означеним циљевима које не детектују CFAR детектори (b) CA-CFAR (c) GOCA-CFAR (d) SOCA-CFAR (e) OS-CFAR (f) контурни приказ детекција добијених помоћу новог детектора

3.8 Високорезолуциона процена азимута

Након процене RD-HR мапе, и детектовања циљева на њој, у следећем кораку примарне обраде сигнала у HFSWR системима потребно је проценити азимут за сваки од тих детектованих циљева. Као што је већ раније речено, на овај начин значајно се смањује нумеричка комплексност процеса детекције, него што је то био случај код детекције у 3D кјубу, што резултира смањењем потребног времена извршавања алгорита. У овом поглављу биће представљен нови високорезолуциони алгоритам за процену азимута.

За прорачун азимута користиће се сличан поступак као и код формирања RD-HR мапе, односно за детектована растојања, тражиће се критеријумска функција, али само за детектоване Доплерове фреквенције, где се врши њихова компензација. Користећи високорезолуциони алгоритам MUSIC, одређује се критеријумска функција, на основу које се процењује азимут доласка рефлектованог сигнала од циљева.

Ако се са N_d означи укупан број детекција на RD-HR мапи, тада је потребно одредити непознате параметре μ_q, p_q и θ_q , односно Доплерову фреквенцију (радијалну брзину), удаљеност и угао доласка за сваки од $q = 1, 2, \dots, N_d$ циљева, респективно. Међутим, код формирања високорезолуционе RD-HR мапе, подаци о фазама су изгубљени, што није био случај код формирања RD-FFT мапе. Пошто су ове фазе неопходне у даљем поступку, потребно се вратити на претходно формирану матрицу \mathbf{S}_E . У наредном кораку потребно је изабрати одговарајућу колону ове матрице, $\mathbf{q}_{l,p_q,n}$, где је $1 \leq l \leq L$, $1 \leq n \leq N$, односно то је p_q -ти FFT удбирак у свим фрејмовима у оквиру једног интеграционог периода. Овако изабране колоне, заправо, одговарају детектованој удаљености циља од радара. Значи, за сваку од могућих q детекција, потребно је изабрати вектор колону $\mathbf{q}_{l,p_q,n}$. Овај поступак приказан је на слици 3.40.



Слика 3.40: Избор одговарајуће колоне $\mathbf{q}_{l,p_q,n}^{(q)}$ FFT матрице за циљ чија је детектована удаљеност p_q , а $l = 1$ [57]

Да би било могуће компензовати Доплеров ефекат у матрици $\mathbf{Q}_{p_q,n}$, где је $n = 1, 2, \dots, N$, биће употребљен *steering* вектор $\mathbf{a}_\mu(\mu_q)$ на следећи начин:

$$\mathbf{r}_n^{(q)} = (\mathbf{w}_M \odot \mathbf{a}_\mu(\mu_q)^H) \mathbf{Q}_{p_q,n} \in \mathbb{C}^{1 \times L}. \quad (3.52)$$

У следећем кораку формира се одговарајућа матрица:

$$\mathbf{R}^{(q)} = \left[\mathbf{r}_1^{(q)\top}, \mathbf{r}_2^{(q)\top}, \dots, \mathbf{r}_N^{(q)\top} \right]^\top \in \mathbb{C}^{N \times L}. \quad (3.53)$$

Сада је могућа формулација коваријационе матрице, која је неопходна за високорезолуциони алгоритам MUSIC, који ће се користити у следећем кораку. Она се добија након усредњавања по L , на следећи начин:

$$\mathbf{C}_A^{(q)} = \frac{1}{L} \mathbf{R}^{(q)} \mathbf{R}^{(q)\text{H}} \in \mathbb{C}^{N \times N}. \quad (3.54)$$

Значи, исти узорци сигнала, који су коришћени код формирања коваријационе матрице, приликом формирања RD-HR мапе, користе се и сада, наравно након претходне обраде сигнала. Приликом избора параметра L , потребно је направити компромис између стабилне процене коваријационе матрице (бирајући довољно велики број *snapshot*-ова), с једне стране, и нумеричке комплексности алгоритма, с друге стране, да би била могућа примарна обрада сигнала у реалном времену. Други негативан ефекат превеликог повећавања параметра L је то што може довести до тога да се пређе интервал кохеренције, што свакако није пожељно, посебно код формирања RD-HR мапе, што би проузроковало њену замућеност.

У овом случају, када је на пријему линеарни антенски низ, а $\nu = 2\pi f_c d \sin \theta / c$, где је θ азимут, а d растојање између суседних антена, *steering* вектор се дефинише као:

$$\mathbf{a}_\theta(\theta) = [1, e^{-j\nu}, \dots, e^{-j\nu(N-1)}]^\top. \quad (3.55)$$

Финални корак је формирање критеријумске функције високорезолуционог MUSIC алгоритма:

$$P_{\text{MUS}}^A(\theta, q) = \frac{1}{\|\mathbf{a}_\theta^{\text{H}}(\theta) \mathbf{E}^{(q)}\|}, \quad (3.56)$$

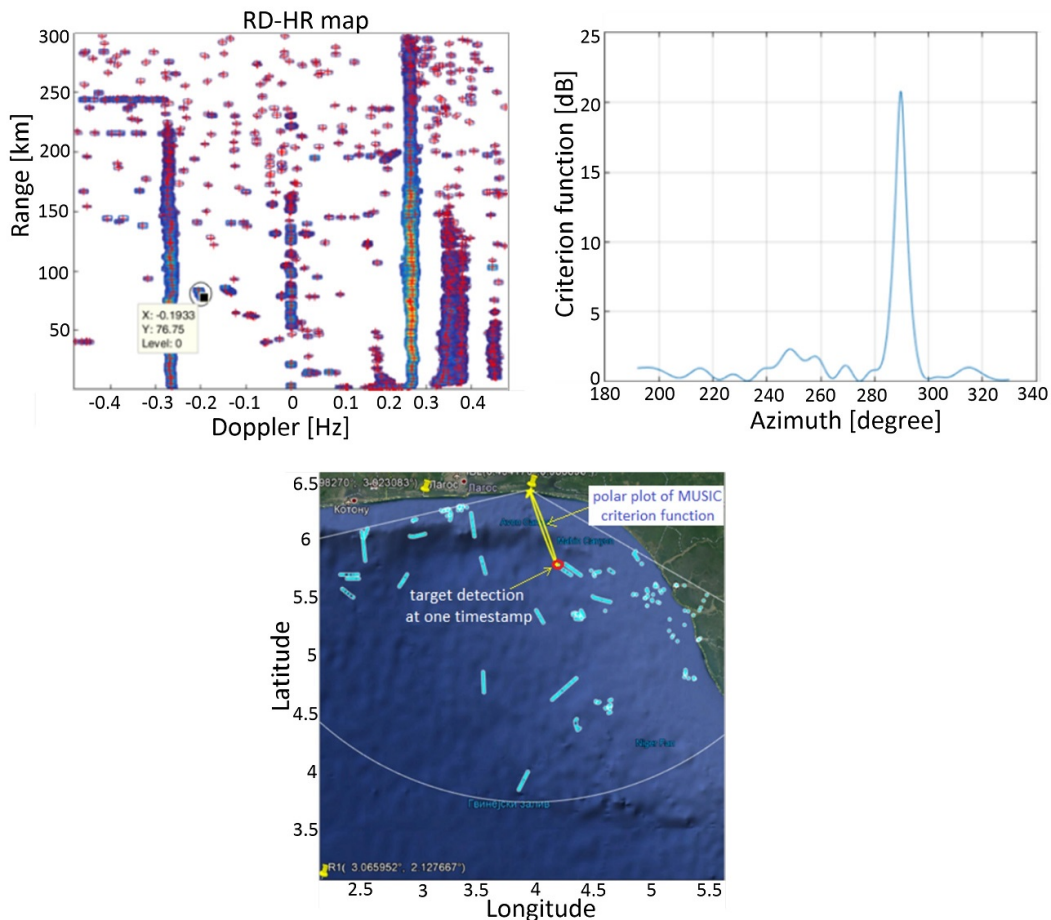
где је $\mathbf{E}^{(q)}$ матрица потпростора шума, која се односи на q -ту детекцију (циљ). Матрица $\mathbf{E}^{(q)} \in \mathbb{C}^{N \times (N-K_A)}$ се одређује на основу коваријационе матрице $\mathbf{C}_A^{(q)}$, чије су колоне сопствени вектори коваријационе матрице $\mathbf{C}_A^{(q)}$, које одговарају $N - K_A$ најмањих сопствених вредности коваријационе матрице. K_A је параметар MUSIC алгоритма. За разлику од случаја када се MUSIC алгоритам користио код формирања RD-HR мапе, овде је усвојено да вредност параметра K буде 2. У већини случајева довољно је да ова вредност буде и 1, јер је веома мала вероватноћа да се 2 брода, у истом тренутку налазе на истој удаљености од радара, а да, при том, имају исте брзине. Усвајајањем вредности 2, та вероватноћа се још више смањује. У случају да у систему постоји јака интерференција, која може да доведе до проблема по питању ефикасне процене азимута, користиће се модификована метода, која ће бити представљена у наредном поглављу ове дисертације.

На крају се врши процена азимута на следећи начин:

$$\hat{\theta}^{(q)} = \arg \max_{\theta} |P_{\text{MUS}}^A(\theta, q)|. \quad (3.57)$$

Повећање резолуције по азимуту има вишеструки значај. Пре свега, главни лобови критеријумске функције MUSIC алгоритма веома су уски, тако да је веома важно да *grid* резолуција по азимуту буде изабрана тако да постоји довољан број тачака на сваком лобу, да би било могуће детектовати максимум критеријумске функције (детектовати азимут) на коректан начин. Стога MUSIC алгоритам има могућност раздвајања циљева који су јако блиски, и чије је међусобно растојање много мање него што је величина FFT резолуционе ћелије. То омогућава да се детектују циљеви на истој удаљености од радара и са сличном радијалном брзином, али који су просторно раздвојени на растојању мањем од једне FFT резолуционе ћелије. Да би то било могуће, *grid* резолуција по азимуту мора бити боља.

На слици 3.41 приказан је процес детекције азимута, на основу детекција са RD-HR мапе.



Слика 3.41: Процес детекције циљева помоћу предложеног алгоритма: Детектовање циљева на RD-HR мапи, где су детекције обележене са ”+” маркерима (**горе лево**), процена азимута (A-HR критеријумска функција) за изабрани циљ са RD-HR мапе (**горе десно**) и приказ те детекције (црвени круг) на геореференцираној мапи (**доња слика**) [57].

На слици се уочавају и AIS подаци, који се користе као референца за поређење (светло плави трагови), а A-HR функција (високорезолуциона критеријумска функција по азимуту) је означена жутом бојом (поларне координате, са центром на позицији радара) и скалирана је тако да је њен максимум на позицији детекције тог циља (брда).

Такође, важно је напоменути да алгоритам за високорезолуциону процену азимута, који је представљен у овом поглављу, има малу нумеричку сложеност, што је нарочито важно са аспекта реализације алгоритама и њиховог рада у реалном времену. За разлику од критеријумске функције RD-HR мапе, коју је потребно проценити у 2D домену, у јако великом броју тачака, овде се одређивање критеријумске функције своди на 1D случај, у малом броју тачака, које одговарају *grid* тачкама по азимуту. Наравно, зависи и од укупног броја детекција, али тај број, у пракси, је толики да не утиче значајније на потребно време извршавања програма. Још један добитак, по питању нумеричке комплексности је и димензионалност коваријационе матрице. Овде та димензионалност одговара броју антена у пријемном антенском низу (16 или 32), а то је много мање него што је то обично случај код формирања RD-HR мапе, где димензионалност одговара броју фрејмова у оквиру једног интеграционог периода, односно $M \times M$. Такође, број додатних фрејмова (L) у матрици са FFT узорцима сигнала, код процене азимута може да буде знатно мањи (обично је довољно 16 додатних фрејмова), за разлику од формирања RD-HR мапе, где је тај број 64 или више, што само смањује број неопходних аритметичких операција и доприноси краћем времену извршавања алгорита. Допринос нумеричке сложености овог алгорита у комплетној обради сигнала, исказано је преко времена извршавања алгорита, као што је и приказано у поглављу 4 (табела 4.2).

Све ово оправдава почетну претпоставку да нумеричка сложеност алгорита за процену азимута, у систему са пријемним антенским низом од 16 антена, и *grid* резолуцијом од 0.2 степена, не представља препреку за његову имплементацију и рад у реалном времену. У оквиру ове дисертације, резолуција по азимуту биће управо 0.2 степена, што је 5 пута боља резолуција у односу на резолуцију по азимуту код радара WERA, јер је и експерименталним путем (на основу великог статистичког узорка сигнала са радара), показано да даље смањивање резолуције по азимуту не доприноси бољој раздвојивости циљева (долази до сатурације), а већ је рецено да је боља раздвојивост циљева, у оквиру предложене примарне обраде сигнала, могућа само у просторном домену и домену Доплерових фреквенција. Код већине постојећих радара, који су у оперативном раду, резолуција по азимуту, а самим тим и тачност, је најлошија у поређењу са резолуцијама по остале 2 димензије.

3.9 Високорезолуциона процена азимута у присуству интерференције

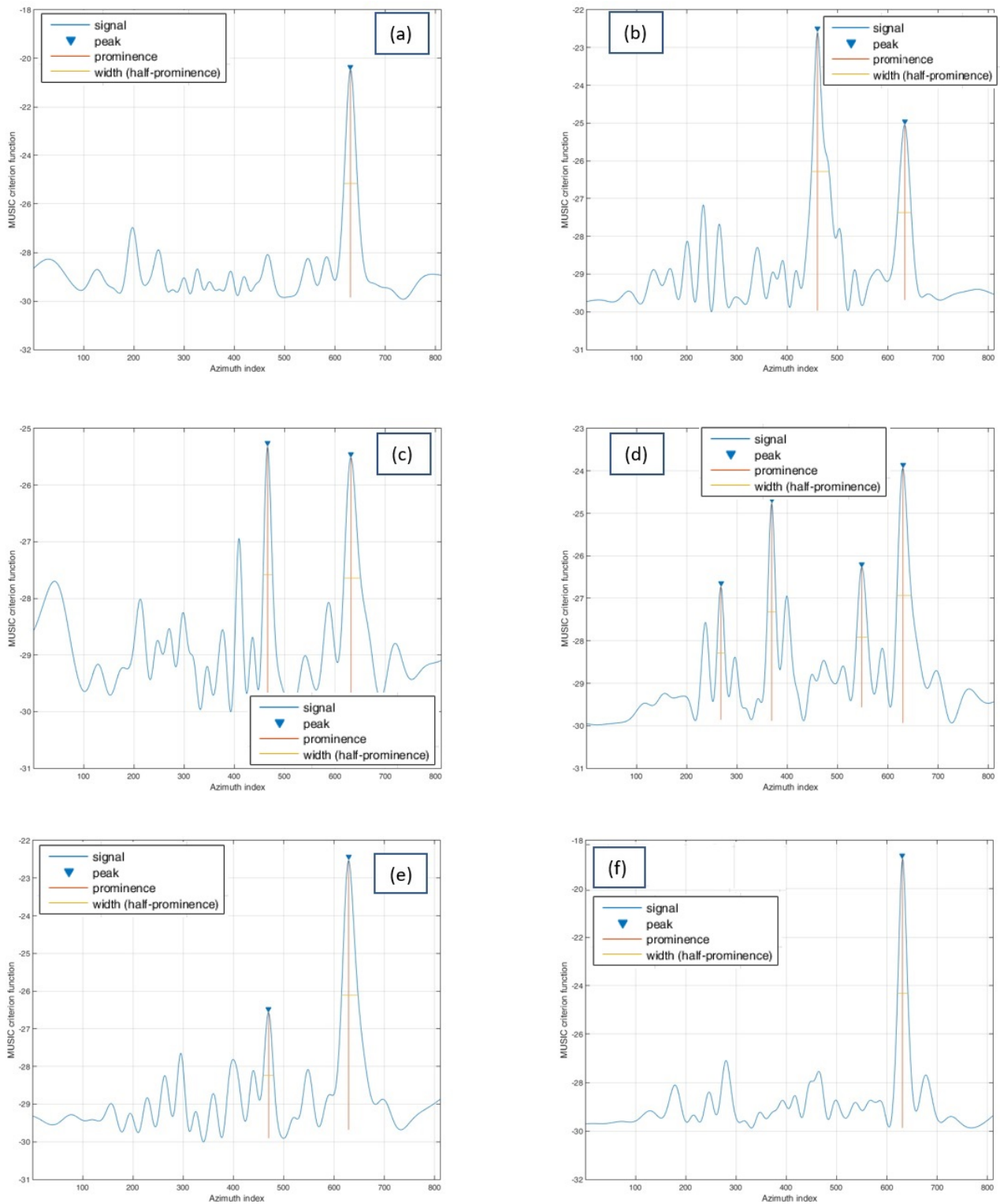
Метода за високорезолуциону процену азимута са великом тачношћу процењује позиције циљева, али има такође и још једну улогу, а то је процена да ли је нека детекција последица лажног аларма, или она представља стварни циљ. Као што се може видети са претходне слике, главни пик критеријумске функције, која се користи при високорезолуционој процени азимута, је јако изражен, често и више од 20 dB вишег нивоа од осталих пикова. То јасно показује да MUSIC алгоритам ради добро, у овом случају, и да је у питању права детекција. Ако је максимум критеријумске функције нижег нивоа, или је на сличном нивоу као и суседни пикови, или је њен главни лоб јако широк, онда постоји велика вероватноћа да је та детекција заправо лажни аларм. Нарочито је то изражено у случају постојања неке интерференције (најчешће екстерне) у систему, када максимум критеријумске функције заправо не одговара стварној детекцији, већ интерференцији.

Критичан параметер, од кога зависе и перформансе система, је параметар K високорезолуционог MUSIC алгоритма. Већ је речено да је његова вредност 1 или 2, и најчешће је то прихватљива вредност у пракси. Међутим, ако је интерференција доминантна, може се десити ситуација да је максимум критеријумске функције на другом месту (које одговара интерференцији), или чак да постоји више максимума (пикова) који су вишег нивоа од пика који одговара стварном циљу. Пошто је вредност параметра K 1 или 2, стварни циљ вероватно неће бити ни детектован, односно неће се видети на критеријумској функцији. Као резултат тога, за детектовани циљ, са тачно одређеним растојањем и Доплеровом фреквенцијом, добија се погрешна процена азимута, па ће тај циљ на геореференцираној карти да се налази на потпуно другом месту, односно представљаће лажни аларм. Због тога је потребно формулисати и модификовану методу за процену азимута, а све са циљем да се поправи детектибилност циљева у интерферирајућем сценарију.

Комплетан поступак одвија се у неколико корака:

1. Пошто интерференција може довести до тога да главни пик критеријумске функције не буде максимална вредност критеријумске функције (може чак бити трећи или четврти по величини), потребно је повећати вредност параметра K високорезолуционог алгоритма MUSIC. На тај начин, критеријумска функција, одређена релацијом 3.56, другачије се процењује, односно она сада садржи већи број пикова. То доводи до тога да неки пикови, који уопште нису могли бити детектовани, за $K = 1$ или $K = 2$, сада постају видљиви у критеријумској функцији. Ово није толико важно уколико главни пик одговара стварној детекцији, али ако је интерференција доминантна (и њен пик представља максимум критеријумске функције), ово је од суштинског значаја за повећање детектибилности. У оквиру ове анализе, биће усвојено да је вредност параметра K једнака 4, јер је на основу експерименталне анализе великог статистичког узорка сигнала, констатовано да је ово довољна вредност, и да је циљеве могуће детектовати. Даље повећање параметра K не би донело никаква побољшања. Ако пик, који одговара стварној детекцији, није међу 4 највећа пика критеријумске функције, он неће бити детектован, односно у питању је пропуштена детекција.
2. У следећем кораку одреди се висина свих пикова (*peak prominence*), и издвоје се само доминантни пикови, односно пикови који су већи од 3 dB. Сви издвојени пикови су заправо кандидати да представљају тачну процену азимута одређеног циља.
3. У финалном кораку потребно је проценити азимут на другачији начин него што је рађено у релацији 3.57. Ако је у критеријумској функцији пронађено више пикова већих од 3 dB, онда ће аргументи сваког од пикова представљати процену азимута. То значи да ће једној детекцији са RD-HR мапе одговарати више азимута, односно укупан број детекција расте. Значи, долази до повећања броја лажних аларма у систему, али то је цена која се мора платити на рачун боље детектибилности стварних циљева.

На слици 3.42 приказана је критеријумска функција, при процени азимута, у случају постојања јаке интерференције, која деградира процес детекције у случају да се не користи модификована метода за његову процену.



Слика 3.42: Високорезолуциона процена азимута по суседним *timestamp*-овима у присуству јаке интерференције

На слици је приказан сценарио када се циљ од интереса креће радијално у односу на радар (увек је на истом азимуту), да би се сагледао ефекат модификоване методе за процену азимута. На y -осама приказана је вредност критеријумске функције за процену азимута, а на x -осама сваког графика означен је индекс за одређене азимуте (не вредност азимута). Почетни и крајњи индекс одговарају границама просторног сектора од интереса, а размак између сваке 2 тачке (индекса),

одговара резолуцији по азимуту.

Свих 6 графика одговарају суседним *timestamp*-овима, односно проценама азимута за исти циљ у различитим периодима интеграције (приближно сваких 33 секунде). На почетку (слика (a)), азимут је исправно процењен, а вредност критеријумске функције MUSIC алгоритма има само један пик, који одговара стварном циљу. У следећим периодима интеграције (слике (b) и (c)), услед утицаја интерференције, ситуација се погоршава, и може се видети да пик, који има максималну вредност, не одговара више стварној детекцији. Да се не користи модификована метода, то би довело до погрешне процене азимута за стварни циљ (одговарао би интерференцији), и то би био лажни аларм у систему. Издвајањем оба пика, добијају се 2 детекције, уместо једне, где једна одговара стварној детекцији, а друга представља лажни аларм. На следећим сликама ((d) и (e)), максимална вредност критеријумске функције одговара стварној детекцији, али су суседни пикови веома високи, и има их више (слика (d)), па се ће се и они сматрати за детекције. У овом случају то доводи до повећања лажног аларма. На последњој слици ((f)), када је прошла интерференција, опет је приметно да процена азимута представља максимум критеријумске функције и то је једина и исправна детекција.

Код ове модификоване методе, за исту детекцију са RD-HR мапе добија се више процена азимута, па укупан број детекција обухвата све њихове комбинације. Повећава се на тај начин вероватноћа лажног аларма, за изабрани временски период, у којем је изражен ефекат интерференције (у просеку може чак бити и дуплиран број детекција), док у осталим временским периодима, вероватноћа лажног аларма није значајније повећана. Наравно, неће све детекције (које потичу од различитих циљева) бити под утицајем интерференције, што смањује вероватноћу лажног аларма на нивоу целог система. Нумеричком анализом довољно великог статистичког узорка сигнала (200 *timestamp*-ова), добијено је да је повећање лажног аларма, у случају да се користи модификована метода за процену азимута, приближно 6,3%, а све са циљем повећања детектибилности циљева и њиховим перманентним праћењем (*tracking*).

3.10 Проблем интерференције у HFSSWR системима

У оквиру математичког модела сигнала на пријемном антенском низу, показано је да, поред корисних сигнала (сигнала који потичу од стварних циљева), постоје и сигнали који потичу од различитих типова интерференције. У HFSSWR системима, поред адитивног шума, доминантни типови интерференције су: интерференција услед утицаја клатера мора, јоносферска интерференција, RFI интерференција, као и екстерна интерференција, која утиче на циљеве који су у једном уском просторном сектору (на одређеним азимутима).

С обзиром да сваки од ових типова интерференције утиче на перформансе радарског система, у погледу детектибилности циљева, као и њихове раздвојивости, јасно је да је потискивање утицаја интерференције један од кључних захтева које би требало да испуни алгоритмика за примарну обраду сигнала. С тим у вези, у овом поглављу биће представљене методе за потискивање сваког од ових типова интерференције посебно.

Методологија је утемељена на употреби различитих емпиријски добијених ре-

зултата, како би се, на практичан начин, дошло до решења овог проблема, односно методологија је на неки начин хеуристичка. То значи да ове методе нису оптималне, али да су довољне да би се на задовољавајући начин постигао главни циљ, а то је потискивање утицаја интерференције у систему. Још један разлог зашто је коришћен овакав приступ је мала нумеричка комплексност оваквих метода, које не утичу значајно на време извршавања метода, када је реч о самој имплементацији.

Пошто је комплетна алгоритмика за примарну обраду сигнала двокорачна, односно базирана је RD-HR мапи, потискивање свих типова интерференције (осим интерференције која је груписана по азимуту), обавља се управо на RD-HR мапи, пре почетка процеса детекције циљева. Значи, прво је потребно одрадити потискивање интерференције, а тек онда приступити процесу детекције циљева. Једино је карактеристична интерференција, која се групише по азимуту, где се на RD-HR мапи не може уочити интерференција, већ се мора прећи у RA домен. Пошто би, са нумеричке тачке гледишта, било неефикасно још и формирање RA мапе, овај поступак ће се обављати у RA домену, али на нивоу детекција. На тај начин могуће је успешно потискивање оваквог типа интерференције.

3.10.1 Метода за потискивање RFI интерференције и клатера мора

Код детекције бродова у HFSSWR системима, ефекат мора (морски клатер) има деградирајући утицај на њихову детектибилност, ако радијална брзина бродова одговара зони Брагових линија на RD-HR мапи. Та зона се манифестује великим бројем пикова у малом (тачно одређеном) опсегу Доплерових фреквенција, дуж свих удаљености од радара, односно, локализована је на одређеном месту и лакше је применити методе за потискивање утицаја клатера, па је због тога RD приказ јако ефикасан и користи се у примарној обради сигнала код већине радара, који су у оперативном раду.

Због важности дефинисања основних параметара, на самом почетку овог поглавља, најпре ће бити направљена кратка анализа, која се односи на клатер мора, а након тога биће описана и предложена методологија за његово потискивање. Наравно, пошто и RFI интерференција има одређених сличности, када је у питању њена манифестација на RD-HR мапи (у облику је вертикалних линија), предложена методологија односиће се и на њено потискивање. RFI интерференција може бити намерно изазвана (ометање), или је последица рада неког другог система у истом фреквенцијском опсегу.

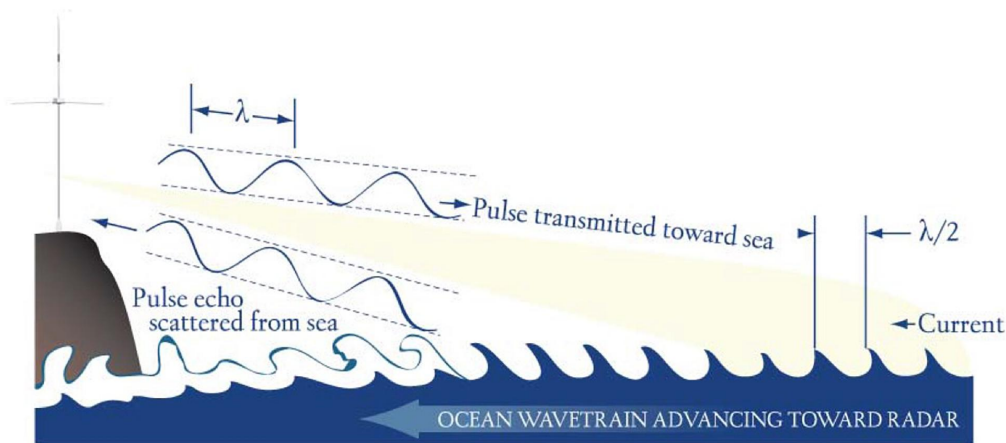
Што се тиче утицаја морског клатера, да би се створили услови за постојање Браговог ефекта, таласи, који се шаљу са радара, требало би да имају 2 пута већу таласни дужину у односу на морске таласе. На тај начин, рефлексије од одређених таласа биће садржане у пријемном сигналу, и тај ефекат се се види и на RD-HR мапи. Морско кретање таласа се, са становишта примарне обраде сигнала у HFSSWR системима, може посматрати као дистрибуиран извор интерференције, који отежава детекцију стварних циљева у тој зони. Позиција Брагових линија на RD-HR мапи одговара следећим фреквенцијама:

$$f_B = \pm \sqrt{\frac{g}{\pi \lambda_c}} \quad (3.58)$$

где је $g = 9.81\text{m/s}^2$ убрзање силе Земљине теже, а λ_c таласна дужина, која одговара таласној дужини радарског сигнала. Знаци + и – односе се на таласе који иду ка радару или од радара, респективно. Ова релација односи се на случај када морске струје немају компоненту радијалне брзине (v_c). Међутим, ако то није случај, онда се Брагове линије налазе на модификованим фреквенцијама:

$$f_B = -\frac{2v_c}{\lambda_c} \pm \sqrt{\frac{g}{\pi\lambda_c}} \quad (3.59)$$

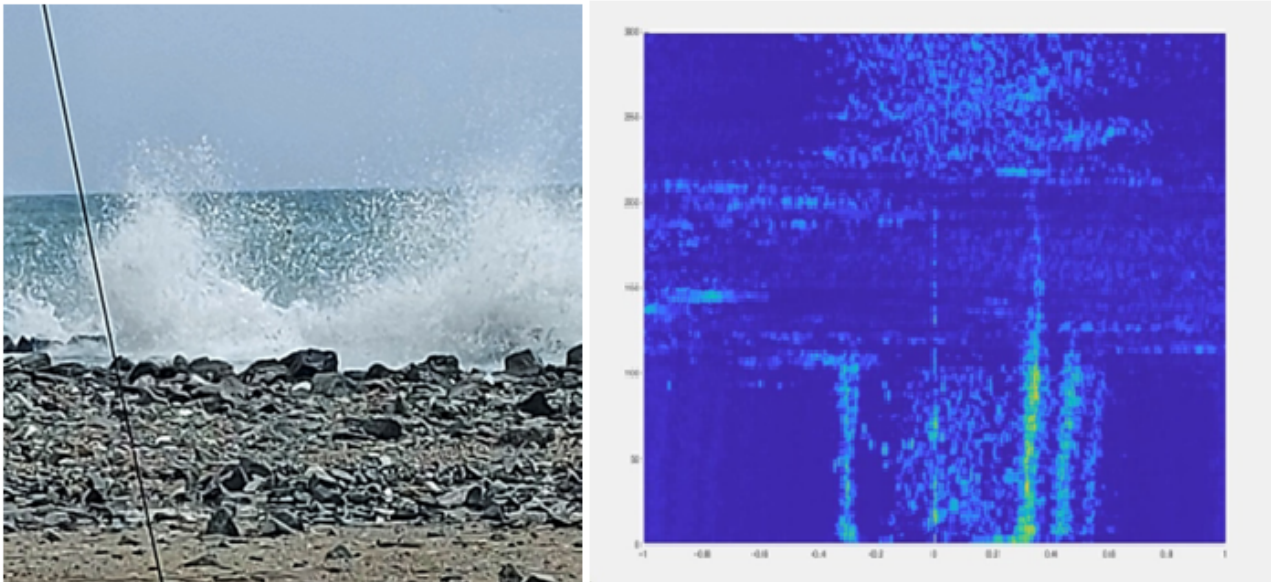
Ово се такође називају и Брагове линије првог реда и оне представљају доминантан вид утицаја морског клатера у систему. Међутим, постоје и Брагове линије вишег реда (другог и трећег), које су последица интеракције таласа (различитих амплитуда, брзина и праваца), који прелазе преко мора, и које се налазе на фреквенцијама, које су $2^{1/2}$ и $2^{3/4}$ пута веће/мање од фреквенције f_B . Често Брагове линије вишег реда нису доминантне и не виде се на RD-NR мапи. Ефекат рефлексије таласа од морске површине приказан је на слици 3.43.



Слика 3.43: Демонстрација утицаја морског клатера у HF/SW системима

Стање мора (*sea state*) такође има битан утицај на процес детекције циљева, која је најбоља у случају мирног мора. У ситуацијама где су погоршани временски услови, бура на мору и високи морски таласи, детектибилност бродова је лимитирана, односно максималан домет радара може бити значајно мањи.

На слици 3.44 приказана је једна ситуација, када је изразито немирно море, да би се сагледао утицај стања мора на детектибилност циљева. Такође је приказан и изглед RD-NR мапе у том случају. Може се уочити да се Брагове линије (и Брагове линије вишег реда) виде до отприлике 100 km и да су корисне информације са RD-NR мапе углавном изгубљене на већим растојањима. Ово јасно показује да су детектибилност циљева и домет радара, значајно деградирани у овом случају. Јер први показатељ да ли радар исправно ради или не, као и колики је максимални домет радара, је способност радара да види Брагове линије. Ако радар види Брагове линије само до 100 km (у овом случају), није ни очекивано да види циљеве на већим растојањима. Овде приказани резултати су јако значајни из разлога што показују понашање радара у измењеним временским приликама.



Слика 3.44: Изглед морских таласа у случају изразито немирног мора (**лево**) и одговарајућа RD-HR мапа генерисана 13.6.2022. у 10:06h за систем који ради на 9.2 MHz на тест локацији Al Badiya у Емиратима (**десно**)

У наредном делу биће приказана методологија за потискивање утицаја Брагових линија, као и RFI интерференције, јер је она базирана на брисању вертикалних линија (нагомиланих пикова) са RD-HR мапе, и у том погледу оба ова типа интерференције имају сличну манифестацију на RD-HR мапи. Овај поступак се односи на поступак припреме RD-HR мапе за детекцију и врши се одмах након формирања RD-HR мапе.

Нека матрица \mathbf{P} представља матрицу критеријумске функције RD-HR мапе, односно $\mathbf{P}_{\text{MUS}}^{\text{RD}}$, као што је обележено и раније у овој глави дисертације. Затим се изврши нормализација да би вредности елемената матрице биле у опсегу $[0,1]$. Параметри M_{P} и N_{d} су димензије RD-HR мапе по растојању и Доплеровој фреквенцији (број редова и број колона матрице \mathbf{P}). У првом кораку потребно је направити статистичку анализу RD-HR мапе по Доплеровим фреквенцијама, односно по колонама матрице \mathbf{P} , чији су елементи $p_{i,j}$, где су $i = 1, 2, \dots, M_{\text{P}}$ а $j = 1, 2, \dots, N_{\text{d}}$. Селектују се, најпре, сви елементи матрице \mathbf{P} , чија је вредност изнад постављеног прага детекције γ , и на тај начин се добија филтрирана матрица \mathbf{P}_{F1} , истих димензија, чији су елементи:

$$[\mathbf{P}_{\text{F1}}]_{i,j} = \begin{cases} 1, & \text{ако је } p_{i,j} \geq \gamma \\ 0, & \text{ако је } p_{i,j} < \gamma. \end{cases} \quad (3.60)$$

У следећем кораку потребно је извршити сабирање елемената ове матрице по колонама, да би се видела статистика RD-HR мапе по Доплеровим фреквенцијама, односно број елемената у свакој колони, чија је вредност већа од прага детекције. На тај начин формира се вектор $\mathbf{m} \in \mathbb{R}^{1 \times N_{\text{d}}}$, чији су елементи:

$$[\mathbf{m}]_j = \sum_{i=1}^{M_{\text{P}}} [\mathbf{P}_{\text{F1}}]_{i,j}, \quad 1 \leq j \leq N_{\text{d}}. \quad (3.61)$$

На основу овог вектора, могу се видети места на RD-HR мапи где су Брагове линије, као и RFI интерференција, јер на тим местима долази до наглог повећања вредности елементата вектора \mathbf{m} . Управо та места је потребно издвојити, дефинисањем нове вредности прага, који одређује да ли је одређена колона RD-HR мапе под утицајем интерференције, или не. Ова вредност прага биће означена са γ_D и може се одредити експериментално, на основу анализе великог статистичког узорка (више *timestamp*-ова). То може бити фиксна вредност, али у том случају, због динамичности и сталних промена у систему, када је у питању појава интерференције и понашање Брагових линија, то свакако не би било оптимално решење. Да би вредност прага γ_D била прилагођена тренутној ситуацији (актуелном *timestamp*-у), на основу експерименталне анализе великог статистичког узорка сигнала са радара, може се предложити апроксимативна формула, која даје знатно боље резултате:

$$\gamma_D = [\mathbf{m}_s]_{N_d-100} + 100. \quad (3.62)$$

где је нови вектор, \mathbf{m}_s , добијен сортирањем елемената вектора \mathbf{m} по опадајућем редоследу (од највећег ка најмањем).

Један од начина да се тотално елиминише интерференција је да се све колоне у RD-HR мапи, које су под утицајем интерференције, попуне нулама. Са становишта потискивања интерференције ово је јако ефикасно решење. Међутим, ако је под утицајем интерференције само један део колоне у RD-HR мапи, а остатак није, јасно је да ово може довести и до брисања неких стварних циљева, што има за последицу и мању детектибилност у систему. Да би се то избегло, у следећем кораку врши се анализа свих колона које су под утицајем интерференције и попуњавају се нулама само одговарајући делови тих колона. Комплетан поступак одвија се по алгоритму 1, који је приказан у наставку.

Крајњи циљ овог алгоритма је да се од матрице \mathbf{P} добије филтрирана матрица \mathbf{P}_F , код које је потиснута интерференција и која се користи за процес детекције циљева на њој. Анализирају се све колоне матрице \mathbf{P} , које су под утицајем интерференције, и реализује се поступак филтрирања. Међутим, потребно је изузети колону која се односи на нулту Доплерову фреквенцију. На основу анализе вектора \mathbf{m} , одговарајући елемент, који одговара нултој Доплеровој фреквенцији, биће изнад прага, па би, по овом критеријуму, и ова колона била филтрирана. У тој колони видеће се пикови који потичу од стационарних циљева, као и циљева који имају нулту радијалну брзину, и њихов број може бити много већи него што је то случај на другим Доплеровим фреквенцијама. Према томе, индекс те колоне биће означен са $D_0 = \frac{N_D+1}{2}$, где је N_D број колона матрице \mathbf{P} , а потребно је изузети и по још две колоне, са леве и десне стране, у односу на колону са индексом D_0 , јер одговарајући пикови критеријумске функције прелазе и у суседне резолуционе ћелије по Доплеровој фреквенцији. Након издвајања једне колоне, $[\mathbf{P}_{F1}]_{1:M_P,j}$ у следећем кораку одређује се број узастопних нула (S_0), а затим и узастопних једница (S_1) у ној, и тај поступак се понавља за све елементе те колоне. Значи истовремено се посматрају обе ове суме, и пореде се са параметрима C_1 и C_2 . Вредност ових параметра може бити променљива, у зависности колико се жели строг критеријум, када је у питању потискивање интерференције. На основу експерименталних анализа довољно великог статистичког узорка сигнала са радара, установљено је да вредности: $C_1 = 700$ и $C_2 = 30$ дају довољно добре резултате. Ако су испуњени услови $S_0 < C_1$ и $S_1 > C_2$, тада ће одговарајући део анализиране колоне бити попуњен ну-

лама, односно, интерференција је потиснута само у том сегменту. На овај начин, могуће је обрисати само делове колона, који су под утицајем интерференције, а не целу колону, што побољшава детектибилност циљева, јер део те колоне остаје сачуван. Кораци алгоритма 1 приказани су у наставку.

