



Универзитет Св. Кирил и Методиј во Скопје

Факултет за електротехника и информациски технологии

Институт за телекомуникации

Даниел Денковски

**Мапи на радио опкружување и нивен придонес
во управување со радио ресурси
во идните безжични комуникациски технологии**

– Докторска дисертација –

Скопје, 2016

Ментор: Проф. Д-р Лилјана Гавриловска

Ко-ментор: Проф. Д-р Петри Махонен

- Комисија:
1. Проф. д-р Тони Јаневски (претседател)
 2. Проф. д-р Лилјана Гавриловска (ментор)
 3. Проф. д-р Петри Махонен (ко-ментор)
 4. Проф. д-р Венцеслав Кафециски (член)
 5. Вон. проф. д-р Владимир Атанасовски (член)

Датум на одбрана: _____

Датум на промоција: _____

ABSTRACT

FIRST LINE OF TITLE

Познавањето на радиоопкружувањето е темел на сите постоечки и идни спектрално-ефикасни безжични технологии. Во овој контекст, во последно време се појавуваат мапите на радиоопкружување како богати хиерархиски бази на податоци во кои се чуваат различни видови на информации за радиооколината. Овие информации може да се користат во различни интелегентни решенија за управување со спектарот, способни за учење и свесни за радиоопкружувањето. Поради значајното влијание на достапноста на информациите за радиоопкружувањето врз подобрувањето на ефикасноста на користењето на спектарот, јасна е потребата од функционална архитектура и доверливи решенија за добивање и ефикасно искористување на информациите за радиоопкружувањето. Истражувањата претставени во оваа докторска дисертација ги опфаќаат сите претходно споменати аспекти. Таа опишува неодамна дефинирана функционална архитектура и развиен прототип за мапи на радиоопкружување што ги интегрираат соодветните градбени елементи, интерфејси и уреди. Дисертацијата понатаму предлага две нови доверливи и ефикасни решенија за генерирање на податоци за радиоопкружувањето (во однос на детекција на сигнали и локализирање на предаватели), земајќи предвид реални проблеми. Дополнително дисертацијата дава и теоретски исчекор во насока на изведување на теоретските граници на поведение и геометриска анализа на проблемот на локализирање на предаватели. На крај, дисертацијата предлага две решенија за управување со радиоресурсите што го ефектуираат знаењето за радиоопкружувањето во значително подобрување на спектралната ефикасност. Првото решение се однесува на управување на паметни WiFi-мрежи врз база на информациите за радиоопкружувањето. Ова решение е практично имплементирано и валидирано на прототип. Второто решение се однесува на два генерички алгоритми за повеќекориснички бимформинг во сценарија за поднивовско делење и секундарен пристап во спектарот.

Содржина

Table of Contents	i
List of Figures	iv
1 Вовед	1
2 Мапи на радиоопкружување	4
2.1 Дефиниција на REM	5
2.2 Архитектура на REM и податочен модел	9
2.2.1 Мерни уреди	10
2.2.2 Единица за прибирање и складирање на REM	11
2.2.3 Управувач со REM	14
2.2.4 Корисници на REM	16
2.2.5 Интерфејси	18
2.3 REM-прототип	19
2.3.1 Детали на имплементација	20
2.3.2 Доверливост на прототипот	22
2.3.2.1 Доверливост на генерирање на RIF врз база на IDW-техники	22
2.3.2.2 Доверливост на локализација на предавател врз база на RSS-метрики	24
2.3.2.3 Доверливост на локализација на повеќе предаватели врз база на RSS-метрики	26
2.4 Заклучок	28
3 Нови решенија за генерирање на доверливи REM-податоци	30
3.1 Детекција на сигнали врз база на статистики од повисок ред	31
3.1.1 Истражувања од областа	32
3.1.2 Статистики од повисок ред и Goodness-of-fit-тестови	33
3.1.3 GHOST-детекција	35
3.1.4 Аналитичка позадина	38
3.1.5 Анализа на перформанси	39
3.1.5.1 Евалуација на параметрите за детекција	41
3.1.5.2 Резултати од детекција	43
3.1.6 Заклучок	46
3.2 Локализација на предавател во сценарија со несигурни сензорски топологии врз база на RSS	48

3.2.1	Истражувања од областа	49
3.2.2	SPEAR-локализациска рамка	52
3.2.2.1	Системски модел и претставување на проблемот	52
3.2.2.2	Joint Maximum Likelihood	56
3.2.2.3	Trust Region алгоритам	59
3.2.2.4	Евалуација на перформанси	62
3.2.2.5	Заклучок	69
3.2.3	Теоретски граници и геометриска интерпретација	69
3.2.3.1	Фишерава информација и долна граница на Крамер и Рао	70
3.2.3.2	Здружена естимација: Информациски добивки и загуби	74
3.2.3.3	RSS-локализација со прецизни позиции на сензорите	76
3.2.3.4	RSS-локализација при несигурни позиции на сензорите	78
3.2.3.5	Конвергенција на JML кон долните граници	82
3.2.3.6	Нумерички резултати	85
3.2.3.7	Заклучок	95
4	Нови решенија на делење на спектар и ефикасно управување со радиоресурси врз база на REM-информации	97
4.1	Делење на спектар за Smart-Wifi врз база на REM-информации	98
4.1.1	Архитектура на REM за Smart-WiFi-сценарија	99
4.1.2	RRM врз база на REM за Smart-WiFi	99
4.1.2.1	RRM-функционалности на распределба на ресурси	100
4.1.2.2	RNU-реконфигурација и примери за стратегиите за распределба на ресурси	102
4.1.3	Развиен прототип и експериментални резултати	104
4.1.4	Заклучок	108
4.2	Генерички повеќекориснички бимформинг за делење на спектар во когнитивни мрежи	109
4.2.1	Истражувања од областа	109
4.2.2	Системски модел	111
4.2.2.1	Интерференциски канал	113
4.2.2.2	Broadcast канал и канал за повеќекратен пристап	116
4.2.3	Нови алгоритми за повеќекориснички координиран бимформинг за поднивовско делење на спектарот	118
4.2.3.1	Алгоритам за фер распределба	119
4.2.3.2	Алгоритам за максимизација на сумарна рата	121
4.2.3.3	Намалување на комплексноста	125
4.2.3.4	Резиме	127
4.2.4	Симулациски резултати	127
4.2.4.1	Интерференциски канал	128
4.2.4.2	Broadcast канал	131
4.2.4.3	Канал за повеќекратен пристап	134
4.2.4.4	Намалување на комплексноста	136
4.2.5	Практични аспекти и потреба од REM-информации	137