Алгоритам 1 Потискивање утицаја морског клатера и RFI интерференције

Input: \mathbf{P} , \mathbf{P}_{F1} , \mathbf{m} , γ_D ,

Output: \mathbf{P}_F

```

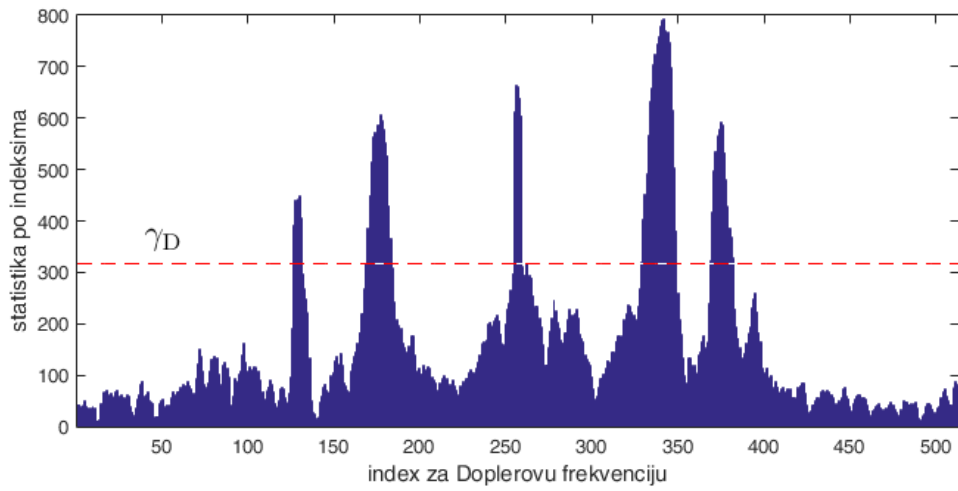
1:  $\mathbf{P}_F = \mathbf{P}$ 
2: for  $j \leftarrow 1$  to  $N_d$  do
3:   if  $[\mathbf{m}]_j \geq \gamma_D$  and  $j \neq D_0 - 2, D_0 - 1, D_0, D_0 + 1, D_0 + 2$  then
4:      $\mathbf{p} \leftarrow [\mathbf{P}_{F1}]_{1:M_P,j}$ 
5:      $i \leftarrow 1$ 
6:     while  $i < M_P$  do
7:        $k \leftarrow i$ 
8:        $S_0 \leftarrow 0$ 
9:       while  $[\mathbf{p}]_i = 0$  do
10:         $i \leftarrow i + 1$ 
11:         $S_0 \leftarrow S_0 + 1$ 
12:      end while
13:       $S_1 \leftarrow 0$ 
14:      while  $[\mathbf{p}]_i = 1$  do
15:         $i \leftarrow i + 1$ 
16:         $S_1 \leftarrow S_1 + 1$ 
17:      end while
18:      if  $S_0 < C_1$  and  $S_1 > C_2$  then
19:        for  $l \leftarrow k$  to  $i - 1$  do
20:           $[\mathbf{P}_F]_{l,j} = 0$ 
21:        end for
22:      end if
23:    end while
24:  end if
25: end for

```

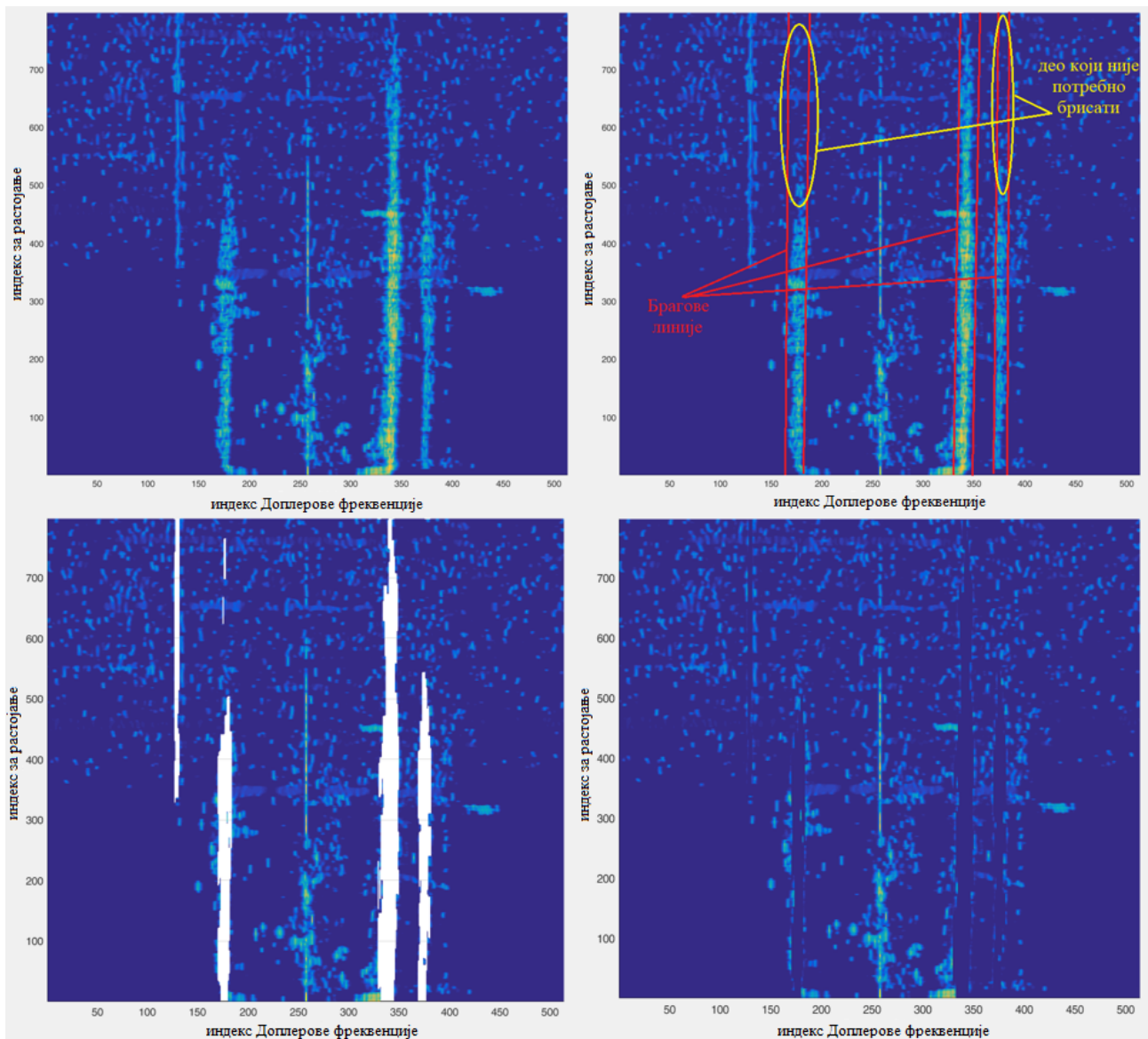
За потребе тестирања предложене методе за потискивање утицаја клатера мора и RFI интерференције, биће направљена анализа, на основу једне произвољно изабране RD-HR мапе са одговарајућим типом интерференције. Овде је реч о HFSSWR систему који ради на 9.2 MHz на тест локацији Al Badiya у Емиратима. Димензије RD-HR мапе су $M_P = 800$ и $N_d = 513$, у овом случају, а параметар $\gamma = 0.03$.

На слици 3.45 приказане су статистичке вредности RD-HR мапе (елементи вектора \mathbf{m}) по колонама, односно по индексима Доплерових фреквенција. На основу ње могуће је одредити које су колоне RD-HR мапе под утицајем интерференције. На индексу 257, по Доплеровој фреквенцији, присутан је један уски пик, који потиче од стационарних циљева и циљева са нултом радијалном брзином кретања. Овај пик ће бити изузет из филтрирања. Око 130. индекса уочава се пик који потиче од RFI интерференције, док се са леве и десне стране, у односу на нулту Доплерову фреквенцију, могу уочити пикови који потичу од клатера мора.

На слици 3.46 приказани су резултати потискивања утицаја клатера мора и RFI интерференције, који су добијени филтрирањем тестиране RD-HR мапе.



Слика 3.45: Статистика RD-HR мапе по индексима Доплере фреквенције



Слика 3.46: RD-HR мапа која се филтрира (горе лево), обележавање Брагових линија (горе десно), ефекат филтрирања помоћу предложене методе (доле лево) и изглед филтриране RD-HR мапе (доле десно)

Са претходне слике могу се уочити јако добри резултати филтрирања, како Брагових линија, тако и RFI интерференције. Горњи десни део слике приказује издвојене Брагове линије, па би, само анализом вектора \mathbf{m} , могло да се закључи да је потребно филтрирати све редове улазне матрице за селектоване Доплерове фреквенције. Иако је ово једно од решења, оно није оптимално, из разлога што само један део изабране колоне може бити под утицајем интерференције, па стога није ни потребно брисати целу колону. Предложена метода, која користи алгоритам 1, решава овај проблем, што се може видети на основу доњег левог дела претходне слике. На овај начин може се побољшати детектибилност циљева, јер они могу да се нађу управо у овој зони, која неће, беспотребно, бити филтрирана.

3.10.2 Метода за потискивање јоносферске интерференције

Још један тип интерференције, који може деградирати перформансе система, у смислу лошије детектибилности и раздвојивости циљева, и довести до стварања лажних трагова у одређеној зони, када је праћење бродова у питању (*tracking*), је јоносферска интерференција. OTHR системи, у оквиру које спадају и HFSWR системи, којима се бави ова докторска дисертација, могу да раде на другом принципу - на бази рефлексije сигнала од јоносфере (*sky-wave*). Међутим, радарски системи који функционишу на овом принципу углавном раде у VLF фреквенцијском опсегу. Када је реч о радарским системима који раде у HF опсегу, свака рефлексija од јоносфере је непожељна и сматра се да представља интерференцију за користан сигнал.

Какав ће бити утицај јоносфере на рад HFSWR система зависи од самог стања јоносфере (њеног кретања, варијације њене електронске густине итд.), али и од годишњег доба, доба дана и радне фреквенције. Њен утицај је посебно изражен на нижим фреквенцијама, у ноћним условима рада. Део упадног зрачења са предаје, рефлектује се од јоносфере и долази на место пријема, што доводи до појаве интерференције. Овај проблем могао би се ублажити тако што би се користиле јако усмерене антене, пре свега по елевацији, или антене које детектују различите поларизације, које би биле у стању да разликују сигнале који се рефлектују од јоносфере и сигнале који су рефлектовани са морске површине, на основу њихове различите поларизације. Други начин за потискивање утицаја јоносферске интерференције био би путем коришћења различитих алгоритама за њено филтрирање, а један од њих ће, управо овде, и бити представљен.

Методологија, која је коришћена за потискивање утицаја клатера мора и RFI интерференције, може се користити и у овом случају, наравно, уз одређене модификације и прилагођења улазних параметара. Методологија је базирана на брисању хоризонталних линија (нагомиланих пикова) са RD-HR мапе. Овај поступак се врши одмах након претходно описаног филтрирања RD-HR мапе, када се потисне утицај морског клатера и RFI интерференције. Према томе, полазна матрица \mathbf{P} представља матрицу критеријумске функције RD-HR мапе, али која је претходно филтрирана. Овде је потребно направити статистичку анализу RD-HR мапе по растојањима, односно по редовима матрице \mathbf{P} . Селектују се најпре сви елементи матрице \mathbf{P} , чија је вредност изнад постављеног прага детекције γ (који сада мора да има мању вредност), и на тај начин се добија филтрирана матрица \mathbf{P}_{F1} , истих димензија, на идентичан начин како је рађено у поглављу 3.10.1.

У следећем кораку потребно је извршити сабирање елемената ове матрице по

редовима, да би се видела статистика RD-HR мапе по растојањима, односно број елемената у сваком реду, чија је вредност већа од прага детекције. На тај начин формира се вектор $\mathbf{m} \in \mathbb{R}^{1 \times M_P}$, чији су елементи:

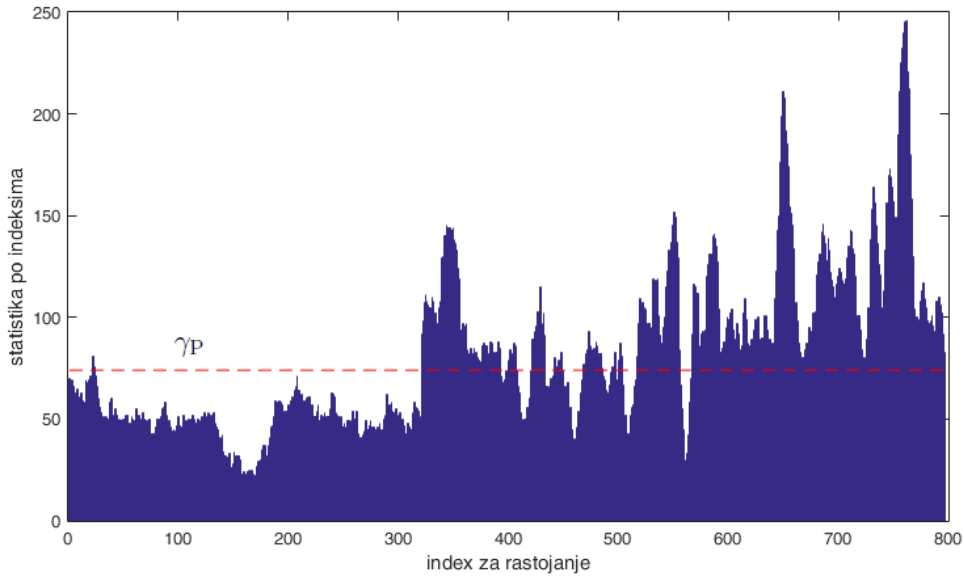
$$[\mathbf{m}]_i = \sum_{j=1}^{N_d} [\mathbf{P}_{F1}]_{i,j}, 1 \leq i \leq M_P. \quad (3.63)$$

На основу овог вектора, могу се видети места на RD-HR мапи где долази до наглог повећања вредности елемената вектора \mathbf{m} . Управо та места је потребно издвојити, дефинисањем нове вредности прага, који одређује да ли је одређени ред RD-HR мапе под утицајем јоносферске интерференције, или не. Ова вредност прага биће означена са γ_P и може се одредити експериментално, на основу анализе великог статистичког узорка (више *timestamp*-ова), као у претходном случају, преко нове апроксимативне формуле, на следећи начин:

$$\gamma_P = [\mathbf{m}_s]_{\frac{N_d+1}{2}} + 10, \quad (3.64)$$

где је нови вектор, \mathbf{m}_s , добијен сортирањем елемената вектора \mathbf{m} по опадајућем редоследу (од највећег ка најмањем).

За потребе тестирања предложене методе за потискивање јоносферске интерференције, биће коришћена иста RD-HR мапа, као у претходном случају, а вредност параметра γ биће нешто нижа него у претходном случају, из разлога што је улазна матрица већ претходно филтрирана, односно $\gamma = 0.01$. На слици 3.47 приказане су статистичке вредности RD-HR мапе (елементи вектора \mathbf{m}) по редовима, односно по индексима за растојања. На основу ње могуће је одредити који су редови RD-HR мапе под утицајем интерференције.



Слика 3.47: Статистика RD-HR мапе по индексима за растојање

Поступак даљег филтрирања, ради се на сличан начин као и у претходном случају, са напоменом да се не филтрирају цели редови улазне матрице, већ само

делови који су под утицајем интерференције, јер би у супротном била мања детектибилност циљева. На крају се добија филтрирана матрица \mathbf{P}_F , код које је потиснута интерференција и која се користи за процес детекције циљева на њој. Након издвајања једног реда, $[\mathbf{P}_{F1}]_{i,1:N_d}$, у следећем кораку одређује се број узастопних нула (S_0), а затим и узастопних једница (S_1) у њему, и тај поступак се понавља за све елементе тог реда. Значи, истовремено се посматрају обе ове суме, и пореде се са параметрима C_1 и C_2 . Вредност ових параметра може бити променљива, у зависности колико се жели строг критеријум, када је у питању потискивање интерференције. На основу експерименталних анализа довољно великог статистичког узорка сигнала са радара, установљено је да вредности: $C_1 = 450$ и $C_2 = 20$ дају довољно добре резултате. Кораци алгоритма 2 приказани су у наставку.

Алгоритам 2 Потискивање утицаја јоносферске интерференције

Input: \mathbf{P} , \mathbf{P}_{F1} , \mathbf{m} , γ_R ,

Output: \mathbf{P}_F

```

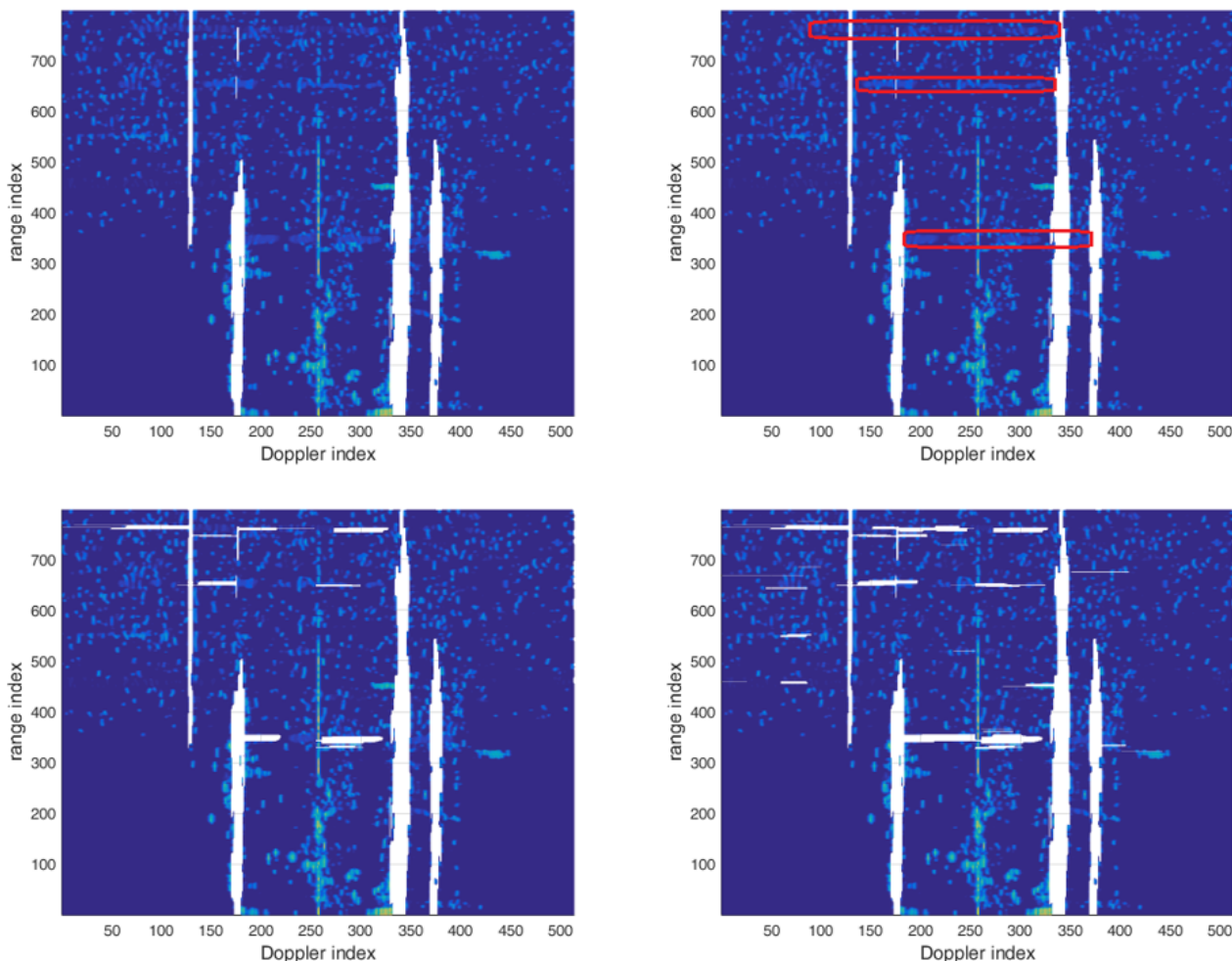
1:  $\mathbf{P}_F = \mathbf{P}$ 
2: for  $j \leftarrow 1$  to  $M_P$  do
3:   if  $[\mathbf{m}]_i \geq \gamma_R$  then
4:      $\mathbf{p} \leftarrow [\mathbf{P}_{F1}]_{j,1:N_d}$ 
5:      $i \leftarrow 1$ 
6:     while  $i < N_d$  do
7:        $k \leftarrow i$ 
8:        $S_0 \leftarrow 0$ 
9:       while  $[\mathbf{p}]_i = 0$  do
10:         $i \leftarrow i + 1$ 
11:         $S_0 \leftarrow S_0 + 1$ 
12:      end while
13:       $S_1 \leftarrow 0$ 
14:      while  $[\mathbf{p}]_i = 1$  do
15:         $i \leftarrow i + 1$ 
16:         $S_1 \leftarrow S_1 + 1$ 
17:      end while
18:      if  $S_0 < C_1$  and  $S_1 > C_2$  then
19:        for  $l \leftarrow k$  to  $i - 1$  do
20:           $[\mathbf{P}_F]_{j,l} = 0$ 
21:        end for
22:      end if
23:    end while
24:  end if
25: end for

```

На слици 3.48 приказани су резултати потискивања јоносферске интерференције на RD-HR мапи, који су добијени филтрирањем тестиране RD-HR мапе (која је претходно филтрирана у циљу потискивања утицаја клатера мора и јоносферске интерференције). Са слике могу се уочити јако добри резултати филтрирања. Перформансе зависе од улазних параметара алгоритма, којима се може контролисати дужина хоризонталних линија, које је потребно потиснути.

Параметар C_2 се може подешавати, у зависности колика максимална дужина хоризонталног трага може да се толерише. Углавном су то вредности између 20 и 30, али је мања вредност оптималнија, из разлога што јоносферска интерферен-

ција може да се састоји и из низа испрекиданих хоризонталних трагова, па би у том случају, велике вредности биле неодговарајуће, у циљу постизања што бољег потискивања интерференције.



Слика 3.48: Полазна RD-HR мапа која се филтрира (**горе лево**), обележавање доминантних хоризонталних линија (**горе десно**), ефекат филтрирања помоћу предложене методе за $C_2 = 30$ (**доле лево**) и ефекат филтрирања помоћу предложене методе за $C_2 = 20$ (**доле десно**)

3.10.3 Метода за потискивање интерференције груписане по азимуту

Сви претходно описани поступци за потискивање интерференције базирани су на филтрирању RD-HR мапе, која се спроводи пре процеса детекције циљева. У свим тим ситуацијама долазило је до уланчавања нежељених детекција, које су последица интерференције, по Доплеровој фреквенцији или растојању, и на тај начин у RD-HR мапи долази до појаве вертикалних или хоризонталних линија. Али, постоји и трећи домен (просторни домен), који мора бити узет у разматрање. У појединим ситуацијама, екстерна интерференција се не манифестује на претходно описан начин и уопште не може бити детектована на RD-HR мапи (детекције су различито дистрибуиране на њој). Међутим, интерференција се манифестује тако што се детекције сада уланчавају по азимуту, односно опет као вертикалне линије,

али у другом домену - RA (*range-azimuth*) домену. Пошто би, са нумеричке тачке гледишта, било неефикасно још и формирање RA мапе (што је такође могуће), поступак за потискивање интерференције биће формулисан у RA домену, али на нивоу детекција. На тај начин могуће је успешно потискивање оваквог типа интерференције, користећи сличан приступ као и раније, помоћу алгоритама који су приказани у претходним поглављима, уз одређена подешавања и одговарајуће модификације.

Нека матрица \mathbf{P} , у овом случају, представља RA мапу на нивоу детекција. Параметри M_P и N_a су димензије RD-HR мапе по растојању и азимуту (број редова и број колона матрице \mathbf{P}). Нека су вектори \mathbf{a} и \mathbf{b} вектори са детектованим индексима за растојање и азимут, оба димензија $1 \times N_t$, где параметар N_t представља укупан број детекција. Елементи ове матрице имају вредност 1 само на местима $[\mathbf{P}]_{a_i, b_i}$, за свако $1 \leq i \leq N_t$, а иначе је вредност свих осталих елемената те матрице једнак нули. Када је формирана RA мапа на нивоу детекција, потребно је направити њену статистичку анализу по свим азимутима, односно по колонама матрице \mathbf{P} . Другим речима, потребно је извршити сабирање елемената ове матрице по колонама, да би се видела статистика RA мапе по азимутима, односно број елемената у свакој колони, чија је вредност већа од прага детекције (у овом случају довољно је само да вредност тог прага буде већа од нуле, а мања од један). На тај начин формира се вектор $\mathbf{m} \in \mathbb{N}^{1 \times N_a}$, чији су елементи:

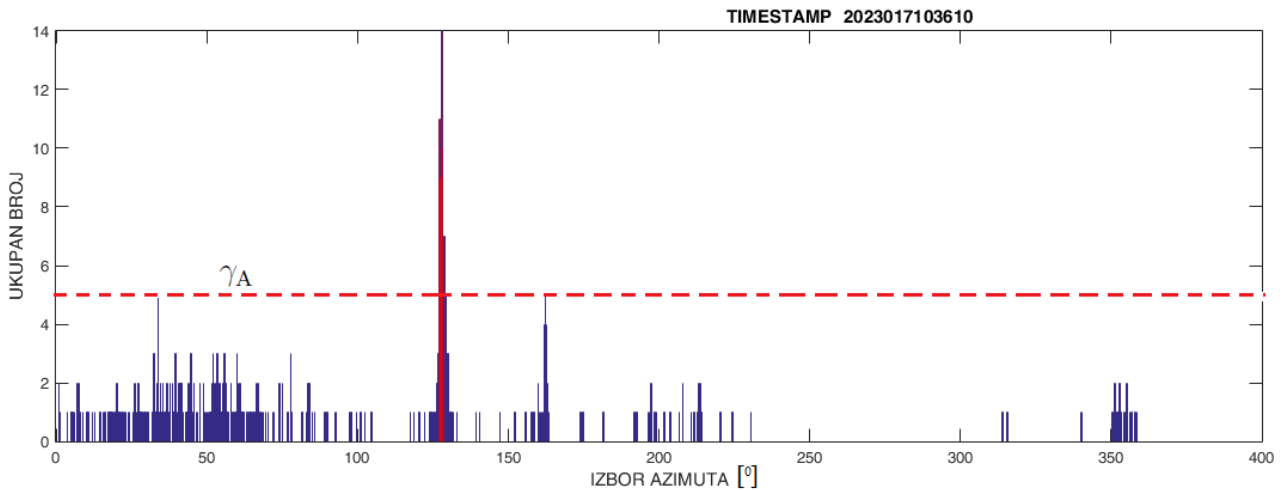
$$[\mathbf{m}]_j = \sum_{i=1}^{M_P} [\mathbf{P}]_{i,j}, 1 \leq j \leq N_a. \quad (3.65)$$

У претходној релацији, индекси i и j односе се на растојање и азимут, респективно. На основу овог вектора, могу се видети места на RA мапи где је интерференција (вертикално груписање детекција), јер на тим местима долази до наглог повећања вредности елемената вектора \mathbf{m} . Управо та места је потребно издвојити, дефинисањем нове вредности прага, која ће бити означена са γ_A и може се одредити експериментално, на основу анализе великог статистичког узорка (више *timestamp*-ова). Може се предложити апроксимативна формула, на следећи начин:

$$\gamma_A = [\mathbf{m}_s]_{10}. \quad (3.66)$$

где је нови вектор, \mathbf{m}_s , добијен сортирањем елемената вектора \mathbf{m} по опадајућем редоследу (од највећег ка најмањем). Потребно је нагласити да, ако се јавља овакав тип интерференције, он углавном погађа само мали број индекса по азимуту. Управо то је и разлог зашто се вредност прага бира на овај начин, јер ће то у већини случајева бити добро решење, када је потискивање интерференције у питању. Такође, статистика по азимутима, која ће бити приказана на следећој слици, показује да је у оквиру једног интеграционог периода, број детекција по једном азимуту углавном 1, 2, или 3, па нема смисла радити други део алгорита, односно издвајати делове колона, а друге делове остављати. Због тога се поступак поједностављује, односно бришу се комплетне колоне матрице, $[\mathbf{P}]_{1:M_P, j}$, које су под утицајем интерференције, односно вредност свих елемената тих колона биће једнака нули. То заправо значи да детекције, које су обрисане из RA мапе, морају и да се обришу и из вектора \mathbf{a} и \mathbf{b} , односно укупан број детекција је смањен (елиминишу се детекције које су под утицајем интерференције).

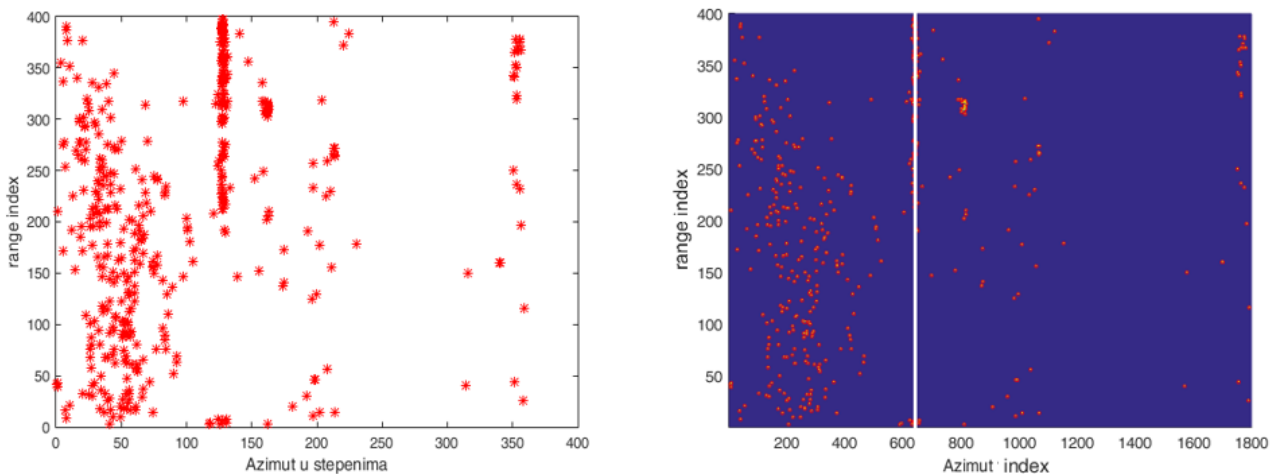
На слици 3.49 приказана је статистика RA мапе по индексима за азимут. За потребе тестирања предложене методе за потискивање интерференције, која је груписана по азимуту, биће коришћена, произвољно изабрана, RA мапа са одговарајућим типом интерференције. Овде је реч о HFSSWR систему који ради на 16.4 MHz на тест локацији у Бахреину. Димензије RD-HR мапе су $M_P = 400$ (претражују се растојања до 150 километара) и $N_a = 1800$ (анализира се цео просторни сектор око острва, са резолуцијом по азимуту 0.2 степена).



Слика 3.49: Статистика RA мапе по индексима за азимут

Око 130. индекса по азимуту пронађено је укупно 7 колона, где постоји груписање детекција.

На слици 3.50 приказани су резултати потискивања интерференције, груписане по азимуту, који су добијени филтрирањем тестиране RA мапе. Крајњи циљ овог алгоритма је да се од матрице \mathbf{P} добије филтрирана матрица \mathbf{P}_F , код које је потиснута интерференција, да не би дошло до формирања лажних трагова, када је праћење бродова у питању. Наравно, филтрирају се и вектори \mathbf{a} и \mathbf{b} . Са слике се могу уочити јако добри резултати филтрирања, за вредности изабраних параметара, који су предложени у овом поглављу.



Слика 3.50: RA мапа (лево) и одговарајуће филтрирање (десно)

Глава 4

Оптимизација времена извршавања високорезолуционих алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSWR системима

Сви алгоритми, који су део примарне обраде сигнала у HFSWR системима, а који су представљени у претходниј глави ове дисертације, дефинисани су са основним циљем да њихове перформансе, пре свега, у смислу детектибилности циљева, буду што боље, као и да буду упоредиве са алгоритмина који се користе у постојећим радарима. Међутим сви ти алгоритми, да би могли да се користе у пракси, морају да испуне још један услов - да могу да раде у реалном времену. То значи да време обраде једног сегмента сигнала (један интеграциони период) мора да буде мање од времена које је потребно за аквизицију сигнала, који чине један сегмент. Са становишта корисника радарског система, ово је заправо неопходан услов. Стога ће у овој глави предмет анализе бити управо нумеричка оптимизација предложених алгоритама, која има јако велику важност.

Иницијално је овај захтев за радом алгоритама у реалном времену веома тешко остварив, из простог разлога што је примарна обрада сигнала у HFSWR системима комплексна, са великим бројем аритметичких операција, које је потребно извршити. То време може бити чак и до неколико десетина пута веће од времена, које је потребно да се примарна обрада сигнала обавља у реалном времену.

Међутим, већ приликом дефинисања високорезолуционих алгоритама, на неки начин је овај захтев био у фокусу, па је, уместо формирања високорезолуционог RDA кјуба и одговарајућег типа детекције у њему (3D детекције), изабран високорезолуциони алгоритам који се извршава двокорачно. У првом кораку процењује се високорезолуциона RD-HR мапа, врши се детекција Доплерове фреквенције и растојања на њој (2D детекција), а онда се, у другом кораку, врши процена азимута, али само за детектоване циљеве који су пронађени на RD-HR мапи. Са нумеричке тачке гледишта, ово је јако ефикасан алгоритам, јер је број детекција на RD-HR мапи неупоредиво мањи од укупног броја тачака на њој, па процесирање тако малог броја тачака води до сразмерно бржег алгоритма.

Али и поред овакве формулације високорезолуционих алгоритама, захтев за реалним временом и даље није остварив. Да би се време, потребно за извршавање

алгоритама, додатно смањило, могуће је урадити још само три ствари: формирати нови нумерички оптимизован алгоритам за формирање RD-HR мапе, модификовати програме за примарну обраду сигнала тако да могу да се извршавају на посебним језгрима процесора сигнала, и на крају, користити неки наменски хардвер (DSP сигнал-процесорске плоче, графичке картице и слично). Овај последњи начин неће бити у фокусу наредне анализе, јер је јасно да се ту на перформансе утиче само одговарајућим избором хардвера, већ ће бити показано да се на то може утицати и алгоритамски (прва два начина).

Екперименталном анализом, у овом поглављу, биће показано да су, на овај начин, остварљива побољшања у времену извршавања алгоритма 60 до 130 пута (у зависности од параметара), у односу на случај када се оптимизација не користи.

4.1 Формирање RD-HR мапе неуниформним одмеравањем у *slow* домену

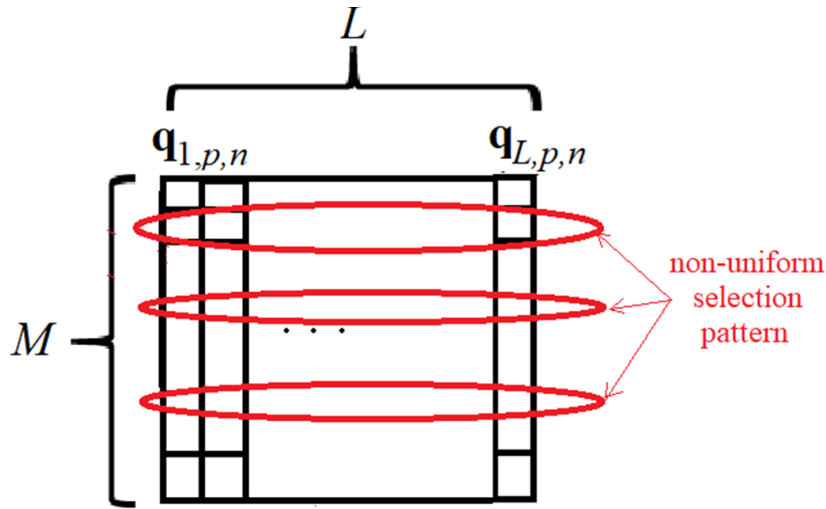
У претходним поглављима ове дисертације, већ је напоменуто да се високорезолуциона алгоритмика за примарну обраду сигнала у RD-HR системима може поделити на неколико основних делова: високорезолуциону процену RD-HR мапе, детекцију циљева на RD-HR мапи и високорезолуциону процену азимута, само за циљеве детектоване на RD-HR мапи. Али најзахтевнији део је формирање RD-HR мапе, па ће у овом делу, оптимизација бити усмерена управо ка овом сегменту примарне обраде сигнала.

Мотивација за формулисање нове верзије високорезолуционог алгоритма за процену RD-HR мапе везана је за смањење његове нумеричке сложености. Основни циљ је формулација алгоритма, чије је време извршавања неколико пута мање од варијанте алгоритма са униформним одмеравањем. Пошто је алгоритам базиран на декомпозицији коваријационе матрице, у циљу проналажења њених сопствених вредности и сопствених вектора (*eigenvalue decomposition*), који су потребни за одређивање тачне границе између потпростора сигнала и потпростора шума, на нумеричку сложеност веома утичу саме димензије коваријационе матрице. Што су те димензије веће, извршавање EIG декомпозиције коваријационе матрице трајаће све дуже, и то повећање није линеарно. Стога је од кључног значаја формирање одговарајућег алгоритма за смањење димензија коваријационе матрице, а да, при томе, буду сачуване све корисне информације (или бар већина), тако да перформансе алгоритма за процену високорезолуционе RD-HR мапе остану приближно исте. Проблем се, практично, своди на смањење *conditional number*-а коваријационе матрице. Карактеристично за HFSWR системе је да коваријационе матрице, које су означене раније као $C_{p,n}$, за свако n и p имају јако велики *conditional number* (распон између највеће и најмање сопствене вредности), који може бити између 10^{10} и 10^{19} . Оне су, понекад, јако блиске сингуларним матрицама, што може довести до нумеричке нестабилности приликом одређивања сопствених вредности и сопствених вектора.

У поглављу 3.3 ове дисертације представљена је униформна метода за формирање високорезолуционе RD-HR мапе. Код униформног одмеравања, димензионалност коваријационе матрице је $M \times M$. Идеја је да се, неуниформним одмеравањем, димензионалност коваријационе матрице смањи, тако да буде $J \times J$, где је $J < M$.

Проблем неуниформног одмеравања, у конкретном случају, је аналоган проблему формулисаном у области антенских низова. Ту се анализира на који начин се линеарни униформни антенски низ може надоместити са неуниформним антенским низом, са истим отвором, а мањим бројем антена, без значајније деградације фактора антенског низа. У литератури, ово је предмет опсежних истраживања многих аутора и тај проблем, у теорији антенских низова, је познат као проблем минимално редувантних линеарних антенских низова. Значи, ова нова верзија високорезолуционог алгоритма за процену RD-HR мапе мапе има, практично, своју теоријску основу у теорији антенских низова.

Блок шема нове верзије високорезолуционог алгоритма за процену RD-HR мапе дата је на слици 4.1.



Слика 4.1: Формирање матрице $\mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)}$ помоћу неуниформног одмеравања

Идеја алгоритма је да се изабере један подскуп редова (J) матрице $\mathbf{Q}_{p,n}$, тако што се дефинише одговарајуће пресликавање l , односно шаблон (*pattern*) на основу кога се врши неуниформна селекција редова те матрице, на следећи начин:

$$\ell : \{1, 2, \dots, J\} \rightarrow \{1, 2, \dots, M\}, J < M. \quad (4.1)$$

Након одговарајућег избора шаблона за неуниформно одмеравање, у следећем кораку формира се матрица $\mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)}$, на следећи начин:

$$\left[\mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)} \right]_{j,l} = \left[\mathbf{Q}_{p,n} \right]_{\ell(j),l}. \quad (4.2)$$

Што се тиче начина обележавања, у претходној релацији $[\mathbf{A}]_{j,l}$ представља (j, l) -ти елемент матрице \mathbf{A} . Значи, новоформирана матрица $\mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)} \in \mathbb{C}^{(J \times L)}$ формирана је на основу неуниформне селекције елемената по свим колонама матрице $\mathbf{Q}_{p,n}$.

Формирање шаблона, по којем се врши неуниформно одмеравање, предмет је анализе многих аутора. Они се баве њиховим дизајном тако да се обезбеди минимална редуванса, а да перформансе ситема остану сличне. Значи, један од начина је да се користе неки од теоријски предложених шаблона, а други начин је да се тај шаблон одреди емпиријски, на основу анализе реалних података са радара у оперативној употреби. Управо је овај начин формирања шаблона предложен у овој

дисертацији и биће предмет посебне анализе у поглављу 4.3. Такође, оно што је јако важно, и потребно је нагласити, је да се идентично пресликавање (ℓ) , помоћу истог шаблона, користи приликом формирања *steering* вектора $\mathbf{a}_\mu^{(\ell)}(\mu)$, тако што се врши неуниформна селекција елемената вектора $\mathbf{a}_\mu(\mu)$.

Пошто прва димензија (број редова) матрице $\mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)}$ одређује и димензионалност коваријационе матрице, добија се коваријациона матрица мањих димензија, а ово директно утиче на нумеричку комплексност и потребно време извршавања високорезолуционог алгорита за процену RD-HR мапе. Коваријационе матрице $\mathbf{C}_{p,n}^{(\ell)} \in \mathbb{C}^{(J \times J)}$ формирају се за свако $n = 1, 2, \dots, N$ и свако $p = P-R+1, P-R+2, \dots, P$, на следећи начин:

$$\mathbf{C}_{p,n}^{(\ell)} = \frac{1}{L} \mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)} \mathbf{Q}_{p,n}^{(\ell)H}. \quad (4.3)$$

Пошто је коваријациона матрица неопходна за даљу обраду сигнала (улази у формулацију MUSIC алгорита), након њеног одређивања, и одређивања матрица потпростора шума, у последњем кораку, потребно је формирати критеријумску функцију високорезолуционог алгорита за формирање RD-HR мапе, са неуниформним одмеравањем, на исти начин као што је то рађено код формирања критеријумске функције са униформним одмеравањем. Та критеријумска функција дефинише се на следећи начин:

$$P_{\text{MUS}}^{\text{RD}(\ell)}(\mu, p, n) = \frac{1}{\|\mathbf{a}_\mu^{(\ell)}(\mu)^H \mathbf{E}_{p,n}^{(\ell)}\|}. \quad (4.4)$$

Све ознаке из претходне једначине већ су раније дефинисане, у претходним поглављима ове дисертације. Када се користи униформни алгорита, тада је $J = M$, односно нема одмеравања по дефинисаном шаблону.

Матрица $\mathbf{E}_{p,n}^{(\ell)}$ је матрица потпростора шума коваријационе матрице $\mathbf{C}_{p,n}^{(\ell)}$ и формира се на исти начин као и матрица $\mathbf{E}_{p,n}$, на основу матрице $\mathbf{C}_{p,n}$ код алгорита са униформним одмеравањем, користећи идентично пресликавање ℓ .

За сваку нову методу потребно је такође и дефинисати њену ефикасност. Она се, у овом случају, може апроксимативно изразити преко броја потребних операција које је потребно извршити у алгоритму, па се на тај начин може закључити колики је фактор убрзања за случај када се ради оптимизација и када се не ради. Апроксимативна процена је зато што је узет у обзир само део операција (не све) које доминантно доприносе комплексности самог алгорита и она се може изразити на следећи начин:

$$N_{\text{оп}} \sim \frac{13}{3} J^3 RN + N_d J(J+1)N. \quad (4.5)$$

Поступак детекције циљева на RD-HR мапи и високорезолуционе процене смера (азимута) је даље идентичан као у случају варијанте алгорита са униформним одмеравањем. Овај поступак не захтева дуго време извршавања (није нумерички комплексан), па неће бити потребна његова додатна оптимизација, у смислу рада алгорита у реалном времену. Треба напоменути да је могуће дефинисати и неуниформну варијанту високорезолуционог алгорита у просторном домену. Ова

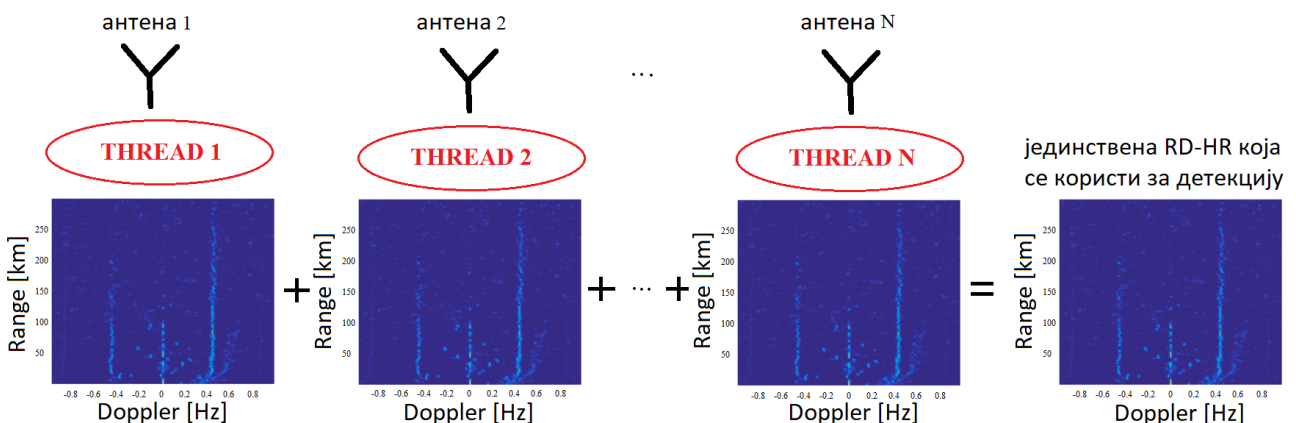
варијанта је посебно интересантна са аспекта смањења броја антена (пријемних канала) без битнијег нарушавања резолуционих својстава радара, из простог разлога што би реализација таквог система била економски исплатљивија. Међутим, ово неће бити предмет анализе у овој докторској дисертацији, јер је овде циљ искористити потпуни капацитет комплетног система, узимајући у обзир сигнале са свих пријемних канала. Значи, просторна димензионалност остаје иста.

4.2 *Multi-Threading* реализација алгорита

Упркос чињеници да је, формирањем неуниформне варијанте високорезолуционог алгорита за процену RD-HR мапе, постигнуто значајно побољшање у смислу мањег времена извршавања (неколико пута брже, у зависности од шаблона који се користи), захтев за радом алгорита у реалном времену и даље није остварен. Стога је потребна додатна оптимизација овог алгорита. Оптимизација осталих делова алгорита за примарну обраду сигнала (осим дела за процену RD-HR мапе), такође не би довело до жељених резултата, из разлога што ти делови нису нумерички захтевни, тако да њиховом даљом оптимизацијом није могуће добити значајнија побољшања. Даљи развој биће усмерен ка формирању *multi-threading* алгорита, јер је управо у овој области препознат потенцијал за евентуална побољшања.

Оно што се може уочити, а што представља основу за развој алгоритмике на овај начин, јесте чињеница да се обрада сигнала обавља на идентичан начин на различитим антенама. Ово даје идеју да се ова обрада не извршава секвенцијално (антена по антена), већ да се извршава симултано (истовремено на свим антенама). То значи да је потребно формирати *multi-threading* алгорита. Ова алгоритмика је управо применљива за овакав начин извршавања, наравно уз одређене модификације.

На слици 4.2 приказан је начин истовременог формирања високорезолуционих RD-HR мапа, користећи више нити (*thread*-ова). Овакав начин извршавања реализује се на посебним језгрима CPU процесора.



Слика 4.2: Принцип истовременог формирања високорезолуционих RD-HR мапа, користећи више нити (*thread*-ова) [69]

Под појмом нит (*thread*) подразумева се једна секвенца наредби, које се извршавају унутар програма, истовремено. Уобичајено је да се користи овакав начин

извршавања програма у случају да треба извршити велики број аритметичких операција, што управо овде и јесте случај. Његова добра особина је што се, на тај начин, може потпуно искористити капацитет процесора.

Предност овако конципираних алгоритама за примарну обраду сигнала, код овог типа радара, је што се не захтева никакав додатни хардвер, као што су DSP сигнал процесорске плоче, графичке картице и слично, што је свакако економски исплатљивије решење. Довољан је и обичан рачунар, као што ће бити показано у наредном поглављу, где ће се направити једна нумеричка анализа, са циљем да се сагледа ефикасност нумерички оптимизованих алгоритама.

Један од начина како да се процене перформансе *multi-threading* алгоритама је преко 2 параметра, које је потребно дефинисати, а то су: постигнуто убрзање (S) и постигнута ефикасност (E), на следећи начин:

$$S = \frac{T_1}{T_n}, \quad (4.6)$$

$$E = \frac{T_1}{nT_n}. \quad (4.7)$$

Стога, пошто је нумерички најзахтевнији део алгоритама, процена HR-HR мапе реализоваће се тако што се изврши паралелизација алгоритама, за потребе извршавања на различитим језгрима процесора, док ће остатак алгоритама да се извршава секвенцијално, јер не одузима превише ресурса, по питању времена извршавања. Велика предност оваквог начина обраде сигнала је што се може вршити обрада сигнала са великим бројем антена, а да је и даље испуњен захтев за радом алгоритама у реалном времену.

4.3 Нумерички резултати

Да би се сагледала ефикасност оптимизације алгоритама, која је у фокусу целог овог поглавља докторске дисертације, у овом делу биће приказани нумерички резултати и резултати симулације, на основу тестирања реалних података који су аквизирани са HFSWR радара на локацији за тестирање у Уједињеним Арапским Емиратима.

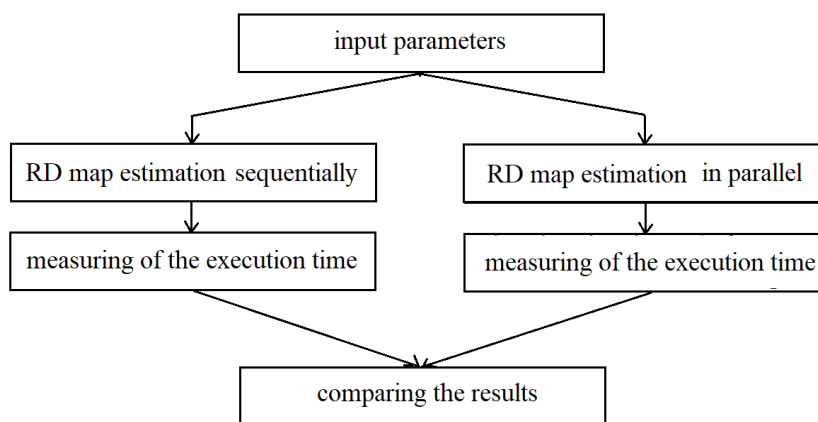
У табели 4.1 дати су основни симулациони параметри (параметри сигнала и система), који су коришћени за потребе теста.

У тесту ће бити изабране 3 различите (фиксне) вредности за K параметар високорезолуционог MUSIC алгоритама, јер је важно сагледати утицај неуниформног одмеравања приликом процене RD-HR мапе, и може се показати да се тај утицај различито манифестује у зависности од изабраног параметра K . Вредности које су узете су $K = 10$, за растојања до 120 километара, $K = 20$, за растојања од 120 до 200 километара и $K = 30$, за растојања до 300 километара.

На слици 4.3 приказан је концепт методологије за тестирање ефикасности оптимизације високорезолуционих алгоритама. За потребе тестирања, алгоритми су реализовани у програмском језику C.

Табела 4.1: Параметри симулације за тестирање ефикасности оптимизације алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSWR системима

Таласни облик	FMCW
Фреквенција	9.2 MHz
Интеграциони период	32.726 s
Трајање чирп сигнала (T)	0.256 s
Дужина сегмента (M)	256
Број додатних фрејмова (L)	64
Број фрејмова који се преклапају	128
Број одбирака по фрејму (P)	1536
Број тачака по Доплеровој фреквенцији	513
Број пријемних антена	16



Слика 4.3: Блок шема реализације тестирања ефикасности оптимизације висоокорезолуционих алгоритама

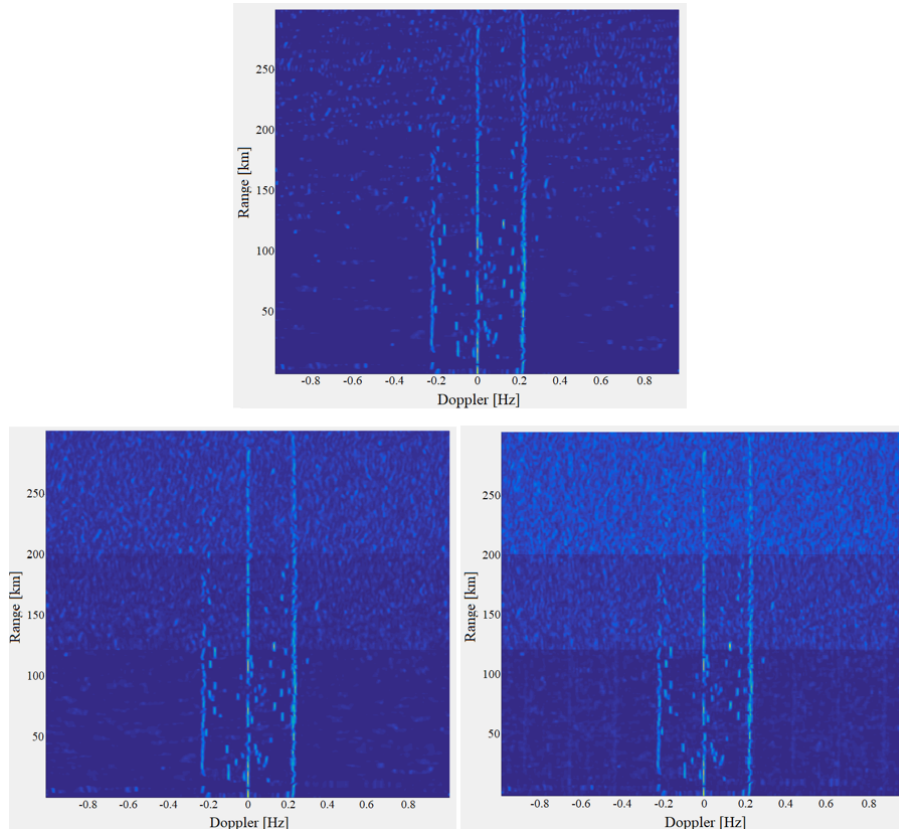
Следећи део, који је од велике важности, јер утиче на сам процес оптимизације је избор шаблона (*pattern*-а) помоћу кога се врши неуниформно одмеравање. Као што је већ речено, у литератури се могу наћи различити теоријски шаблони, најчешће у радовима из области теорије антенских низова (минимално редувантни низови), јер постоји аналогија са проблемом неуниформног одмеравања, који је предмет ове анализе. Међутим, ови шаблони могу се одредити и емпиријски. Овде је управо то случај. Добијени резултати се упореде на нивоу RD мапа (а могу и са AIS-ом), када је реч о HFSWR системима, па ако су резултати упоредиви са случајем када се не користи неуниформно одмеравање, тада се ти резултати могу сматрати валидним, односно тај шаблон се може користити. Јасно је такође да свако смањење димензионалности са собом носи ризик да један део информација буде изгубљен, међутим, овде се то не одражава на детектибилност циљева.

С тим у вези, први шаблон, који се овде предлаже, је шаблон који је базиран на простим бројевима (број је прост ако је само дељив са 1 и са самим собом). Пошто је овде почетна димензија коваријационе матрице 256×256 , биће узети сви бројеви из тог интервала (има их 54), као и почетни и крајњи број (што је препоручљиво у теорији антенских низова да цео отвор низа буде обухваћен), па је његова дужина 56. Значи, такав шаблон садржи индексе (бросте бројеве) и то су индекси помоћу којих се врши одмеравање. Он је дефинисан на следећи начин:

$$\text{pattern56} = \{1, 2, 3, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31, 37, 41, 43, 47, 53, 59, 61, 67, 71, 73, 79, 83, 89, 97, 101, 103, 107, 109, 113, 127, 131, 137, 139, 149, 151, 157, 163, 167, 173, 179, 181, 191, 193, 197, 199, 211, 223, 227, 229, 233, 239, 241, 251, 256\}. \quad (4.8)$$

У циљу још боље процене RD-HR мапе, формиран је још један шаблон, тако што се што се у `pattern56` убаце још неки бројеви, по случајном избору. На тај начин избегава се правилност, смањује се редувантност оваквог низа бројева, и очекивано је да резултати процене високорезолуционе RD-HR мапе буду још бољи. Ако се направи правилан шаблон, на пример, по принципу парних или непарних бројева, или одмеравање по принципу сваки трећи или сваки пети елемент, тада је редувантност повећана, долази до *aliasing*-а у RD-HR мапи и слично. Према томе, овде ће бити формиран и други шаблон, `pattern88`, на следећи начин:

$$\text{pattern88} = \{1, 3, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31, 35, 37, 41, 45, 48, 50, 53, 55, 59, 61, 63, 67, 71, 73, 76, 77, 83, 85, 89, 92, 97, 101, 103, 105, 107, 109, 111, 113, 115, 118, 121, 125, 127, 129, 131, 134, 136, 137, 139, 142, 145, 147, 149, 151, 155, 157, 160, 163, 167, 171, 173, 179, 181, 184, 187, 191, 193, 197, 199, 202, 205, 209, 211, 215, 219, 223, 227, 229, 233, 236, 239, 241, 245, 247, 251, 254, 256\} \quad (4.9)$$



Слика 4.4: Процењене RD-HR мапе добијене униформним одмеравањем (**горња слика**) и неуниформним одмеравањем: `pattern88` (**доле лево**) и `pattern56` (**доле десно**)

У симулацијама, програм се извршавао на две рачунарске платформе: на РС рачунару са процесором са 6 језгара (i7), и на још бољем рачунару са процесором од 8 језгара CPU (AMD Ryzen). Такође, користила су се 2 шаблона, која су претходно дефинисана, у циљу неуниформног одмеравања и процене високорезолуционе RD-HR мапе. Такође је извршено поређење са униформним алгоритмом за процену RD-HR мапе.

На слици 4.4 приказане су RD-HR мапе добијене помоћу неуниформног алгоритма. Са слика се може уочити да неуниформно одмеравање доводи до појаве нових пикова у критеријумској функцији RD-HR мапе, у односу са алгоритмом са униформним одмеравањем. То је посебно изражено на деловима RD-HR мапе који су рачунати се већом вредношћу параметра K . Али тестирањем је такође утврђено да ово не доводи до нарушавања детектибилности стварних циљева. Они су видљиви у сва 3 случаја, па је употреба алгоритама, са неуниформним одмеравањем, оправдана. Али и поред упоредиве детектибилности, вероватноћа лажног аларма у систему расте, што је цена која мора да се плати, на рачун добијања нумерички оптимизоване верзије алгоритама, у смислу краћег времена извршавања. У односу на случај када се користи униформно одмеравање, показано је да је број рачунских операција мањи 44.6 и 15.3 пута, ако се користе pattern56 и pattern88, респективно.

Следећи део ове нумеричке анализе односи се на паралелизацију алгоритама, да би се сагледао њен утицај. У табели 4.2 приказано је време извршавања алгорита на два различита рачунара, у случају када се користи алгоритам који није паралелизован. Такође, извршено је поређење времена извршавања по појединим деловима алгоритама, и показано је да се највише времена одваја управо на формирање RD-HR мапе, што је свакако очекивано.

Табела 4.2: Поређење потребног времена за процену RD-HR мапе и за остатак програма у случају да програм није паралелизован

Тип процесора	Време потребно за процену RD-HR мапе (у секундама)	Време потребно за остатак програма (у секундама)
Intel CORE i7 1075H	880	3.12
AMD Ryzen 9 5900HX	606	2.64

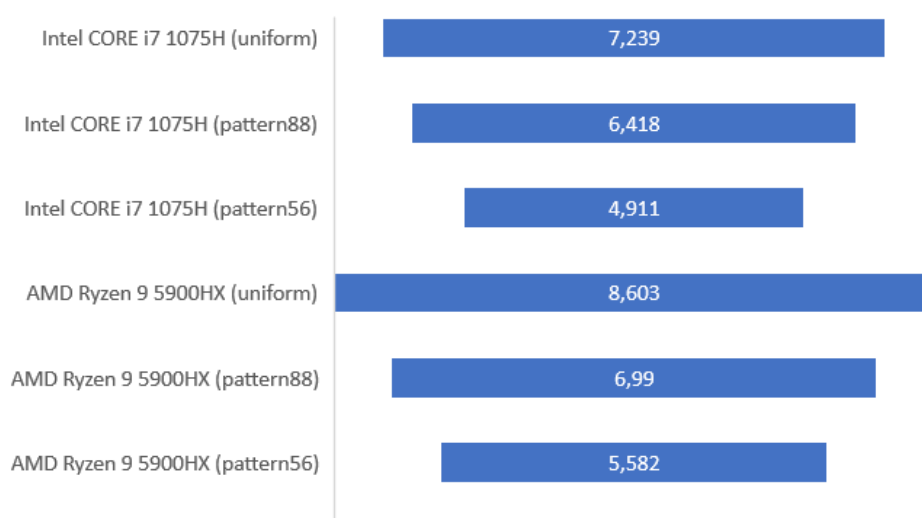
У табели 4.3 приказано је поређење, у случајевима када се паралелизација користи, или се не користи. На основу нумеричких резултата може се закључити да је захтев за реалним временом остварив, и да има још простора за примену алгоритама са сложенијом обрадом сигнала, на пример, или за обраду сигнала са још више антена.

На сликама 4.5 и 4.6 приказани су фактор убрзања алгоритма, где је извршена паралелизација, као и ефикасност такве обраде.

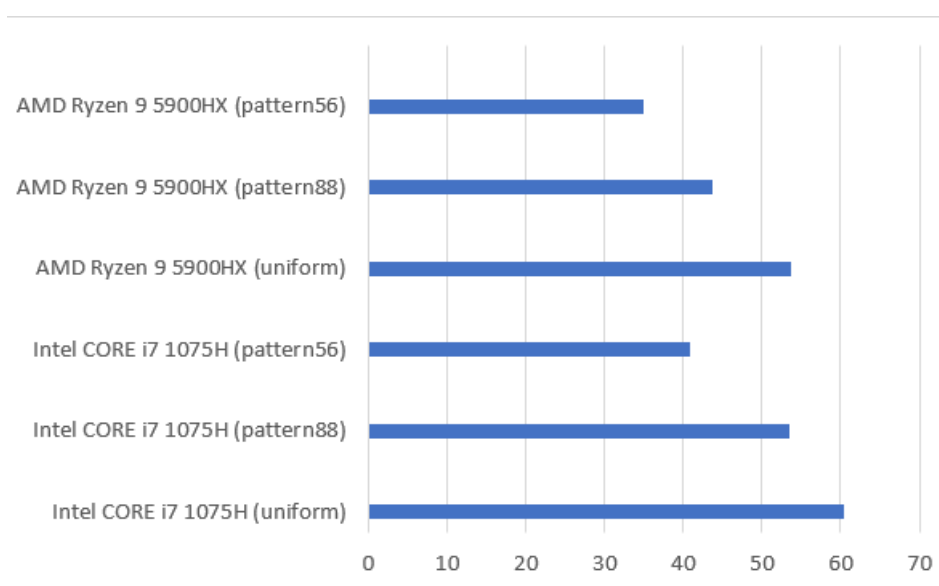
Такође, на слици 4.7 приказано је искоришћење логичких процесора, у случају када се врши паралелно извршавање алгоритама на више језгара процесора. Резултат јасно показује да је искоришћеност свих језгара велика, што само иде у прилог чињеници да је направљен огроман искорак ка реализацији алгоритама за рад у реалном времену.

Табела 4.3: Време извршавања програма на различитим рачунарским платформама (са и без паралелизације) [69]

Тип процесора и изабрани шаблон	Време извршавања програма без паралелизације (у секундама)	Време извршавања програма паралелизацијом (у секундама)
Intel CORE i7 1075H (uniform)	883.12	132
Intel CORE i7 1075H (pattern88)	91.2	14.21
Intel CORE i7 1075H (pattern56)	32.12	7.54
AMD Ryzen 9 5900HX (uniform)	608.64	90.75
AMD Ryzen 9 5900HX (pattern88)	60.32	9.63
AMD Ryzen 9 5900HX (pattern56)	24.56	4.4



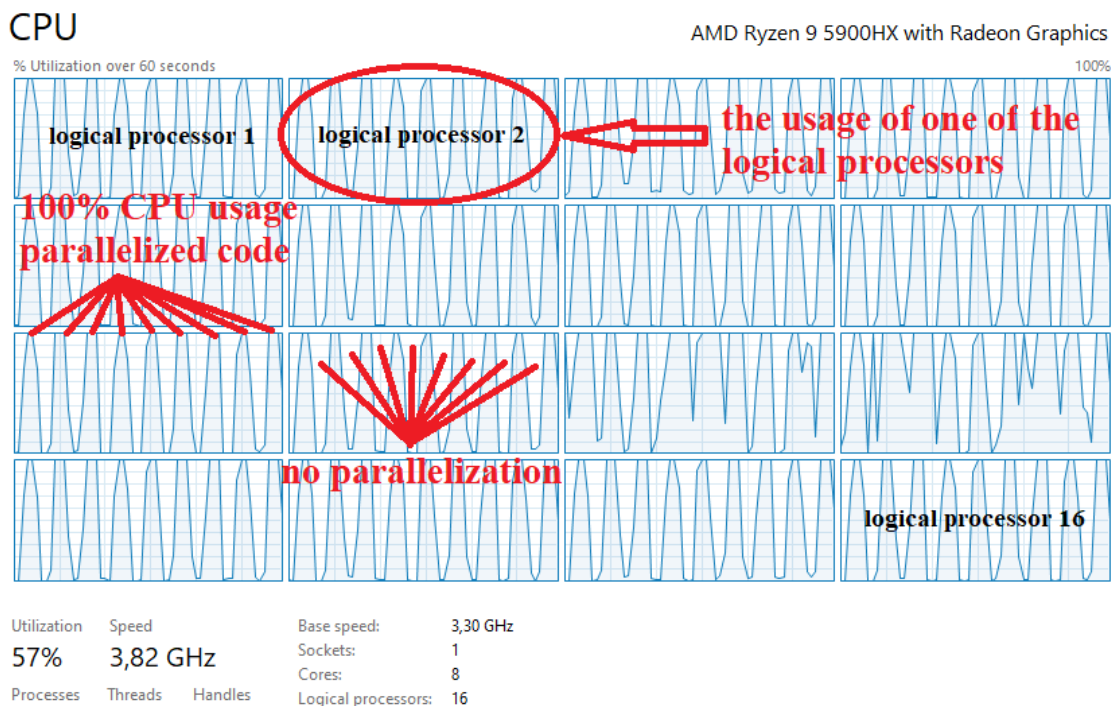
Слика 4.5: Фактор убрзања *multi-threading* алгоритма [69]



Слика 4.6: Ефикасност *multi-threading* алгоритма [69]

Може се уочити да је паралелизација алгоритма реализована само за нумерички најзахтевнији део алгоритма (процена RD-HR мапе), па је, у тим временским тренуцима, искоришћеност процесора приближно 100%, док је у нумерички мање захтевном делу алгоритма, та искоришћеност много мања. Као средња вредност добија се да је укупна искоришћеност 57%, што је јако добар резултат у поређењу са алгоритмима који се извршавају само на једном језгру процесора.

Такође, потребно је нагласити да су резултати, који су приказани на сликама 4.5 и 4.6, генерисани на основу 200 сегмената података, на основу којих се вршила процена.



Слика 4.7: Искоришћеност логичких процесора *multi-threading* алгоритма

Глава 5

Методологија за процену перформанси високорезолуционих алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима

Високорезолуциона примарна обрада сигнала у HFSSWR системима, којом се бави ова докторска дисертација, представља искорак, када је у питању начин на који се ради примарна обрада сигнала у постојећим системима. Описани су математички модели алгоритама и показано је како предложени алгоритми функционишу у пракси, односно које су њихове предности, као и побољшања. Међутим, крајњи резултат примарне обраде сигнала је одређивање локализационих параметара (географске ширине и дужине), као и радијалне брзине циљева (бродова), на основу којих је могуће, касније, у секундарној обради сигнала (*tracking*) формирати комплетну путању њиховог кретања. Добијени резултати требало би да буду проверени, односно да се изврши поређење са резултатима примарне обраде сигнала неког референтног система (који се сматра да је довољно тачан), са циљем да се донесу одређени закључци о перформансама високорезолуционе примарне обраде сигнала, пре свега у погледу детектибилности и раздвојивости циљева, али и прецизности (тачности) локализационих параметра.

С тим у вези, овде ће се као референтни подаци користити AIS (*Automatic Identification System*) подаци, у односу на које ће се вршити поређење резултатата високорезолуционе примарне обраде сигнала. Резултати поређења показују колико је успешна комплетна методологија предложена у дисертацији, али и како заправо ради радар. AIS генерално може представљати и додаток радарским системима за праћење бродова на мору, јер се у AIS порукама, које се размењују између језгра AIS мреже и бродова, налазе многе корисне информације о бродовима (осим самих локализационих параметра).

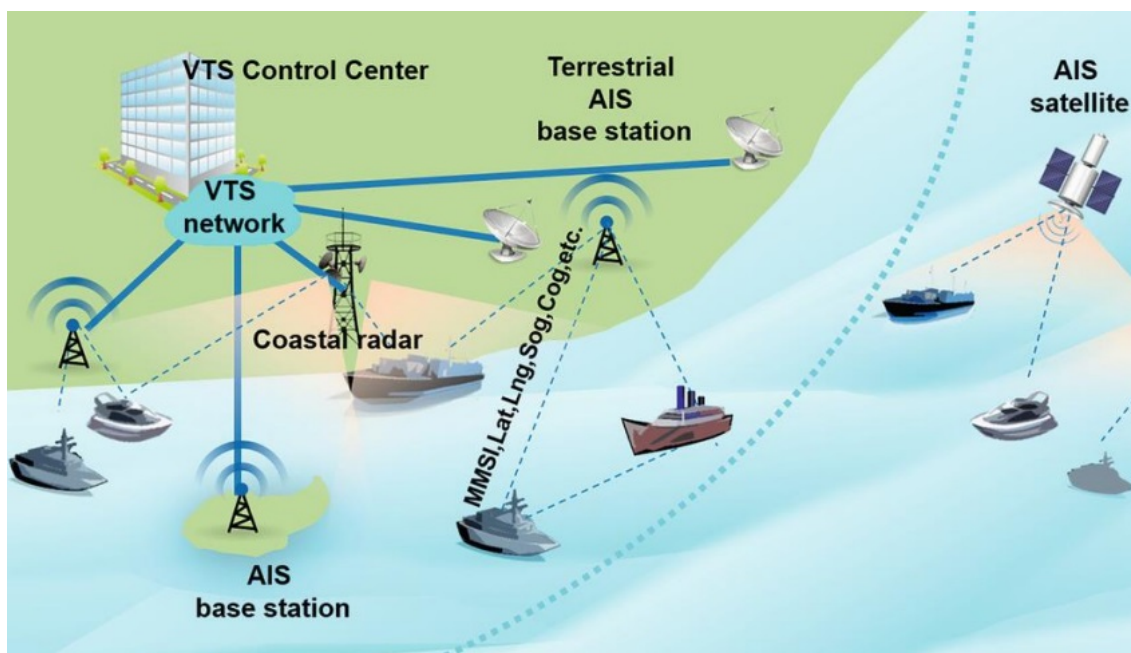
Ова глава дисертације биће подељено на три различите целине. У првом делу биће укратко описан AIS систем, као и његова улога у праћењу бродова на мору. Иако се сматра да је AIS релативно стабилан и поуздан систем, ипак може доћи до проблема, пре свега када је у питању нередовно азурирање података. За потребе поређења перформанси ово представља отежавајућу околност, из разлога што је потребно вршити поређење на нивоу детекција и у сваком *timestamp*-у. Други део

бави се управо овом проблематиком, а то је, на који начин је могуће реконструирати AIS податке, на основу доступних података, да би они били употребљиви за поређење. У последњем делу, развијена је методологија за процену перформанси високорезолуционих алгоритама, које ће дати реалну слику (оцену) о успешности примарне обраде сигнала, на основу експериментално добијених података, који су добијени са радара који је у оперативном раду.

Предложена методологија, поред примене у HFSSR системима, о којима је реч у оквиру ове докторске дисертације, може бити потенцијално применљива и у друге сврхе, у неким другим системима, уз потребне ситне модификације и прилагођења, па је, због тога, њен значај јако велики.

5.1 AIS систем за праћење бродова

Рад AIS система базиран је на непрекидној размени података, како између бродова, тако и између бродова и AIS базних станица, ако је у питању земаљски пренос (LAIS - *Land AIS*), или између бродова и сателита, ако је у питању сателитски пренос (SAIS - *Sattelite AIS*). Ови системи раде у VHF опсегу. Такође, поруке се размењују и са VTS центрима (*Vessel Traffic Service*) путем договорених VHF канала, у циљу пружања услуга идентификације и лоцирања бродова на мору, у реалном времену. На слици 5.1 приказан је изглед архитектуре AIS система.



Слика 5.1: Архитектура AIS система

Сви бродови, који су учесници воденог саобраћаја, требало би да буду опремљени примопредајном опремом, како би могли да размењују одговарајуће поруке. То значи да би сви требало да буду видљиви у AIS систему. Међутим, то није увек случај, поготово када су у питању неке нелегалне активности на мору, па би и са становиште безбедности, укључивање свих бродова у AIS систем требало да буде обавеза. AIS транспондер аутоматски емитује податке о географском положају брода, као и његовој брзини, и то ради периодично, путем предајника, који је угра-

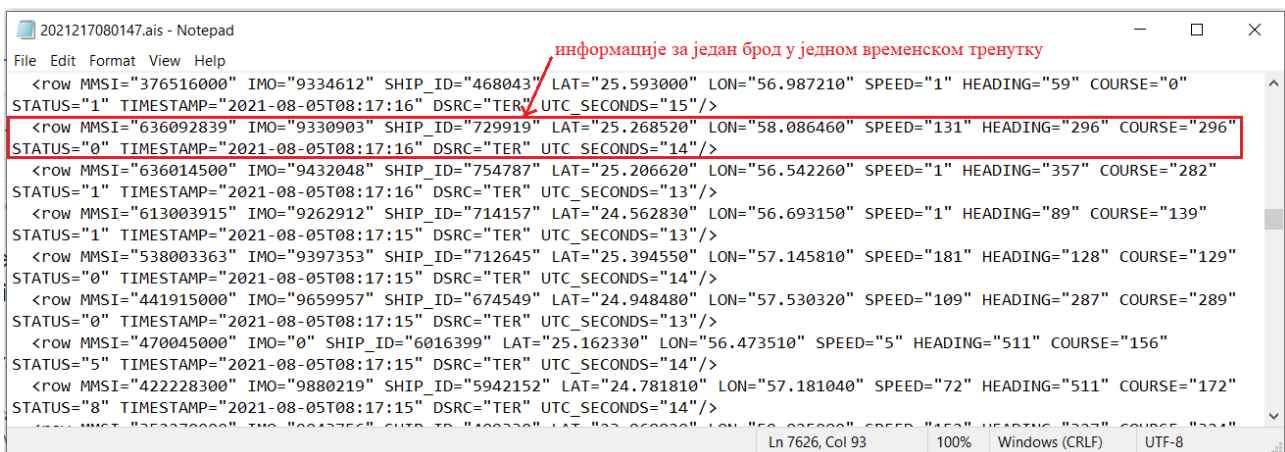
ђен у транспондер. Подаци, који се шаљу, добијају се из различитих сензора на броду (GPS, жirosкоп), а неке информације, као што је, на пример, име брода, уписују се ручно.

Овако конципиран систем омогућава велику просторну покривеност, и веома прецизне податке о активностима бродова на морској површини, па ће, како је већ поменуто, бити коришћен као референтни систем, односно ови подаци ће се поредити са резултатима, који су добијени након примарне обраде сигнала са HFSSWR система, који је у оперативном раду.

5.2 Проблеми са AIS подацима и методологија за њихову реконструкцију

Резултат високорезолуционе примарне обраде сигнала у току једног интеграционог периода, је скуп детекција (подаци о детектованим бродовима), које се, по правилу, чувају у посебним фајловима. Фајл добија назив по *timestamp*-у, односно временском тренутку последњег податка у том интеграционом периоду. То значи да ће се генерисати нови резултати за један по један интеграциони период (узорак сигнала над којим се врши обрада) у једнаким временским интервалима (*timestamp*-овима). Методологија за поређење са AIS подацима реализује се на нивоу детекција, посебно за сваки *timestamp*. То доводи до веома тачних и прецизних података о успешности високорезолуционе примарне обраде сигнала, где се практично прави анализа у односу на идеалан случај, а то је случај када је референтна трајекторија брода увек позната (у свим временском тренуцима, који одговарају *timestamp*-овима фајлова са детекцијама). Ово је јако захтеван услов, јер у случају да референтни подаци не постоје баш у тим временским тренуцима, овакав начин поређења перформанси био би неизводљив. Када су AIS подаци у питању, овај услов углавном није испуњен, па ће у овом поглављу бити предложена методологија за ажурирање доступних AIS података, тако да одговарају тачно одређеним *timestamp*-овима детекционих фајлова.

На слици 5.2 дат је пример изгледа једног AIS фајла, добијеног из LAIS система, у којем се налазе информације о свим бродовима у одређеној зони.



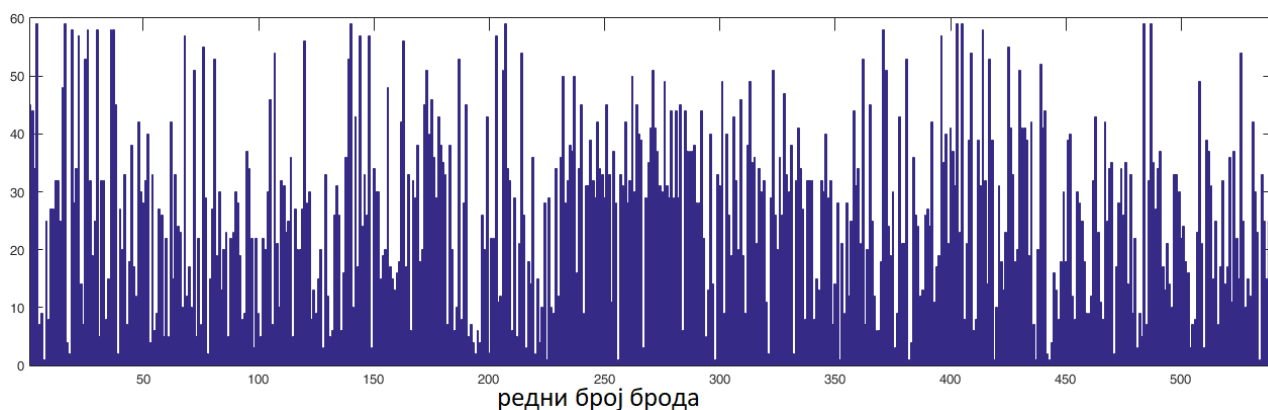
```
2021217080147.ais - Notepad
File Edit Format View Help
<row MMSI="376516000" IMO="9334612" SHIP_ID="468043" LAT="25.593000" LON="56.987210" SPEED="1" HEADING="59" COURSE="0"
STATUS="1" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:16" DSRC="TER" UTC_SECONDS="15"/>
<row MMSI="636092839" IMO="9330903" SHIP_ID="729919" LAT="25.268520" LON="58.086460" SPEED="131" HEADING="296" COURSE="296"
STATUS="0" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:16" DSRC="TER" UTC_SECONDS="14"/>
<row MMSI="636014500" IMO="9432048" SHIP_ID="754787" LAT="25.206620" LON="56.542260" SPEED="1" HEADING="357" COURSE="282"
STATUS="1" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:16" DSRC="TER" UTC_SECONDS="13"/>
<row MMSI="613003915" IMO="9262912" SHIP_ID="714157" LAT="24.562830" LON="56.693150" SPEED="1" HEADING="89" COURSE="139"
STATUS="1" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:15" DSRC="TER" UTC_SECONDS="13"/>
<row MMSI="538003363" IMO="9397353" SHIP_ID="712645" LAT="25.394550" LON="57.145810" SPEED="181" HEADING="128" COURSE="129"
STATUS="0" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:15" DSRC="TER" UTC_SECONDS="14"/>
<row MMSI="441915000" IMO="9659957" SHIP_ID="674549" LAT="24.948480" LON="57.530320" SPEED="109" HEADING="287" COURSE="289"
STATUS="0" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:15" DSRC="TER" UTC_SECONDS="13"/>
<row MMSI="470045000" IMO="0" SHIP_ID="6016399" LAT="25.162330" LON="56.473510" SPEED="5" HEADING="511" COURSE="156"
STATUS="5" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:15" DSRC="TER" UTC_SECONDS="14"/>
<row MMSI="422228300" IMO="9880219" SHIP_ID="5942152" LAT="24.781810" LON="57.181040" SPEED="72" HEADING="511" COURSE="172"
STATUS="8" TIMESTAMP="2021-08-05T08:17:15" DSRC="TER" UTC_SECONDS="14"/>
Ln 726, Col 93 100% Windows (CRLF) UTF-8
```

Слика 5.2: Пример изгледа једног AIS фајла са потребним информацијама о бродовима

Обично се један AIS фајл формира за временски период од једног сата и у оквиру њега се налазе записи са информацијама о свим бродовима у том сату. Као што се може видети са претходне слике, запис за један брод састоји се од одговарајућег низа података, који могу бити статички (општи подаци о броду) или динамички (подаци о његовом кретању). За потребе методологије за поређење перформанси, која ће бити предложена у овом поглављу, из AIS фајла, за сваки брод, биће издвојени и коришћени само следећи подаци:

- MMSI (*Maritime Mobile Service Identities*), који представља јединствен деветоцифрени идентификатор сваког брода који је учесник у морском саобраћају
- Географска ширина (*Latitude*) изражена у степенима
- Географска дужина (*Longitude*) изражена у степенима
- Брзина брода - SOG (*Speed Over Ground*) изражена у чворовима (10 пута већа вредност), која се конвертује у km/h на следећи начин: 1 knots = 1.852 km/h
- Курс брода - COG (*Course Over Ground*), а то је угао изражен у степенима, који се рачуна у односу на север.

Може се приметити да записи у једном фајлу нису организовани на било који начин, већ су наведени оним редоследом како долазе до AIS базне станице. Они долазе у различитим временским тренуцима, који су различити за сваки брод и који нису еквиливантни. У првом следећем кораку, потребно је извршити организацију података из фајла, тако што се пронађе укупан број различитих бродова (са различитим MMSI бројем), и за сваки од тих бродова групишу се одговарајући подаци. На тај начин издвајају се AIS подаци за сваки брод појединачно, на основу чега се може направити приказ за све бродове. На слици 5.3 приказан је укупан број AIS података за сваки од бродова (на основу 2 AIS фајла који покривају временски период од 2 сата). Узет је произвољно изабран узорак, са *timestamp*-овима 2021217080147 и 2021217090132, где се *timestamp* формира по формату: YYYYDDhhmmss. Географска зона од интереса, на коју се односе ови подаци, је зона коју покрива ННСВР систем на тест локацији Al Badiya у Емиратама. 2 фајла су изабрана, јер на тај начин постоји више података за прецизнију статистичку анализу.

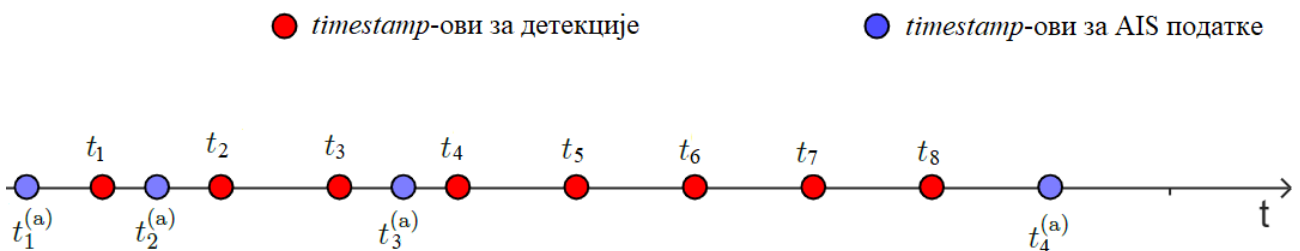


Слика 5.3: Укупан број AIS података за сваки од бродова (на основу 2 AIS фајла који покривају временски период од 2 сата)

Са претходне слике може се уочити да су пронађени записи за укупно 541 брод (од којих велики део чине стационарни бродови) у изабраном временском периоду. Оно што је јако битно, за методологију за поређење перформанси викорезолуционих алгоритама са AIS-ом, је учестаност појављивања AIS података за сваки брод, њихови *timestamp*-ови и њихов укупан број. У овом случају, максималан број AIS података за један брод је око 60, за период од 2 сата. Пошто се код HFSWR система, који су у фокусу ове докторске дисертације, обрада сигнала (за коју се добија сет одговарајућих детекција) врши на основу узорка од 256 фрејмова, сваки дужине трајања од 0.256 секунди, период интеграције биће $256 \times 0.256 = 65.536$ секунди. А нови резултати ће се генерисати у еквидистантним временским тренуцима, приближно сваке 33 секунде. Пошто се у току временског интервала од 2 сата са радара генерише 219 фајлова са детекцијама (сваки за свој *timestamp*), јасно је да је, у најбољем случају, број AIS података приближно 3.7 пута мањи од потребног броја. Оправо ова чињеница представља мотив за проналажење одговарајућег решења, како би се број AIS података, који недостају, а који су потребни за поређење, надоместио, на основу података који су доступни.

Нека је са $\mathcal{T} = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$ дефинисан скуп са укупно n *timestamp*-ова у току временског интервала, који се анализира, а који одговарају временским тренуцима у којима се генеришу фајлови са детекцијама са радара. Подаци за сваки од бродова, у оквиру истог фајла са детекцијама, одговарају једном *timestamp*-у. Такође, нека је са $\mathcal{T}_q^{(a)} = \{t_1^{(a)}, t_2^{(a)}, \dots, t_m^{(a)}\}$ дефинисан скуп са укупно m ($m < n$) *timestamp*-ова у току тог истог временског интервала, а који одговарају временским тренуцима у којима су генерисани AIS подаци, али само за q -ти брод. Ови временски тренуци разликују се од брода до брода, и њихов број може да варира. Значи, комплетна анализа по *timestamp*-овима не може бити генерализована за све бродове, већ се мора реализовати брод по брод.

На слици 5.4 приказани су временски тренуци у којима су генерисане детекције са радара, као и одговарајући AIS подаци, за један брод, у одређеном временском интервалу који се анализира.



Слика 5.4: Пример поређења временских тренутака у којима су генерисане детекције са радара, као и одговарајући AIS подаци за један брод (приказ за прва 4 AIS податка)

Пошто се анализа реализује за сваки брод посебно, јасно је да се *timestamp* $t_i^{(a)}$ односи на временски тренутак у којима је генерисан AIS податак за q -ти брод, односно $t_{iq}^{(a)}$, али због једноставнијег приказа наредних релација, овај индекс се неће писати.