4.2.6	Заклучок	138
5	Заклучок на дисертацијата	140

Листа на слики

2.1	Генерички пристап за конструкција на REM	9
2.2	Генеричка REM-функционална архитектура	10
2.3	REM SA-податочна структура	20
2.4	(а) Хомогено MCD-сценарио во училиница со површина од $25m^2$ (б) Хетерогено MCD-сценарио во аголот на сала со површина од $36m^2$	23
2.5	Влијание на бројот на активни сензори врз MAE по сензор за различните интерполациски методи	24
2.6	SE локализациски резултати за различните техники и сценарија	25
3.1	Блок шема на GHOST-детекторот	36
3.2	Мерно поставување	39
3.3	(а) Емпириска PDF на тест статистиката во услови на хипотеза \mathcal{H}_0 ; (б) прагови за одлука $\lambda(P_{fa})$ (1% до 50%) за различни големини на FFT	42
3.4	Влијанието на детекциската метрика за HOS GoF-детекција за големина на FFT = 8192 и влезен ISDBT-сигнал (во споредба со JB- базираната амплитудна детекција од [1])	44
3.5	P_d во зависност од SNR за $P_{fa} = 1\%$, различни FFT-големини: (а) EDGE-сигнал; (б) ISDBT-сигнал	45
3.6	P_d во зависност од SNR за $P_{fa} = 1\%$, две FFT-големини, различни детектори: (а) EDGE-сигнал; (б) ISDBT-сигнал	46
3.7	ROC-криви за GHOST и JB-базираната амплитудна детекција [1] за $P_{fa} = 1\%$ прагови, FFT-големина = 4096, 8192, 16384, GSM-сигнал со $SNR = -30dB$	47
3.8	SPEAR-системски модел: (а) основен; (б) генерички (проширување со дополнителни временски и просторни статистики)	53
3.9	Симулациско сценарио	63
3.10	JML-перформанси на локализација (во споредба со ML) на предавател TX:1 и основниот системски модел ($s=t=a_k=1, \forall k$): (а) RMSLE-перформанси; (б) γ_{TX} -релативни добивки	65
3.11	JML-перформанси на локализација на сензор со ID:2 за основниот системски модел ($s=t=a_k=1, \forall k$): (а) RMSLE-перформанси; (б) γ_s - релативни добивки	66

3.12	JML-перформанси за генеричкиот системски модел ($s=1$, $t=a_k=1, 3, 5, \forall k$): (а) JML во споредба со ML од аспект на RMSLE за локализација на TX:1; (б) RMSLE за локализација на сензор со ID:2	67
3.13	JML-перформанси за генеричкиот системски модел: (а) RMSLE за локализација на сензор со ID:2 ($t=1, s=a_k=1, 3, 5, \forall k$); (б) γ_s релативни добивки ($t=1, s=a_k=5, \forall k$) за различни сензори	68
3.14	Геометриска интерпретација на FIM и CRLB	73
3.15	Основен модел за RSS-базирана локализација на еден предавател	76
3.16	Споредба помеѓу <i>PEB</i> и <i>RMSLE</i> за локализација на предавател (TX:1): (а) <i>PEB</i> ; (б) <i>RMSLE</i> на JML; (в) <i>RMSLE</i> – <i>PEB</i>	83
3.17	Споредба помеѓу <i>PEB</i> и <i>RMSLE</i> за локализација на сензор (ID:2): (а) <i>PEB</i> ; (б) <i>RMSLE</i> на JML; (в) <i>RMSLE</i> – <i>PEB</i>	84
3.18	Споредба помеѓу средна <i>PEB</i> и средна <i>RMSLE</i> по сите сензори: (а) \overline{PEB} ; (б) \overline{RMSLE} на JML; (в) $\overline{RMSLE} - \overline{PEB}$	85
3.19	Локациска IE и EE за предавател за различни геометрии на сензори	86
3.20	Локациска IE за предавател: $n = 3$	88
3.21	Ексцентричност и површина на информациски елипси за две конфигурации на кружна геометрија на сензори	89
3.22	Локациска IE за предавател при несигурност на позициите на сензорите	90
3.23	Ексцентричност и површина на информациска елипса	91
3.24	Локациска IE за предавател при несигурност на позициите на сензорите: $U = N$	92
3.25	Локациска IE за предавател при несигурност на позициите на сензорите: дополнителни активни предаватели	93
3.26	Ексцентричност и површина на информациска елипса: дополнителни активни предаватели	93
3.27	Ажурирање на локациска IE за сензор	94
3.28	Ексцентричност и површина на информациска елипса: дополнителни активни предаватели	95
3.29	Информациска елипса и елипса на грешка за локација на сензор: $s = 4$	96
4.1	REM-базирана архитектура за Smart-WiFi	100
4.2	Процес на RHY-реконфигурација (N_{bw40} – број на непреклопувачки 40MHz-ни опсежи)	103
4.3	RHY-реконфигурација поради деградација на перформанси (а) стратегија 1; (б) стратегија 2	104
4.4	REM-функционалности: Полиња на радиоинтерференција (RIF) и локализација на предавател	106
4.5	REM-функционалност: Естимација на пропагациски модел	106
4.6	Дел од веб GUI-апликацијата за конфигурација на WiFi	107
4.7	RRM-функционалности: WiFi-парови на преклопувачки канали со контрола на предавателна моќност	108
4.8	RRM-функционалности: WiFi-парови на непреклопувачки канали со максимална предавателна моќност	108

4.9	Системски модел за повеќекориснички MIMO CR (а) интерференциски канал, (б) broadcast канал и (в) канал за повеќекратен пристап	112
4.10	(а) Сумарна рата во зависност од среден SNR , за различни конфигурации на антени ($N_r = 2, N_s = 2, N_p = 1, \sigma = 5dB$) (б) Нормализирана сумарна рата во зависност од бројот на SU-корисници, за различен број на PU-корисници ($N_t = 4, N_r = 2, SNR = 20dB, \sigma = 0dB$) (в) Рата по корисник во зависност од SNR ($N_t = 4, N_r = 2, N_p = 2, N_s = 10, \sigma = 0dB$, бели ленти=Fairness, сиви ленти=SRM)	130
4.11	(а) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни девијации на SNR ($N_t = 6, N_r = 4, N_s = 2, N_p = 2$), (б) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни конфигурации на антени ($N_r = 4, N_s = 2, N_p = 1, \sigma = 10dB$), (в) Нормализирана сумарна рата во зависност од бројот на PU-корисници, за различни девијации на SNR ($N_t = 6, N_r = 4, N_s = 4, SNR = 10dB$)	132
4.12	(а) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни девијации на SNR ($N_t = 6, N_r = 4, N_s = 2, N_p = 2$), (б) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни конфигурации на антени ($N_r = 4, N_s = 2, N_p = 1, \sigma = 10dB$), (в) Нормализирана сумарна рата во зависност од бројот на PU-корисници, за различни девијации на SNR ($N_t = 6, N_r = 4, N_s = 4, SNR = 10dB$)	135
4.13	(а) Споредба на рата на конвергенција ($N_t = 4, N_r = 4, N_s = 10, N_p = 2, SNR = 10dB, \sigma = 5dB$), (б) Споредба на перформанси ($N_t = 4, N_r = 4, N_s = 10, N_p = 2, SNR = 10dB, \sigma = 5dB$)	136