За сваки AIS *timestamp* одређеног брода могу се издвојити скупови података за локализационе параметре: географску ширину и дужину, брзину на површини,

као и курс брода, јер су управо ови параметри битни за процену одговарајућих параметара који недостају. Ови скупови, редом за сваки од наведених параметара, дефинишу се на следећи начин:

$$\mathcal{S}_q^{(a)} = \left\{ \phi_1^{(a)}, \phi_2^{(a)}, \dots, \phi_m^{(a)} \right\}, \quad (5.1)$$

$$\mathcal{D}_q^{(a)} = \left\{ \lambda_1^{(a)}, \lambda_2^{(a)}, \dots, \lambda_m^{(a)} \right\}, \quad (5.2)$$

$$\mathcal{V}_q^{(a)} = \left\{ v_1^{(a)}, v_2^{(a)}, \dots, v_m^{(a)} \right\}, \quad (5.3)$$

$$\mathcal{C}_q^{(a)} = \left\{ \theta_1^{(a)}, \theta_2^{(a)}, \dots, \theta_m^{(a)} \right\}. \quad (5.4)$$

Поступак процене одвијаће се за свака 2 суседна AIS *timestamp*-а, за одређени брод, и одвијаће се све док се не дође до последњег AIS *timestamp*-а. Процењује се колико је *timestamp*-ова, у којима су генерисани фајлови са детекцијама, налази између свака 2 AIS *timestamp*-а. Нека се између 2, произвољно изабрана, суседна AIS *timestamp*-а, $t_i^{(a)}$ и $t_{i+1}^{(a)}$, налази се одређен број *timestamp*-ова (K), који одговарају тренуцима када су генерисани фајлови са детекцијама. Тада се за свако $1 \leq j \leq K$ могу проценити локализациони параметри. Али пре саме процене ових параметара, потребно је увести и одговарајуће претпоставке:

- Прва претпоставка је да се брод, између свака 2 суседна AIS *timestamp*-а, креће праволинијски (брод има исти курс кретања), што је оправдана претпоставка у већини случајева. Први разлог је зато што се овде углавном ради о великим бродовима (*vessels*), чија је природа кретања таква да нагло не мењају правац кретања. Други разлог је што су ова 2 суседна AIS *timestamp*-а релативно близу један другом, јер се процењују параметри само за AIS податке који нису ажурни по детекционим *timestamp*-овима, али којих има довољно да би могла да се реконструише трајекторија брода, на основу доступних података.
- Друга претпоставка била би да се брод, између сваке 2 суседна AIS *timestamp*-а, креће константном брзином, или равномерно убрзано, са мањим убрзањем. Код великих бродова и ова претпоставка је углавном оправдана.

Ако се са $\Delta t_i = t_{i+1}^{(a)} - t_i^{(a)}$ означи време између 2 суседна AIS *timestamp*-а (изражено у сатима), тада се убрзање брода између 2 суседна AIS *timestamp*-а, $t_i^{(a)}$ и $t_{i+1}^{(a)}$, дефинише се на следећи начин:

$$a_i^{(a)} = \frac{v_{i+1}^{(a)} - v_i^{(a)}}{\Delta t_i}, 1 \leq i < m. \quad (5.5)$$

У следећем кораку може се дефинисати курс брода, $\theta_i^{(a)}$, $1 \leq i < m$, између 2 суседна AIS *timestamp*-а, $t_i^{(a)}$ и $t_{i+1}^{(a)}$, на основу релација 2.7 - 2.10, које су изведене раније.

У финалном кораку се за све за сваки *timestamp*, t_j , $1 \leq j \leq K$, који се налази између 2 суседна AIS *timestamp*-а, $t_i^{(a)}$ и $t_{i+1}^{(a)}$, могу проценити локализациони параметри. Овде ће се разликовати 2 случаја: ако је $j = 1$ и ако је $j \neq 1$. У случају да

је $j = 1$ (први *timestamp*, t_j , који је већи од $t_i^{(a)}$), може се израчунати брзина брода у том тренутку (v_j), као и пређени пут (d_j) у интервалу између *timestamp*-ова $t_i^{(a)}$ и t_j :

$$v_j = v_i + a_i(t_j - t_i^{(a)}), \quad (5.6)$$

$$d_j = v_i(t_j - t_i^{(a)}) + \frac{1}{2}a_i(t_j - t_i^{(a)})^2. \quad (5.7)$$

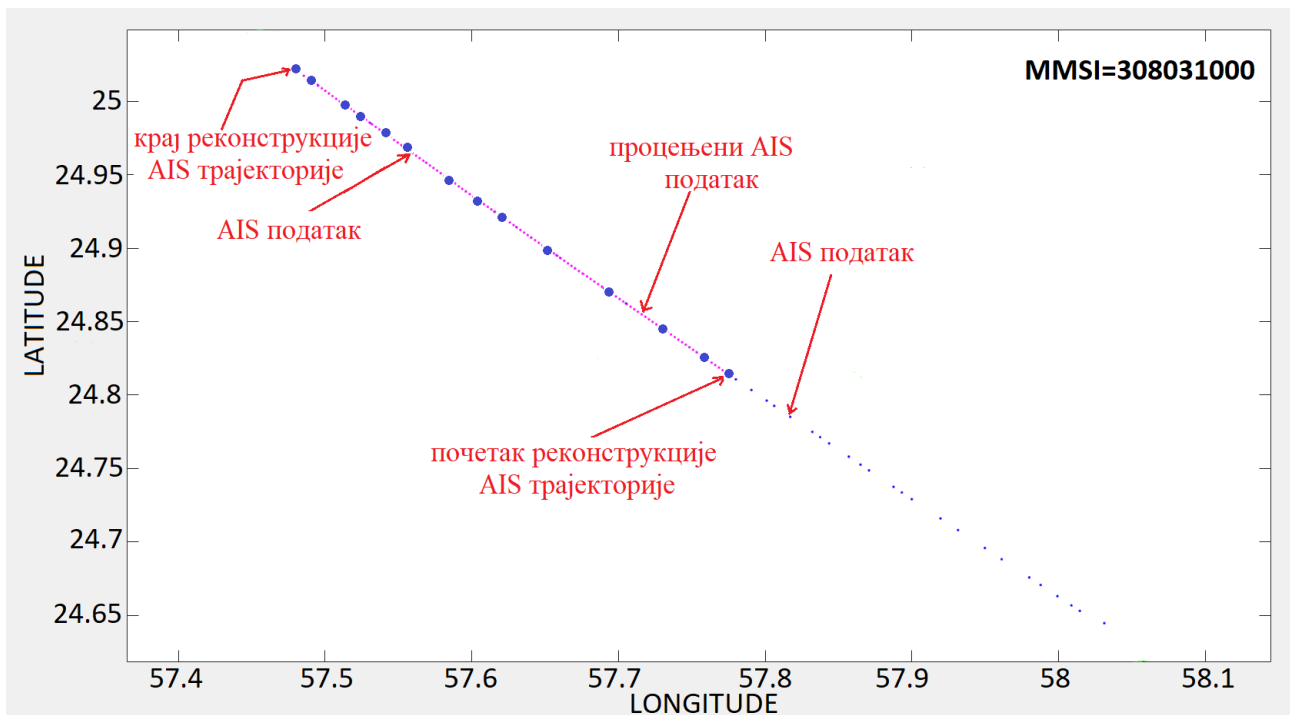
У другом случају, када је $j \neq 1$, може се израчунати брзина брода у том тренутку (v_j), као и пређени пут (d_j) у интервалу између *timestamp*-ова t_j и t_{j-1} :

$$v_j = v_{j-1} + a_i(t_j - t_{j-1}), \quad (5.8)$$

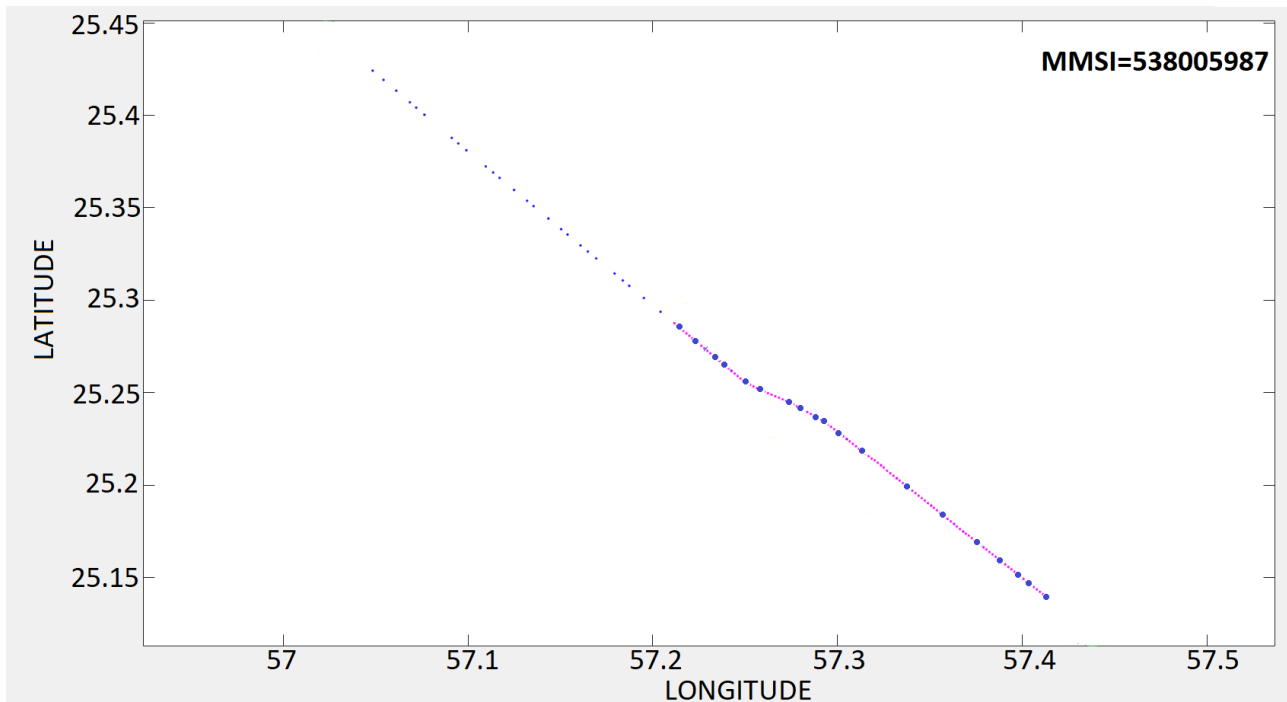
$$d_j = v_{j-1}(t_j - t_{j-1}) + \frac{1}{2}a_i(t_j - t_{j-1})^2. \quad (5.9)$$

Када су познате координате једне географске тачке (*latitude* и *longitude*) и курс брода и пређени пут од те тачке, могу се одредити и географске координате тачке коју је потребно проценити, у временском тренутку t_j , на основу релација 2.14-2.15. На тај начин, за све *timestamp*-ове, који се налазе између 2 суседна AIS *timestamp*-а, одређени су локализациони параметри: v_j , ϕ_j и λ_j .

На сликама 5.5 и 5.6 приказани су примери процене AIS података, помоћу предложене методе, у захтеваним временским тренуцима, за 2 различита брода. На сликама плаве тачке означавају AIS податке, а љубичасте тачке процењене AIS податке за *timestamp*-ове од интереса. Уочава се да се AIS трајекторија реконструира само у опсегу за *timestamp*-ове где постоје подаци са радара.



Слика 5.5: Процена AIS података, у захтеваним временским тренуцима, за брод чији је MMSI = 538005987



Слика 5.6: Процена AIS података, у захтеваним временским тренуцима, за брод чији је MMSI = 308031000

Резултати процене AIS података показују веома добро праћење трајекторије бродова, у оба случаја, што значи да су се, практично, тек сада створили услови за поређење резултата високорезолуционе примарне обраде сигнала, добијених са радара, и AIS података, јер у сваком *timestamp*-у постоје и једни и други подаци, на основу којих је могућа процена перформанси у смислу детектибилности циљева.

5.3 Формулација методологије за процену перформанси

У овом поглављу биће представљен модел за процену перформанси високорезолуционе обраде сигнала у HFSSWR системима, у погледу детектибилности циљева од интереса (бродова). Биће дефинисани математички модели и детаљно објашњен принцип рада, док ће конкретни нумерички резултати, на основу експерименталне студије и анализе података, који су добијени са радара у оперативном раду, бити представљени у посебном поглављу ове дисертације (поглавље 6).

Да би се процениле перформансе, потребно је најпре формирати критеријум на основу којег је могуће одредити вероватноћу детекције и вероватноћу лажног аларма у систему, које ће бити обележене са P_d и P_{fa} . Потребно је нагласити да, поред тога што AIS подаци треба да буду ажурни (да постоје у свим временским тренуцима у којима су генерисани фајлови са детекцијама), неопходан услов је да они буду тачни. У претходном поглављу представљена је метода за реконструкцију AIS трајекторије, која даје добру процену делова трајекторије који недостају, али под условом да су доступни подаци тачни и прецизни. Динамички AIS подаци, као што су подаци о кретању бродова, могу, у пракси, из различитих разлога да буду непрецизни или чак и нетачни, па у том случају нема смисла ни вршити поређење.

Детектибилност бродова, као што је раније већ наведено, зависи од много фактора. Такође у питању је мултикориснички сценарио, са великим бројем бродова у изабраном географском подручју. Неки бродови могу бити детектибилни у целом временском интервалу, неки у делу тог интервала, а неки никако, стога се не може са сигурношћу рећи да вероватноћа детекције у целом систему има неку тачну вредност, већ се критеријум мора формирати за сваки од бродова појединачно. На тај начин, процена и објективност процене перформанси биће тачнија. Такође, било каква симулација у оваквом изразито мултикорисничком сценарију била би веома захтевна и прилично идеализована, у односу на реалан сценарио. Стога је експериментална студија добијених резултата и процена перформанси, рађена са реалним подацима, практично једини прави показатељ успешности високорезолуционе примарне обраде сигнала и, генерално, рада радарског система.

Формирање критеријума за један брод реализује се у неколико корака и то на основу доступних AIS података за тај брод и резултата примарне обраде сигнала. Прво, полази се од претпоставке да је брод, за који је потребно проценити перформансе, усамљен у одређеном делу географског простора (нема других бродова у тој зони) и у целом временском интервалу за који се врши процена. Нека је са \mathcal{G} означен скуп тачака (са географским координатама) на којима се могу очекивати детекције (*search grid*). Овај скуп има коначан број елемената. Већ раније је дефинисан и скуп са *timestamp*-овима, који представљају временске тренутке у којима се генеришу фајлови са детекцијама (који су резултат примарне обраде сигнала): $\mathcal{T} = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$. Овај скуп такође се односи на селектовани временски интервал од интереса.

Нека је са \mathcal{A} означена зона претраживања. У следећем кораку потребно је формирати малу контуру (у литератури се користи термин *ball*), $\mathcal{B}(t)$, $t \in \mathcal{T}$, као контуру кружног облика која је центрирана на AIS тачки анализираног брода у временском тренутку t . Избор полупречника ове мале контуре може да утиче на перформансе, када је у питању детектибилност циљева. Превелики полупречник значио би да се толерише велика грешка процене локализационих параметара, што свакако није добро решење. С друге стране, мале димензије полупречника ове контуре могу довести до песимистичких резултата детектибилности циљева, јер би се, на тај начин, захтевала јако прецизна процена локализационих параметара, што би довело до веома мале вероватноће детекције циљева. Ово такође није добро решење, а није ни очекивано у оваквим системима да постоје детекције које се практично поклапају са AIS подацима, већ увек постоји мање или веће одступање. Према томе, у свим наредним анализама биће изабран полупречник мале контуре од 1.5 километара, јер то одговара једној FFT резолуционој ћелији, јер је већ раније речено, да раздвојивост по *range*-у одговара управо овој резолуцији.

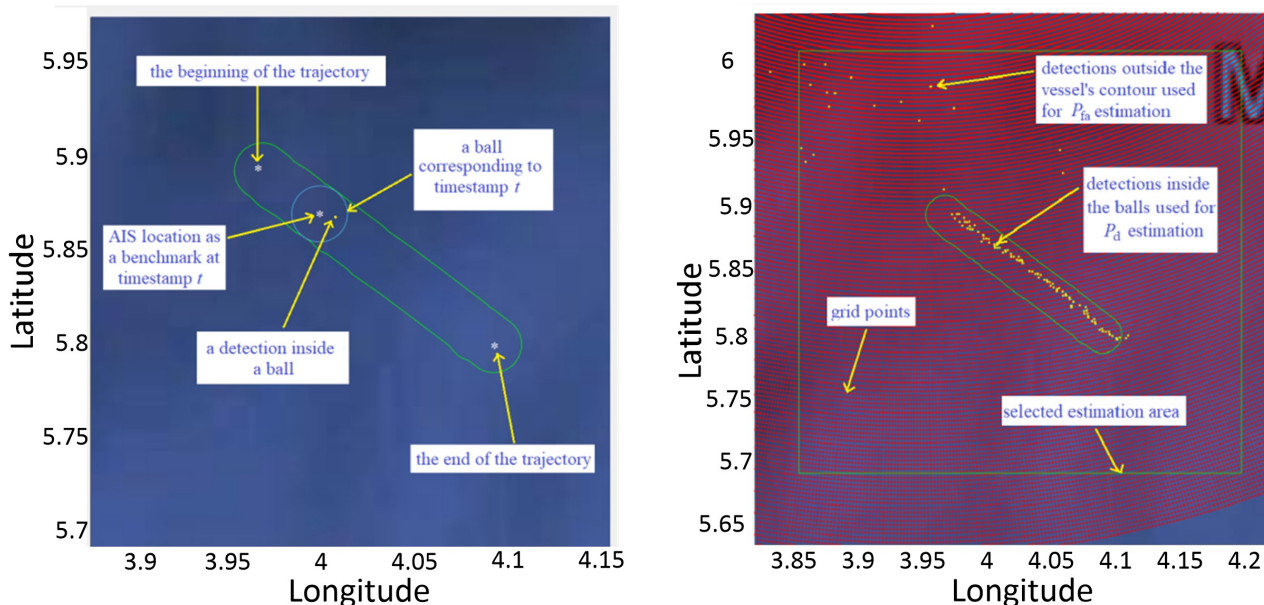
Затим се, у следећем кораку, дефинише део простора око целе трајекторије брода, која одговара свим AIS подацима. Овај део простора налази се у контури око брода, која се дефинише на следећи начин:

$$\mathcal{C} = \bigcup_{t \in \mathcal{T}} \mathcal{B}(t). \quad (5.10)$$

Да би се могла проценити вероватноћа лажног аларма, потребно је, такође, произвољно изабрати једну већу зону око контуре брода. У тој зони, са $\mathcal{D}(t)$ ће бити означен скуп свих детекција, који су резултат примарне обраде сигнала за

један *timestamp*. Избор ове зоне је произвољан и процењене перформансе не зависе од њене величине. Ако је већа зона, биће у њој и већи број лажних аларма, и обрнуто

На слици 5.7 дат је графички приказ предложеног критеријума за одређивање вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма за један брод.



Слика 5.7: Формирање мале контуре за један *timestamp* и контуре брода (лево) и одговарајући избор дела простора за који се врши процена вероватноће лажног аларма (десно) [57].

Мала контура формира се за сваки временски тренутак посебно, и на основу броја детекција у њима, дуж целог временског периода, који се анализира, одређује се вероватноћа детекције. У идеалном случају, у свакој малој контури требало би да се налази детекција, која потиче од циља за који је познат и AIS податак. У математичкој формулацији, вероватноћа детекције, P_d , дефинише се као однос укупног броја *timestamp*-ова, t , у којима постоји најмање једна детекција унутар мале контуре брода, и укупног броја *timestamp*-ова у којима се прати кретање брода од интереса. Ако у малој контури постоји детекција, тада мора бити испуњен следећи услов:

$$\mathcal{B}(t) \cap \mathcal{D}(t) \neq \emptyset. \quad (5.11)$$

Вероватноћа лажног аларма (*False Alarm Rate* - FAR), за један брод, може се проценити на следећи начин [57]:

$$P_{fa} = \frac{\sum_{t \in \mathcal{T}} |\mathcal{D}(t) \setminus \mathcal{C}|}{|(\mathcal{A} \setminus \mathcal{C}) \cap \mathcal{G}| \cdot |\mathcal{T}|}. \quad (5.12)$$

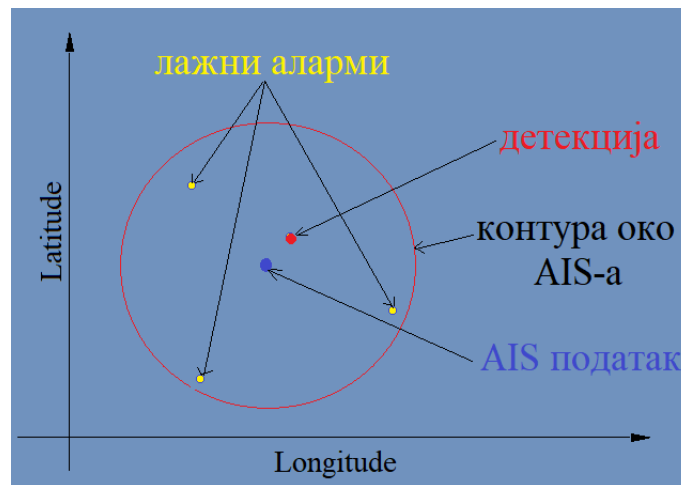
У претходној релацији $|\cdot|$ означава број елемената задатог скупа. Међутим, вероватноћа лажног аларма може се одредити и на другачији начин, по нешто оштријем критеријуму. У овом случају, пребројава се укупан број детекција у изабраној зони, али које су изван мале контуре за изабран временски тренутак t , што значи

да је овде у питању проширена зона за процену. Начин на који се, у овом случају, процењује вероватноћа лажног аларма је следећи [57]:

$$P_{\text{fae}} = \frac{\sum_{t \in \mathcal{T}} |\mathcal{D}(t) \setminus \mathcal{B}(t)|}{\sum_{t \in \mathcal{T}} |(\mathcal{A} \setminus \mathcal{B}(t)) \cap \mathcal{G}|}. \quad (5.13)$$

Што се тиче параметара високорезолуционе обраде сигнала, они могу да имају веома велики утицај на процену перформанси. Ту се, пре свега, мисли на K параметар MUSIC алгоритма, као и вредност одговарајуће изабраног прага детекције, γ . У глави дисертације, где су приказани експериментални резултати, анализиран је управо утицај наведених параметара на вероватноћу детекције и вероватноћу лажних аларма за бродове од интереса.

Такође, може се десити ситуација, нарочито у случају да је велика вероватноћа лажног аларма у систему, да у оквиру мале контуре око AIS податка, у једном *timestamp*-у, постоји више детекција. Јасно је да може постојати само једна, односно да једном AIS податку може да одговара само једна детекција, за један *timestamp*. У том случају, само једна детекција, по критеријуму најмање удаљености од AIS податка, се сматра да је детекција која потиче од брода, док се све друге детекције, иако су у малој контури брода, сматрају да су лажни аларми. На слици 5.8 приказан је случај када се у малој контури око AIS податка, у временском тренутку t , налази више детекција, од којих се бира само једна.



Слика 5.8: Одређивање детекције која потиче од стварног циља унутар мале контуре, у случају да у њој постоји више детекција

С тим у вези, могу се дефинисати још два параметра, а то су: укупан број свих детекција унутар малих контура дуж трајекторије брода и ефективан број детекција унутар малих контура дуж трајекторије брода. Детектибилност брода од интереса може се рачунати и преко првог параметра, само у случају да дуж трајекторије постоји углавном по једна детекција унутар малих контура. Чак и ако се периодично појави и нека додатна детекција у оквиру мале контуре брода, то неће значајно променити резултате процене вероватноће детекције циља од интереса. Ако се користи други параметар (ефективан број детекција), резултати детектибилности постају мањи, чак иако постоји јако велики број детекција у малим контурама, дуж трајекторије брода, јер велики део њих се сада додаје на укупан број детекција које улазе у прорачун вероватноће лажног аларма. Према

томе, у оваквим ситуацијама, вероватноћа лажног аларма расте, а детектибилност може и да не буде велика, као што је показано у поглављу 6.3.1 које се бави нумеричком анализом експериментално добијених резултата.

Требало би напоменути да и избор дела географског простора (контуре) за коју се одређује вероватноћа лажног аларма за један брод, иако је произвољна, у изразито мултикорисничком сценарију, са великим бројем бродова, њен облик би требало додатно прилагодити, тако да не долази до преклапања са контурама које потичу од других бродова. То не значи да ће, ако се контуре делимично преклапају, да ће резултати процене бити погрешни, већ да ће бити песимистични, односно да ће вероватноћа лажног аларма бити већа него што реално јесте. Начин да би се ово ублажило је да се комплетан временски период, за који се спроводи анализа, подели на неколико делова (на пример, од по неколико сати), и за сваки од њих да се процени вероватноћа детекције и вероватноћа лажног аларма. На тај начин смањује се вероватноћа да ће доћи до преклапања контура. Други начин је да облик контуре буде прилагођен самој трајекторији. Један од начина да се ово уради је да се формира елипса (са довољним бројем *grid* тачака) око трајекторије брода са AIS подацима.

Скупови са географским ширинама и дужинама, који одговарају *timestamp*-овима у којима су генерисани подаци о детекцијама за q -ти брод (реконструисана AIS трајекторија), дефинисани су на следећи начин:

$$\mathcal{S}_q = \{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n\} \quad (5.14)$$

$$\mathcal{D}_q = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\} \quad (5.15)$$

У следећем кораку потребно је дефинисати параметре елипсе: велику полуосу (a), малу полуосу (b), као и искошеност елипсе (w), на следећи начин:

$$a = \frac{1}{2} \sqrt{(\lambda_n - \lambda_1)^2 + (\phi_n - \phi_1)^2} + C_1, \quad (5.16)$$

$$b = \frac{a}{C_2} \quad (5.17)$$

$$w = \arctan \left(\frac{\phi_n - \phi_1}{\lambda_n - \lambda_1} \right). \quad (5.18)$$

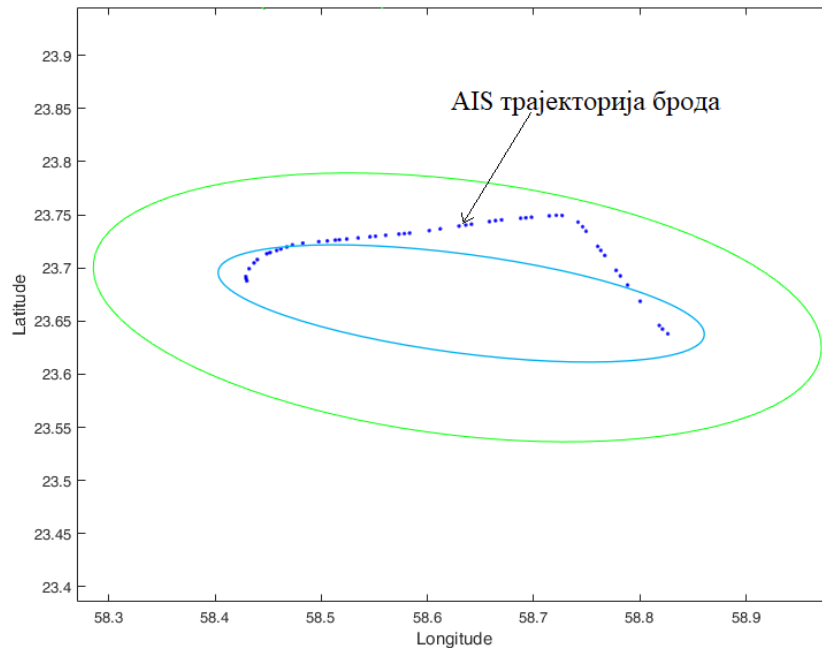
Као што је већ речено, облик ових контура (у овом случају елипси) може бити произвољан, па се према томе, x и y координате елипсе могу сматрати да одговарају географској ширини и дужини, иако овде није реч о географском, већ о поларном координатном систему. Оне се одређују на основу следећих релација:

$$x(t) = \frac{\lambda_1 + \lambda_n}{2} + a \cos(t) \cos(w) - b \sin(t) \sin(w), 0 \leq t < 2\pi \quad (5.19)$$

$$y(t) = \frac{\phi_1 + \phi_n}{2} + a \cos(t) \sin(w) + b \sin(t) \cos(w), 0 \leq t < 2\pi. \quad (5.20)$$

У овим релацијама, C_1 и C_2 су константе, које утичу на велику и малу полуосу елипсе. За потребе нумеричке анализе, која је представљена у овој дисертацији, биће усвојене вредности $C_1 = 0.04$ (да елипса буде дужа од крајњих AIS тачака)

и $C_2 = 8$ (утиче на ширину елипсе). Ако се брод, који је предмет анализе, креће приближно праволинијски, онда ће ове вредности за a и b бити одговарајуће. Међутим, ако трајекторија брода има неки неправилан облик, тада се може десити да елипса уопште не обухвати све AIS тачке. Да би се ово избегло, потребно је вршити прилагођавање параметара елипсе, у случају да је нека од AIS тачака изван елипсе. Ако је тај услов испуњен, прилагођавање параметара врши се на следећи начин: $b = 2b$ и $a = 1.2a$. На слици 5.9 приказан је начин формирања елипсе око трајекторије брода.



Слика 5.9: Начин формирања елипсе око трајекторије брода: без прилагођавања величине (**плава елипса**) и са прилагођавањем величине (**зелена елипса**)

Након одређивања вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма за сваки од бродова, у циљу процене перформанси, потребно још проценити и колика је тачност детекције, односно колико је одступање у односу на AIS податке. У ту сврху дефинише се средња квадратна грешка (*Root Mean Squared Error - RMSE*) за растојање, Доплерову фреквенцију (радијалну брзину) и азимут на основу великог статистичког узорка (великог броја *timestamp*-ова и великог броја детекција). Ако се N_u означи укупан број детекција, које учествују у процени, тада се RMSE за сва 3 домена од интереса дефинишу на следећи начин:

$$\text{RMSE}_r = \sqrt{\frac{1}{N_u} \sum_{i=1}^{N_u} (r_i - \hat{r}_i)^2}, \quad (5.21)$$

$$\text{RMSE}_\theta = \sqrt{\frac{1}{N_u} \sum_{i=1}^{N_u} (\theta_i - \hat{\theta}_i)^2}, \quad (5.22)$$

$$\text{RMSE}_v = \sqrt{\frac{1}{N_u} \sum_{i=1}^{N_u} (v_i - \hat{v}_i)^2}. \quad (5.23)$$

У претходним релацијама са r_i , θ_i и v_i означени AIS подаци, у односу на које се врши поређење и то: удаљеност AIS тачке од радара, угао AIS тачке у односу на север и њена радијална брзина. Прерачунавање ових параметара на основу параметара из географског координатног система, детаљно је описано у поглављу 2.2. Са \hat{r}_i , $\hat{\theta}_i$ и \hat{v}_i означене су одговарајуће детекције добијене примарном обрадом сигнала са радара.

Још један параметар, који се не може описати квантитативно, а који се такође односи на перформансе високорезолуционе примарне обраде сигнала, је раздвојивост циљева (*resolvability*), која је боља у односу на методе примарне обраде сигнала које се користе код већине постојећих радара, који су у оперативном раду. Кључна ограничења постојећих метода везана су за резолуциона својства Фуријеове трансформације. Високорезолуционе методе за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, за иста трајања опсервационих интервала у *fast, slow* и просторном домену могу да обезбеде бољу раздвојивост пикова у 3D кјубу, у циљу побољшања детектибилности циљева и свеукупних перформанси HFSSWR система. У оквиру ове дисертације предложена је високорезолуциона алгоритмика по Доплеровој фреквенцији и азимуту. Овде је величина резолуционе ћелије мања у односу на Рејлијеву резолуциону ћелију, па се 2 циља, која се налазе на истом растојању од радара, а имају и исту Доплерову фреквенцију, могу успешно раздвојити у просторном домену. На слици 5.10 приказан је један карактеристичан и репрезентативан случај, где је могућа раздвојивост веома блиских циљева (са малим међусобним растојањем).

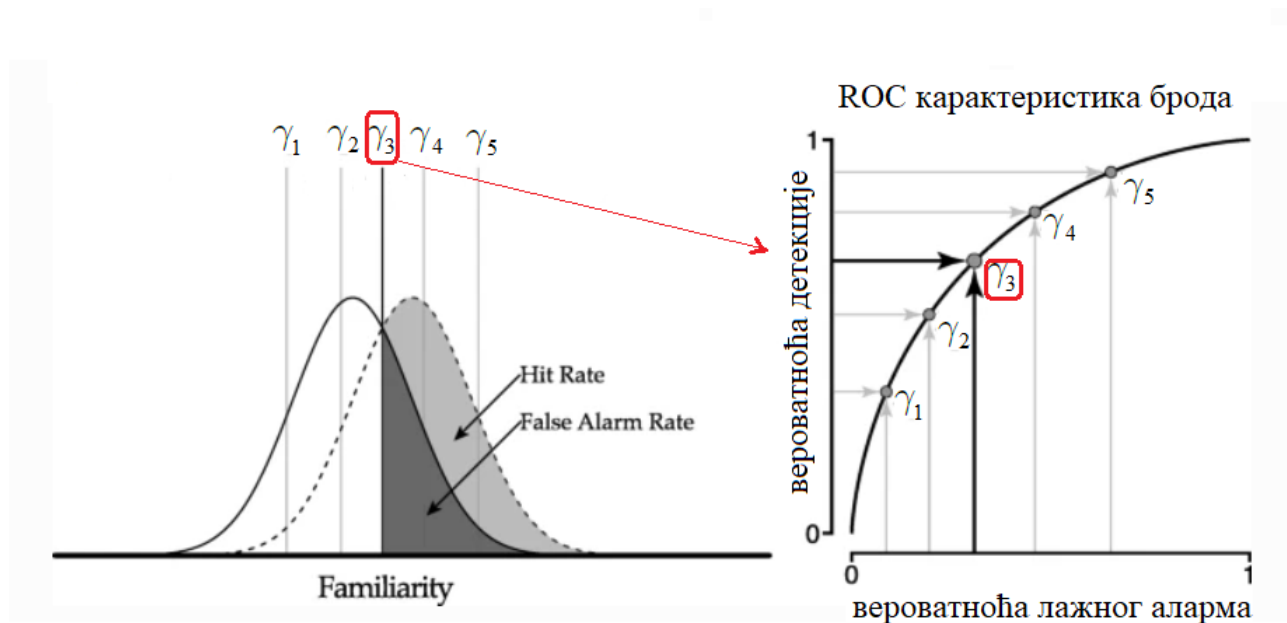


Слика 5.10: Раздвојивост циљева, који су на малом међусобном растојању, помоћу високорезолуционе примарне обраде сигнала

У финалном кораку, када је у питању процена перформанси, могу се формирати *Radar Operating* карактеристике новоразвијених високорезолуционих алгоритама посебно за сваки од бродова, да би се сагледале вредности вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма. Под *Radar Operating* карактеристикама подразумевају се криве које повезују вероватноће детекције и вероватноће лажних аларма, у функцији од постављеног прага детекције, у овом случају. За добијање нумеричких резултата могу се користити експериментално добијени резултати, односно алгоритми за примарну обраду сигнала тестирају се у реалним условима и, на

тај начин, долази се до реалистичне информације како тај радар стварно ради. Нумеричка анализа биће представљена у следећој глави ове дисертације.

На слици 5.11 приказан је начин формирања *Radar Operating* карактеристике за један брод.



Слика 5.11: Поступак формирања ROC карактеристике за један брод

Мењањем вредности прага детекције може се значајно утицати на детектибилност циљева (на вероватноћу детекције). Ако је праг превише високо постављен, вероватноћа детекције биће мала, али ће бити мала и вероватноћа лажног аларма, и обрнуто. Иако је циљ сваког HFSWR система да има што је могуће већу вероватноћу детекције, избору прага треба пажљиво приступити. Систем који има велику вероватноћу детекције, а такође и велику вероватноћу лажног аларма, генерално не представља добро решење, јер може довести до појаве лажних трагова (где долази до уланчавања суседних детекција). Као решење оваквог проблема, је тражење оптималне вредности прага, које би довеле до оптималног односа вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма, као што се може видети са претходне слике. Овде се, практично, врши пресликавање прага детекције у једну тачку на ROC кривој. Крива ће бити прецизнија за већи број реализација са различитим праговима детекције.

У практичним ситуацијама, избор вредности прага може се одредити, на овај начин, и експерименталним путем, тако што се одреде ROC криве за све бродове, а онда се, након анализе, усвоји вредност прага која у свим случајевима даје добре резултате и по питању вероватноће детекције, и по питању вероватноће лажног аларма.

Глава 6

Експериментални резултати

Основни циљ ове главе дисертације је квантитативна и квалитативна анализа експериментално добијених резултата примарне обраде сигнала у HFSSWR системима. Овакав начин анализе има предност у односу на симулациони модел, из разлога што се овде ради о реалним сигнаlima, који су аквизирани са радара у оперативном раду, у изразито мултикорисничком сценарију (велики број бродова) са свим деградирајућим ефектима, који су саставни део модела сигнала. Сprovedена анализа даће одговор како посматрани радарски систем заправо ради у пракси и какве су његове перформансе.

Главу чине три одељка. У првом одељку приказана је практична реализација система, као и опис најзначајнијих параметара пријемног антенског низа. Представљене су три архитектуре пријемних антенских низова, на 2 одвојене локације, које су коришћене за потребе тестирања. У другом одељку дат је кратак опис софтвера за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, који је развијен за потребе обраде експериментално добијених резултата са радара. У последњем одељку направљена су 3 различита теста, где је приказана упоредна анализа добијених резултата са резултатима примарне обраде сигнала радара WERA, анализа перформанси по различитим критеријумима, као и резултати тестирања у случају бифреквенцијског режима рада. Детаљни резултати тестирања приказани су у поглављу 6.3.

6.1 Практична реализација система коришћених за тестирање

За потребе успешног рада алгоритама за примарну обраду сигнала потребно је да геометрија пријемног антенског низа буде позната, са прецизно одређеним координатама антенских елемената, да се изабере референтна антена (обично је то позиција прве антене у антенском низу), као и да систем буде калибрисан. Ови параметри улазе у алгоритмику, па су од посебног значаја за добијање исправних резултата. Због тога ће, у овом поглављу, бити приказани основни параметри пријемних антенских низова, који се користе за потребе тестирања алгоритама у теренским условима (позиција антенских елемената, изглед геометрије, калибрациони коефицијенти). Такође, биће приказан и стварни изглед, како пријемних тако и предајних антенских низова.

За потребе тестирања, укупно ће бити коришћена три HFSWR система, са различитим геометријама антенских низова на пријемној страни. Заједничко за све системе је да су сви моностатички. Различите архитектуре HFSWR система биће обележене са 1, 2 и 3, а тим редом ће се користити и у тестовима.

Архитектура 1 односи се на радарски систем који се налази на локацији Ибеју Lekki у Нигерији ($\phi_R = 6.43417, \lambda_R = 3.93889$). Овде је у питању радар WERA са 16-битном А/D конверзијом, па ће његови резултати примарне обраде сигнала бити поређени са резултатима високорезолуционе примарне обраде сигнала, која је предмет ове докторске дисертације. На предајној страни (Tx) налази се планарни антенски низ, који се састоји од 4 *yagi* антене (2 активне и 2 пасивне) позициониране у теменима замишљеног правоугаоника, где је дужа страница паралелна са морском обалом. Пријемни (Rx) антенски низ је линеаран и састоји је од 16 монопол антена, које се налазе на еквидистантном растојању $0.45\lambda_c$, што значи да је дужина пријемног антенског низа $6.75\lambda_c$. Радна фреквенција (f_c) за ову архитектуру је 6.8 MHz, а одговарајућа таласна дужина (λ_c) је 44.11 m. У табели 6.1 приказане су вредности позиција свих антена у Декартовом координатном систему, као и одговарајући калибрациони коефицијенти.

Табела 6.1: Позиције антена и калибрациони коефицијенти за архитектуру 1

Редни број антене (i)	x_i [m]	y_i [m]	z_i [m]	Калибрациони коефицијенти ($\phi_i^{(c)}$)
1	0	0	0	—
2	19.6450	-2.8659	0	—
3	39.2900	-5.7318	0	—
4	58.9350	-8.5977	0	—
5	78.5800	-11.4636	0	—
6	98.2250	-14.3295	0	—
7	117.8700	-17.1954	0	—
8	137.5150	-20.0613	0	—
9	157.1600	-22.9272	0	—
10	176.8050	-25.7931	0	—
11	196.4500	-28.6590	0	—
12	216.0950	-31.5248	0	—
13	235.7400	-34.3907	0	—
14	255.3850	-37.2566	0	—
15	275.0300	-40.1225	0	—
16	294.6750	-42.9884	0	—

У овом случају, калибрација није била потребна, јер је, на основу тестирања, показано да се резултати веома добро поклапају са AIS подацима. У случајевима када је калибрација потребна, сваку FFT спектралну компоненту, у свим фрејмовима, потребно је помножити са коефицијентом $k_i^{(c)} = e^{j\pi\phi_i^{(c)}/180}$, где i означава редни број антене.

Архитектура 2 односи се на радарски систем који се налази на локацији Al Badiya у Уједињеним Арапским Емиратима ($\phi_R = 25.460855, \lambda_R = 56.362932$). Овде се користе пријемници радара WERA, али је А/D конверзија 24-битна, развијена у Институту Влатаком и посебно додата у систем, што повећава и димамички опсег самог пријемника и доводи до потенцијално бољих резултата детекције. Предајни

антенски низ је исти као код архитектуре 1. Пријемни антенски низ је линеаран и састоји је од 16 монопол антена, које се налазе на еквидистантном растојању $0.45\lambda_c$. Фреквенција за ову архитектуру је 9.2 MHz. У табели 6.2 приказане су вредности позиција свих антена у Декартовом координатном систему, као и одговарајући калибрациони коефицијенти за архитектуре 2 и 3.

Архитектура 3 односи се на радарски систем на идентичној локацији као што је архитектура 2, с тим што је овде додат још један линеарни антенски низ од 16 антена, који је паралелно постављен са првим низом, формирајући тако планарни антенски низ са 32 антене. У табели 6.2 приказане су вредности позиција свих антена у Декартовом координатном систему, као и одговарајући калибрациони коефицијенти за архитектуре 2 и 3.

Табела 6.2: Позиције антена и калибрациони коефицијенти за архитектуре 2 и 3

Редни број антене (i)	x_i [m]	y_i [m]	z_i [m]	Калибрациони коефицијенти ($\phi_i^{(c)}$)
1	0	0	0	0
2	-4.3171	-29.8076	0	-5.69227600
3	-8.6342	-59.6152	0	-3.85929108
4	-12.9513	-89.4229	0	-1.14247131
5	-17.2684	-119.2305	0	-1.48810577
6	-21.5855	-149.0382	0	-8.21331024
7	-25.9026	-178.8458	0	-10.29936981
8	-30.2198	-208.6535	0	1.88846588
9	-34.5369	-238.4611	0	-1.15200043
10	-38.8540	-268.2687	0	-3.96643829
11	-43.1711	-298.0764	0	2.83118439
12	-47.4882	-327.8840	0	-3.20178223
13	-51.8053	-357.6917	0	-0.48082733
14	-56.1224	-387.4993	0	2.36992645
15	-60.4396	-417.3070	0	-1.65261078
16	-64.7567	-447.1146	0	-0.93619537
17	52.5068	-122.2031	0	-9.83171564
18	50.4454	-136.4064	0	-10.05637882
19	48.3839	-150.6097	0	-27.89337640
20	46.3224	-164.8130	0	-39.31566660
21	44.2609	-179.0163	0	-4.39307846
22	42.1994	-193.2196	0	-4.49069776
23	40.1379	-207.4228	0	-21.16346982
24	38.0764	-221.6261	0	18.38704401
25	36.0149	-235.8294	0	6.95949193
26	33.9534	-250.0327	0	-17.67062699
27	31.8920	-264.2360	0	-6.68821636
28	29.8305	-278.4393	0	-1.07272821
29	27.7690	-292.6426	0	-0.49761562
30	25.7075	-306.8459	0	20.07072770
31	23.6460	-321.0492	0	-23.58252917
32	21.5845	-335.2525	0	10.92363378

Овде је формиран бифреквенцијски радарски систем, где је првих 16 антена део система који ради на фреквенцији $f_{c1} = 4.6 \text{ MHz}$ (први линеарни антенски низ), а других 16 антена на фреквенцији $f_{c1} = 9.2 \text{ MHz}$ (други линеарни антенски низ). На основу овако реализоване архитектуре система, могуће је анализирати резултате примарне обраде сигнала у HFSWR системима за једну радну фреквенцију, затим за другу, и на крају за комплетан систем (бифреквенцијски режим рада).

На сликама 6.1 и 6.2 приказан је изглед реализованих архитектура (предајни и пријемни антенски низови) у реалним условима.

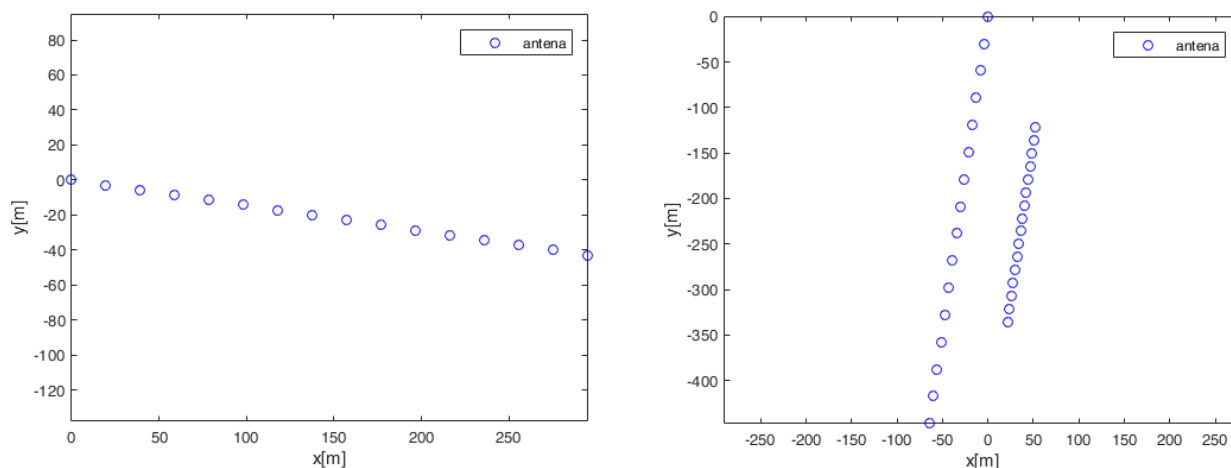


Слика 6.1: Практична реализација архитектуре 1: пријемни антенски низ (лево) и предајни антенски низ (десно)



Слика 6.2: Практична реализација архитектура 2 и 3: Изглед првог линеарног пријемног антенског низа у планарном низу (лево) и изглед једне од антена у предајном антенском низу (десно)

На слици 6.3 приказане су, у xy равни, геометрије све 3 архитектуре пријемних антенских низова, где се може видети просторни распоред антена и њихова оријентација у односу на север.



Слика 6.3: Геометрије антенских низова на пријему: архитектура 1 (лево), архитектура 2 и 3 (десно)

Када је реч о архитектури 3, потребно је нагласити да је референтна антена прва антена антенског низа који ради на нижој фреквенцији. Ако се анализира планарни низ, или само антенски низ који ради на нижој фреквенцији, користиће се калибрациони коефицијенти према претходној табели, а ако се анализира само антенски низ на вишој фреквенцији, калибрационе коефицијенте би требало подесити према првој антени у том низу (17. антена у планарном низу), одузимањем те прве вредности од свих осталих вредности калибрационих коефицијената у том низу.

Што се тиче калибрације за архитектуре 2 и 3, одрађена је калибрација комплетних пријемних канала (антенских каблова, аналогног *frontend*-а, закључно са филтрима на излазу дечирпера и А/D конверторима). Антенски каблови вођени су на калибрациони *box* (1 на 16), на чији се улаз водио сигнал за калибрацију фреквенције $f_c - 80$ Hz. Под калибрацијом се подразумева мерење разлике амплитудских и фазних карактеристика канала, у односу на први канал. У оквиру калибрационе процедуре дечирпер ради као IQ демодулатор на фреквенцији f_c . Користио се поступак калибрације, који је уграђен у радар WERA, у циљу добијања калибрационих коефицијената. Измерене фазне разлике су директно пропорционалне разликама у пропагационим кашњењима сигнала на каналима. Тим разликама највише доприносе разлике у физичким дужинама антенских каблова. Фазне разлике се, у примарној обради сигнала, користе за еквилизацију пријемних канала. Пошто је овде коришћени калибрациони *box* намењен за калибрацију 16-каналног пријемног система, за калибрацију 32-каналног система била су потребна 3 мерења. У првом мерењу вршена је калибрација од 1. до 16. пријемног канала, што значи да су на излаз калибрационог *box*-а везани каблови са првих 16 антена, при чему је први канал референтни канал. У другом мерењу остао је повезан кабл са референтне антене и на преосталих 15 излаза калибрационог *box*-а везане су антене 17 до 31. У трећем мерењу остао је повезан кабл од референтне антене, а на другом улазу је повезан само кабл од 32. антене.

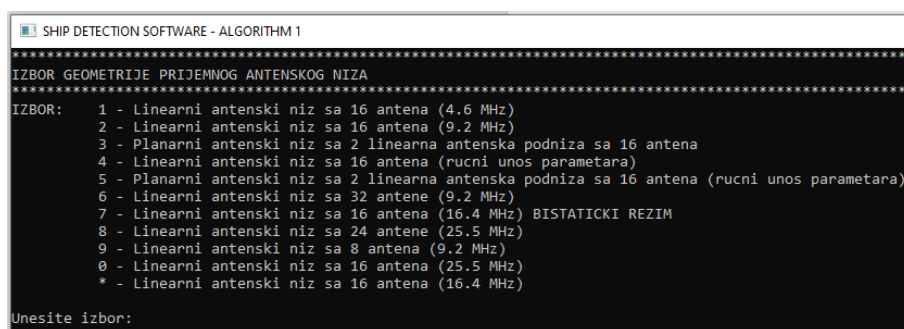
Правилно калибрисан систем је неопходан у свим случајевима (за било који HFSSWR систем), јер калибрациони коефицијенти улазе у алгоритмику за примарну обраду сигнала и имају директан утицај на резултате.

6.2 Опис софтвера

У овом поглављу дат је кратак опис софтверског пакета за примарну обраду сигнала у HFSSR системима, који је развијен за потребе обраде експериментално добијених резултата. Њега чине следећи програми:

- програм за високорезолуциону примарну обраду сигнала,
- програм за потребе *offline* режима рада,
- програм за графички приказ резултата примарне обраде сигнала.

Програм за високорезолуциону примарну обраду сигнала имплементиран је у програмском језику C са циљем да узима и обрађује улазне RAW фајлове (сирови подаци) са узорцима сигнала аквизираних са радара. Параметре програма могуће је мењати и прилагођавати изменом постојећих конфигурационих фајлова (позиција радара, фреквенција, геометрије антенских низова, локације одакле се узимају и где се смештају подаци итд.). На слици 6.4 приказан је изглед екрана где се бира конфигурација пријемног антенског низа из менија програма.



```
SHIP DETECTION SOFTWARE - ALGORITHM 1
*****
IZBOR GEOMETRIJE PRIJEMNOG ANTENSKOG NIZA
*****
IZBOR:  1 - Linearni antenski niz sa 16 antena (4.6 MHz)
        2 - Linearni antenski niz sa 16 antena (9.2 MHz)
        3 - Planarni antenski niz sa 2 linearna antenska podniza sa 16 antena
        4 - Linearni antenski niz sa 16 antena (rucni unos parametara)
        5 - Planarni antenski niz sa 2 linearna antenska podniza sa 16 antena (rucni unos parametara)
        6 - Linearni antenski niz sa 32 antene (9.2 MHz)
        7 - Linearni antenski niz sa 16 antena (16.4 MHz) BISTATICKI REZIM
        8 - Linearni antenski niz sa 24 antene (25.5 MHz)
        9 - Linearni antenski niz sa 8 antena (9.2 MHz)
        0 - Linearni antenski niz sa 16 antena (25.5 MHz)
        * - Linearni antenski niz sa 16 antena (16.4 MHz)
Unesite izbor:
```

Слика 6.4: Избор геометрије пријемног антенског низа из менија

Програм омогућује кориснику и могућност избора различитих параметара, кроз систем менија, као што су: избор дужине сегмента, дужине преклапања, дужине преклапања сегмената да би се формирале коваријационе матрице (у фрејмовима), избор опсега Доплерових фреквенција од интереса, избор просторног опсега где се врши претраживање, избор геометрије антенског низа, избор да ли корисник жели да у посебним фајловима чува RD-HR мапе итд. Конфигурациони фајлови, који се односе на позиције антена за одређене геометрије натенских низова, су предефинисани, али се могу прилагодвати конкретној ситуацији, по потреби. Из менија са слике, за архитектуре 1, 2 и 3, које се користе за потребе тестирања у овом поглављу, потребно је изабрати неку од понуђене 3 опције из менија.

Да би се програм могао извршавати у реалном времену, за све геометрије антенских низова на пријему, приступило се паралелизацији програма реализованог у програмском језику C, како би се он извршавао на више језгара процесора (*multithreading*). Када се користи антенски низ од 16 антена на пријему, време извршавања програма је приближно 2 пута мање у односу на случај када се користе 32 антене. Програм је оптимизован за рад са 16 логичких процесора (8 језгара). На слици 6.5 приказан је изглед екрана након покретања програма, где се виде његове перформансе по питању времена извршавања.

```

SHIP DETECTION SOFTWARE
*****
PROGRAM JE STARTOVAN...
ZA PREKID IZVRSAVANJA PROGRAMA PRITISNITE TASTER ESC I SACEKAJTE NEKOLIKO SEKUNDI
*****
Pocetni sadrzaj foldera je obrisan!
Poceo je proces detekcije...

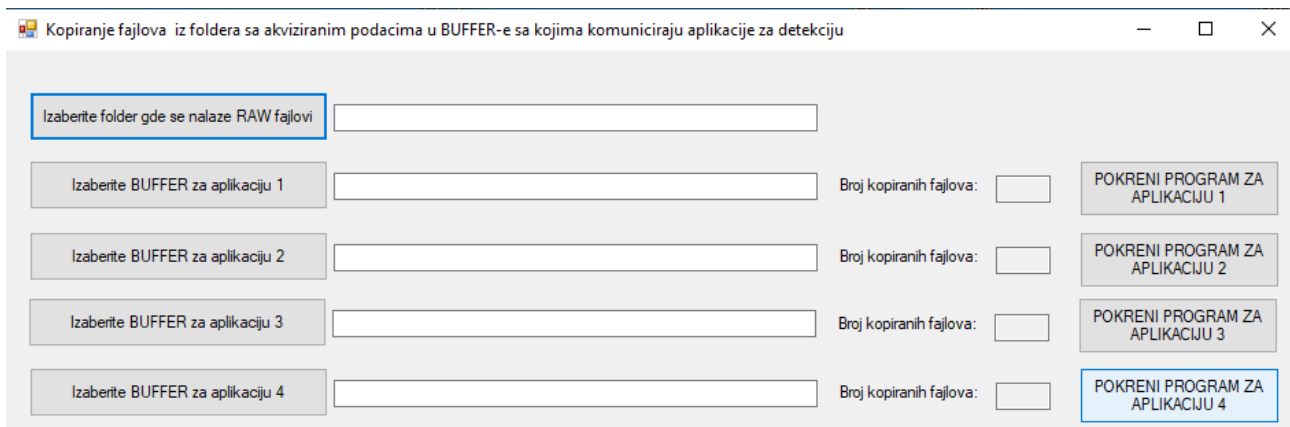
Obrada fajla 2021305073855_005.RAW ...
Obrada fajla 2021305073928_005.RAW ...
Obrada fajla 2021305074001_005.RAW ... Vreme obrade je 9.649000 sekundi
Obrada fajla 2021305074033_005.RAW ... Vreme obrade je 9.497000 sekundi
Obrada fajla 2021305074106_005.RAW ... Vreme obrade je 9.485000 sekundi
Obrada fajla 2021305074139_005.RAW ... Vreme obrade je 9.689000 sekundi
Obrada fajla 2021305074212_005.RAW ... Vreme obrade je 9.992000 sekundi
Obrada fajla 2021305074244_005.RAW ... Vreme obrade je 9.602000 sekundi
Obrada fajla 2021305074317_005.RAW ... Vreme obrade je 9.340000 sekundi
Obrada fajla 2021305074350_005.RAW ... Vreme obrade je 9.261000 sekundi
Obrada fajla 2021305074423_005.RAW ... Vreme obrade je 9.424000 sekundi
Obrada fajla 2021305074456_005.RAW ... Vreme obrade je 9.899000 sekundi
Obrada fajla 2021305074528_005.RAW ... Vreme obrade je 9.541000 sekundi
Obrada fajla 2021305074601_005.RAW ... Vreme obrade je 9.226000 sekundi
Obrada fajla 2021305074634_005.RAW ... Vreme obrade je 9.255000 sekundi
Obrada fajla 2021305074707_005.RAW ... Vreme obrade je 9.428000 sekundi
Obrada fajla 2021305074739_005.RAW ...

```

Слика 6.5: Перформансе програма на рачунару са AMD Ryzen 9 5900HX процесором (32 антене на пријему)

У свим комбинацијама, програм је применљив и у *online* и у *offline* режиму. Под термином *online* режим подразумева се режим рада где се фајлови са улазним подацима обрађују одмах након аквизиције, а њихова обрада траје краће од тренутка када стиже фајл са следећим аквизираним подацима. Ово је ситуација која одговара конкретној употреби на терену. Програм се покреће у било ком тренутку, и од тог тренутка почиње процес детекције. Програм је такође прилагођен и раду у *offline* режиму, тако што се одређени број .RAW фајлова, са аквизираним подацима, може сачувати и накнадно обрадити помоћу овог програма. У том случају није критичан фактор време потребно за детекцију, тако да се програм може извршавати и на споријим рачунарима, у циљу добијања резултата детекције (фајлови у .txt формату). Под појмом *offline* режим подразумева се процес обраде података који не ради у реалном времену. Ако је време обраде фајла са аквизираним подацима мање од времена потребног за аквизицију података, у *offline* режиму није потребно време чекања, већ се одмах почиње са обрадом следећег фајла. На тај начин, могуће је обрадити много већи број фајлова, за краће време, које је у неким ситуацијама и по неколико пута мање од реалног времена.

С тим у вези, развијен је **програм за потребе offline режима рада** (C# *Windows* апликација) која, када је покренута заједно са програмом за примарну обраду, представља заправо симулатор *online* режима, са фајловима који су, у претходном кораку, сачувани на неком екстерном меморијском медијуму, или на хард диску рачунара са којег се покреће програм за детекцију. За потребе рада овог програма потребно је унети путању до фолдера где се налазе .RAW фајлови са аквизираним подацима, као и путању до фолдера у који ће се копирати ти фајлови један по један, одмах након обраде претходног фајла (отвара се стандардни *Windows OpenFileDialog* за избор путања). Након покретања програма, корисник, у сваком тренутку, има увид о тренутном броју фајлова који су обрађени. Програм је у потпуности синхронизован са програмом за детекцију. На слици 6.6 приказан је програм за потребе *offline* режима рада, где је могућа истовремена обрада података на 4 одвојене локације (рецимо на више рачунара).



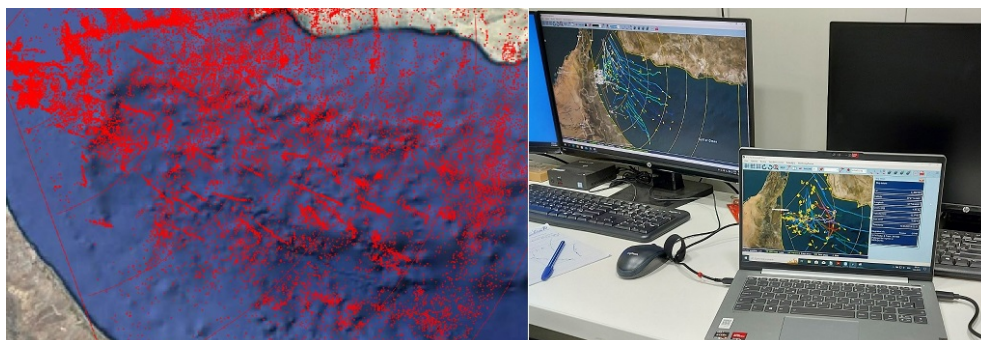
Слика 6.6: Програм за потребе *offline* режима рада

Програм за примарну обраду сигнала, генерише .txt фајлове са детекцијама, које се односе на један интеграциони период и који су обележени једним *timestamp*-ом. Корисник може произвољно изабрати фолдер где ће се складиштити ови фајлови. На слици 6.7 приказан је изглед једног детекционог фајла.

OTHR DETECTION INFORMATION FILE:2021217085531_005.txt SEGMENT:1							
RANGE(mi)	AZIMUTH(mi)	DOPPLER(mi)	RANGE(sigma)	AZIMUTH(sigma)	DOPPLER(sigma)	LATITUDE	LONGITUDE
2.1357	109.9995	-0.2198	1.1287	0.6318	0.0055	25.4543	56.3829
2.1428	157.3996	0.1291	1.1480	0.6313	0.0040	25.4431	56.3711
2.6073	86.4004	-0.1964	1.1645	0.6313	0.0048	25.4623	56.3889
5.2462	85.2006	-0.2307	1.0928	0.6234	0.0052	25.4648	56.4150
5.2532	87.3976	-0.1808	0.9981	0.6281	0.0060	25.4630	56.4152
5.2969	89.2055	-0.1720	1.1640	0.6234	0.0044	25.4615	56.4157
5.7621	90.0008	0.1581	1.1512	0.6291	0.0036	25.4608	56.4203
6.4238	90.3997	0.1711	1.1609	0.6268	0.0060	25.4604	56.4269
6.7071	91.0007	0.1880	1.0624	0.6314	0.0061	25.4598	56.4297
7.1274	88.9990	-0.4776	1.1588	0.6303	0.0048	25.4620	56.4339

Слика 6.7: Изглед једног фајла са детекцијама који генерише програм за високорезолуциону примарну обраду сигнала

Програм за графички приказ резултата примарне обраде сигнала је последњи програм у овом софтверском пакету и реализован је у MATLAB-у. Помоћу њега могућ је приказ, како детекционих фајлова на геореференцираној мапи, тако и приказ високорезолуционих RD-HR мапа, које генерише програм за примарну обраду сигнала. Као додатак, сви ови програми могу бити синхронизовани са неким од програма за праћење бродова (*tracking*), што пружа додатни ефекат визуализације добијених резултата, као што је приказано на слици 6.8.



Слика 6.8: Приказ резултата детекције (лево) и *tracking*-а (десно)

Потребно је напоменути да је овако реализован софтвер прилагоден за постојеће конфигурације линеарних и планарних антенских низова са 16 или 32 антене, и отворен је за надоградњу новим опцијама у погледу геометрија антенских низова. Такође, прилагођен је, како за рад на терену, тако и за потребе текућих и будућих истраживања.

6.3 Резултати тестирања

У овом поглављу направљена је експериментална студија на основу добијених резултата примарне обраде сигнала, који су аквизирани са радара у оперативном раду. Да би се показало како заправо алгоритми раде у реалним условима, и која су побољшања у односу на постојеће алгоритме за примарну обраду сигнала, направљена су 3 различита теста, са различитим HFSSWR системима, на различитим локацијама, као и са различитом дужином трајања појединих узорака.

Тест 1 односи се на архитектуру 1 и примарни циљ овог теста је да се упореде резултати високорезолуционе примарне обраде сигнала, која је представљена у овој дисертацији, са резултатима примарне обраде сигнала неког од постојећих радара (у овом случају, радара WERA). Фокус је на анализи перформанси у погледу детектибилности циљева, као и на анализи постигнуте тачности, односно одступања од референтног система (а то је, у овом случају, AIS).

Тест 2 односи се на архитектуру 2 и циљ овог теста је процена перформанси примарне обраде сигнала наведеног HFSSWR система, користећи други метод за процену перформанси - метод помоћу елипси око трајекторије брода, јер је овај метод ефикаснији у погледу процене вероватноће лажног аларма за поједине бродове, из разлога што се елипсе мање преклапају са елипсама суседних бродова, у случају изразито мултикорисничког система (са више стотина бродова), што доводи до боље процене вероватноће лажног аларма. Посебан циљ је и формирање ROC карактеристика за поједине бродове, како би се видело како радар заправо ради у пракси, али и да би се проценила оптимална вредност прага детекције, тако да вероватноћа детекције циљева буде задовољавајућа. И овде ће се, као референца за поређење, користити AIS подаци.

Тест 3 односи се на трећу архитектуру, односно на бифреквенцијски режим рада. Примарни циљ овог теста је, пре свега, квалитативна анализа добијених резултата, да би се уочила евентуална побољшања перформанси бифреквенцијског радара у погледу детектибилности, у односу на радаре који раде на једној фреквенцији. Посебан део овог теста односи се на могућност детекције малих чамаца, направљених од композитних материјала (што свакако није примарни циљ било ког HFSSWR система), на малим удаљеностима од радара, како би се уочила предност бифреквенцијског начина рада, чак и у овим ситуацијама.

6.3.1 Тест 1

Циљ овог теста је поређење резултата високорезолуционе примарне обраде сигнала, која је представљена у овој дисертацији, са резултатима примарне обраде сигнала радара WERA, на основу експерименталне студије са реалним подацима са радара. За потребе теста коришћени су RAW подаци, аквизирани 19.априла

2020. године. Дужина узорка сигнала, који се користи за потребе тестирања, је приближно 5 сати и коришћена је архитектура 1, која је описана у поглављу 6.1. За потребе поређења и процену перформанси примарне обраде сигнала, користиће се доступни AIS подаци. У табели 6.3 дати су основни параметри високорезолуционе алгоритмике (параметри сигнала и система, повећање резолуције у односу на радар WERA), који су заправо улазни параметри алгоритама за примарну обраду сигнала.

Табела 6.3: Параметри високорезолуционе алгоритмике за тест 1

Трајање чирп сигнала (T)	0.260022 s
Фреквенција	6.8 MHz
Интеграциони период	66.5656 s
Дужина сегмента (M)	256
Број додатних фрејмова (L)	64
Број фрејмова после којих се генеришу нови резултати	128
Број одбирака по фрејму (P)	1536
Број тачака по Доплеровој фреквенцији	513
Број пријемних антена	16
Повећање резолуције по <i>range</i> -у	4 пута
Повећање резолуције по Доплеровој фреквенцији	7.8947 пута
Повећање резолуције по азимуту	5 пута

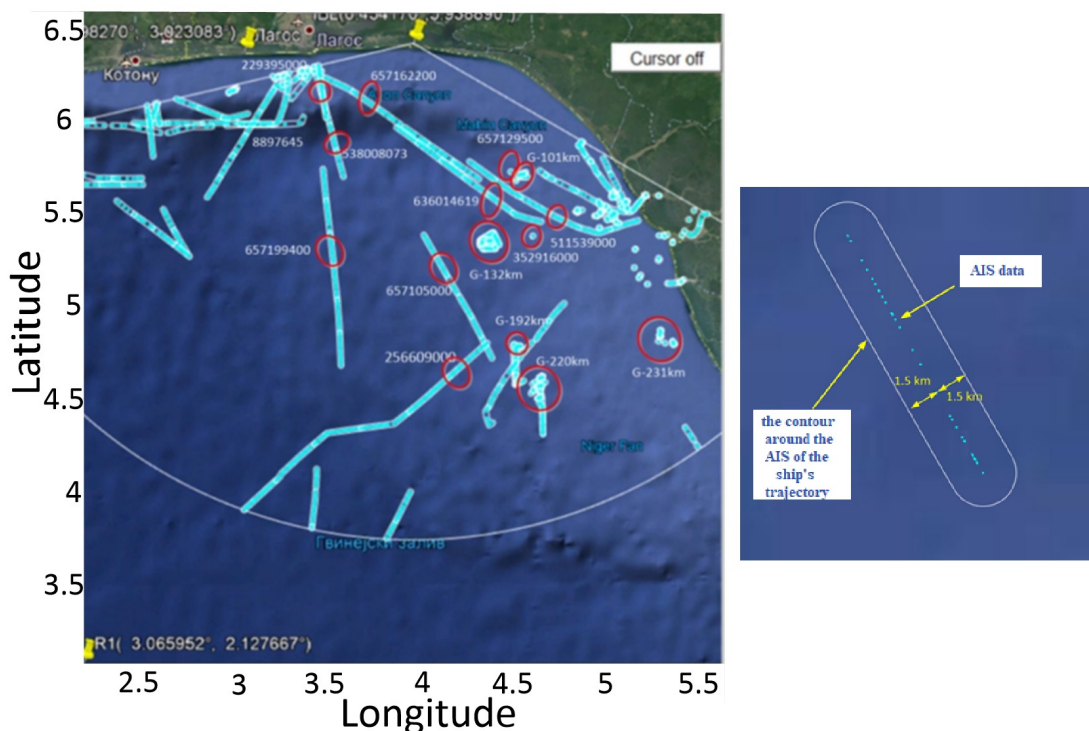
Примарна обрада сигнала, која је предмет дисертације, базирана је на високо-резулционој процени RD-HR мапе, док је алгоритмика радара WERA базирана на RD-FFT мапи. Опсег Доплерових фреквенција, за тест 1 је од -1.9229 до $+1.9229$ Hz. Резолуциона својства RD-FFT мапе одређена су особинама Фуријеове трансформације, и код радара WERA, по Доплеровој фреквенцији, која се рачуна у 256 тачака, резолуција је 0.0150 Hz. Код високорезолуционе примарне обраде сигнала може се произвољно бирати опсег Доплерових фреквенција које ће се користити за процену RD-HR мапе. У оквиру овог теста користи се опсег од -0.4804 до $+0.4804$ Hz, а резолуција се рачуна у 513 тачака, што значи да је овде резолуција по Доплеровој фреквенцији 7.8947 пута боља у односу на радар WERA и износи 0.0019 Hz. Овај опсег је изабран, на овај начин, из разлога што су брзине великих бродова (*vessels*), који ће бити предмет анализе, управо у овом опсегу Доплерових фреквенција, па нема потребе претраживати и остале Доплерове фреквенције. Такође, овим опсегом обухваћене су и Брагове линије, и већина бродова, који су предмет анализе, крећу се управо између Брагових линија (ако је реч о кретању на RD-HR мапи).

Што се тиче резолуције по *range*-у, већ је речено да се овде користи 4 пута боља рачунска резолуција, у односу на радар WERA, што значи да се критеријумска функција RD-HR мапе одређује у већем броју тачака, односно боља је grid резолуција. Иако се ова резолуција може бирати произвољно, ипак је потребно обратити пажњу да не буде сувише велика, из разлога што то може да утиче на перформансе алгоритама у погледу тачности процене и саме раздвојивости међусобно блиских циљева. У оквиру теста 1 *grid* резолуција по *range*-у је 375 метара, што је 4 пута боља резолуција у односу на радар WERA, где је резолуција, у истом домену, 1.5 километара.

Такође, повећана је и резолуција по азимуту 5 пута у односу на радар WE-

RA, и та резолуција износи 0.2 степена. Даље смањивање резолуције по азимуту неће имати значајнији утицај на добијене резултате, што је и проверено на основу експерименталне анализе великог статистичког узорка сигнала са радара.











Процедура за тестирање је следећа: од свих бродова, у географском простору од интереса, издваја се 10 произвољно изабраних бродова, и у целом временском интервалу од приближно 5 сати, врши се експериментална студија добијених резултата за те бродове. Поред ових 10 бродова, који се крећу, изабрано је и још 5 стационарних група бродова, из разлога да се види како предложени алгоритми детектују циљеве који се не крећу. На слици 6.9 приказани су AIS подаци за бродове, који су предмет анализе, у тесту 1.



Слика 6.9: AIS подаци бродова за тест 1 у временском интервалу од 5 сати (лево) и формирање контуре око AIS података (десно)

Бродови који се крећу имају MMSI број за идентификацију, док стационарни бродови имају префикс G, а затим и податак о њиховој удаљености од радара. Око AIS података формира се контура, по критеријуму који је приказан на десном делу претходне слике. Удаљеност контуре од AIS података је 1.5 километара, што значи да је њена ширина прилагођена величини иницијалне резолуционе ћелије по *range*-у. На тај начин могуће је пратити детекције, које су резултат високорезолуционе примарне обраде сигнала, сат по сат у току изабраног временског интервала, да би се дошло до закључка које су праве детекције (које потичу од бродова), а које су последица лажних аларма.

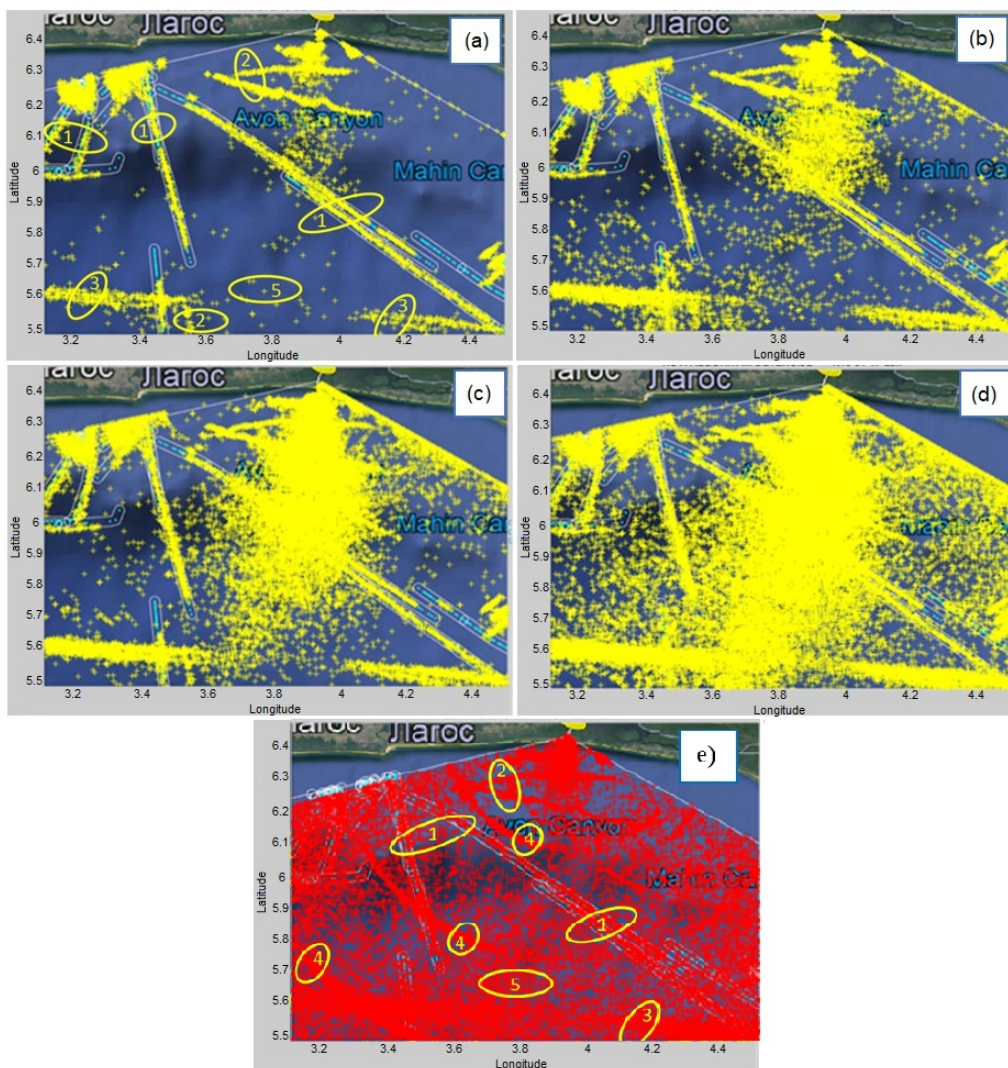
На слици 6.10 приказане су основне информације и изглед бродова коришћених у тесту 1, на основу података са следећих веб сајтова: www.vesseltracker.com, <https://www.myshiptracking.com>, <https://www.marinetraffic.com> и <https://maritimeoptima.com> (којим је приступано 10. јануара 2022. године). Слика је илустративна и даје увид који је тип бродова предмет анализе у оквиру овог теста.

<p>ELIAS IMO: 9490777, MMSI: 229395000</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>ELIAS</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Malta</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>229395000</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>9490777</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>9HA3298</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Bulk Carrier</td></tr> <tr><td>Size</td><td>190 x 32 m</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>32,839 Tons</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>57,970 Tons</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>2010 (12 yea</td></tr> </table>	Name	ELIAS	Flag	Malta	MMSI	229395000	IMO	9490777	Call Sign	9HA3298	Type	Bulk Carrier	Size	190 x 32 m	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	32,839 Tons	DWT	57,970 Tons	Owner	---	Build	2010 (12 yea	<p>CAPT GREGORY IMO: 9165176, MMSI: 636014619</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>CAPT GREGORY</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Liberia</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>636014619</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>9165176</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>A8VK6</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Oil Products Tanker</td></tr> <tr><td>Size</td><td>180 x 31 m</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>23,386 Tons</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>31,259 Tons</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>1998 (24 years old)</td></tr> </table>	Name	CAPT GREGORY	Flag	Liberia	MMSI	636014619	IMO	9165176	Call Sign	A8VK6	Type	Oil Products Tanker	Size	180 x 31 m	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	23,386 Tons	DWT	31,259 Tons	Owner	---	Build	1998 (24 years old)
Name	ELIAS																																																				
Flag	Malta																																																				
MMSI	229395000																																																				
IMO	9490777																																																				
Call Sign	9HA3298																																																				
Type	Bulk Carrier																																																				
Size	190 x 32 m																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	32,839 Tons																																																				
DWT	57,970 Tons																																																				
Owner	---																																																				
Build	2010 (12 yea																																																				
Name	CAPT GREGORY																																																				
Flag	Liberia																																																				
MMSI	636014619																																																				
IMO	9165176																																																				
Call Sign	A8VK6																																																				
Type	Oil Products Tanker																																																				
Size	180 x 31 m																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	23,386 Tons																																																				
DWT	31,259 Tons																																																				
Owner	---																																																				
Build	1998 (24 years old)																																																				
<p>LAPEROUSE IMO: 9409156, MMSI: 256609000</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>LAPEROUSE</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Malta</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>256609000</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>9409156</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>9HA3963</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Lpg Tanker</td></tr> <tr><td>Size</td><td>154 x 26 m</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>16,809 Tons</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>16,769 Tons</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>2008 (14 years old)</td></tr> </table>	Name	LAPEROUSE	Flag	Malta	MMSI	256609000	IMO	9409156	Call Sign	9HA3963	Type	Lpg Tanker	Size	154 x 26 m	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	16,809 Tons	DWT	16,769 Tons	Owner	---	Build	2008 (14 years old)	<p>TYWIN LANNISTER IMO: 9395537, MMSI: 657105000</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>TYWIN LANNISTER</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Nigeria</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>657105000</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>9395537</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>5NXW8</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Anchor Handling Vessel</td></tr> <tr><td>Size</td><td>59 x 14 m</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>1,678 Tons</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>1,393 Tons</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>2006 (16 years old)</td></tr> </table>	Name	TYWIN LANNISTER	Flag	Nigeria	MMSI	657105000	IMO	9395537	Call Sign	5NXW8	Type	Anchor Handling Vessel	Size	59 x 14 m	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	1,678 Tons	DWT	1,393 Tons	Owner	---	Build	2006 (16 years old)
Name	LAPEROUSE																																																				
Flag	Malta																																																				
MMSI	256609000																																																				
IMO	9409156																																																				
Call Sign	9HA3963																																																				
Type	Lpg Tanker																																																				
Size	154 x 26 m																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	16,809 Tons																																																				
DWT	16,769 Tons																																																				
Owner	---																																																				
Build	2008 (14 years old)																																																				
Name	TYWIN LANNISTER																																																				
Flag	Nigeria																																																				
MMSI	657105000																																																				
IMO	9395537																																																				
Call Sign	5NXW8																																																				
Type	Anchor Handling Vessel																																																				
Size	59 x 14 m																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	1,678 Tons																																																				
DWT	1,393 Tons																																																				
Owner	---																																																				
Build	2006 (16 years old)																																																				
<p>TAMARA TOKONI IMO: 8302131, MMSI: 352916000</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>TAMARA TOKONI</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Panama</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>352916000</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>8302131</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>3EQU8</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Tanker</td></tr> <tr><td>Size</td><td>---</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>---</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>---</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>---</td></tr> </table>	Name	TAMARA TOKONI	Flag	Panama	MMSI	352916000	IMO	8302131	Call Sign	3EQU8	Type	Tanker	Size	---	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	---	DWT	---	Owner	---	Build	---	<p>KALAFACE IMO: 9291030, MMSI: 657129500</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>KALAFACE</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Nigeria</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>657129500</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>9291030</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>5OAV</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Other Type</td></tr> <tr><td>Size</td><td>65 x 17 m</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>---</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>---</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>---</td></tr> </table>	Name	KALAFACE	Flag	Nigeria	MMSI	657129500	IMO	9291030	Call Sign	5OAV	Type	Other Type	Size	65 x 17 m	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	---	DWT	---	Owner	---	Build	---
Name	TAMARA TOKONI																																																				
Flag	Panama																																																				
MMSI	352916000																																																				
IMO	8302131																																																				
Call Sign	3EQU8																																																				
Type	Tanker																																																				
Size	---																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	---																																																				
DWT	---																																																				
Owner	---																																																				
Build	---																																																				
Name	KALAFACE																																																				
Flag	Nigeria																																																				
MMSI	657129500																																																				
IMO	9291030																																																				
Call Sign	5OAV																																																				
Type	Other Type																																																				
Size	65 x 17 m																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	---																																																				
DWT	---																																																				
Owner	---																																																				
Build	---																																																				
<p>MT BARWASA IMO: 9082221, MMSI: 511539000</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>MT BARWASA</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Palau</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>511539000</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>9082221</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>5NFB4</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Oil Products Tanker</td></tr> <tr><td>Size</td><td>103 x 24 m</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>3,627 Tons</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>6,248 Tons</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>1994 (28 years old)</td></tr> </table>	Name	MT BARWASA	Flag	Palau	MMSI	511539000	IMO	9082221	Call Sign	5NFB4	Type	Oil Products Tanker	Size	103 x 24 m	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	3,627 Tons	DWT	6,248 Tons	Owner	---	Build	1994 (28 years old)	<p>ST ILHAAM IMO: 927848000, MMSI: 657162200</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>ST ILHAAM</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Nigeria</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>657162200</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>927848000</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>50AQ2</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Tanker</td></tr> <tr><td>Size</td><td>180 x 32 m</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>---</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>---</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>---</td></tr> </table>	Name	ST ILHAAM	Flag	Nigeria	MMSI	657162200	IMO	927848000	Call Sign	50AQ2	Type	Tanker	Size	180 x 32 m	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	---	DWT	---	Owner	---	Build	---
Name	MT BARWASA																																																				
Flag	Palau																																																				
MMSI	511539000																																																				
IMO	9082221																																																				
Call Sign	5NFB4																																																				
Type	Oil Products Tanker																																																				
Size	103 x 24 m																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	3,627 Tons																																																				
DWT	6,248 Tons																																																				
Owner	---																																																				
Build	1994 (28 years old)																																																				
Name	ST ILHAAM																																																				
Flag	Nigeria																																																				
MMSI	657162200																																																				
IMO	927848000																																																				
Call Sign	50AQ2																																																				
Type	Tanker																																																				
Size	180 x 32 m																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	---																																																				
DWT	---																																																				
Owner	---																																																				
Build	---																																																				
<p>SEA HORSE IMO: 9241827, MMSI: 538008073</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>SEA HORSE</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Marshall Is</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>538008073</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>9241827</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>V7554</td></tr> <tr><td>Type</td><td>Oil/Chemical Tanker</td></tr> <tr><td>Size</td><td>---</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>25,382 Tons</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>40,081 Tons</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>2003 (19 years old)</td></tr> </table>	Name	SEA HORSE	Flag	Marshall Is	MMSI	538008073	IMO	9241827	Call Sign	V7554	Type	Oil/Chemical Tanker	Size	---	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	25,382 Tons	DWT	40,081 Tons	Owner	---	Build	2003 (19 years old)	<p>SVS AVERY IMO: 966474400, MMSI: 657199400</p>  <table border="1"> <tr><td>Name</td><td>SVS AVERY</td></tr> <tr><td>Flag</td><td>Nigeria</td></tr> <tr><td>MMSI</td><td>657199400</td></tr> <tr><td>IMO</td><td>966474400</td></tr> <tr><td>Call Sign</td><td>5NYL</td></tr> <tr><td>Type</td><td>High speed craft</td></tr> <tr><td>Size</td><td>---</td></tr> <tr><td>Speed AVG/MAX</td><td>---</td></tr> <tr><td>Draught AVG</td><td>---</td></tr> <tr><td>GRT</td><td>---</td></tr> <tr><td>DWT</td><td>---</td></tr> <tr><td>Owner</td><td>---</td></tr> <tr><td>Build</td><td>---</td></tr> </table>	Name	SVS AVERY	Flag	Nigeria	MMSI	657199400	IMO	966474400	Call Sign	5NYL	Type	High speed craft	Size	---	Speed AVG/MAX	---	Draught AVG	---	GRT	---	DWT	---	Owner	---	Build	---
Name	SEA HORSE																																																				
Flag	Marshall Is																																																				
MMSI	538008073																																																				
IMO	9241827																																																				
Call Sign	V7554																																																				
Type	Oil/Chemical Tanker																																																				
Size	---																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	25,382 Tons																																																				
DWT	40,081 Tons																																																				
Owner	---																																																				
Build	2003 (19 years old)																																																				
Name	SVS AVERY																																																				
Flag	Nigeria																																																				
MMSI	657199400																																																				
IMO	966474400																																																				
Call Sign	5NYL																																																				
Type	High speed craft																																																				
Size	---																																																				
Speed AVG/MAX	---																																																				
Draught AVG	---																																																				
GRT	---																																																				
DWT	---																																																				
Owner	---																																																				
Build	---																																																				

Слика 6.10: Основне информације и изглед бродова коришћених у тесту 1

На слици 6.11 приказан је резултат примарне обраде сигнала на географској мапи, односно све детекције, за све бродове и за временски интервал од 5 сати. Потребно је нагласити да је овде, као и у свим наредним анализама, направљен

приказ резултата за различите вредности параметара алгоритма, а то су: K параметар MUSIC алгоритма и вредност прага детекције γ . Са слике се може закључити да, са повећањем вредности параметра K , број детекција се такође повећава, што је и очекиван резултат, на основу теоријског разматрања, које је приказано у претходним поглављима ове дисертације. Такође, ако се повећа вредност прага детекције, број детекција опада, јер се мање пикова може тада детектовати у RD-HR мапи. Оно што је посебно важно је уочавање разлике у односу на WERA детекције, које су обележене црвеном бојом на слици. Може се уочити да је број детекција (стварних и лажних) овде неупоредиво већи, али не само на местима где се налазе бродови, већ и на свим осталим локацијама у изабраном просторном сектору. Ово јасно говори да је и вероватноћа лажног аларма, код радара WERA, доста већа у односу на резултате добијене помоћу високорезолуционе примарне обраде сигнала, што ће бити и демонстрирано на основу нумеричких података.