Листа на акроними

ADC Analog to Digital Converter

AMSMC Adaptive Modified Shepard Method with Covariance matrices

AOA Angle Of Arrival

BS Base Station

BC Broadcast Channel

BW Bandwidth

CR Cognitive Radio

CRLB Cramér Rao Lower Bound

CRM Cognitive Resource Manager

DL downlink

DSA Dynamic Spectrum Access

DVB-T Digital Video Broadcast–Terrestrial

DySPAN Dynamic SPectrum Access Networks

EDGE Enhanced Data GSM Environment

EE Error Ellipse

EM Expectation Maximization

EMGMM Expectation Maximization based on Gaussian Mixture Model

ePDF empirical PDF

FFT Fast Fourier Transform

FIM Fisher Information Matrix

FPGA Field Programmable Gate Array

GHOST Goodness-of-Fit HOS Testing

GMM Gaussian Mixture Model

GMSK Gaussian Minimum Shift Keying

GoF Goodness-of-fit

GPS Global Positioning System

GSM Global System for Mobile communication

GUI Graphical User Interface

HOS Higher Order Statistics

I/O Input/Output

IC Interference Channel

ID IDentification

IDW Inverse Distance Weighting

IDWM IDW Modified

IE Information Ellipse

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers

IP Internet Protocol

IQ In-phase and Quadrature

ISDBT Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial

ISM Industrial, Scientific and Medical

JB Jarque-Bera

JML Joint Maximum Likelihood

LS Least Squares

LTE Long Term Evolution

MAC Medium Access Channel

MAE Mean Absolute Error

MCD Measurement Capable Device

MDT Minimization of Drive Tests

MIMO Multiple Input Multiple Output

MISO Multiple Input Single Output

ML Maximum Likelihood

MMSE Minimum Mean Square Error

MRC Maximum Ratio Combining

MSMC Modified Shepard Method with Covariance matrices

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PCA Principle Component Analysis

Pd Probability of detection

PDF Probability Density Function

PEB Position Error Bound

Pfa Probability of false alarms

PM Policy Manager

PHY Physical layer

PU Primary User

QoS Quality of Service

QPSK Quadrature Phase Shift Keying

REM Radio Environmental Map

REM SA REM data Storage and Acquisition unit

RF Radio Frequency

RIF Radio Interference Fields

RMS Root Mean Square

RMSLE Root Mean Square Localization Error

ROC Receiver Operating Curve

RRM Radio Resource Manager

RSS Received Signal Strength

RX Receiver

S/P Serial to Parallel

SCALDIO SCAlable raDIO

SE Squared Error

SIMO Single Input Multiple Output

SINR Signal to Noise plus Interference Ratio

SISO Single Input Single Output

SNR Signal to Noise Ratio

SPEAR Source Position Estimation for Anchor position uncertainty Reduction

SRM Sum Rate Maximization

SU Secondary User

TCP Transport Control Protocol

TDOA Time Difference Of Arrival

TI Texas Instruments

TOA Time Of Arrival

TR Trust Region

TVWS TV White Spaces

TX Transmitter

UDP User Datagram Protocol

UL uplink

USRP Universal Software Radio Peripheral

WiFi Wireless Fidelity

WRAN Wireless Regional Area Networks

ZF Zero Forcing

Глава 1

Вовед

Подемот и екстремниот раст на безжични услуги, апликации и уреди во последната деценија резултираше во достапност на недоделени фреквенциски опсези за нови безжични технологии. Иако поголемиот дел од спектарот е наменет и доделен за сегашните безжични системи, мерните кампањи и емпириските истражувања покажаа дека сè уште има огромно количество на просторно-временски неискористен спектар. Затоа фокусот на научните истражувања, а сè повеќе и комерцијалниот интерес, се префрла кон подобрување на спектралната ефикасност на сегашните безжични системи и воведување на нови и интелигентни решенија, како што се когнитивните радија и динамичкиот пристап во спектарот. Мапите на радиоопкружувањето (англ. Radio Environmental Maps–REMs) станаа една од најпознатите и интензивно изучувани овозможувачи во насока на оваа визија. Имено, REM-мапите денес претставуваат бази на податоци што складираат различни информации за радиоопкружувањето (околината), од сирови спектрални/сигнални мерења извршени од безжични уреди до локации на предаватели и приемници, модели на пропагирање и загуби во радиодоменот како и различни просторно-временски статистички податоци за користење на спектарот. Затоа REM-мапите можат да бидат од посебно значење во интелигентни, самосвесни и само-оптимизирачки техники за управување на безжичните системи.

Поради големото влијание што достапноста и сигурноста на REM-информациите може да го има врз ефикасното (ре)искористување на фреквенцискиот спектар, извесна е потребата од REM-архитектура со јасно дефинирани елементи, функционалности, модел на податоци и интеракции. Практичните решенија изградени на оваа основа треба да обезбедат соодветна прецизност, доверливост и сигурност во прибирањето, обработката и претставувањето на информациите за радиоопкружувањето. Покрај доверливи решенија за генерирање на REM-податоци, протокот на REM-податоци треба да биде завршен со крајни

корисници кои вршат управување со радиоресурсите врз база на знаењето за радиоопкружувањето. Истражувањата претставени во оваа докторска дисертација ги опфаќаат сите наведени аспекти.

Дисертацијата прво ќе презентира и образложи модел на податоци и функционална REM-архитектура за прибирање, обработка и ефикасно претставување на информации за радиоопкружувањето. Функционалната архитектура е прсликана во практично развиен REM-прототип, што исто така е детално елабориран. Дополнително предложени се две нови и доверливи решенија за генерирање на REM-податоци, доволно ефикасни и робусни да се справат со практични проблеми. На крај, дисертацијата предлага и испитува две ефикасни решенија за управување со ресурси во сценарија за делење на радиоспектарот кои ги користат REM-информациите за подобрување на работењето на безжичните мрежи и спектралната ефикасност.

Дисертацијата е организирана во пет глави. Кратката содржина и соодветните придонеси во главите се следните:

1. Глава 2 претставува модел на податоци и функционална REM-архитектура за прибирање, обработка и претставување на REM-информациите. Архитектурата е прсликана и практично имплементирана во REM-прототип којшто е во детали опишан во оваа глава, а неговата доверливост е експериментално валидирана. Оваа глава дополнително предлага и генерална класификација на REM-податочните типови, а решенијата во следните две глави јасно ги мапираат придонесите кон и барањата за одредени типови на REM-податоци согласно предложената класификација;
2. Глава 3 предлага две нови решенија за генерирање на REM-податоците. Имено, првото предложено решение е многу осетлива, стабилна и ефикасна шема за детекција на сигнали врз основа на тестови за согласност на распределба (англ. Goodness-of-Fit–GoF) според статистики од повисок ред (англ. Higher Order Statistics–HOS) на добиените сигнали. Предложената шема се прилагодува на системскиот шум (вклучувајќи ја и нелинеарноста на хардверот) и овозможува ефикасна детекција на сигнали со многу низок однос сигнал–шум (англ. Signal-to-Noise-Ratio– SNR), дури и под $-30dB$ за поголем број на примероци од сигналите. Вториот придонес во оваа глава е нова рамка за локализација врз база на приемната моќност на сигналите (англ. Received Signal Strength–RSS) која се справува со практични проблеми кои произлегуваат од несигурноста на мрежната

топологија. Предложените алгоритми ги земаат предвид несигурните позиции на мерните сензори во процесот на локализација на предавател и соодветно ја подобруваат локализацијата на предавателот, а истовремено ја намалуваат и несигурноста на топологијата. Оваа локализациска рамка е исто така и теоретски анализирана. Изведени се теоретските граници на поведение со посебен фокус на геометриските својства на процесот на локализација. Презентираните експериментални, симулациски и нумерички резултати во оваа глава ја докажуваат применливоста на решенијата во контекст на доверливо генерирање на REM-податоци;