Слика 6.11: Зумиран приказ свих детекција (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 5 сати и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]

На слици су обележени и неки од трагова, са циљем да се класификују и опише њихово порекло. Потребно је и нагласити да је просторни сектор овде зумиран

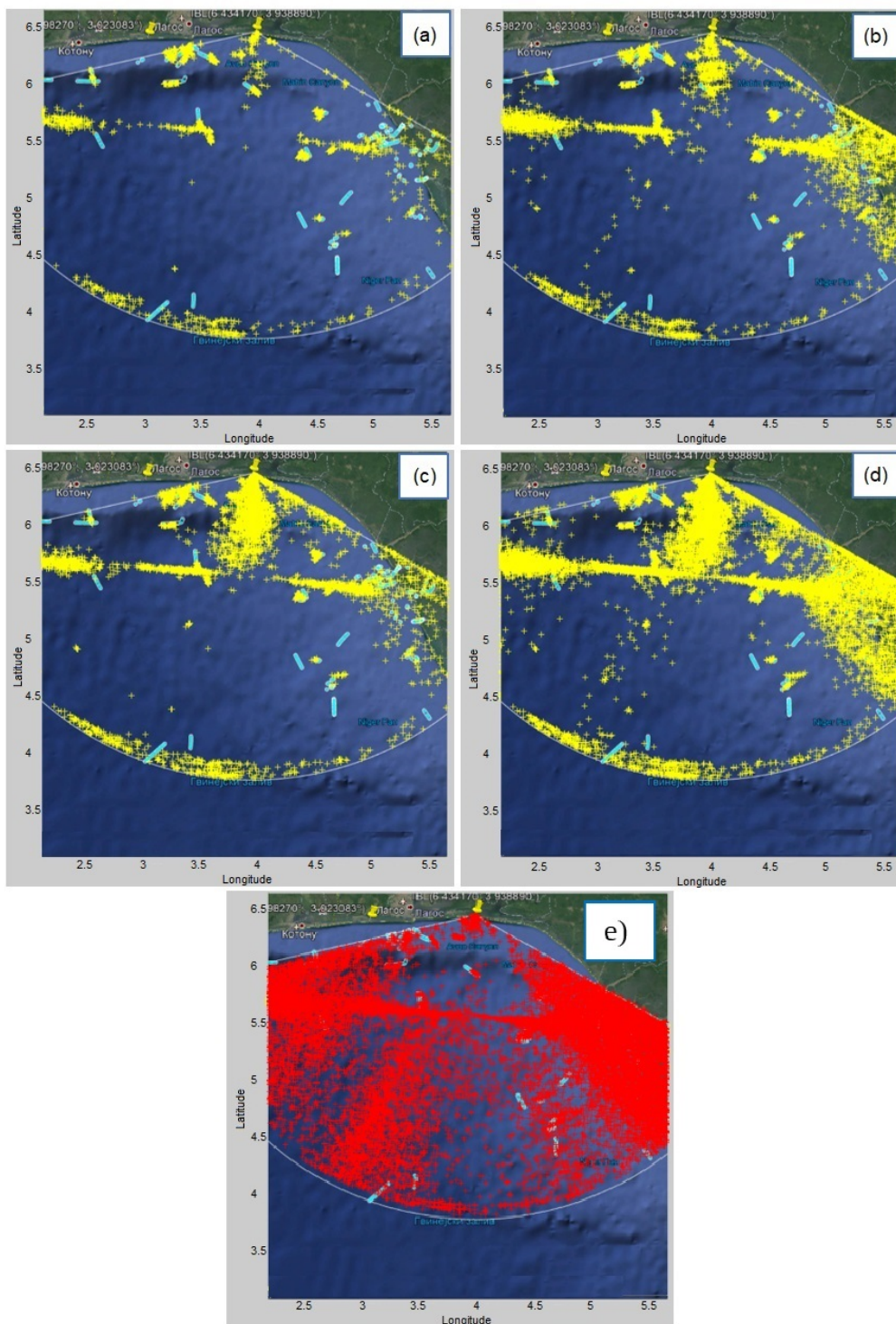
из разлога да би се трагови видели јасније на слици. Трагови означени са 1 су трагови за које постоје AIS подаци (детекције су унутар контуре брода). AIS подаци означени су плавом бојом на слици и они се користе као референтни подаци у односу на које ће се вршити процена перформанси, у погледу детектибилности циљева, као и тачности саме детекције. Уочава се да су AIS трагови слабо видљиви на слици, јер је присутан велики број детекција, које су означене жутом бојом. Трагови обележени са бројем 2 означавају трагове за које не постоје AIS подаци, што је свакако предност високорезолуционих алгоритама, јер постоји могућност да брод, из било ког разлога, није део AIS система, али је видљив помоћу овде предложеног алгорита. Да би се проверили ови трагови, може се користити и нека од метода за праћење бродова (*tracking*), која би требало да потврди њихову постојаност. Трагови означени бројем 3 потичу од јоносферске интерференције, трагови означени са 4 су лажни трагови, док остале распршене детекције, означене са бројем 5, потичу од морског клатера и генерално представљају лажне аларме. У овим анализама, Брагове линије првог реда су потиснуте, одмах након формирања RD-HR мапе, иначе би се виделе на географској мапи као низ уланчаних детекција на 2 различита правца.

Пошто су AIS подаци складиштени по сатима, као што је и наведено у претходној глави ове дисертације, може се пратити и кретање бродова по сатима, што може бити веома корисно, из разлога што се могу пратити одређене промене, у случају да се промене климатски услови у том сату (на пример, олуја), на преласку из ноћи у дан итд. На слици 6.12 приказане су детекције на географској мапи у периоду од 17 до 18h за различите параметре алоритама за примарну обраду сигнала. Ово је први сат праћења бродова, и узорак заправо почиње од 17:33h, док су AIS подаци приказани за цео сат (17-18h), што се може и уочити са слике. Важна напомена је да се поређење перформанси ради само у случају да за тај узорак постоје и AIS подаци и детекције, што значи да је то од тренутка 17:33h, у овом случају. И даље се уочава знатно већи број детекција (од којих су велика већина лажни аларми) код радара WERA, у односу на све остале случајеве.

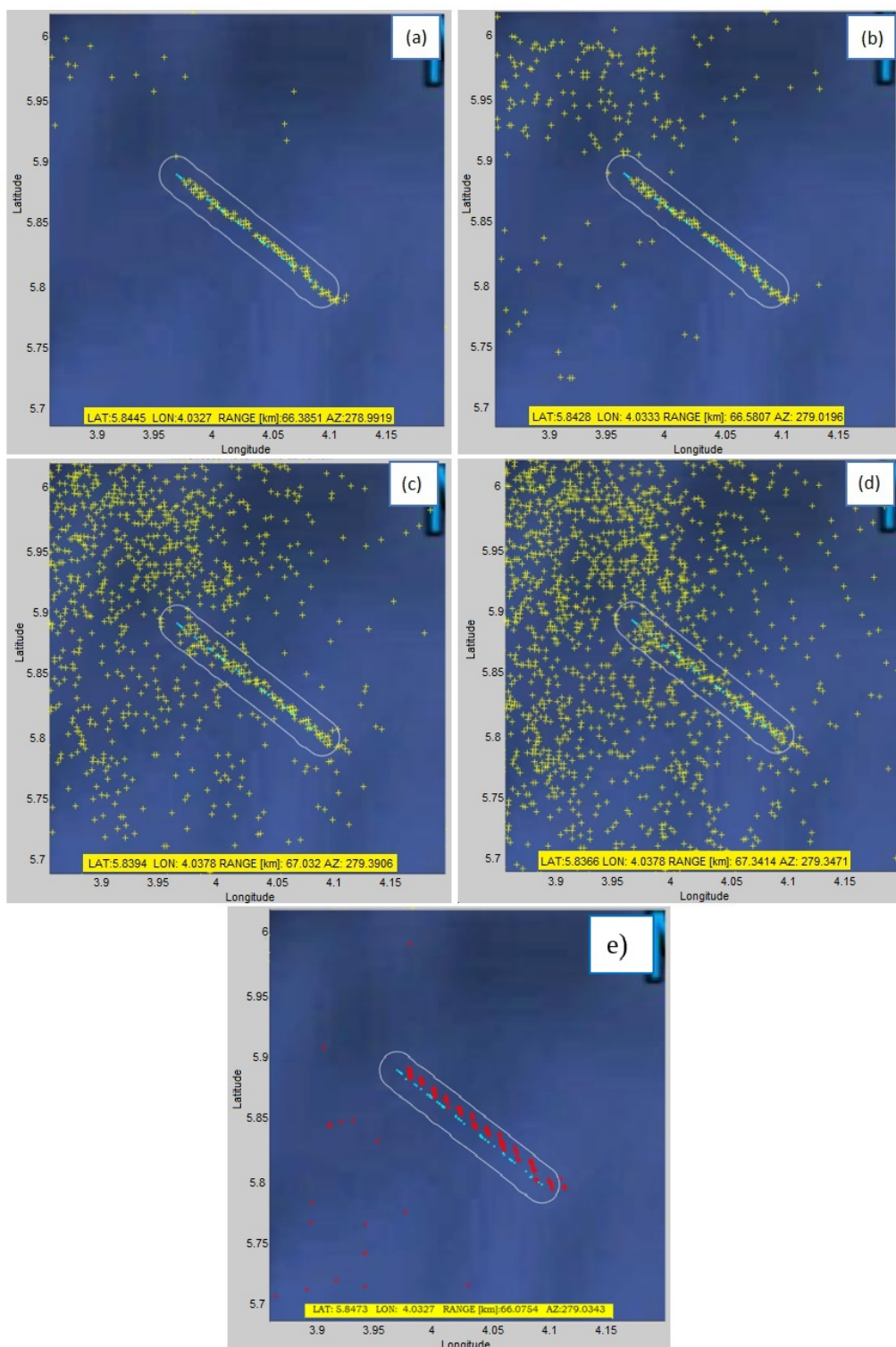
У наредним анализама изабрана су произвољно 2 брода, који се крећу, као и једна група стационарних бродова, да би се на основу графичког приказа могао сагледати утицај појединих параметара на њихову детектибилност, али и на понашање алгорита по питању вероватноће лажног аларма.

На слици 6.13 приказане су детекције на географској мапи, у временском интервалу од 18 до 19h, за брод чији је MMSI=636014619. Анализирани су резултати за фиксне вредности K параметра од 5 и 10, и фиксне вредности прага детекције од 0.1 и 0.2. На основу експерименталне анализе великог статистичког узорка сигнала, доказано је да ове фиксне вредности дају добре резултате, па ће, из тог разлога, и овде бити коришћене. На слици се уочава трајекторија брода, контура око те трајекторије, као и изабран део географског простора за који ће се вршити процена вероватноће лажног аларма. Може се рећи да је, заправо, овај приказани део географског простора у посебној контури (у облику правоугаоника), и да се ниједна контура, која потиче од неког другог брода, не поклапа с њом. Ово је веома важно, јер у супротном, вероватноћа лажног аларма неће бити процењена на одговарајући начин, јер детекције, које потичу од неког другог брода, могу да буду у контури брода који се анализира. За све бродове, који су предмет анализе, ова чињеница је проверена и путем *tracker*-а. Резултати, који су приказани на слици 6.13 показују да је издвајање одговарајућег трага брода могуће у свим

случајевима, што јасно показује да је велика вероватноћа детекције за тај брод. Што се тиче резултата радара WERA, види се да детекције веома добро прате AIS податке и да је, у овом случају, вероватноћа лажног аларма мала, али такође да је тачност добијених резултата знатно лошија. Највећи број детекција добија се када је ред модела (параметар K) већи, а вредност прага детекције мања. Ово повећава вероватноћу детекције, али и вероватноћу лажног аларма за тај брод.

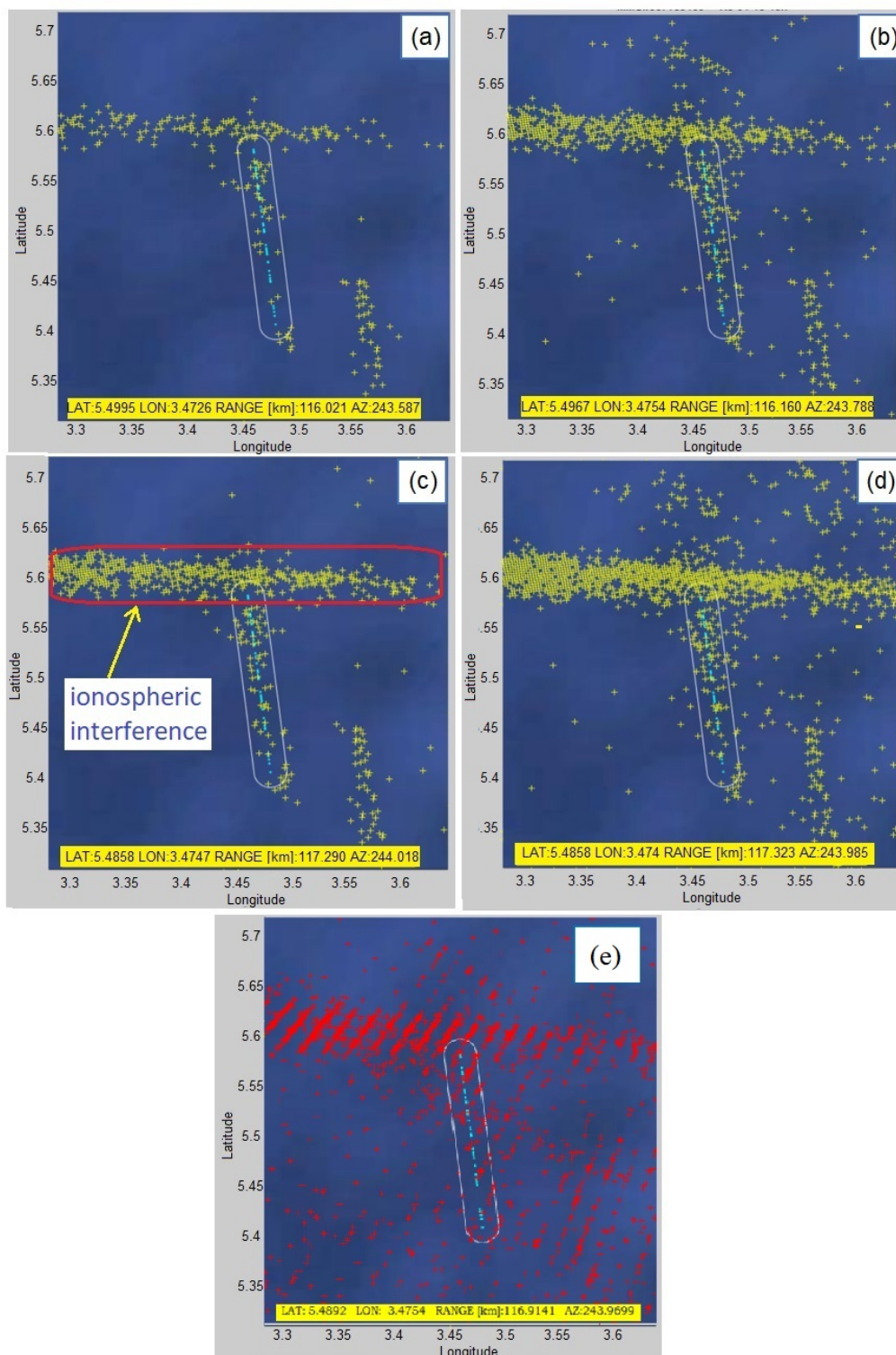


Слика 6.12: Приказ детекција (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 17 до 18h и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]



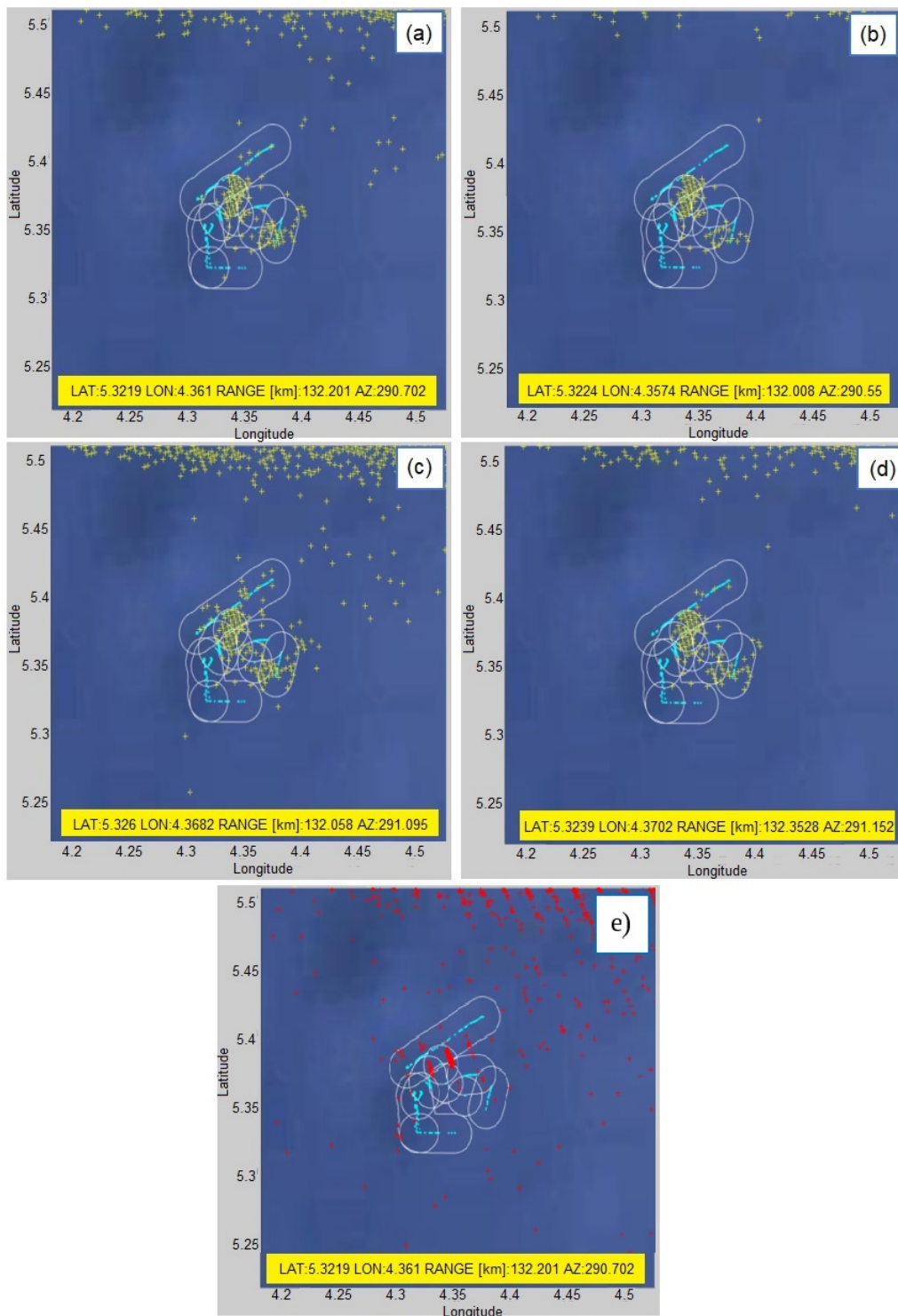
Слика 6.13: Приказ детекција једног брода (MMSI = 636014619) (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]

На слици 6.14 приказане су детекције на географској мапи, у временском интервалу од 18 до 19h, за брод чији је MMSI= 657199400, у случају када је присутна јонсферска интерференција у том делу географског простора. У том случају, лажни аларми се преклапају са детекцијама анализираниог брода, али је траг брода и даље видљив и брод је све време детектабилан, али је тачност процене мања.



Слика 6.14: Приказ детекција једног брода (MMSI = 657199400) (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног алгорита: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]

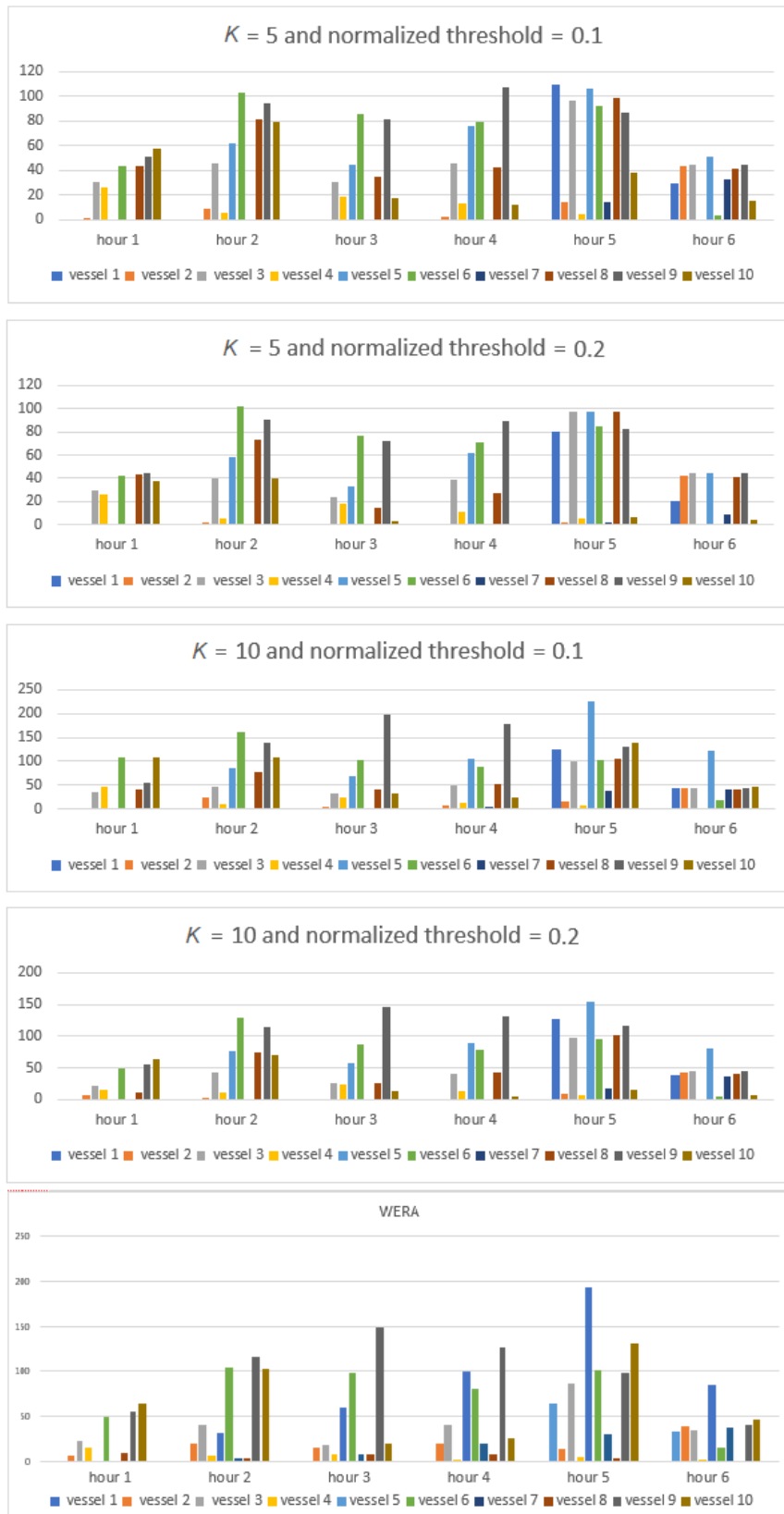
На слици 6.15 приказане су детекције на географској мапи, у временском интервалу од 18 до 19h, за групу стационарних бродова, који су означени са G-132km. Овде је уочљиво да ред модела, као и вредност прага детекције, не утичу значајније на детектибилност бродова. Такође, може се уочити и мања детектибилност код WERA радара, уз већу вероватноћу лажног аларма.



Слика 6.15: Приказ детекција групе стационарних бродова, означених са G-132km (жуте ознаке) и AIS података (светло плави трагови) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног алгоритма: (a) $K = 5$ и $\gamma = 0.2$ (b) $K = 5$ и $\gamma = 0.1$ (c) $K = 10$ и $\gamma = 0.2$ (d) $K = 10$ и $\gamma = 0.1$ (e) WERA детекције [103]

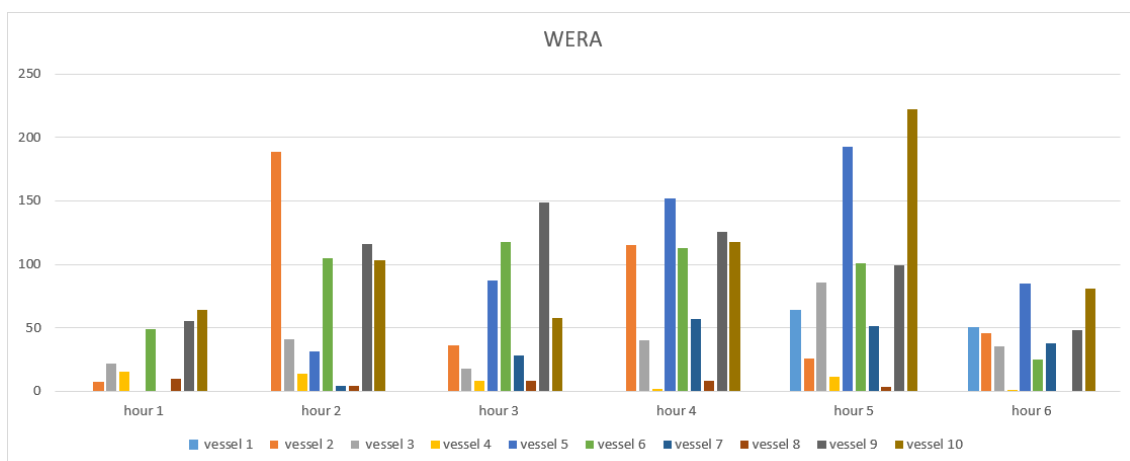
У наредном делу биће приказани нумерички подаци о бродовима, који су предмет анализе, добијени за различите вредности параметра K и прага детекције γ , са основним циљем да се сагледа њихов утицај на детектибилност бродова. Такође, биће извршено и поређење са резултатима радара WERA. На слици 6.16 приказан

је укупан број детекција које се налазе у контурама око AIS трајекторије бродова, на основу којих се види који бродови су детектибилни и у којем временском периоду.



Слика 6.16: Ефективни број детекција унутар контура око AIS трајекторије бродова

На претходној слици приказан ефективни број детекција унутар малих контура око AIS-а за одређене бродове. Веома важно је да се уочи да је укупан број детекција, за неке од бродова, унутар малих контура, код радара WERA, знатно већи од вредности које су овде приказане, али то не значи да је њихова вероватноћа детекције боља, из разлога што се унутар мале контуре може налазити само једна детекција, док се овде углавном налазе 2 и више детекција. То показује да се мора гледати ефективни број детекција, јер све остале детекције доприносе само повећању лажног аларма. Укупан број детекција по бродовима, за радар WERA приказан је на следећој слици.



Слика 6.17: Број детекција унутар контура око AIS трајекторије бродова

У посматраном просторном сектору, за који ће се касније процењивати вероватноћа детекције и вероватноћа лажних аларма, за сваки од бродова, потребно је издвојити детекције које су унутар контуре бродова, али и детекције које су изван њих. Посебно је важно уочити који је однос између укупног броја детекција у задатом просторном сектору око брода и броја детекција који су унутар контуре брода, јер овај параметар јасно показује тренд раста вероватноће лажног аларма за одређени брод. Вредност овог параметра требало би да буде, што је могуће, мања. Већ је раније ређено и да, поред тога што је битно да вероватноћа детекције буде већа, потребно је и да вероватноћа лажног аларма буде мања. Систем који има велику вероватноћу детекције, али, истовремено, и велику вероватноћу лажног аларма, није добро решење, јер расте вероватноћа да се појаве лажни трагови, што је свакако непожељан ефекат са становишта алгоритмике за примарну обраду сигнала.

У табелама 6.4, 6.5 и 6.6 дат је приказ укупног броја детекција у контурама око бродова, број детекција ван контура, као и однос укупног броја детекција и броја детекција обухваћених контурама, респективно. Резултати су генерисани за различите вредности параметара алгоритма, као и за детекције радара WERA, и груписани су по сатима, јер се и на овај начин може пратити детектибилност бродова у временском периоду од интереса. На основу нумеричких резултата може се закључити да је код радара WERA, однос укупног броја детекција и броја детекција обухваћеним контурама око бродова, и по неколико пута већи у односу на резултате добијене помоћу високорезолуционе примарне обраде сигнала, за било који избор параметара алгоритма. И број детекција унутар контура бродова је већи, али један значајан део тих детекција не представља ефективне детекције, које улазе у прорачун вероватноће детекције.

Табела 6.4: Укупан број детекција које су обухваћене контурама око бродова

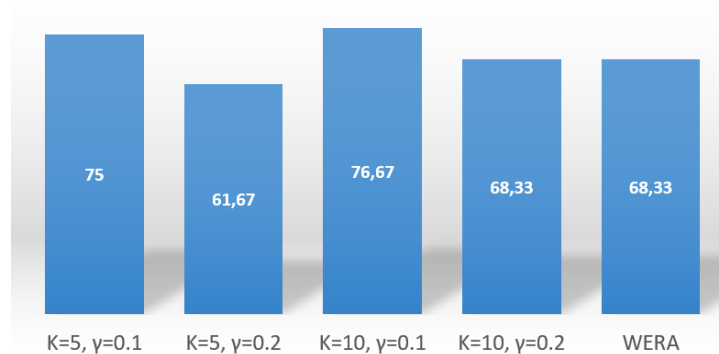
временски период	$K = 5$ $\gamma = 0.1$	$K = 5$ $\gamma = 0.2$	$K = 10$ $\gamma = 0.1$	$K = 10$ $\gamma = 0.2$	WERA алгоритам
17h	976	780	1390	1016	1543
18h	1600	1315	2091	1634	2353
19h	952	669	1363	869	2028
20h	1097	9105	1371	1052	2286
21h	1968	1685	2578	2031	2712
22h	954	804	1267	1008	1183

Табела 6.5: Укупан број детекција које нису обухваћене контурама око бродова

временски период	$K = 5$ $\gamma = 0.1$	$K = 5$ $\gamma = 0.2$	$K = 10$ $\gamma = 0.1$	$K = 10$ $\gamma = 0.2$	WERA алгоритам
17h	4856	1294	13298	5093	27040
18h	18435	6849	39678	18136	5928
19h	6150	1400	18264	5878	49894
20h	5295	1170	17811	4946	77338
21h	6024	1397	21154	7191	62623
22h	2426	622	8839	3254	22849

Табела 6.6: Однос укупног броја и броја детекција обухваћених контурама

временски период	$K = 5$ $\gamma = 0.1$	$K = 5$ $\gamma = 0.2$	$K = 10$ $\gamma = 0.1$	$K = 10$ $\gamma = 0.2$	WERA алгоритам
17h	5.97	2.66	10.57	6.01	18.5
18h	12.53	6.21	19.97	12.10	26.2
19h	7.46	3.09	14.40	7.76	25.6
20h	5.83	2.28	13.99	5.70	34.8
21h	4.06	1.83	9.20	4.54	24.09
22h	3.54	1.77	7.98	4.23	20.31



Слика 6.18: Процент успешности детекције високорезолуционог и WERA алгоритма

На слици 6.18 приказани су проценти успешности детекције, за различите вредности параметара високорезолуционог алгоритма, као и за радар WERA. Прорачун је вршен за цео временски период и за све бродове. Може се уочити да је вероватноћа детекције велика, у свим случајевима. Овај приказ је користан из разлога што се може закључити који је најбољи избор параметара алгоритма, да би се постигла највећа детектибилност циљева. Најбољи резултати су за вредност прага детекције од 0.1, у обе комбинације, и када је $K = 10$ и када је $K = 5$. У односу на радар WERA, у овим случајевима је бољи проценат успешности детекције за 8.34 и 6.67%, респективно. Значи, могуће је постизање бољих резултата детекције, у односу на радар WERA, али то искључиво зависи од пажљиво изабраних улазних параметара алгоритма за примарну обраду сигнала.

На слици 6.19 приказана је комплетна анализа детектибилности за све бродове, посебно у сваком сату.

K=5												
MMSI	γ=0.1						γ=0.2					
	17h	18h	19h	20h	21h	22h	17h	18h	19h	20h	21h	22h
229395000	×	×	×	×	√	√	×	×	×	×	√	√
256609000	×	×	×	×	√	√	×	×	×	×	×	√
352916000	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√
511539000	√	×	√	√	×	×	√	×	√	√	×	×
538008073	×	√	√	√	√	√	×	√	√	√	√	√
636014619	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	×
352915000	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√
657105000	×	×	×	×	√	√	×	×	×	×	×	×
657162200	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√
657199400	√	√	√	√	√	√	√	√	×	×	×	×

√ - детектован брод, × - брод није детектован

K=10												
MMSI	γ=0.1						γ=0.2					
	17h	18h	19h	20h	21h	22h	17h	18h	19h	20h	21h	22h
229395000	×	×	×	×	√	√	×	×	×	×	√	√
256609000	×	√	×	√	×	√	×	×	×	×	×	√
352916000	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√
511539000	√	√	√	√	×	×	√	√	√	√	×	×
538008073	×	√	√	√	√	√	×	√	√	√	√	√
636014619	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	×
352915000	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√
657105000	×	×	×	×	√	√	×	×	×	×	√	√
657162200	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√	√
657199400	√	√	√	√	√	√	√	√	×	×	×	×

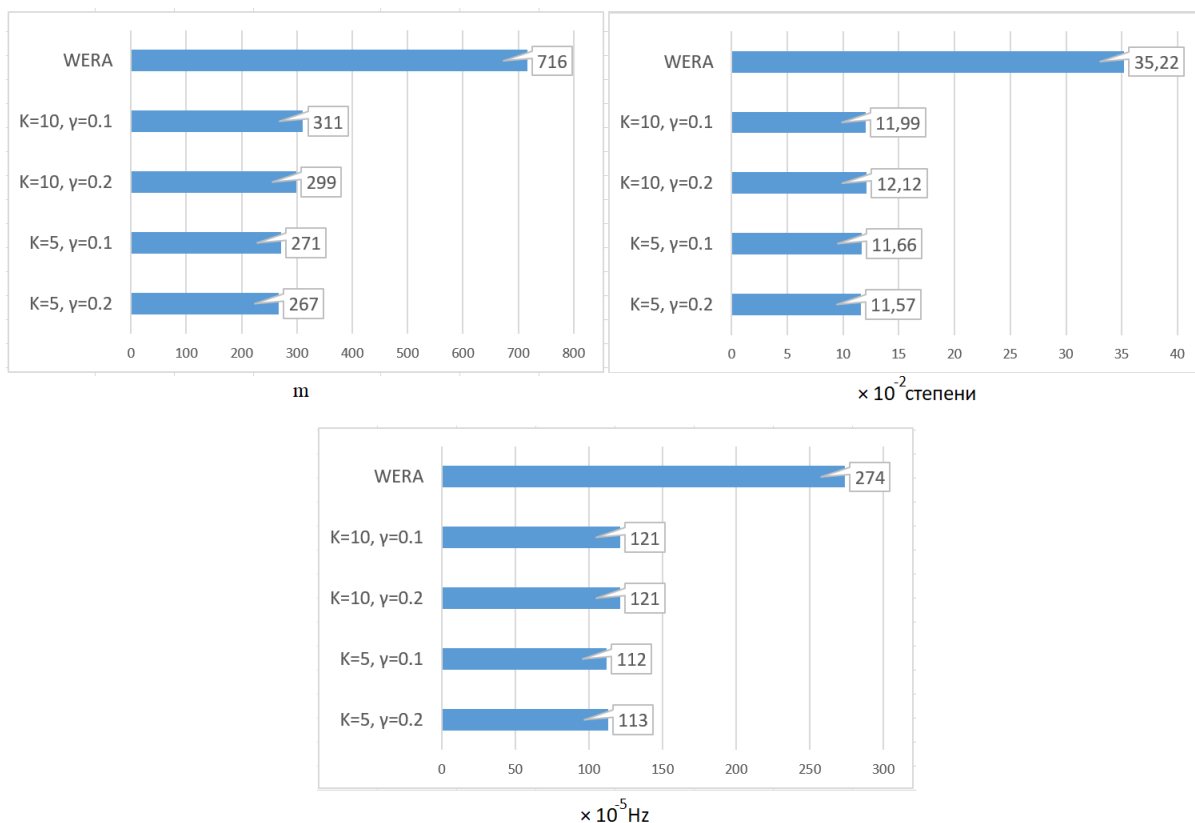
√ - детектован брод, × - брод није детектован

Брод	MMSI	WERA					
		17h	18h	19h	20h	21h	22h
1	229395000	×	×	×	×	√	√
2	256609000	×	×	×	×	√	√
3	352916000	√	√	√	√	√	√
4	511539000	√	×	×	×	×	×
5	538008073	×	√	√	√	√	√
6	636014619	√	√	√	√	√	√
7	352915000	√	√	√	√	√	√
8	657105000	×	×	×	×	×	×
9	657162200	√	√	√	√	√	√
10	657199400	√	√	√	√	√	√

Слика 6.19: Приказ детектибилности бродова за тест 1

Поред детектибилности циљева, у процену перформанси високорезолуционе алгоритмике спада и процена тачности успешних детекција. Ако се усвоји да је AIS референтни систем за поређење резултата детекције, може се извршити процена MMSE за сваки од домена од интереса (*range*, Доплерова фреквенција, азимут).

На слици 6.20 приказана је процењена вредност за MMSE за сваки од домена. Анализа је вршена за све детекције, које потичу од бродова од интереса, за цео временски интервал од 5 сати, само за случајеве када се у малој контури брода (један *timestamp*) налазе и детекција и AIS податак, јер је само у том случају могуће поређење. Уочава се да је, у сва три домена, тачност процене високорезолуционих алгоритама више од 2 пута боља, него што је то случај код алгорита радара WERA. Нарочито је то изражено код процене азимута, где је тачност процене, у најбољем случају, 0.1157 степени.



Слика 6.20: RMSE за *range* (горе лево), азимут (горе десно) и Доплерову фреквенцију (доле)

Табела 6.7: P_d и P_f једног брода (MMSI = 636014619) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног и WERA алгорита

Параметри алгорита	P_d	P_{fa}	P_{fac}
$K = 5, \gamma = 0.2$	0.7238	21/1,689,555 *	48/1,759,737 *
$K = 5, \gamma = 0.1$	0.7238	1.0417×10^{-4}	1.1536×10^{-4}
$K = 10, \gamma = 0.2$	0.7524	4.5278×10^{-4}	4.6257×10^{-4}
$K = 10, \gamma = 0.1$	0.8381	7.6470×10^{-4}	7.7625×10^{-4}
WERA	0.7212	24/1,689,555 *	57/1,759,737 *

Табела 6.8: P_d и P_f једног брода (MMSI = 657199400) за временски интервал од 18 до 19h и за различите вредности параметара предложеног и WERA алгоритма

Параметри алгоритма	P_d	P_{fa}	P_{fae}
$K = 5, \gamma = 0.2$	0.2095	1.7061×10^{-4}	1.7565×10^{-4}
$K = 5, \gamma = 0.1$	0.2952	5.6351×10^{-4}	5.7442×10^{-4}
$K = 10, \gamma = 0.2$	0.3238	5.3808×10^{-4}	5.4040×10^{-4}
$K = 10, \gamma = 0.1$	0.3714	1.3330×10^{-3}	1.3331×10^{-3}
WERA	0.2833	2.4630×10^{-3}	2.7119×10^{-3}

У табелама 6.7 и 6.8 приказане су вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма за 2 произвољно изабрана брода и за различите вредности параметара алгоритма. У једном случају је присутна јоносферска интерференција, а у другом не. Критеријум за процену перформанси детаљно је описан у поглављу 5.3. У случају да узорак за процену има мање од 100 детекција или лажних аларма, приказана је вероватноћа детекције/лажног аларма у виду разломка, јер у оваквим случајевима, процена вероватноће не сматра се да има довољну стабилност, али је свакако добар показатељ какве су перформансе алгоритма у том случају.

Параметри алгоритма, K и γ имају значајан утицај на перформансе алгоритма у погледу детектибилности циљева. За брод из табеле 6.7, уочава се да повећавањем вредности параметра K са 5 на 10, повећава се вероватноћа детекције, P_d , за 0.1143 и 0.0286, за вредности прагова детекције од 0.1 и 0.2, у том случају, респективно. Истовремено се може видети да FAR остаје приближно исти (реда 10^{-4}). За брод из табеле 6.9, може се уочити слично повећање вероватноће детекције, од 0.0762 и 0.1143.