3. Глава 4 предлага две нови решенија за користење на REM-податоците во ефикасно управување со радиоресурсите. Поточно, првиот придонес е во насока на делење на спектарот помеѓу WiFi-мрежи врз база на REM-информациите. Ова решение е интегрирано и експериментално испитано на реален REM-прототип. Експерименталните резултати ги докажуваат својствата на само-адаптивност, само-оптимизирање и учење во предложеното Smart-WiFi-решение. Вториот придонес на ова глава е нова генеричка шема за повеќекориснички координиран бимформинг за поднивовско делење на спектарот (англ. *underlay spectrum sharing*) која користи статички и динамички REM-информации за подобрување на перформансите на секундарен систем и заштита на примарен систем. Предложени се бимформинг алгоритми за фер распределба (англ. *fairness*) и за максимизирање на сумарната рата на секундарниот систем (англ. *sum rate maximization*) како и соодветни техники за намалување на комплексноста. Симулациските резултати ја докажуваат генералноста на алгоритмите, значителното подобрување на перформансите и широката применливост;
4. Глава 5 дава заклучок и уште еднаш ги сумира придонесите од дисертацијата.

Глава 2

Мапи на радиоопкружување

Сé поголемиот интерес за безжични уреди, апликации и сервиси се должи на нивната сеприсутност и визијата за интернет поврзаност во секое време и насекаде. Ова наметнува сериозни предизвици во управувањето на фреквенцискиот спектар поради потребата за сé повеќе радиоресурси како и потребата за подобро оптимизирање на користењето на веќе доделените фреквенциски опсези. Многу емпириски истражувања [2, 3] покажуваат дека постои значително количество на слободен спектар за секундарна употреба. Во таа насока, во последно време се појавуваат концептите на динамички пристап во спектарот (англ. Dynamic Spectrum Access–DSA) [4, 5] и когнитивно радио (англ. Cognitive Radio–CR) [4–9] кои имаат за цел пооптимално и поефикасно да го (ре)искористат спектарот во идните безжични мрежи. Најновите достигнувања во областа покажуваат дека расположливиот спектар за секундарна употреба е зависен од времето, локацијата и сценариото [10]. Затоа, решенијата за поефикасно управување со спектарот мора да опфатат соодветни бизнис модели и сценарија кои прво ќе овозможат заштита на примарните корисници во мрежата, а во исто време ќе ги задоволат и барањата на секундарните корисници.

Одговорот на претходно споменатите проблеми лежи во нови и паметни техники за оптимизација на безжичните системи кои ќе бидат свесни за радиоопкружувањето и ќе бидат способни за учење и самостојна (ре)конфигурација. Во таа насока се појавува идејата за мапите на радиоопкружувањето како поддршка на овие интелигентни и спектрално поефикасни безжични системи.

2.1 Дефиниција на REM

Мапите на радиоопкружувањето беа првично замислени како дводимензионална репрезентација на јачината на радиосигналите [11]. Денес тие се предвидени како богати хиерархиски бази на податоци кои чуваат различни видови на радиоинформации што може да се искористат за оптимизација во различни сценарија за секундарен и динамички пристап во спектарот [12–18]. REM-информациите може да се добијат директно (емпириски) или индиректно (преку моделирање) и може да се класифицираат како:

1. *статистички информации* како локации и конфигурации на статички предаватели и/или приемници (на пр. добиени од операторите или регулаторите на електронските комуникации), статистички модели (фиксни) за пропагирање на сигналите, модели на терен, модели на покриеност и сервисни области итн.;
2. *динамички информации* како промени во радиопропагацијата, вклучувајќи информации за состојбата на каналот (коефициенти и варијанси на фединг, засенување), моментални мерења на спектарот и моментални резултати за детектирани сигнали, полиња на радиоинтерференција, локации и конфигурации на мобилни предаватели кои динамично се појавуваат во надгледуваната област, модели на активност на корисници итн.

Главниот придонес на REM-мапите е нивната *способност да мерат, прибираат и ефикасно да репрезентираат информации за радиоопкружувањето*. Ова следствено претставува огромна помош во оптимизацијата на безжичните мрежни технологии. REM-решенијата бараат употреба на различни радиоуреди моментално достапни на пазарот како и уреди специјално изградени за извршување на различни спектрални и сигнални мерења, често дефинирани од и специфични на корисникот.

REM-мапите се повеќе поддржувачи отколку решенија за безжични мрежи и мора да се третираат како такви во сите можни околности. Тие претставуваат *возможувачи* на DSA-технологијата затоа што го зголемуваат нивото на свесност за радиоопкружувањето и следствено помагаат во управувањето со радиоресурсите. Нивниот најголем придонес е способноста да обезбедат различни прецизни информации за радиоопкружувањето во реално време, до сите засегнати страни. Притоа изводливоста и можноста за практична реализација на DSA-решенијата е тесно зависна од:

1. *техничките аспекти*, односно реални претпоставки за однесувањето на сите мрежни ентитети (како што се примарни/секундарни предаватели/приемници и сл.) и нивните меѓусебни интеракции како што се интерференција, веројатност на блокирање или прекин и сл.;
2. *комерцијалните аспекти*, односно квантификација на расположливоста на спектарот за користење и развој на соодветни бизнис модели и сценарија.

Изводливоста на специфично DSA-решение ги дефинира условите кои мора да бидат исполнети од страна на REM. Споменатите технички и комерцијални аспекти директно влијаат на дизајнот и применливоста на REM. Земајќи ги предвид овие аспекти клучното прашање е дизајнот на *ефикасни, практични и оперативни* REM-решенија, способни за следење и толкување на REM-информациите на оптимален можен начин.

Главниот фокус на секој REM-дизајн е способноста прецизно да се процени зафатеноста на спектарот и следствено да се лоцираат можности за секундарна употреба. Како резултат на тоа, техниките за откривање на спектрални можности директно влијаат на дизајнот на REM. Расположливиот спектар за секундарна употреба [8, 10] може да се открие преку:

1. детекција врз база на *ослушнување на спектарот* и/или;
2. пристап до *спектрална база на податоци*.

Техниките врз база на ослушнување на спектарот побаруваат секундарните уреди да искористат соодветен метод за детекција на расположлив спектар. Ова претставува кориснички ориентиран пристап и не побарува ниту инфраструктурни промени ниту размена на значително количество информации во мрежата. Секундарните уреди независно или кооперативно одлучуваат за расположливоста на спектарот со користење на соодветна техника за детекција на сигнали која може да биде слепа (англ. blind) или специфична за некои сигнали (англ. signal specific) [19]. Слепите техники се најчесто употребувани во пракса поради едноставноста, можностите за практична имплементација и операција во реално време. Тука припаѓаат енергетски базираната детекција и нејзините деривати (на пр. NOS-детекција [20, 21], поглавје 3.1).

Техниките кои базираат на пристап до спектрална база на податоци побаруваат секундарните уреди да ја испратат својата локација до централна база на податоци и да добијат информации за расположливиот спектар соодветно. Ова претставува

мрежно ориентиран пристап каде што сите пресметки се прават централно во мрежната инфраструктура. Во овој случај секундарните уреди не мора ниту да поседуваат способност ниту да извршуваат ослушнување на спектарот.

Можните пристапи за генерирање и конструирање на REM директно произлегуваат од техниките за откривање на расположлив спектар. Затоа, потребно е внимателно да се анализираат нивните предности и недостатоци со цел да се најде оптимален начин да се конструира практично изводливо REM-решение. На пример, главните недостатоци на техниките на ослушнување лежат во хетерогеноста на достапните радиоуреди на пазарот и неспособноста да се контролира агрегатната (сумарната) интерференција со таквото дистрибуирано и кориснички ориентирано одлучување. Хетерогеноста се рефлектира во различни можни уреди со различни цени и технички карактеристики како и различна веродостојност и прецизност на мерењата. Овие проблеми може делумно да се надминат со точна калибрација на уредите, што ќе придонесе хетерогеноста од недостаток, да се претвори во практична предност во апликации со ограничени ресурси на страната на мерните уреди [13, 22]. Покрај тоа, постојат и посложени методи на ослушнување на спектарот со кои значително може да се зголеми прецизноста и доверливоста, но овие методи често бараат сложени пресметки што ја ограничува нивната можност за работа во реално време. Сепак, неспособноста за контрола на агрегатната интерференција е главен ограничувачки фактор за практичната изводливост и имплементација на овие кориснички ориентирани техники. Затоа, регулаторите ги преферираат мрежно ориентираните пристапи за откривање на спектрални можности, т.е. пристапите базирани на централна спектрална база на податоци [23]. Ова е поробусно решение што може да се справи со проблемот на агрегатната интерференција. Меѓутоа, овој пристап наидува на проблемот на фиксни и недоволно прецизни модели на пропагација. Последните мерења покажуваат дека најчесто се користат пропагациски модели што имаат грешки од неколку десетици dB -и, особено во урбаните региони [23]. Ова резултира во непрецизна информација за дистрибуцијата на спектралните можности или екстензивно големи сигурносни маргини, дополнително ограничувајќи го просторно достапниот спектар. Дополнително, овие пристапи не можат да се справат со динамиката на природно динамичната радиооколина што произлегува од појавата на нови предаватели, промени на феноменот на пропагација на сигналите. Табела 2.1 ги споредува главните карактеристики на техниките базирани на ослушнување со техниките на пристап до централна спектрална база на податоци.

Очигледно е дека и двете класи на техники (за конструкција на REM)

Табела 2.1: Споредба на техниките за откривање на спектрални можности

	Ослушнување на спектар	Спектрална база на податоци
<i>Комплексност за имплементација</i>	Променлива	Висока
<i>Одлука за расположливи спектар</i>	Дистрибуирана	Централна
<i>Адекватно за</i>	Динамички радиооколина	Постатични радиооколина
<i>Предности</i>	Многу уреди достапни на пазарот	Робусност
<i>Недостатоци</i>	Хетерогеност (потребна е калибрација); Неспособност да се контролира агрегатната интерференција	Неспособност за управување на динамични средини
<i>Можност за практична имплементација</i>	Да	Да

имаат предности во одредени околности. Техниките на ослушнување на спектарот се пофлексибилни и подинамични и обезбедуваат информации за радиоопкружувањето во реално време, дури и со користење на уреди со ниска цена (со соодветна калибрација). Покрај тоа, повеќето безжични уреди на пазарот инхерентно поседуваат способност за вршење спектрални мерења, т.е. скоро сите радиоуреди имаат способност за мерење на RSS-вредности. Техниките на пристап до спектрална база можат да обезбедат точни и веродостојни информации за статични радиоемисии (слободен телевизиски спектар, англ. TV white spaces–TVWS) [24, 25] и други важни информации за радиоопкружувањето (на пр. локации на статички предаватели и приемници, статистичка зафатеност на спектарот).

Јасно е дека оптималниот пристап за прецизна конструкција на REM треба да ги има придобивките од двата претходно објаснети пристапи за откривање

на спектрални можности [13, 22]. Синергијата помеѓу нив овозможува развој на практична и доверлива REM-архитектура за различни апликации [12, 13, 22, 26, 27] што ќе има голем бенефит од комплементарноста на овие техники. Во таа насока, сликата 2.1 илустрира можен генерички пристап за конструкција на REM [28] врз основа на заедничко откривање на спектрални можности преку ослушнување на спектар и пристап до спектрална база на податоци.

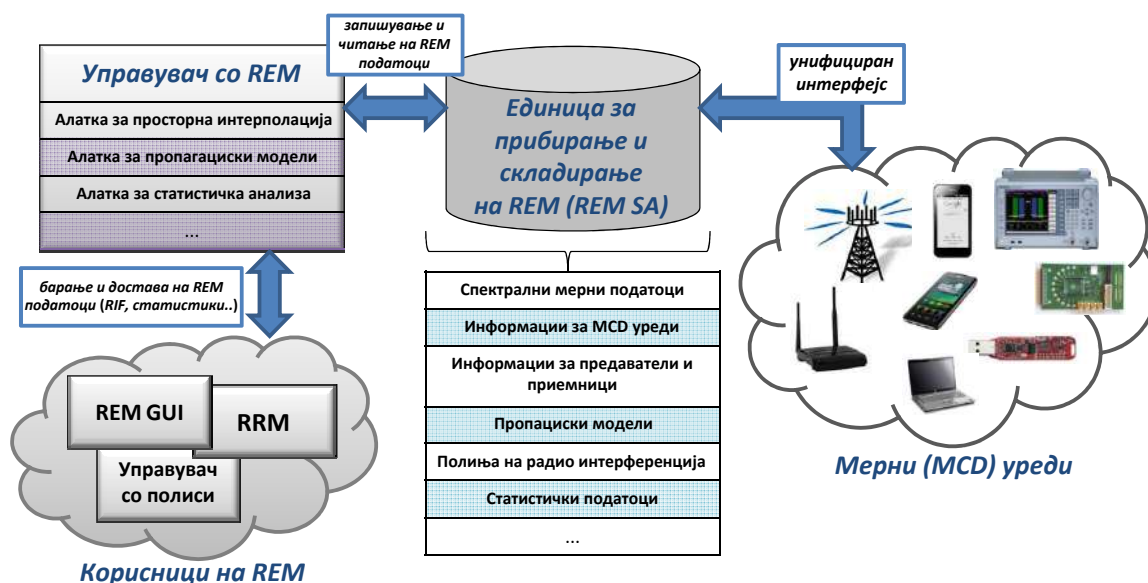


Слика 2.1: Генерички пристап за конструкција на REM

2.2 Архитектура на REM и податочен модел

REM-мапите претставуваат фундаментална технологија за овозможување и практична имплементација на когнитивните мрежи и динамичкиот пристап во спектарот [8, 9]. Ова поглавје презентира генерална функционална REM-архитектура [12, 13, 22, 26–30] со соодветниот податочен модел и потребните интеракции помеѓу ентитетите. Оваа функционална архитектура овозможува од-крај-до-крај проток на податоците за радиоопкружувањето, и тоа, од прибирање и складирање до преработка и употреба на REM-податоците. Секој од овие чекори соодветствува со функционален ентитет во функционалната архитектура прикажана на слика 2.2. Имено, функционалните ентитети на архитектурата се: уреди способни за мерења (англ. Measurement Capable Devices–MCDs), единица за прибирање и складирање на REM-податоци (англ. REM data Storage and Acquisition unit–REM SA), управувач со REM (англ. REM Manager) и корисници

на REM (англ. REM Users). Првите три ентитети се градбени елементи на REM-системот (англ. **REM backend**) во REM-архитектурата (слика 2.2), а **REM Users** претставуваат крајните корисници на REM-информациите. Следните поглавја накратко ги објаснуваат сите ентитети и нивните задачи.