Што се тиче поређења резултата радара WERA са свим осталим резултатима, који се односе на вероватноћу детекције и вероватноћу лажног аларма, уочава се да је вероватноћа детекције углавном мања (у зависности избора параметра високорезолуционог алгоритма), уз истовремено високу вредност вероватноће лажног аларма.

6.3.2 Тест 2

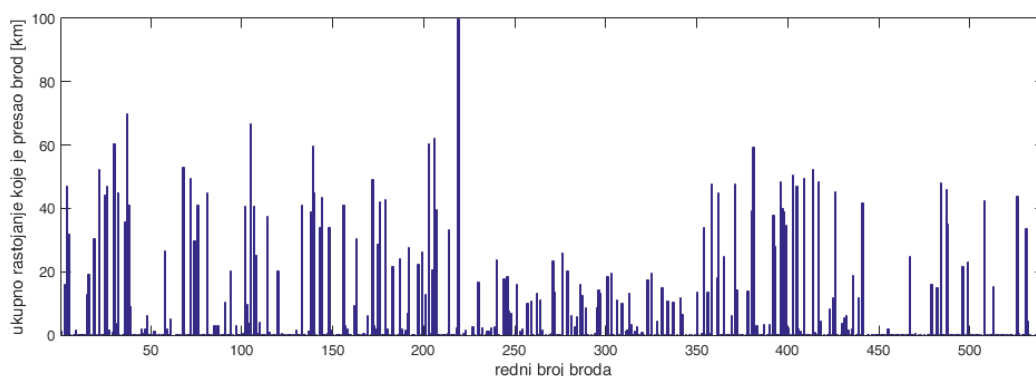
За потребе овог теста користи се архитектура 2, а његов примарни циљ је процена перформанси примарне обраде сигнала у HFSSWR систему, користећи други метод за процену перформанси, а то је метод помоћу елипси око трајекторије брода, који је детаљно објашњен у поглављу 5.3. У случају да у посматраном географском простору од интереса има јако велики број бродова, било би тешко пронаћи одговарајуће просторне контуре за процену вероватноће лажног аларма, а да се те контуре не преклапају. Код ове методе, елипсе се не преклапају, или се јако мало преклапају са елипсама суседних бродова, па је ова метода оптималније решење.

За потребе теста коришћени су RAW подаци, аквизирани 5. августа 2021. године, са радара који је у оперативном раду. Дужина узорка сигнала, који се користи за потребе тестирања је 185 *timestamp*-ова, или приближно 100 минута. За потребе поређења и процену перформанси примарне обраде сигнала, користе се доступни

AIS подаци. Пошто су AIS подаци складиштени за период од једног сата, користе се 2 оваква фајла, али ће поређење перформанси почети од тренутка када постоје и AIS подаци и детекциони фајлови. У супротном, не може се вршити поређење. AIS подаци су углавном неажурни, у поређењу са детекционим фајловима (који се генеришу сваких 33 секунде), па се у свим анализама користи и методологија за његову реконструкцију.

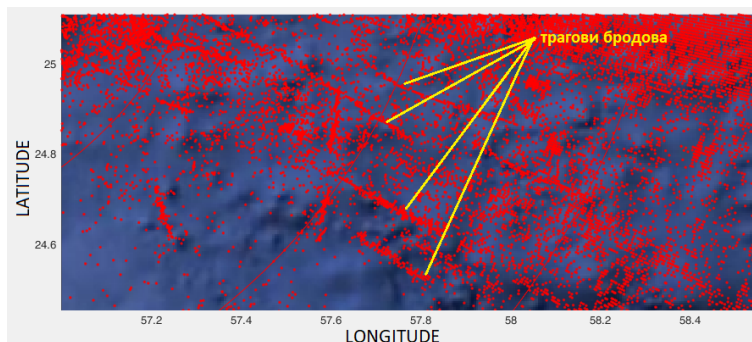
Што се тиче параметара високорезолуционе алгоритмике, сви параметри који су се користили у тесту 1 остају исти, осим дужине трајања чирп сигнала, која је у овом случају 0.256 секунди. Такође, изабрани опсег Доплерових фреквенција је од -1 до 1 Hz и рачуна се поново у 513 тачака (повећана резолуција по Доплеровој фреквенцији 2 пута).

Када је реч о избору бродова, који ће бити предмет тестирања, најпре ће бити филтрирани фајлови са AIS подацима, да би се видели подаци о кретању бродова у изабраном временском интервалу. На слици 6.21 приказано је растојање који је прешао сваки од бродова.



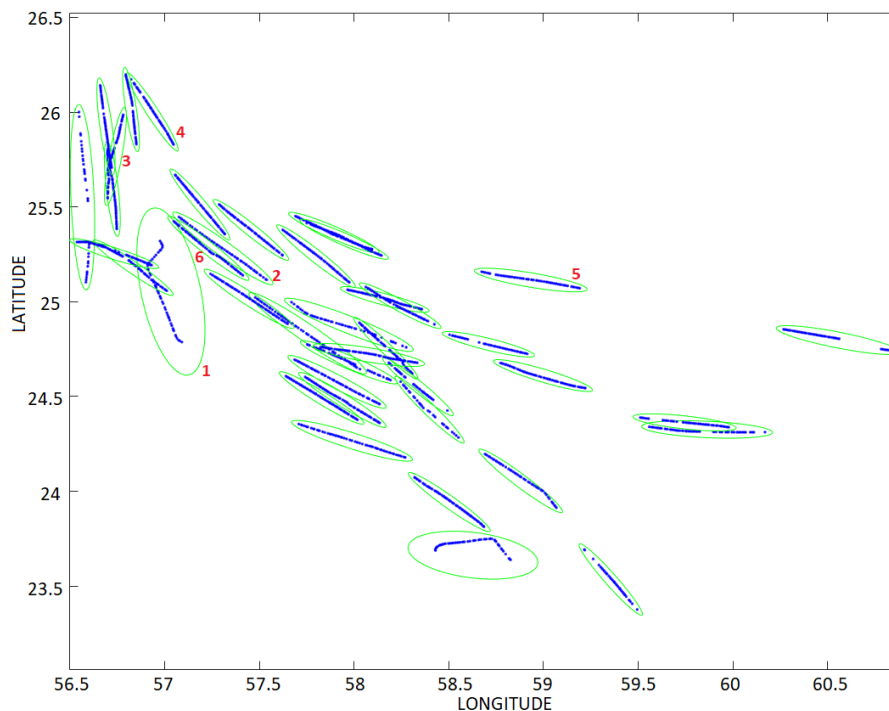
Слика 6.21: Укупно растојање које је прешао сваки од бродова (на основу AIS података за тест 2)

Да би се видело како детекције прате AIS податке у дужем временском интервалу, за потребе теста изабрани су бродови који су прешли најмање 40 километара, и за које постоји најмање 30 AIS података (6 пута мање од броја детекционих фајлова). Од свих тих бродова (има их укупно 40), овде ће бити приказани резултати процене перформанси за укупно 6 произвољно изабраних бродова. На слици 6.22 приказане су све детекције добијене помоћу високорезолуционе алгоритмике, за један мањи просторни сектор, где се јасно могу уочити и трагови бродова, на основу детекција које се уланчавају.



Слика 6.22: Приказ свих детекција у једном мањем просторном сектору (тест 2)

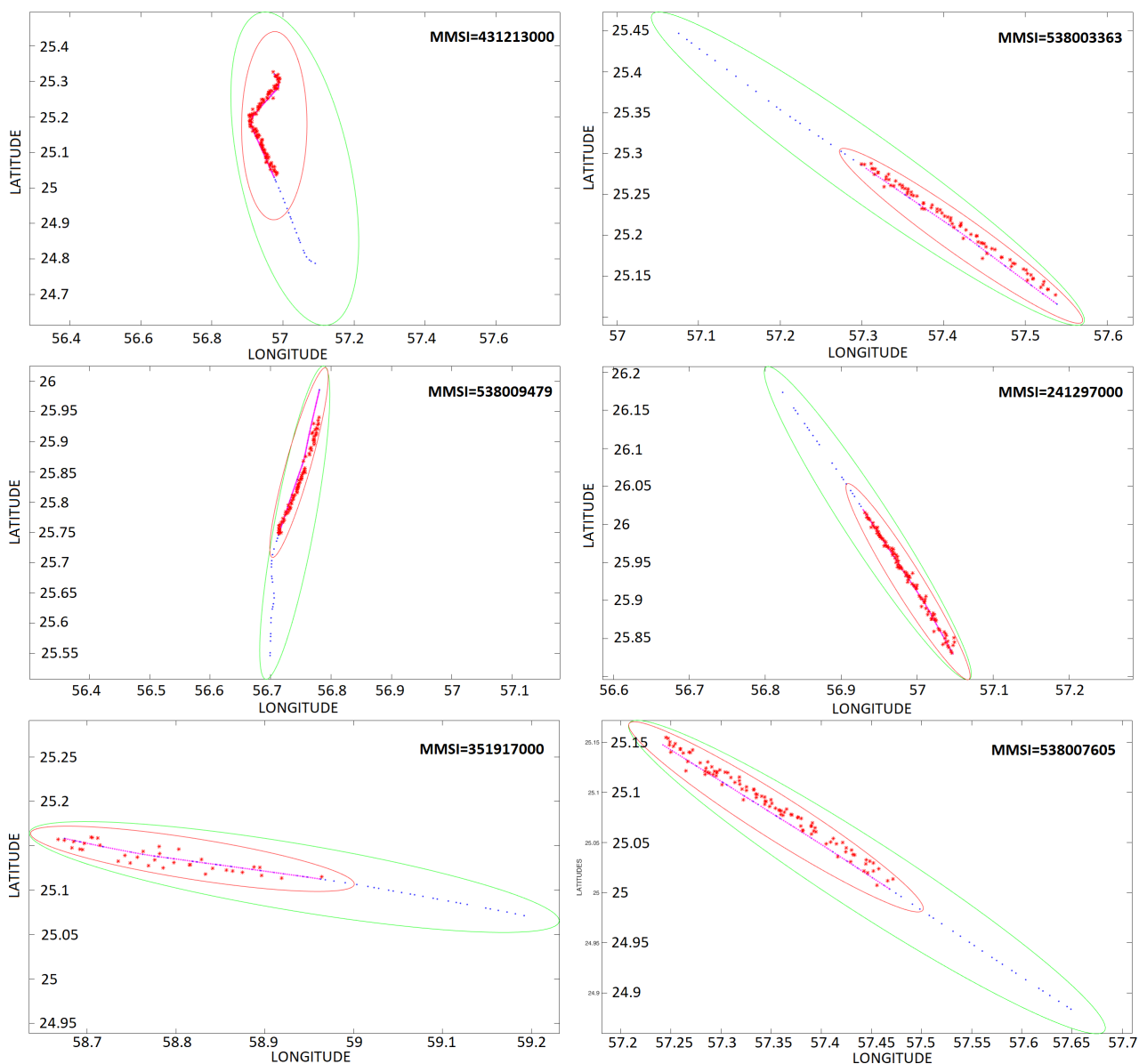
На слици 6.23 приказани су AIS подаци (и одговарајуће контуре) за све бродове у задатом просторном сектору, који су анализирани у тесту 2. Изабрано је 6 бродова, за које ће бити приказане процењене перформансе, и ти бродови су, такође, обележени на овој слици



Слика 6.23: AIS подаци и одговарајуће контуре око бродова који се користе у тесту 2 приказани у географском координатном систему

За све бродове од интереса процењене су вероватноћа детекције и вероватноћа лажног аларма, а начин процене приказан је на слици 6.24 . На овој слици резултати су добијени на основу фиксно задатог прага детекције $\gamma = 0.1$, јер се, на основу претходних нумеричких анализа, дошло до закључка да је ова вредност прага детекције довољна за постизање добрих резултата детекције. За све бродове се добијају јако високе вредности у погледу вероватноће детекције. Генерално, брод се може сматрати детектибилним, ако је постигнута вероватноћа детекције од најмање 50%, а да су при томе детекције тако распоређене да се може формирати трајекторија. У табели 6.9 приказани су нумерички подаци за P_d и P_{fa} .

Посебан циљ овог теста је и формирање ROC карактеристика за поједине бродове, како би се видело како радар заправо ради у пракси, али и да би се проценила оптимална вредност прага детекције, тако да вероватноћа детекције циљева буде задовољавајућа (слика 6.25). Усвојено је 5 различитих фиксних вредности нормализованих прагова детекције: $\gamma = 0.9$, $\gamma = 0.5$, $\gamma = 0.2$, $\gamma = 0.1$ и $\gamma = 0.05$. За сваку од ових вредности реализована је високорезолуциона примарна обрада сигнала. За сваки брод и за сваку вредност прага посебно, добија се једна тачка у ROC карактеристици, која показује колике су вредности P_d и P_{fa} у том случају. Овакав начин приказа веома је користан, јер се може доћи до закључка колико може да се повећа праг да би се постигла жељена вероватноћа детекције за све бродове, а да при томе вероватноћа лажног аларма буде што мања. У овом конкретном случају, ако је, рецимо, довољна вероватноћа детекције од 0.5, тада би вредност прага била 0.1.

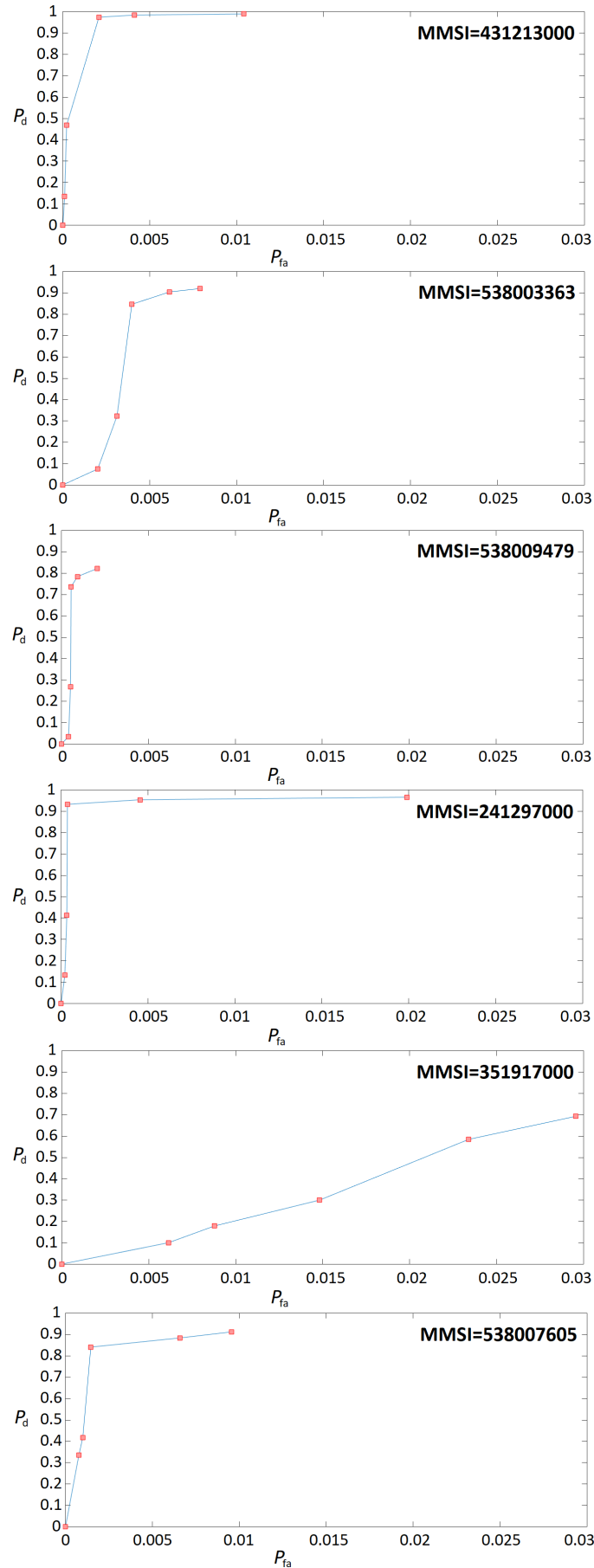


Слика 6.24: Процена вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма за све бродове из теста 2, где црвени маркери означавају детекције, љубичасте тачке реконструисане AIS податке, плаве тачке AIS податке који се не користе, зелена контура је контура око свих AIS података, а црвена контура је критеријумска контура

Табела 6.9: P_d и P_{fa} за све бродове који се анализирају у тесту 2

Брод	MMSI	P_d	P_{fa}
1	431213000	0.974790	2.072145×10^{-3}
2	538003363	0.846939	3.965642×10^{-3}
3	538009479	0.737288	5.476473×10^{-4}
4	241297000	0.933333	3.582791×10^{-4}
5	351917000	0.300000	1.482227×10^{-2}
6	538007605	0.841667	1.454060×10^{-3}

+



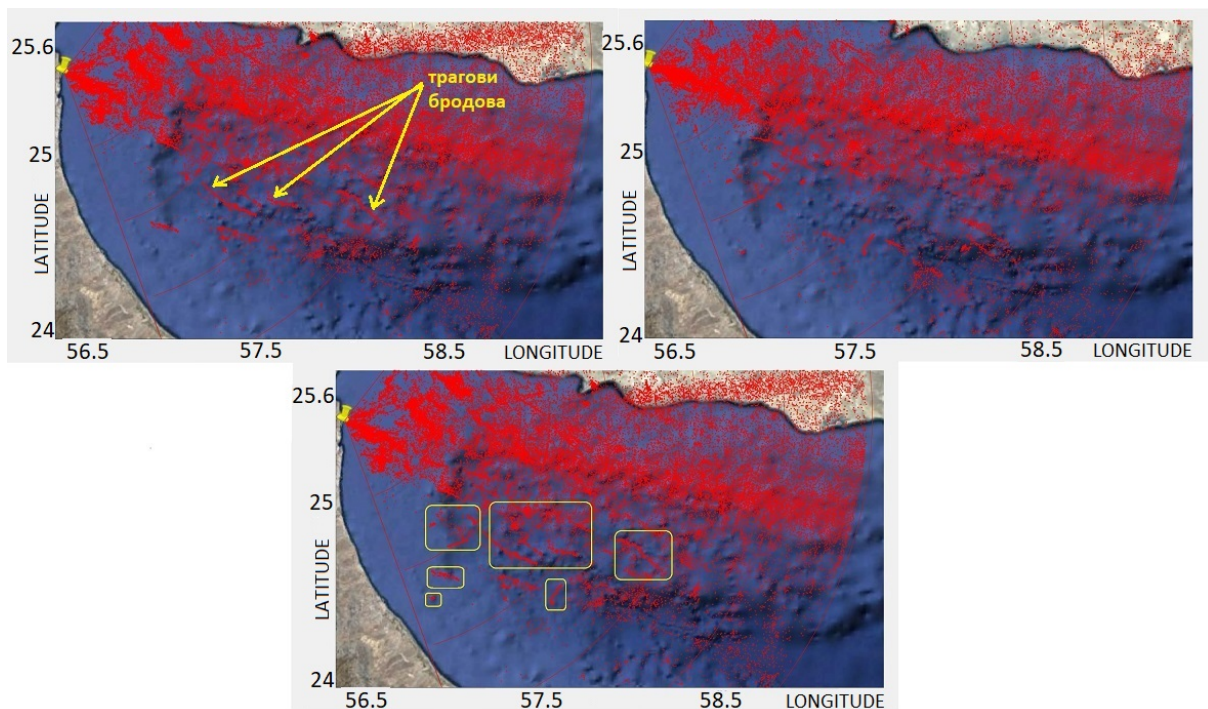
Слика 6.25: Приказ ROC карактеристика за избране бродове (црвени маркери означавају процену P_d и P_{fa} за различите прагове детекције, од највећег ка најмањем, с лева на десно)

6.3.3 Тест 3

За потребе теста коришћени су RAW подаци, аквизирани 25. октобра 2021. године са радара који је у оперативном раду. Дужина узорка сигнала, који се користи за потребе тестирања, је приближно 40 минута и коришћена је архитектура 3 - бифреквенцијска архитектура, која је описана у поглављу 6.1 ове дисертације. Коришћени параметри високорезолуционе алгоритмике су исти као и за тест 2, осим што се сада користе 32 антене на пријемној страни, као и 2 радне фреквенције: 9.2 и 4.6 МHz. Такође, није зумиран опсег Доплерових фреквенција, већ се користи цео опсег, док број тачака по Доплеровој фреквенцији остаје исти.

У претходна 2 теста показан је начин процене перформанси алгоритама за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, и анализиран је утицај параметара алгорита на детектибилност циљева, као и тачност процене. Примарни циљ овог теста је, пре свега, квалитативна анализа добијених резултата, да би се јасно уочила евентуална побољшања перформанси бифреквенцијског радара у погледу детектибилности, у односу на радаре који раде на једној фреквенцији. Усвојен је сет параметара алгорита за које ће се вршити обрада улазних података: $K = 10$ и $\gamma = 0.03$. У оквиру овог теста, посебан део односи се на могућност детекције малих чамаца, направљених од слабо рефлектујућих материјала, на малим удаљеностима од радара, како би се повећала њихова вероватноћа детекције.

На слици 6.26 приказане су све детекције на географској мапи, за све бродове у временском интервалу од интереса. Посебно су приказане детекције за једну фреквенцију, затим за другу, и на крају су приказане детекције за бифреквенцијски систем, које су добијене након фокусирања RD-HR мапе. Са слике се јасно може уочити предност бифреквенцијског начина рада у погледу детектибилности.



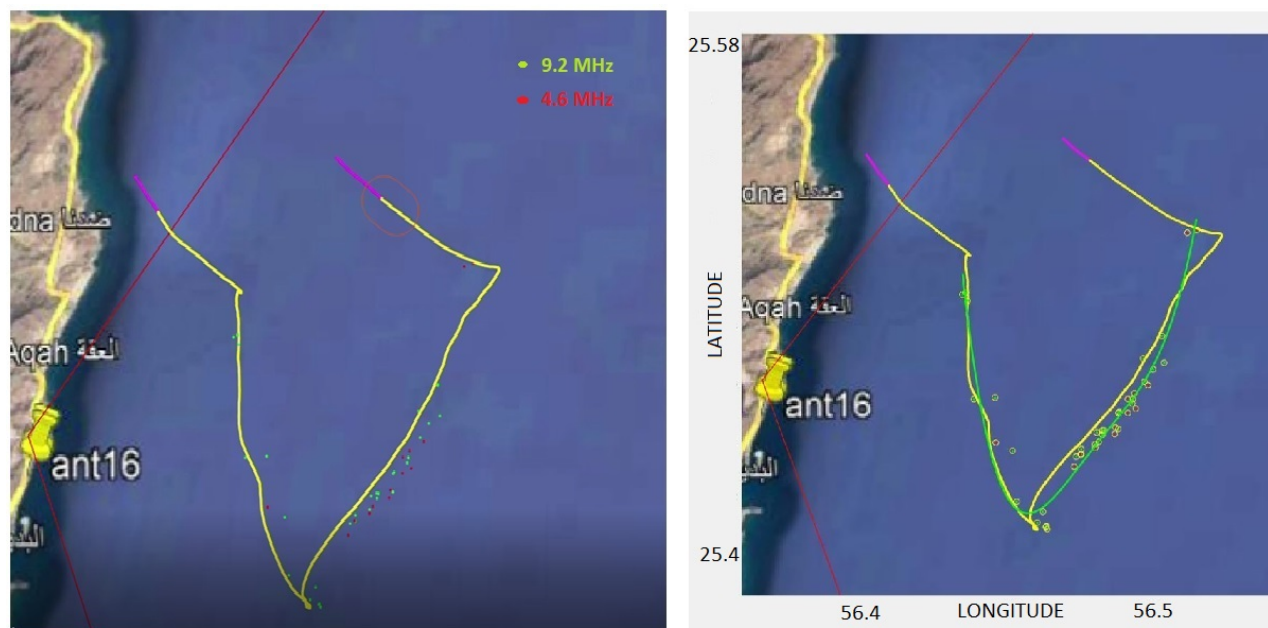
Слика 6.26: Приказ детекција за фреквенцију 4.6 МHz (**горе лево**), за 9.2 МHz (**горе десно**) и за бифреквенцијски режим рада, са означеним бродовима (жута контура) који су видљиви само на једној од фреквенција (**доле**)

Предност бифреквенцијског начина рада, која је показана на претходној слици, служила је као мотивација за тестирање детектибилности малих чамаца, што је иначе веома изазован задатак, пре свега што овакви циљеви имају малу радарску рефлексну површину, што се брзо крећу и често мењају правац кретања, што се налазе у зони *noch* филтра, па је њихова детектибилност смањена, а генерално и што су HFSWR системи намењени, првенствено, за детекцију великих бродова (*vessels*) на великим удаљеностима од радара.

На слици 6.27 приказан је чамац који се тестира (тип MRTT 16 дужине 17.75 метара), као и трајекторија по којој се кретао чамац током теста. Максимална удаљеност чамца од радара била је око 17 километара. Трајекторија чамца добијена је на основу података са GPS пријемника, који се налазио на чамцу.



Слика 6.27: Чамац коришћен за тестирање (лево) и његова трајекторија(десно)



Слика 6.28: Приказ свих детекција у бифреквенцијском режиму рада за тест 3 (лево) и процена трајекторије брода на основу добијених детекција (десно) [104]

Подаци са GPS пријемника генерисали су се у свакој секунди, па је комплетна

путања, практично, позната и није потребна њена реконструкција. На слици 6.27 дат је приказ филтрираних детекција чамца по просторном критеријуму (дозвољено одступање је једна резолуциона ћелија по *range*-у дуж целе трајекторије) и критеријуму Доплерове фреквенције (максимално одступање је 2 резолуционе ћелије по Доплеровој фреквенцији). Црвеним тачкама означене су детекције за систем који ради на 4.6 MHz, а зеленим на 9.2 MHz. Такође, приказан је и начин да се из добијених резултата грубо процени трајекторија чамца, а то је фитовањем криве између добијених детекција. То значи да се овај чамац, са становишта алгоритмике за примарну обраду сигнала, може сматрати детектибилним.

У овом случају, види се да, чак иако су чамци детектибилни, детекције се не уланчавају, како је то био случај код спорих бродова велике радарске рефлексне површине, већ су неправилно распоређене (*sparse*), али се налазе у малој контури, која се креће дуж трајекторије брода, и која представља критеријум за један *timestamp*. Због оваквог просторног распореда добијених детекција, праћење оваквих чамаца је отежано.

У сваком случају, детектибилност оваквих циљева је побољшана употребом бифреквенцијске архитектуре и одговарајуће примарне обраде сигнала. Јер, као што се може видети из претходних анализа, на једној фреквенцији вероватноћа детекције је веома мала, док се та вредност може побољшати употребом бифреквенцијске архитектуре.

На слици 6.29 приказани су резултати тестова валидности. Тест је реализован тако што се контура око трајекторије брода транслира са једне и са друге стране трајекторије за по 1 и 2 резолуционе ћелије. Циљ је да се види да ли има велики број детекција у таквим контурама, а да задовољавају све, претходно наведене, критеријуме. Ако је тај број велики, значи да се брод налази у зони где је велика вероватноћа лажног аларма, па самим тим и детектибилност таквих бродова може бити упитна. У овом случају, уочава се да за померене контуре око трајекторије чамца нема лажних детекција, или су оне спорадичне, што представља доказ да детекције потичу од стварног циља.



Слика 6.29: Приказ тестова валидности добијених детекција за произвољно померене критеријумске контуре око трајекторије чамца [104]

Глава 7

Закључак са правцима даљег истраживања

У дисертацији је представљена високорезолуциона алгоритмика за примарну обраду сигнала у континуалним линеарно фреквенцијски модулисаним изахоризонтним радарима, који раде у HF опсегу на бази површинског простирања таласа, односно у HF-SWR системима. Проучавањем литературе везане за постојеће системе, као и литературе у којој се, за потребе локализације, користе високорезолуционе методе, може се закључити да ова алгоритмика представља ново решење у односу на постојеће стање у области примарне обраде сигнала у HF-SWR системима.

Показано је да се може формулисати високорезолуциони алгоритам за локализацију бродова на мору, чије перформансе достижу и превазилазе перформансе примарне обраде сигнала у постојећим HF-SWR системима (у овом случају, радара WERA) у погледу детектибилности циљева и свеобухватних перформанси радара, што је била једна полазних хипотеза, која је тестирана и доказана. Такође, грешка процене локације бродова, добијене помоћу предложених алгоритама за локализацију, показано је да је мања у односу на тренутно коришћене алгоритме за примарну обраду сигнала.

Представљено је теоријско извођење математичког модела сигнала на пријемном антенском низу, где се може сагледати утицај каплинга између домена од интереса, а то су: растојање, Доплерова фреквенција и азимут. У модел су укључени и фактори који деградирају перформансе оваквих система, као што су јоносферска интерференција, клатер мора и адитивни шум, и овај модел представља реалистичан сценарио доласка сигнала на пријемни антенски низ. За дефинисање примене MUSIC алгоритма, потребно је у потпуности познавати физику проблема, односно полази се од стриктног математичког модела сигнала, па је јасно колико је овај део важан за даљи наставак примарне обраде сигнала.

Развијени алгоритми се заснивају на високорезолуционој процени RD-HR мапе, и детекција циљева се врши на RD-HR мапи. Процена смера се врши високорезолуционим алгоритмом MUSIC типа, који се извршава само за циљеве детектоване у RD-HR мапи, а његова нумеричка сложеност не представља препреку за његову имплементацију у реалном времену. Алгоритми су високорезолуциони у Доплер и азимут домену, а рачунски високорезолуциони у *range* домену. Показано је да постоји предност RD-HR мапе у погледу резолуционих својстава, контраста мапе

и могућности детектибилности циљева, у односу на RD-FFT мапу. Раздвојивост циљева у Доплер и азимут домену је боља, ако се користе високорезолуциони агоритми за детекцију, у односу на тренутно коришћене алгоритме, што је такође још једна од хипотеза, која је и доказана.

Формулисан је алгоритам за детекцију циљева на RD-HR мапи, који је прилагођен специфичностима овог типа RD мапа (карактеристикама пикова у њиховим критеријумским функцијама) и који даје боље резултате у односу на класичне детекторе, који се углавном користе код ових система. Такође, развијене су методе за потискивање утицаја различитих типова интерференције и показана је успешност локализације бродова у случају да се оне користе.

Један део истраживања односио се и на нумеричку оптимизацију алгоритама. Пошто су високорезолуциони алгоритми нумерички захтевни, претпоставка да се може формирати нумерички оптимизован алгоритам, који може да ради у реалном времену, а да при томе, перформансе алгоритма остану упоредиве са перформансама, у случају када се не ради оптимизација, је доказана.

Посебан део односио се и на сам дизајн система, где је приказан начин рада система који ради на једној фреквенцији, али и у бифреквенцијском моду рада. Показано је да се, употребом предложених алгоритама у бифреквенцијском моду рада, могу добити бољи резултати по питању детектибилности бродова, у односу на случај када систем ради на једној фреквенцији.

Тестирана је хипотеза је да се сукцесивне детекције бродова од интереса групу пишу (уланчавају), пролазећи кроз сегменте у различитим временским тренуцима, и да постоји преклапање контура критеријумских функција сукцесивних детекција у RD-HR мапи, што је може бити основа за формулисање критеријума конзистентности детекција и искорак ка новој верзији трекинга базираног на RD-HR мапи. Показано је да је ова хипотеза тачна, што представља веома важан закључак, не формално везан за ову докторску дисертацију, већ за неке будуће примене.

На крају, да би се тестирала успешност предложених високорезолуционих алгоритама, развијена је стратегија за поређење перформанси постојећих и новоразвијених алгоритама, као и њихово поређење са AIS-ом. Формиране су *Radar Operating* карактеристике новоразвијених високорезолуционих алгоритама, посебно за сваки од бродова, и сагледане су вредности вероватноће детекције и вероватноће лажног аларма. Под *Radar Operating* карактеристикама подразумевају се криве које повезују вероватноће детекције и вероватноће лажних аларма, у функцији у функцији од постављеног прага детекције, у овом случају. За добијање резултата коришћена је експериментална анализа, односно алгоритми за примарну обраду сигнала тестирани су у реалним условима и на тај начин долази се до реалистичне информације како тај радар стварно ради. Други начин би био преко симулационог модела, али као што је већ раније наглашено, у реалним ситуацијама, на посматраном географском подручју налази се, некад, и по више стотина бродова, односно у питању је мултикориснички сценарио, па је симулација таквог система, и добијање реалистичних резултата, практично немогуће.

Што се тиче правца будућег развоја, јасно је да алгоритми за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, који су представљени у оквиру ове докторске дисертације, имају велики потенцијал за бројне будуће примене, па је њихов даљи развој, са научне тачке гледишта, оправдан и очекиван. У конкретном случају, када се примењују за надгледање активности на морској површини и локализа-

цију циљева од интереса, могући правци развоја могли би се класификовати на неколико група:

- Пре свега, у дисертацији је показано да је овај начин обраде сигнала погодан за развој једног новог правца, када је у питању праћење бродова (*tracking*). Иако се дисертација бави само примарном обрадом сигнала, у једном поглављу приказана је основна идеја, на једном мањем узорку сигнала, и демонстрирана је могућност праћења циљева, без да се иде у неке детаље, јер је та тема веома широка, обимна и представља причу за себе. Али дефинитивно, она представља логички наставак ове теме и одступа од класичних начина праћења бродова. Први резултати су охрабрујући, и чак и на малом узорку сигнала, може се видети груписање (уланчавање) детекција које припадају појединачним бродовима од интереса. Даље би требало формирати моделе кретања, предикционе моделе, моделе за формирање, одржавање и брисање трагова итд.
- Као што је већ наглашено у самој дисертацији, перформансе предложених алгоритама, у великој мери, зависе и од деградирајућих фактора, као што су RDI, јоносферска интерференција, клатер мора и слично. С тим у вези, било би важно, у циљу потискивања њиховог утицаја, да се уђе у област машинског учења (*Machine Learning*) и анализира доступна литература, које је сваким даном све више, из разлога што су многи аутори препознали да се овај проблем може решити и на други начин, па да се предложи метода која би била оптимална. Као предуслов за то је формирање једне велике базе са аквизираним сигнаlima са радара у оперативној употреби.
- Следеће, овде је представљена алгоритмика, која је високорезолуциона по азимуту и Доплеровој фреквенцији, а само је рачунски високорезолуциона по *range*-у. То значи да је критеријумска функција RD мапе рачуната у већем броју тачака по *range*-у, у циљу добијања процене локације бродова од интереса, са већом тачношћу, али то не значи да је по *range*-у модућа боља раздвојивост бродова, него што је то био случај када се примењивала класична метода, помоћу FFT трансформације. У будућности би било важно размоштрирати и потенцијал високорезолуционе алгоритмике по *range*-у и реализовати такве методе, водећи рачуна, истовремено, о нумеричкој оптимизацији алгоритама.
- У будућности би, можда, требало сагледати и могућност формирања неког кохерентног алгоритама, где су поред амплитуда, сачувани и подаци о фазама у критеријумској функцији RD мапе, што може, такође, представљати искорак када је у питању могућност детектовања циљева са малом радарском рефлексном површином (чамаца малих димензија, израђених од слабо рефлектујућих материјала). Било би од изузетне важности упоредити перформансе овако конципираних алгоритама са алгоритмима који су представљени у оквиру ове дисертације.
- И на крају, изазов би такође представљао потенцијални развој неких других концепата самог система, на пример развој бистатичког радара, где се предајни и пријемни антенски низ налазе на већем растојању (рецимо 50 километра), мултистатичких радара (са више пријемних антенских низова такође на већем растојању), као и радара који раде на више фреквенција (овде је

приказан само бифреквенцијски радар). Примарна обрада сигнала представљена у овој дисертацији, уз незнатне модификације, била би применљива у свим овим случајевима.

Сви резултати, који су приказани у дисертацији, на основу низа теоријских и експерименталних анализа, део су истраживања на пројекту Р.148 Института Влатаком, и доприносе унапређењу алгоритмике за примарну обраду сигнала у HFSSWR системима, која се користи код постојећих радара и која је приказана у доступној литератури. У овом тренутку, на основу тренутног интересовања, како научника широм света, тако и потенцијалних корисника оваквих система, постоје назнаке да ће ова област бити и даље предмет интензивних истраживања, што све резултате, представљене у овој дисертацији, и саму област чини веома актуелном.

Литература

- [1] F. G. Aureliano, *High Frequency Over-the-Horizon Radar: Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications*. 1st ed. New York: McGraw-Hill Education, 2013.
- [2] M.I. Skolnik. *Radar handbook*. McGraw-Hill Education, 2008.
- [3] J. Scheer and A.H. William. *Principles of modern radar*. vol. 1, Raleigh, NC, USA: SciTech Pub., 2010.
- [4] J.M. Headrick and M.I. Skolnik, “Over-the-Horizon Radar in the HF Band,” in *iProceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 664–673, 1974.
- [5] T. M. Georges and J. A. Harlan, “New horizons for over-the-horizon radar?,” in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 36, no. 4, pp. 14–24, 1994.
- [6] G. A. Fabrizio, A. B. Gershman and M. D. Turley, “Robust adaptive beamforming for HF surface wave over-the-horizon radar,” in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, no. 2, pp. 510-525, 2004.
- [7] J. O. Hinz and U. Zodieler, “A MIMO FMCW radar approach to HFSWR,” *Advances in Radio Science*, vol. 9, pp. 159-163, 2011.
- [8] Z. Wandong, QM. J. Wu, J. Wang and Z. Li, “A Novel Method Based on Spatio-Frequency Analysis for HFSWR Ship Detection.” in *Smart Multimedia: Third International Conference, ICSM 2022*, Marseille, France, 2022, Revised Selected Papers, pp. 453-461, 2022.
- [9] A. Ponsford, Anthony, R. McKerracher, Z. Ding, P. Moo, and D. Yee, “Towards a cognitive radar: Canada’s third-generation high frequency surface wave radar (HFSWR) for surveillance of the 200 nautical mile exclusive economic zone,” *Sensors*, vol. 17, no. 7:1588, 2017.
- [10] W. Linwei, B. Li, Y. Changjun, and J. Xiaowei, “Slow-Time MIMO in High Frequency Surface Wave Radar,” in *Wireless and Satellite Systems: 12th EAI International Conference, WiSATS 2021*, China, July 31–August 2, 2021, Proceedings, pp. 751-761, 2022.
- [11] W. Sun, M. Ji, W. Huang, Y. Ji, and Y. Dai, “Vessel tracking using bistatic compact HFSWR,” *Remote Sensing 12*, no. 8 (2020): 1266.
- [12] S. Patole, M. Torlak, D. Wang and M. Ali, “Automotive radars: A review of signal processing techniques,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 34, no. 2, pp. 22–35, 2017.
- [13] B. Kim, S. Kim, Y. Jin, and J. Lee,, “Low-complexity joint range and Doppler FMCW radar algorithm based on number of targets,” *Sensors*, vol.20, no. 1, 51, 2020.
- [14] J. M. Headrick and J. F. Thomason, “HF radars: Applications of high-frequency radar,” *Radio Science*, vol. 33, no. 4, pp. 1045–1054, 1998.

- [15] A. M. Ponsford and J. Wang, "A review of high frequency surface wave radar for detection and tracking of ships," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol. 18, no. 3. pp. 409–428, 2010.
- [16] K. W. Gurgel, H. H. Essen, and S. P. Kingsley, "HF radars: Physical limitations and recent developments," *Coastal Engineering*, vol. 37, pp. 201–218, 1999.
- [17] D. J. Emery, D. G. Money, H. W. Mainwaring, "Some aspects of design and environmental management in HF surface wave radar," *Proceedings of RADAR 2002*, Edinburgh, pp.51-55, 2002.
- [18] A. M. Ponsford, "Persistent Surveillance of the 200 nautical mile Exclusive Economic Zone (EEZ) using land-based High Frequency radar," *Technology Today*, pp. 25–27, 2012.
- [19] A. M. Ponsford, "Surveillance of the 200 nautical mile Exclusive Economic Zone (EEZ) using high frequency surface wave radar," *Canadian journal of remote sensing*, vol. 27, no. 4, pp. 354–360, 2001.
- [20] A. Dzvonkovskaya, K. Gurgel, H. Rohling, and T. Schlick, "Low Power High Frequency Surface Wave Radar Application for Ship Detection and Tracking," in in *2008 International Conference on Radar*, Adelaide, Australia, 2008, IEE, pp. 627-632.
- [21] M. Menelle, G. Auffray, F. Jangal, V. Bazin, and B. Urbani, "HF-Surface Wave Radar: First results for sea state studies," in *Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Application of Electrical Engineering (AEE'08)*, Trondheim, Norway, 2008.
- [22] *The Effects of Sea Clutter on the Performance of HF Surface Wave Radar in Ship Detection and the Implication on the Radar Design*. Defence Research and Development Canada–Ottawa Technical Memorandum DRDC Ottawa TM 2007-325. Available online: <https://www.researchgate.net/publication/317290451> (accessed on 20 February 2022).
- [23] A. Stove, "Linear FMCW radar techniques," in *IEEE Proceedings on Radar and Signal Processing*, vol. 139, no. 5, pp. 343–350, 1992.
- [24] M. Jankiraman, *FMCW Radar Design*. Kindle ed. Artech House: London, UK, 2018.
- [25] K. Gurgel nad T. Schlick, "Remarks on Signal Processing in HF Radars Using FMCW Modulation," in *Proceedings of the International Radar Symposium IRS 2009*, Hamburg, Germany, pp. 9–11, 2009.
- [26] A. Dzvonkovskaya, K. Gurgel, H. Rohling, and T. Schlick, "HF Radar WERA Application for Ship Detection and Tracking," *European journal of navigation*, vol. 7, no. 3, pp. 18–25, 2009.
- [27] M. Menelle, G. Auffray, and F. Jangal, "Full Digital High Frequency Surface Wave Radar: French Trials in the Biscay Bay," In *Proceedings of the 2008 International Conference on Radar*, Adelaide, Australia, 2008.
- [28] L. Sevgi, A. Ponsford, and H.C. Chan, "Integrated Maritime surveillance system based on high–frequency surface–wave radars. 1. Theoretical background and numerical simulations," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 20–43, 2001.
- [29] A. Ponsford, L. Sevgi, and H.C. Chan, "An integrated Maritime surveillance system based on high–frequency surface–wave radars. 2. Operational status and system performance," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 5, pp. 52–63, 2001.