Слика 2.2: Генеричка REM-функционална архитектура

2.2.1 Мерни уреди

Функционалната REM-архитектура нуди можност да се интегрираат податоци од различни типови на мерни уреди, земајќи ги предвид нивните ограничувања и искористувајќи го нивниот диверзитет. MCD-а се сите уреди способни да направат мерења на состојбата на радиоопкружувањето (на пр. безжични и мобилни терминали или базни станици, специјални мерни уреди распоредени од страна на оператори или регулатори). Тие ги испраќаат своите мерења до REM SA и овозможуваат далечинска (ре)конфигурација и далечински побарувања за мерења. Типот на мерењата може да биде: спектрална распределба на моќност, RSS-вредности, детекција на сигнали (преку слепи или прилагодени методи на одреден тип на сигнали). Различните типови на MCD-уреди треба да бидат унифицирано и транспарентно интегрирани во REM-архитектурата за да се овозможат хетерогени MCD-мрежни конфигурации. Следните аспекти се тесно поврзани со моделот и управувањето на REM-податоците и треба внимателно да се разгледаат.

1. **Мерни карактеристики.** Различните MCD-уреди поседуваат различни способности за ослушнување и детекција: ниво на шум, поддржани

фреквенции и опсези, приемни засилувања, влезно излезни (I/O) карактеристики и нелинеарности, повеќеантенски карактеристики, способност и точност на временска синхронизација, итн. Ова иако го прави процесот на управувањето со REM-податоците покомплексен, може да резултира во зголемување на ефикасноста на детекција ако се постапи правилно. Имено, MCD-уредите треба меѓусебно да се калибрираат, да се синхронизираат, а мерните податоци треба да бидат соодветно прилагодени за да може да се комбинираат и заеднички да се обработуваат. Поддржаните мерни метрики може исто така да се разликуваат кај различните MCD-уреди: I/Q примероци, амплитуда, приемна моќност, RSS, SNR , однос сигнал–шум плус интерференција (англ. Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio– $SINR$), сумарна интерференција, информации за состојбата на каналот (коефициенти на фединг и засенување) итн.;

2. **Техники на ослушнување.** Додека техниките базирани на енергетска детекција можат да обезбедат податоци потребни за естимација на мапите на радиоинтерференција и пропагациските модели како и за локализацијата, посложените техники за прилагодена (на специфични сигнали) детекција може да ги подобрат перформансите за детекција и да обезбедат можности за класификација на сигналите [31]. Покрај веќе споменатите метрики, зависно од користената техника за детекција (поглавје 3.1), MCD-уредите може да генерираат и одлуки за детектирани сигнали или специфични детекциски метрики (на пр. излез од прилагоден филтер, вредности на статистики од повисок ред);
3. **Можности за геолокација и временска синхронизација.** Со цел да се обезбедат доверливи резултати и податоци, MCD-уредите треба да обезбедат и информација за нивната локација и времето на мерење. Точноста на податоците за локацијата и времето е исто важна како и точноста на мерните податоци, за да се овозможи доверлива и прецизна обработка на REM-податоците.

2.2.2 Единица за прибирање и складирање на REM

REM SA претставува ентитет што ги врши функциите на прибирање и складирање на REM-податоците во функционалната REM-архитектура. Тој зачувува мерни податоци кои доаѓаат од различните типови на MCD-уреди и ги асоцира мерните податоци со типот и конфигурацијата на мерниот уред

(на пр. фреквенција, пропусен опсег, тип на детекција) што се користи за да се извршат сигналните/спектралните мерења. REM SA треба постојано да ги следи активните MCD-уреди во мрежата и нивната моментална конфигурација, овозможувајќи динамичка контрола на процесот на мерење преку далечински барања за (ре)конфигурации и специфични мерења. Овој ентитет може да се реализира на централизиран или дистрибуиран начин. Покрај информациите за MCD-уредите и необработените мерни податоци, REM SA треба да овозможи и зачувување и размена на други различни типови на REM-информации кои се објаснети во понатамошниот текст.

1. **Информации за предаватели.** Овој тип на информации се однесува на видот, конфигурација и оперативните карактеристики на предавателите. Имено, податочниот модел треба да содржи *името на предавателот*, што го претставува типот на предавател, примарен или секундарен како и примарната/секундарната употребена технологија (на пр. LTE, DVB-T). *Локацијата на предавателот* е исто така важна информација, што може да се естимира или статички да се внесе во REM SA. Информацијата за локацијата на предавателот може да биде претставена врз основа на координати или преку локациски регион, означувајќи ги регионите во кои предавателот (сигурно или веројатно) се наоѓа. Информациите за *предавателна моќност* може исто така да се или естимирани или статички внесени во REM SA, додека информациските елементи како *оперативна фреквенција/пропусен опсег* можат да дадат увид на спектралните карактеристики на предавателот. Активните предаватели треба да бидат асоцирани со *области на покриеност* или *сервисна области*. Овие области може да се пресметуваат врз основа на различни параметри: RSS, SINR, битска брзина, и сл., и може да се претстават преку полигони или како слика;
2. **Информации за полиња на радиоинтерференција** (англ. Radio Interference Fields–RIFs). Естимираните или статистички моделирани *RIF-мапи* може да се претстават како слика или преку радијални базис функции (англ. radial basis functions). Овие информации за интерференцијата треба да бидат асоцирани со *оперативната фреквенција и пропусниот опсег*, што дава увид во локацијата на RIF во спектрален домен. RIF-мапите може да се однесуваат на различни *типови на мерења* и тоа, просторна распределба на сумарната (агрегатната) интерференција (на пр. изведено врз основа на RSS-мерења), просторна распределба на SINR (на пр. пресметана врз основа на мерења на SINR од терминалите) итн.;

3. **Информации за мерни уреди.** Овој тип на информации се однесуваат на информации за MCD-уредите: нивниот тип, мерните конфигурации, методите за детекција на сигнали, техниките на ослушување и локацијата. *Типови на мерење* се однесува на информација за типот на примерок (I/Q, амплитуда, моќност), типот на детекција (RMS, максимална/средна/минимална вредност), методите за детекција (енергетска, NOS, прилагодена) и др. *Мерната конфигурација* се однесува на информации во врска со оперативната фреквенции и пропусниот опсег, приемното засилување итн. *Локациските информации* за MCD-уредите се исто така важни за доверлива обработка на REM-податоците;
4. **Информации за канал и загуби од пропација.** Овој тип на информации се состои од информации за моделот на загуби од простирање, моделите на фединг и засенување, соодветно асоцирани со специфични локации. Моделите може да бидат естимирани или статистички, од различен \bar{m} и со различни *аргументи* (параметри) на моделот. Секој модел треба да биде асоциран со *локациска област на интерес*, дефинирана како полигон со специфицирани координати. Ова ја дефинира и овозможува просторната применливост на даден модел;
5. **Информации за искористеност на спектарот.** Во REM SA треба да се чуваат податоци кои се однесуваат на активноста во одреден фреквенциски опсег во одредена област на интерес. Оваа категорија на информации ги вклучува *просечната активност* и *дистрибуцијата на приемиот сигнал* од различни предаватели во дадени точки од интерес. Исто така може да се зачувуваат и *ON/OFF периоди* и соодветните *времетраења* како и *модел на активност*. Сите овие типови на информации треба да се асоцирани со информација за *проспективната локација* и *фреквенцискиот опсег*.