- [30] A. L. Dzvonkovskaya, and H. Rohling, “Adaptive thresholding for HF radar ship detection,” in *Proceedings of the Sixth International Radiowave Oceanography Workshop (ROW2006)*, Hamburg, Germany, pp. 15–18, 2006.
- [31] H. Rohling, “Radar cfar thresholding in clutter and multiple target situations,” *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, vol. 4, pp. 608–621, 1983.
- [32] M. Turley, “Hybrid CFAR techniques for HF radar,” in *Proceedings of the Radar Systems*, Edinburgh, UK, pp. 14–16, 1997.
- [33] L. Hongbo, S. Yiyang, and L. Yongtan, “Estimation of detection threshold in multiple ship target situations with HF ground wave radar,” *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 18, no. 4, pp. 739–744, 2007.
- [34] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill Education, 2014.
- [35] Q. Li, W. Zhang, M. Li, J. Niu, J. Wu, “Automatic detection of ship targets based on wavelet transform for HF surface wavelet radar,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 714–718, 2017.
- [36] F. Jangal, S. Saillant, and M. Helier, “Wavelet contribution to remote sensing of the sea and target detection for a high-frequency surface wave radar,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 5, no. 3, pp. 552–556, 2008.
- [37] J. L. Starck, M. Elad, and D. Donoho, “Redundant multiscale transforms and their application for morphological component separation,” *Adv. Imag. Electron Phys.*, vol. 132, pp. 288–348, 2004.
- [38] S. Grosdidier and A. Baussard, “Ship detection based on morphological component analysis of high-frequency surface wave radar images,” *IET radar, sonar and navigation.*, vol. 6, no. 9, pp. 48–53, 2012.
- [39] J. L. Starck, Y. Moudden, J. Bobin, M. Elad, and D. Donoho, “Morphological component analysis,” *In Proceedings of the SPIE Conference Wavelets*, San Diego, CA, USA, 2005.
- [40] J. Cai, H. Zhou, W. Huang, and B. Wen, “Ship Detection and Direction Finding Based on Time-Frequency Analysis for Compact HF Radar,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 72–76, 2021.
- [41] *Fast 2D Peak Finder*. Available online: <https://github.com/adinatan/fastpeakfind/releases/tag/1.13.0.0> (accessed on 24 May 2022).
- [42] W. K. Nie, D. Z. Feng and H. Xie, “Improved MUSIC algorithm for high resolution angle estimation,” *Signal Process.*, vol. 122, pp. 87–92, 2016.
- [43] [2] F. Belloni, A. Richter and V. Koivunen, “DoA estimation via manifold separation for arbitrary arrays,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 10, pp. 4800–4810, 2007.
- [44] [3] F. Wen, Q. Wan, R. Fan and H. Wei, “Improved MUSIC Algorithm for Multiple Non-coherent Subarrays,” *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 21, pp. 527–530, 2014.
- [45] R. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” *IEEE transactions on antennas and propagation.*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, 1986.

- [46] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing*, vol. 37, no. 7, pp. 984–995, 1989.
- [47] L. Zhang, C. Shi, J. Niu, Y. Ji, J. Wu, "DOA Estimation for HFSWR Target Based on PSO-ELM," *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, vol. 19, pp. 1–5, 2022.
- [48] J. Capon, "High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, 1969.
- [49] B. Kim, Y. Jin, J. Lee, and S. Kim, "High-Efficiency Super-Resolution FMCW Radar Algorithm Based on FFT Estimation," *Sensors*, vol. 21, 4018, 2021. <https://doi.org/10.3390/s21124018>.
- [50] B. Kim, Y. Jin, J. Lee, and S. Kim, "FMCW Radar Estimation Algorithm with High Resolution and Low Complexity Based on Reduced Search Area," *Sensors*, vol. 22, no. 3, 1202, 2022. <https://doi.org/10.3390/s22031202>.
- [51] Y.-C. Li, B. Choi, J.-W. Chong, and D. Oh, "3D Target Localization of Modified 3D MUSIC for a Triple-Channel K-Band Radar," *Sensors*, vol. 18, 1634, 2018. <https://doi.org/10.3390/s18051634>.
- [52] J. Seo, J. Lee, J. Park, H. Kim, and S. You, "Distributed Two-Dimensional MUSIC for Joint Range and Angle Estimation with Distributed FMCW MIMO Radars," *Sensors*, vol. 21, 7618, 2021. <https://doi.org/10.3390/s21227618>.
- [53] B. Kim, S. Kim, and J. Lee, "A novel DFT-based DOA estimation by a virtual array extension using simple multiplications for FMCW radar," *Sensors*, vol. 18, 1560, 2018. <https://doi.org/10.3390/s18051560>.
- [54] Y. Ji, J. Zhang, Y. Wang, G. Chang, and W. Sun, "Performance Analysis of Target Detection with Compact HFSWR," *In Proceedings of the 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, Guangzhou, China, 2016.
- [55] J. Xie, Y. Yuan, and Y. Liu, "Super-Resolution Processing for HF Surface Wave Radar Based on Pre-Whitened MUSIC," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 23, pp. 313–321, 1998.
- [56] D.E. MoyWe and E.M. Warrington, "Some super-resolution DF measurements within the HF band," *In Proceedings of the 10th International Conference on Antennas and Propagation*, Edinburgh, UK, 1997.
- [57] D. Golubović, M. Erić, and N. Vukmirović, "High-Resolution Doppler and Azimuth Estimation and Target Detection in HFSWR: Experimental Study," *Sensors* vol. 22, 3558, 2022. DOI: <https://doi.org/10.3390/s22093558>
- [58] D. Golubović, M. Erić, and N. Vukmirović, "High-Resolution Method for Primary Signal Processing in HFSWR," *2022 30th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2022)*, Belgrade, Serbia, pp. 912-916, 2022. doi: 10.23919/EUSIPCO55093.2022.9909894.
- [59] J. Rissanen, "Modeling by shortest data description," *Automatica*, vol. 14, pp. 465–471, 1978.
- [60] H. Akaike, "A New Look at the Statistical Model Identification," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 19, pp. 716–723, 1974.

- [61] M. Wax and I. Ziskind, "Detection of the Number of Coherent Signals by the MDL Principle," *IEEE Trans. Acoust. Speech. Signal Process.*, vol. 37, pp. 1190–1196, 1989.
- [62] H. Akaike, "Fitting autoregressive models for prediction," *Ann. Inst. Stat. Math.*, vol. 21, pp. 243–247, 1969.
- [63] Z. Xuejun and D. Feng. 2022, "An Efficient MUSIC Algorithm Enhanced by Iteratively Estimating Signal Subspace and Its Applications in Spatial Colored Noise," *Remote Sensing*, vol. 14, no. 17, 4260, <https://doi.org/10.3390/rs14174260>, 2022.
- [64] A. Badawy, T. Salman, T. Elfouly, T. Khattab, A. Mohamed. and M. Guizani, "Estimating the number of sources in white Gaussian noise: simple eigenvalues based approaches," *IET Signal Process.*, vol. 11, pp. 663-673, <https://doi.org/10.1049/iet-spr.2016.0128>, 2017.
- [65] M. W. Morency, S. A. Vorobyov and G. Leus, "An ideal-theoretic criterion for localization of an unknown number of sources," *Proc. 50th Annu. Asilomar Conf. Signals Syst. Comput.*, pp. 1499-1502, 2016.
- [66] M. W. Morency, S. A. Vorobyov and G. Leus, "Joint Detection and Localization of an Unknown Number of Sources Using the Algebraic Structure of the Noise Subspace," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 17, pp. 4685-4700, doi:10.1109/TSP.2018.2847692, 2018.
- [67] J. F. Gu, P. Wei and H. M. Tai, "Detection of the number of sources at low signal-to-noise ratio," *IET Signal Process.*, vol. 1, no. 1, pp. 2–8, 2007.
- [68] C. Gutierrez, M. Asharif, C. He, M. Khosravy, R. Villa, K. Yamashita, and H. Miyagi, "Uncover news dynamic by Principal Component Analysis," *ICIC Express Letters*, vol. 7, pp. 1245-1250, 2013.
- [69] D. Golubović, N. Vukmirović, M. Erić, and M. Simić-Pejović, "Method for Noise Subspace Determination in HFSWR's High-Resolution Range-Doppler Map Estimation," *10th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2023)*, East Sarajevo, Republic of Srpska, 2023.
- [70] D. Walker, "Doppler modeling of radar sea clutter (U)," *IEE Proc. on Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 148, no. 2, pp. 73-80, 2001.
- [71] L. Rosenberg and N. J. Stacy, "Analysis of medium grazing angle X-band sea-clutter Doppler spectra (U)," *IEEE*, 2008.
- [72] D. Walker, "Experimentally motivated model for low grazing angle radar Doppler spectra of the sea surface (U)," *IEE Proc. on Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 147, no. 3, pp. 114-120, 2000.
- [73] K. D. Ward, C. J. Baker, S. Watts, "Maritime surveillance radar part 1: Radar scattering from the ocean surface (U)," *IEE Proceedings*, vol. 137, no. 2, 1990.
- [74] S. Watts, "Radar sea clutter: Recent progress and future challenges," *In 2008 International Conference on Radar*, pp. 10-16, 2008.
- [75] X. Deng, C. Gao and J. Yang, "Sea Clutter Amplitude Statistics Analysis by Goodness-of-Fit Test," *Procedia Engineering*, vol. 29, pp. 791-796, 2012.

- [76] S. Kemkemian, L. Lupinski, J.-F. Degurse, V. Corretja, R. Cottron, and Swatts, "Performance assessment of multi-channel radars using simulated sea clutter," *In International Radar Conference, Radar 2015*, pp. 1015–1020, 2015.
- [77] Z. Chen, F. Xie, C. Zhao, and C. He, "An Orthogonal Projection Algorithm to Suppress Interference in High-Frequency Surface Wave Radar," *Remote Sensing* 10, no. 3: 403, 2018. <https://doi.org/10.3390/rs10030403>
- [78] C. Pan, H. Zhou, and B-Y. Wen, "Radio frequency interference suppression in high frequency surface wave radar based on range-domain correlation," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* 27, no. 4, pp. 448-457, 2013.
- [79] Z. Chen, F. Xie, C. Zhao, and C. He, "Radio frequency interference mitigation for high-frequency surface wave radar," *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, vol. 15, pp. 986–990, 2018.
- [80] Z. Shen, J. Wu, H. Zhu, and L. Dong, "Interference suppression based on the spatial and temporal characteristics of ocean surface current data," *In Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2253, no. 1, pp. 012041. IOP Publishing, 2022.
- [81] Y. Li, X. Yue, X. Wu, L. Zhang, Q. Zhou, X. Yi, and N. Liu, "A Higher-Order Singular Value Decomposition-Based Radio Frequency Interference Mitigation Method on High-Frequency Surface Wave Radar," *in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 58, no. 4, pp. 2770-2781, 2020, doi: 10.1109/TGRS.2019.2955472.
- [82] M. Wu, L. Zhang, J. Niu, and Q. M. J. Wu, "Target detection in clutter/interference regions based on deep feature fusion for HFSWR," *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing* 14 (2021): 5581-5595.
- [83] W. Wang, L. R. Wyatt, "Radio Frequency Interference Cancellation for Sea-State Remote Sensing by High-Frequency Radar", *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 5, no. 4, pp. 405-415, 2010.
- [84] W. Xianrong, X. Xinlong and K. Hengyu, "Ionospheric Clutter Suppression in HF Surface Wave Radar OSMAR," *7th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, Guilin, China, pp. 1-3, 2006, doi: 10.1109/ISAPE.2006.353497.
- [85] S. He, H. Zhou, Y. Tian, and W. Shen, "Ionospheric Clutter Suppression with an Auxiliary Crossed-Loop Antenna in a High-Frequency Radar for Sea Surface Remote Sensing," *Journal of Marine Science and Engineering* 9, no. 11: 1165, 2021. <https://doi.org/10.3390/jmse9111165>
- [86] H. Gao, G. Li, Y. Li, Z. Yang, X. Wu, "Ionospheric Effect of HF Surface Wave Over-the-Horizon Radar," *Radio Science*, vol. 41, no. 06, 2006.
- [87] L. Zhang, M. Li, J. Niu, Y. Ji, "Ionospheric Clutter Extraction in HFSWR Based on Range-Doppler Spectral Image Processing," *IEEE International Conference On Communication Problem-Solving*, Beijing, China, pp. 615-618, 2014.
- [88] Y. Shu, W. Daamen, H. Ligteringen, and S. Hoogendoorn, "Vessel speed, course, and path analysis in the Botlek area of the Port of Rotterdam, Netherlands," *Transportation research record*, 2330(1), pp.63-72, 2013.

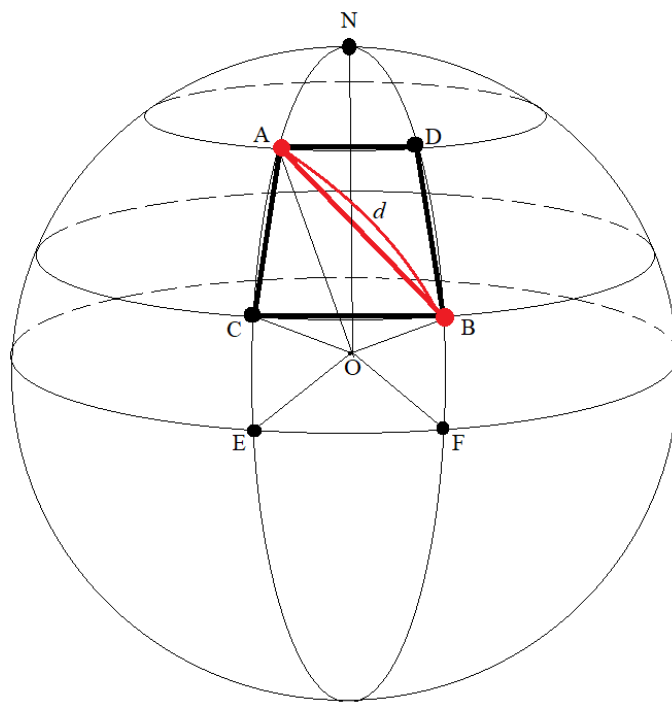
- [89] A. Kullberg, I. Skog, and G. Hendeby, "Learning Motion Patterns in AIS Data and Detecting Anomalous Vessel Behavior," *In 2021 IEEE 24th International Conference on Information Fusion (FUSION)*, pp. 1-8, 2021.
- [90] G. Pallotta, M. Vespe, and K. Bryan, "Vessel Pattern Knowledge Discovery from AIS Data: A Framework for Anomaly Detection and Route Prediction," *Entropy*, vol. 15, no. 6, pp. 2218–2245, 2013.
- [91] M.Svanberg, S. Vendel, A. Hörteborn, H. Holm, and C. Finnsgård, "AIS in maritime research," *Marine Policy* 106 (2019): 103520.
- [92] H. M. Perez, R. Chang, R. Billings, and T. L. Kosub, "Automatic identification systems (AIS) data use in marine vessel emission estimation," *In 18th Annual International Emission Inventory Conference*, vol. 14, pp. e17. 2009.
- [93] F. Mazarella, M.Vespe, D. Damalas, and G. Osio, "Discovering vessel activities at sea using AIS data: Mapping of fishing footprints," *In 17th International conference on information fusion (FUSION)*, pp. 1-7, 2014.
- [94] A. Dobrković, M. E. Iacob, and J. Hillegersberg, "Maritime pattern extraction and route reconstruction from incomplete AIS data," *International journal of Data science and Analytics*, vol. 5, pp. 111-136, 2018.
- [95] D. Golubović, N. Vukmirović, Z. Loncarević, M. Marković, and M.Erić, "Execution Time Improvement using CPU Parallelization and Non-Uniform High-Resolution Range-Doppler Map Estimation in HFSWR," *9th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2022)*, pp. 717-722, Novi Pazar, Serbia, 2022.
- [96] G. Liu, W. Yang, P. Li, G. Qin, J. Cai, Y. Wang, S. Wang, N. Yue, and D. Huang, "MIMO Radar Parallel Simulation System Based on CPU/GPU Architecture," *Sensors*, vol. 22, 396, 2022. <https://doi.org/10.3390/s22010396>
- [97] E. Ayguade, N. Coptý, A. Duran, and J. Hoefflinger, "The Design of OpenMP tasks," *IEEE Transactions on Parallel and Distributed systems*, vol. 20, no. 3, pp. 404-418, 2008.
- [98] D. Dheeraj, B. Nitish, and S. Ramesh, "Optimization of Automatic Conversion of Serial C to Parallel OpenMP," *International Conference on Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discover*, PES Institute of Technology Bangalore, India, 2012.
- [99] A.C. Sodan, J. Machina, A. Deshmeh, and K. Macnaughton, "Parallelism via multithreaded and Multicore CPUs," *IEEE Computer Society*, vol. 43, no. 3, pp. 24-32, 2010.
- [100] M. Erić, B. Igrić, "Practical Implementation and Performance Estimation of MUSIC Method Implemented on Signal Processor TMS 320c30," *Scientific-Technical Review*, vol. LIV, No.1, 2004.
- [101] B. Kim, Y. Jin, J. Lee and S. Kim, "Low-Complexity MUSIC-Based Direction-of-Arrival Detection Algorithm for Frequency-Modulated Continuous-Wave Vital Radar," *Sensors*, vol. 20, 4295, 2020. <https://doi.org/10.3390/s20154295>
- [102] H. Leong and A. M. Ponsford, "The advantage of dual-frequency operation in ship tracking by HF surface wave radar," *In Proc. of SEE RADAR 2004*, Toulouse, France, 2004.
- [103] M. Erić and D. Golubović, "Elaborat o stanju razvoja nove visokorezolucione algoritme za primarnu obradu signala u OTHR2 radaru iz razvoja," *Interni elaborat Instituta Vlatacom*, 2020.

- [104] M. Erić, B. Džolić, D. Golubović and D. Marjanović, “Report on the results of testing the detectability of small boats using OTHR2 25.10 and 31.10.2021. in the United Arab Emirates,” *Interni elaborat Instituta Vlatacom*, 2021.

Прилог А

Извођење израза за растојање циљева у географском координатном систему

У овом делу приказано је комплетно извођење израза за растојање између 2 тачке у географском координатном систему. На слици А.1 приказан је геометријски модел који ће се користити приликом извођења.



Слика А.1: Одређивање растојања између 2 тачке у географском координатном систему

Нека су са $A(\phi_A, \lambda_A)$ и $B(\phi_B, \lambda_B)$ означене географске локације циљева за које је потребно одредити међусобно растојање. Са ϕ и λ означене су географска ширина и дужина, респективно. Са слике се може уочити да је растојање, које се одређује, заправо дужина кружног лука d , које није исте дужине као дуж AB , односно:

$$d \neq AB \quad (\text{A.1})$$

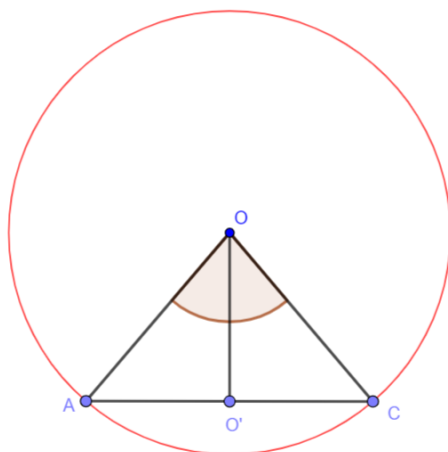
Тачке A и D налазе се на истој географској ширини ϕ_A , а тачке B и C на истој географској ширини ϕ_B . Такође, тачке A и C налазе се на истој географској дужини λ_A , а тачке B и D на истој географској дужини λ_B . Разлика географских ширина тачака A и B је заправо угао $\angle AOC$, односно:

$$\Delta\phi = \angle AOC = \phi_A - \phi_B, \quad (\text{A.2})$$

На сличан начин одређује се и разлика географских дужина тачака A и B :

$$\Delta\lambda = \angle EOF = \lambda_A - \lambda_B. \quad (\text{A.3})$$

Издвојени једнакокраки троугао AOC , који се користи приликом извођења једначина, приказан је на слици А.2.

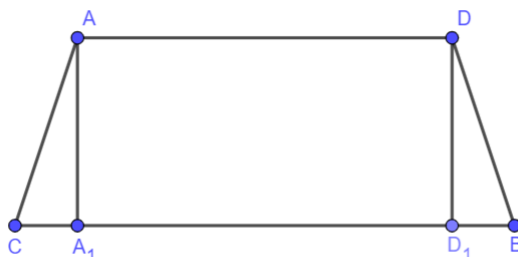


Слика А.2: Помоћни једнакокраки троугао за потребе извођења

Ради једноставности израчунавања усвојено да је полупречник Земље 1, односно $AO = CO = 1$. На крају свих извођења, добијени израз за растојање потребно је само помножити са R . Дужина странице AC израчунава се на следећи начин:

$$AC = 2 \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right). \quad (\text{A.4})$$

У следећем кораку, ради наставка извођења, издваја се једнакокраки трапез:



Слика А.3: Помоћни једнакокраки трапез за потребе извођења

Пошто је траpez једнакокpаки, онда је $AC = BD$. На сличан начин се може уочити троугао EOF и израчунати дужина EF :

$$EF = 2 \sin\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right). \quad (\text{A.5})$$

Преостале 2 странице једнакокpаког траpeза одређују се на следећи начин:

$$AD = 2 \sin\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right) \cos(\phi_A). \quad (\text{A.6})$$

$$CB = 2 \sin\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right) \cos(\phi_B). \quad (\text{A.7})$$

Дужина AB је дијагонала једнакокpаког траpeза и може се одредити преко следећих релација:

$$AA_1^2 = AC^2 - CA_1^2 = AC^2 - \frac{(CB - AD)^2}{4}, \quad (\text{A.8})$$

$$A_1B = \frac{CB + AD}{2}, \quad (\text{A.9})$$

$$AB^2 = AA_1^2 + A_1B^2 = AC^2 - \frac{(CB - AD)^2}{4} + \frac{(CB + AD)^2}{4}, \quad (\text{A.10})$$

$$AB^2 = AC^2 + CB \cdot AD. \quad (\text{A.11})$$

Ако се обједине све претходно дефинине релације, добија се:

$$\begin{aligned} AB^2 &= \left(2 \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)\right)^2 + \left(2 \sin\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right) \cos(\phi_B)\right) \left(2 \sin\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right) \cos(\phi_A)\right) \\ &= 4 \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) + 4 \sin^2\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right) \cos(\phi_A) \cos(\phi_B) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Ако се претходна релација подели са 4, добија се:

$$a_1 = \left(\frac{AB}{2}\right)^2 = \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) + \cos(\phi_A) \cos(\phi_B) \sin^2\left(\frac{\Delta\lambda}{2}\right). \quad (\text{A.13})$$

Сада се може одредити угао који одговара кружном исечку између тачака A и B :

$$a_2 = 2 \arctan\left(\frac{\sqrt{a_1}}{\sqrt{1 - a_1}}\right), \quad (\text{A.14})$$

Коначан израз за растојање између 2 циља у географском координатном систему је:

$$d = \widehat{AB} = Ra_2. \quad (\text{A.15})$$

Прилог В

Извођење сигнала на излазу дечирпера

У другом поглављу ове дисертације, дати су коначни изрази за модел сигнала на излазу дечирпера (једначине 2.32 и 2.33). У оквиру овог прилога приказано је комплетно извођење ових једначина, које је такође представљено и у референци [57].

$$t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) = t - \frac{2R_m^{(q)}}{c} - \frac{2v_m^{(q)}}{c}t - \tau_{An}^{(q)} \quad (\text{B.1})$$

$$(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 = t^2 - 2t\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + (\tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 \quad (\text{B.2})$$

$$\begin{aligned} (\tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 &= \left(\frac{2}{c} (R_m^{(q)} + v_m^{(q)}t) + \tau_{An}^{(q)} \right)^2 \\ &= \frac{4}{c^2} (R_m^{(q)} + v_m^{(q)}t)^2 + \frac{4}{c} (R_m^{(q)} + v_m^{(q)}t) \tau_{An}^{(q)} + (\tau_{An}^{(q)})^2 \\ &= \frac{4}{c^2} \left((R_m^{(q)})^2 + 2R_m^{(q)}v_m^{(q)}t + (v_m^{(q)})^2 t^2 \right) + \frac{4}{c} R_m^{(q)} \tau_{An}^{(q)} + \frac{4}{c} v_m^{(q)} t \tau_{An}^{(q)} + (\tau_{An}^{(q)})^2 \\ &= \frac{4}{c^2} (R_m^{(q)})^2 + \frac{8}{c^2} R_m^{(q)} v_m^{(q)} t + \frac{4}{c^2} (v_m^{(q)})^2 t^2 + \frac{4}{c} R_m^{(q)} \tau_{An}^{(q)} + \frac{4}{c} v_m^{(q)} t \tau_{An}^{(q)} + (\tau_{An}^{(q)})^2. \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

У случају када је испуњен услов да је $\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) < t < T$, сигнал на излазу дечирпера може се представити на следећи начин [57]:

$$\begin{aligned} x_n^{(q)}(\tilde{t})r(\tilde{t})^* &= a^{(q)}r(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}))r(t)^* \\ &= a^{(q)}e^{j2\pi\left(\left(f_c - \frac{B}{2}\right)(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t})) + \frac{B}{2T}(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2\right)} e^{-j2\pi\left(\left(f_c - \frac{B}{2}\right)t + \frac{B}{2T}t^2\right)} \\ &= a^{(q)}e^{j2\pi\left(\left(f_c - \frac{B}{2}\right)(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t})) + \frac{B}{2T}(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 - \left(f_c - \frac{B}{2}\right)t - \frac{B}{2T}t^2\right)} = a^{(q)}e^{j2\pi\varphi_{m,n}^{(q)}(t)}. \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

У претходној релацији, члан који се односи на фазу, $\varphi_{m,n}^{(q)}(t)$, изводи се на следећи начин [57]:

$$\begin{aligned}
\varphi_{m,n}^{(q)}(t) &= f_c t - \frac{Bt}{2} - f_c \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + \frac{B}{2} \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + \frac{B}{2T} t^2 \\
&\quad - \frac{B}{2T} 2t \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + \frac{B}{2T} (\tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 - f_c t + \frac{Bt}{2} - \frac{B}{2T} t^2 \\
&= \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) \left(-f_c + \frac{B}{2} - \frac{Bt}{T} \right) + \frac{B}{2T} (\tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 \\
&= \left(\frac{2R_m^{(q)}}{c} + \frac{2v_m^{(q)}}{c} t + \tau_{An}^{(q)} \right) \left(-f_c + \frac{B}{2} - \frac{Bt}{T} \right) + \frac{B}{2T} (\tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 \\
&= -\frac{2f_c R_m^{(q)}}{c} - \frac{2f_c v_m^{(q)}}{c} t - f_c \tau_{An}^{(q)} + \frac{R_m^{(q)} B}{c} + \frac{v_m^{(q)} B}{c} t + \frac{B}{2} \tau_{An}^{(q)} \\
&\quad - 2\frac{R_m^{(q)} B}{cT} t - 2\frac{v_m^{(q)} B}{cT} t^2 - \frac{B}{T} \tau_{An}^{(q)} t + \frac{2B}{Tc^2} (R_m^{(q)})^2 + \frac{4B}{Tc^2} R_m^{(q)} v_m^{(q)} t \\
&\quad + \frac{2B}{Tc^2} (v_m^{(q)})^2 t^2 + \frac{2B}{Tc} R_m^{(q)} \tau_{An}^{(q)} + \frac{2B}{Tc} v_m^{(q)} \tau_{An}^{(q)} t + \frac{B}{2T} (\tau_{An}^{(q)})^2 \\
&= t \left(-\frac{2v_m^{(q)}}{c} \left(f_c - \frac{B}{2} \right) - \frac{2BR_m^{(q)}}{cT} + \frac{4BR_m^{(q)} v_m^{(q)}}{c^2 T} \right) \\
&\quad + t^2 \left(-\frac{2v_m^{(q)} B}{cT} + \frac{2(v_m^{(q)})^2 B}{c^2 T} \right) + t \tau_{An}^{(q)} \left(-\frac{B}{T} + \frac{2Bv_m^{(q)}}{Tc} \right) \\
&\quad + (\tau_{An}^{(q)})^2 \frac{B}{2T} + \left(\frac{2B}{Tc^2} (R_m^{(q)})^2 - \frac{2R_m^{(q)}}{c} \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \right) \\
&\quad + \tau_{An}^{(q)} \left(-f_c + \frac{B}{2} + \frac{2BR_m^{(q)}}{Tc} \right).
\end{aligned} \tag{B.5}$$

Када се све претходне релације узму у разматрање, за први случај, када је $\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) < t < T$, коначан израз за модел сигнала на излазу дечирпера може се изразити у следећој форми [57]:

$$\begin{aligned}
x_n^{(q)}(\tilde{t}) r(\tilde{t})^* &= a^{(q)} e^{j2\pi t \left(-\frac{v_m^{(q)}}{c} (2f_c - B) - \frac{2BR_m^{(q)}}{cT} + \frac{4BR_m^{(q)} v_m^{(q)}}{c^2 T} \right)} \times e^{j2\pi t \tau_{An}^{(q)} \left(-\frac{B}{T} + \frac{2Bv_m^{(q)}}{Tc} \right)} \\
&\quad \times e^{j2\pi t^2 \left(-\frac{2v_m^{(q)} B}{cT} + \frac{2(v_m^{(q)})^2 B}{c^2 T} \right)} \times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} \left(-f_c + \frac{B}{2} + \frac{2BR_m^{(q)}}{cT} \right)} \\
&\quad \times e^{j2\pi (\tau_{An}^{(q)})^2 \frac{B}{2T}} \times e^{j2\pi \left(\frac{2B(R_m^{(q)})^2}{Tc^2} - \frac{R_m^{(q)}(2f_c - B)}{c} \right)}.
\end{aligned} \tag{B.6}$$

Израз за сигнал на излазу дечирпера, у другом случају, када је испуњен услов $0 < t < \tau_n^{(q)}(\tilde{t})$, описан је релацијом:

$$\begin{aligned}
x_n^{(q)}(\tilde{t}) r(\tilde{t})^* &= a^{(q)} r \left(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T \right) r(t)^* \\
&= a^{(q)} e^{j2\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) (t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T) + \frac{B}{2T} (t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T)^2 \right)} e^{-j2\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) t + \frac{B}{2T} t^2 \right)} \\
&= a^{(q)} e^{j2\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) (t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T) + \frac{B}{2T} (t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T)^2 - \left(f_c - \frac{B}{2} \right) t - \frac{B}{2T} t^2 \right)} = a^{(q)} e^{j2\pi \varphi_{m,n}^{(q)}(t)}.
\end{aligned} \tag{B.7}$$

У претходној релацији може се уочити чан:

$$(t - \tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T)^2 = t^2 - 2t\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + (\tau_n^{(q)}(\tilde{t}))^2 + 2tT - 2T\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T^2. \quad (\text{B.8})$$

Сигнал на излазу дечирпера, у другом случају, не мора поново да се изводи од почетка, већ се могу анализирати само чланови који се додају, у односу на први случај. За овај други случај, члан који се односи на фазу, $\varphi_{m,n}^{(q)}(t)$, у односу на први случај, допуњен је следећим члановима:

$$\begin{aligned} & \frac{B}{2T} (2tT - 2T\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) + T^2) + f_c T - \frac{BT}{2} \\ & = t \left(B - \frac{2B}{c} v_m^{(q)} \right) + \left(\frac{BT}{2} - \frac{2B}{c} R_m^{(q)} + f_c T - \frac{BT}{2} \right) - \tau_{An}^{(q)} B. \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Коначан израз за сигнал на излазу дечирпера, у случају када је испуњен услов $0 < t < \tau_n^{(q)}(\tilde{t})$, изражава се у следећој форми [57]:

$$\begin{aligned} x_n^{(q)}(\tilde{t})r(\tilde{t})^* & = a^{(q)} e^{j2\pi t \left(-\frac{v_m^{(q)}}{c} (2f_c + B) - \frac{2BR_m^{(q)}}{cT} + \frac{4BR_m^{(q)}v_m^{(q)}}{c^2T} + B \right)} \times e^{j2\pi t \tau_{An}^{(q)} \left(-\frac{B}{T} + \frac{2Bv_m^{(q)}}{Tc} \right)} \\ & \times e^{j2\pi t^2 \left(-\frac{2v_m^{(q)}B}{cT} + \frac{2(v_m^{(q)})^2 B}{c^2T} \right)} \times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} \left(-f_c - \frac{B}{2} + \frac{2BR_m^{(q)}}{cT} \right)} \\ & \times e^{j2\pi \left(\tau_{An}^{(q)} \right)^2 \frac{B}{2T}} \times e^{j2\pi \left(\frac{2B(R_m^{(q)})^2}{Tc^2} - \frac{R_m^{(q)}}{c} (2f_c + B) + f_c T \right)}. \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Прилог С

Апроксимација модела сигнала на излазу дечирпера

Коначни изрази за модел сигнала на излазу дечирпера, који су изведени у прилогу Б, могу се додатно упростити, увођењем одређених апроксимација, које неће нарушити тачност представљеног модела. У оквиру овог прилога приказан је начин апроксимације, а комплетно ово извођење представљено је и у [57].

Ако се усвоји претпоставка да је $v_m^{(q)} = v^{(q)} = \text{const}$ и да $v_m^{(q)}t$ има занемарљив утицај (јер се Доплеров ефекат може занемарити у оквиру само једног фрејма), тада је могуће извршити следеће апроксимације:

$$R_m^{(q)} \approx R_0^{(q)} + mTv^{(q)} \quad (\text{C.1})$$

$$\tau_n^{(q)}(\tilde{t}) \approx \tau_{m,n}^{(q)} = \frac{2R_m^{(q)}}{c} + \tau_{An}^{(q)}. \quad (\text{C.2})$$

Такође, сви чланови у једначинама, који садрже $\frac{1}{c^2}$, могу се занемарити, што је оправдана претпоставка, па се на тај начин долази до формирања апроксимативног модела сигнала на излазу дечирпера.

За први случај, када је испуњен услов $\tau_{m,n}^{(q)} < t < T$, члан који се односи на фазу, $\varphi_{m,n}^{(q)}(t)$, на основу једначине (В.5), може се извести на следећи начин [57]:

$$\begin{aligned} \varphi_{m,n}^{(q)}(t) = & \cancel{\frac{2tv^{(q)}}{c} \left(f_c - \frac{B}{2} \right)} \overset{0}{\rightarrow} - \frac{2tBR_m^{(q)}}{cT} + \cancel{\frac{4tBR_m^{(q)}v^{(q)}}{c^2T}} \overset{0}{\rightarrow} \\ & + t\tau_{An}^{(q)} \left(-\frac{B}{T} \right) + \cancel{t\tau_{An}^{(q)} \left(\frac{2Bv^{(q)}}{Tc} \right)} \overset{0}{\rightarrow} + t^2 \left(-\frac{2v^{(q)}B}{cT} \right) \overset{0}{\rightarrow} \\ & + \cancel{t^2 \left(\frac{2(v^{(q)})^2B}{c^2T} \right)} \overset{0}{\rightarrow} + \tau_{An}^{(q)} \left(-f_c + \frac{B}{2} + \frac{2BR_m^{(q)}}{cT} \right) \\ & + \left(\tau_{An}^{(q)} \right)^2 \frac{B}{2T} + \cancel{\frac{2B}{Tc^2} \left(R_m^{(q)} \right)^2} \overset{0}{\rightarrow} - \frac{2R_m^{(q)}}{c} \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \end{aligned} \quad (\text{C.3})$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{m,n}^{(q)}(t) &= -\frac{2tB}{cT} \left(R_0^{(q)} + mTv^{(q)} \right) + t\tau_{An}^{(q)} \left(-\frac{B}{T} \right) + \tau_{An}^{(q)} \left(-f_c + \frac{B}{2} \right) \\
&+ \tau_{An}^{(q)} \frac{2B}{cT} \left(R_0^{(q)} + mTv^{(q)} \right) + \left(\tau_{An}^{(q)} \right)^2 \frac{B}{2T} \\
&- \frac{2}{c} \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \left(R_0^{(q)} + mTv^{(q)} \right) \\
&= R_0^{(q)} \left(-\frac{2tB}{cT} - \frac{2}{c} \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \right) + v^{(q)} \left(-\frac{2tB}{cT} mT \right) \\
&+ v^{(q)} \left(-\frac{2}{c} \left(f_c - \frac{B}{2} \right) mT \right) + \tau_{An}^{(q)} \left(\frac{-Bt}{T} - f_c + \frac{B}{2} \right) \\
&+ \tau_{An}^{(q)} R_0^{(q)} \frac{2B}{cT} + \tau_{An}^{(q)} v^{(q)} \left(-\frac{2B}{cT} mT \right) + \left(\tau_{An}^{(q)} \right)^2 \frac{B}{2T}.
\end{aligned} \tag{C.4}$$

Коначан израз за апроксимативан модел сигнала на излазу дечирпера, у случају када је испуњен услов $\tau_{m,n}^{(q)} < t < T$, може се изразити у следећој форми [57]:

$$\begin{aligned}
y_n^{(q)}(\tilde{t}) &= a^{(q)} e^{j2\pi R_0^{(q)} \left(-\frac{2tB}{cT} - \frac{2f_c - B}{c} \right)} \times e^{j2\pi v^{(q)} \left(-\frac{2f_c - B}{c} mT - \frac{2mtB}{c} \right)} \\
&\times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} \left(\frac{-Bt}{T} - f_c + \frac{B}{2} \right)} \times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} R_0^{(q)} \frac{2B}{cT}} \\
&\times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} v^{(q)} \frac{2Bm}{c}} \times e^{j2\pi \left(\tau_{An}^{(q)} \right)^2 \frac{B}{2T}}.
\end{aligned} \tag{C.5}$$

У другом случају, када је испуњен услов $0 < t < \tau_{m,n}^{(q)}$, члан који се односи на фазу, $\varphi_{m,n}^{(q)}(t)$, у односу на први случај, допуњен је следећим члановима:

$$\begin{aligned}
tB - t \left(\frac{2B}{c} v^{(q)} \right) - \frac{2B}{c} R_m^{(q)} + f_c T - \tau_{An}^{(q)} B &= \\
= tB - \frac{2B}{c} \left(R_0^{(q)} + mTv^{(q)} \right) + f_c T - \tau_{An}^{(q)} B
\end{aligned} \tag{C.6}$$

Коначан израз за апроксимативан модел сигнала на излазу дечирпера, у другом случају, када је испуњен услов $0 < t < \tau_{m,n}^{(q)}$, представља се следећом релацијом [57]:

$$\begin{aligned}
y_n^{(q)}(\tilde{t}) &= a^{(q)} e^{j2\pi R_0^{(q)} \left(-\frac{2tB}{cT} - \frac{2f_c + B}{c} \right)} \times e^{j2\pi v^{(q)} \left(-\frac{2f_c + B}{c} mT - \frac{2mtB}{c} \right)} \\
&\times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} \left(\frac{-Bt}{T} - f_c - \frac{B}{2} \right)} \times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} R_0^{(q)} \frac{2B}{cT}} \\
&\times e^{j2\pi \tau_{An}^{(q)} v^{(q)} \frac{2Bm}{c}} \times e^{j2\pi \left(\tau_{An}^{(q)} \right)^2 \frac{B}{2T}} \times e^{j2\pi (Bt + f_c T)}.
\end{aligned} \tag{C.7}$$

Биографија аутора

Драган Голубовић рођен је 20.03.1984. године у Сарајеву. Основну школу „Бранислав Нушић“ у Београду завршио је 1999. године као носилац Вукове дипломе, где је освајао бројне награде на општинским и градским такмичењима из математике и физике. Трећу Београдску гимназију, прородно-математичког смера, завршио је 2003. године, као одличан ученик.

Електротехнички факултет Универзитета у Београду, одсек за телекомуникације и информационе технологије, смер Системско инжењерство, завршио је 2007. године, са просечном оценом 8,00, а мастер студије, смер Системско инжењерство и радио-комуникације, на Електротехничком факултету Универзитета у Београду, 2010. године са просечном оценом 8,83.

На докторским академским студијама на Електротехничком факултету Универзитета у Београду, смер Телекомуникације, положио је све предмете предвиђене наставним планом са просечном оценом 10. Аутор је више научних радова, од којих су два објављена у часописима са SCI листе у категоријама M21 и M22.

2017. године завршио је додатне студије – Едукација у области педагогије, психологије и методике наставе на Факултету здравствених и пословних студија, Универзитет Сингидунум. Поседује лиценцу за рад у средњошколском образовању.

У периоду 2011-2012. године радио је у компанији НоваТел д.о.о. – предузеће за пројектовање, изградњу и испоруку телекомуникационих система, на пословима монтаже и одржавања Nokia Siemens 2G и 3G базних станица за мобилну телефонију, као и линкова произвођача Aviat Networks, FMX уређаја произвођача Sagem, BelAir уређаја за *point-to-point* бежичну комуникацију и GarrettCom активне опреме. Од 2013. до 2020. радио је у Средњој школи за информационе технологије (ITHS), као професор електротехничке и ИТ групе предмета. Био је одељењски старшина 2 генерације ученика, председник Стручног већа стручних предмета, као и координатор програма на специјалистичком образовању (V степен). Био је ментор више десетина матурских радова и аутор је више материјала и скрипти за потребе наставе. Од 2015. године ради као сарадник у настави и асистент на Високој школи за информационе технологије (ITS) за потребе одржавања вежби из предмета „Основе програмирања“ и „Програмерски алати“.

Од 2020. запослен је у Институту Влатаком као истраживач-сарадник у области ОТНР система. Ради на развоју и реализацији алгоритама за детекцију бродова на мору, као и развоју софтвера за детекцију бродова.

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора Драган Голубовић

Број индекса 2021/5036

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Високорезолуциона примарна обрада сигнала код изахоризонтних радара

у високофреквентном опсегу

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да дисертација у целини ни у деловима није била предложена за стицање друге дипломе према студијским програмима других високошколских установа;
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио/ла интелектуалну својину других лица.

Потпис аутора

У Београду, 27.09.2023.

Драган Голубовић

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Драган Голубовић

Број индекса 2021/5036

Студијски програм Електротехника и рачунарство

Наслов рада Високорезолуциона примарна обрада сигнала код
изахоризонтних радара у високофреквентном опсегу

Ментор проф. др Мирјана Симић-Пејовић, редовни професор

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањивања у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског назива доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис аутора

У Београду, 27.09.2023.

Драган Голубовић

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Високорезолуциона примарна обрада сигнала код изахоризонтних радара
у високофреквентном опсегу

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци.
Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

Потпис аутора

У Београду, 27.09.2023.

Зрајан Јанковић

1. **Ауторство.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. **Ауторство – некомерцијално.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.
3. **Ауторство – некомерцијално – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.
4. **Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.
5. **Ауторство – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.
6. **Ауторство – делити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.