Со цел да се зголеми флексибилноста и брзината на работа, REM SA треба да биде хиерархиски организирана. Ова значи дека одредени подгрупи на REM-информации ќе бидат складираани во различни хиерархиски слоеви преку искористување на процесот на реплицирање на податоци. На пример, со подинамични REM-информации како што се коефициентите на фединг и загуби од засенување, треба да се управува дистрибуирано, додека RIF-мапите, областите на покриеност и сервисните области, локациите на предавателите, можат да бидат централно управувани.

2.2.3 Управувач со REM

Управувачот со REM е одговорен за обработка и фузија на сирови мерни податоци во доверливи REM-информации: естимации на просторни RIF-мапи, локации на предаватели, разни просторно-временски статистики на искористеноста на спектарот на различни фреквенции, модели на активност, пропагациски модели, итн. Управувачот со REM извршува обработка на сигналните и спектралните мерења во реално време како и обработка на историските податоци што се чуваат во REM SA. Обработените податоци може да се зачувуваат во REM SA за понатамошна анализа или да бидат испратени до REM-корисниците за различни намени. Ова побарува модуларна организација на управувачот со REM и поддршка на различни алатки на просторна интерполација, локализација на предаватели и статистичка анализа. Ова поглавје го опишува управувачот со REM од концептуална гледна точка, со фокус на неговата структура, податочен модел и размена на информации. Главната карактеристика на управувачот со REM е модуларната организација која овозможува лесно управување со алатките за обработка и скалабилноста. Од аспект на управувањето со REM-податоците, овој ентитет треба да ги содржи следните модули кои ги извршуваат претходно споменатите задачи.

1. **Модул за RIF.** Главната задача на овој модул е да естимира RIF во одредена област на интерес врз основа на мерењата во REM SA. Процесот на естимација на RIF се врши со помош на техники за просторна интерполација, а RIF-мапите може да се претстават или како слики или преку множество на радијални базис функции. Овој модул треба да содржи повеќе различни техники за интерполација, а соодветната техника треба да се избере во зависност од сценариото од интерес и специфичните барања на REM-корисниците од аспект на прецизноста на техниката и комплексноста. Како што беше напоменато, метриците од интерес може да се разликуваат и варираат од ниво на агрегатна интерференција до специфични $SINR$, SNR -статистики и сл.;
2. **Модул за локализација.** Овој модул се фокусира на естимација на позицијата на предавател/извор на сигнал врз основа на зачуваните мерења од MCD-уредите како и врз база на RIF-естимациите обезбедени од страна на RIF-модулот. Модулот за локализација треба да овозможи локализација на примарни и секундарни предаватели со цел да се обезбеди голем број на информации за радиоопкружувањето на REM-корисниците. Покрај тоа,

употребените алатки треба да имаат способност да овозможат локализација по координати и региони;

3. **Модул за пропагациски и каналски модели.** Овој модул има за цел естимација на пропагациски и каналски модели во даден регион од интерес врз основа на мерењата од MCD-уредите зачувани во REM SA. Исто така треба да овозможи и естимација на варијансите на пропагациските загуби што се неопходни за соодветно да се изведат потребните безбедносни маргини за секундарна комуникација. Покрај тоа, овој модул треба да овозможи и спецификација на областа на интерес и поддршка за употребата на теренски податоци (за надворешни средини) или урбанистички планови и модели (за внатрешни средини) за веродостојна пресметка на моделите и параметрите;
4. **Модул за сервисни области.** Главната задача на овој модул е да се пресмета сервисната област на даден предавател врз основа на RSS или *SINR*-мерења/естимации и мапирање на мерењата/естимациите во метрики од повисок ред како метриците за квалитет на сервис (англ. Quality of Service—QoS). Процесот на пресметка на сервисните области се состои од множество на процедури кои ги користат RIF-мапите, конфигурациите на предавателите, пропагациските и каналските модели. Резултантните сервисни области може да се претстават како полигони или како слики. Типичен пример на користење на сервисните области е сценарио за секундарна употреба на телевизиските фреквенции, каде што заштитата на ТВ приемниците [24, 25] е од најголема важност;
5. **Модул за проценка на искористеност на спектарот.** Главната цел на овој модул е да се процени активноста на предавателите од интерес врз основа на различни статистички методи како што се семи-Маркови ON-OFF модели. Овој модул може да искористи и кооперативна детекција на спектрални можности врз база на просторните мерења од MCD-уредите (зачувани во REM SA) како и проценка на просечната активност (англ. duty cycle) на даден предавател во дадено време, локација, фреквенциски опсег. Покрај тоа, овој модул има за цел да пресмета и распределба на приемното ниво на сигналот од различни предаватели во дадена произволна точка од интерес. Информациите што ги овозможува овој модул може да се употребат од страна на интелегентни REM-корисници (мрежни ентитети) кои искористувајќи ги информациите за минатото однесување во радиооколината, ќе ја подобрат ефикасноста на мрежата. Такви ентитети може да бидат

когнитивни управувачи со ресурси (англ. Cognitive Resource Manager–CRM), управувачи со спектрални полиси (англ. Policy Manager–PM) и сл.

2.2.4 Корисници на REM

Можните придобивки од употребата на REM-податоците може да се видат преку големиот број на практични сценарија што се фокусираат на: распределба на фреквенциски опсег/предавателна моќност врз база на REM-информации, пристап/делење и (ре)искористување на спектарот овозможено од свесноста за радиоопкружувањето, оптимизација на мрежа преку добиените сервисни области од REM и сл. REM-информациите може да бидат од суштинско значење за:

1. *регулаториите и јавните тела*, кои можат да ги искористат REM-податоците за процена на искористеноста на спектарот во поширок домен (територијално или временски) да ја следат усогласеноста со прописите, да направат проценка на ефикасноста на фреквенциското планирање и сл.;
2. *операториите на мобилни услуги*, кои може да ги интерпретираат мерните резултати добиени од мобилните претплатници, со цел да извршат минимизирање на возните тестови (англ. Minimization of Drive Tests–MDT) [32], планирање на мрежата и детекција на испади во мрежата и др.;
3. *попрошувачиите*, кои можат да вршат само-оптимизација и/или учење на своите модели на активност и навики што може да придонесат до повисок квалитет на сервис, пониски цени и сл.

Во согласност со претходната дискусија, постојат неколку различни типови на корисници на REM: управувачи со радиоресурси, управувачи со спектрални полиси, мрежни оператори и администратори, регулатори и јавни тела итн. Следните точки ги објаснуваат во повеќе детали потребните REM-податоци и размената на информации за различни типови на REM-корисници.

1. **RIF-информации.** RIF-мапите може да бидат важен придонес за секој тип на REM-корисник. Тие даваат глобален преглед на просторната распределба на радиополето и пропагациските карактеристики на безжичната околина. Сите споменати корисници може да имаат бенефит од овој тип на информации, на пр. управувачите со радиоресурси (англ. Radio Resource Managers–RRMs) и управувачите со спектрални полиси (PM) може да пресметаат сумарна интерференција и да лоцираат зафатени, недоволно

искористени или неискористени области по локација и по фреквенциски опсег. Со користење на овие информации, овие автоматизирани управувачи со ресурси може да ја оценат ефикасноста на спектарот и последователно, да спроведат подобра распределба на фреквенциски опсег и предавателна моќност. RIF-податоците може да биде корисни и за операторите, за планирање на мрежата, бидејќи тие претставуваат груба проценка на нивната покриеност. Тие може да им помогнат и во локализирање на дупки на покриеност и дисфункционалност на опрема или дефекти. Регулаторните органи може преку RIF-податоците може да ја следат просторно-временската искористеноста на спектарот и да ја оценат ефективността на планирањето на фреквенцискиот спектар;

2. **Информации за предаватели.** Информациите за активните предаватели во областа од интерес, нивните локации и употребени конфигурации, може да бидат вредни информации за сите REM-корисници. Управувачот со REM преку користење на алатки за локализација на предавател и статистичка анализа може динамички да локализира и да следи предаватели или да ја следи активноста на одреден статички предавател (базна станица). Информациите за густина на предаватели во дадена област и нивните конфигурации во однос на фреквенција, предавателна моќност, шеми за повеќекратен пристап и параметри, може да биде влез во RRM и PM за автоматска евалуација на моменталните стратегии за делење на спектарот и распределба на ресурсите и спроведување на нови стратегии, доколку е корисно за мрежата и за корисниците. PM и RRM-ентитетите, исто така може да ја искористат способноста за локализација за откривање на итни случаи, како што се појавата и присуството на примарен корисник. Операторите можат да ги користат информациите за густината на корисниците за подобро да ги планираат своите ресурси, да ги надградат мрежните ресурси во преоптоварени области или да прераспределат ресурси од послабо оптоварени области. Покрај тоа, регулаторните тела може да го користат овој тип на информации за да локализираат и следат неовластени корисници и емисии;
3. **Информации за пропација и состојба на канал.** Пропагациските информации се исто така од суштинско значење во проблемот на управување со ресурси, особено за управувањето со предавателна моќност и фреквенција. Врз основа на проценетите загуби во пропација, состојбата на каналот и проценетиот $SINR$, RRM може да ја избере соодветната кодно модулациска

шема. Пропагациските и каналските параметри и варијанси можат да бидат корисни во ситуации кога е потребно да се предвиди предизвиканата интерференција на соседни примарни корисници и соодветно да се ограничи предавателната моќност на секундарните корисници. Операторите можат да ги искористат овие информации за планирање на мрежата, затоа што соодветните модели и параметри се од витално значење за прецизна евалуација на сервисните области;

4. **Информации за искористеност на спектар.** Информациите за искористеноста на спектарот се многу важни, особено од DSA-гледна точка. Информациите за слободни или недоволно искористени канали, просечната искористеност на каналите, средното времетраење на ON/OFF периоди, може да се искористат од страна на РМ да ги евалуира моменталните спектрални полиси и следствено да научи и да ги подобри полисите, земајќи ги предвид претходните акции и резултати. Слично како и за претходниот тип на REM-информации, операторите и регулаторите можат да имаат корист во активностите за планирање на мрежата и фреквенцискиот спектар, соодветно;
5. **Информации за мерни уреди.** Информациите за MCD-уредите се исто така од големо значење за секој REM-корисник. Имајќи ги предвид моменталните мерни конфигурации на MCD-уредите и нивните способности, REM-корисниците може да побараат некои специфични мерења што може да бидат од корист за планирање и евалуација на нивните акции.

2.2.5 Интерфејси

Генеричката функционална REM-архитектура (слика 2.2) содржи три битни интерфејси за размена на информации во контролната и податочната рамнина: MCD-REM SA-интерфејс, REM SA-REM Manager-интерфејс и REM Manager-REM Users-интерфејс. Секој од нив и соодветните функционалности се накратко објаснети подолу.

MCD-REM SA-интерфејсот ја дефинира комуникацијата помеѓу мерните уреди и REM SA со следните интеракции. Во контролната рамнина овој интерфејс ја овозможува регистрацијата и дерегистрацијата на MCD-уредите во REM SA, конфигурацијата и реконфигурацијата на MCD-уредите како и пренос за барањата за спектрални мерења од REM SA до MCD-уредите. Во податочната рамнина овој интерфејс ги пренесува мерните податоци од MCD-уредите до REM SA. MCD-REM SA-интерфејсот треба да биде унифициран, транспарентен и независен од

специфичната реализација на MCD, за да овозможи лесна интеграција на различни типови на хетерогени мерни уреди. Исто така, треба да биде доверлив, сигурен и да обезбеди интегритет на податоците како и поддршка за конзистентна и навремена испорака на мерења кон REM SA кои можат да бидат искористени за анализа во реално време од страна на управувачот со REM.

REM SA–REM Manager-интерфејсот ги дефинира интеракциите помеѓу соодветните ентитети. Со користење на овој интерфејс, управувачот со REM може да филтрира и да се извлече мерни податоци од REM SA потребни за извршување на задачите за REM-обработка. Во контролната рамнина овој интерфејс проследува барања за реконфигурација и за специфични мерења до MCD-уредите преку REM SA. Во податочната рамнина овој интерфејс овозможува филтрирање и извлекување на мерните податоците од REM SA за одредена локација и/или временски период и/или фреквенциски опсег како и извлекување на информациите за активните MCD-уреди што задоволуваат соодветни критериуми. Во спротивна насока овој интерфејс го овозможува запишувањето на процесираниите REM-податоци назад во REM SA, добиени како резултат на обработка и пресметки извршени од управувачот со REM. Овој интерфејс треба да обезбеди навремено, ефикасно и флексибилно управување со податоци како и лесна и брза интеграција на нови функционалности (нови структури, податоци и пораки).

REM Manager–REM Users-интерфејсот ја дефинира комуникацијата помеѓу управувачот со REM и корисниците на REM, овозможувајќи размена на барања за конкретно REM-процесирање и собирање на необработени и обработени REM-податоци. Овој интерфејс треба да биде лесно проширлив, да обезбеди можност за брза и едноставна интеграција на нови функции за извлекување на REM-податоци, брза реакција и навремена (во реално време) презентација на добиените резултати на REM-корисниците.

2.3 REM-прототип

Развиениот REM-прототип [12, 26, 27, 29, 30] ги извршува сите функционалности предвидени од функционалната REM-архитектура: прибирање, зачувување, процесирање и проследување на REM-информациите до REM-корисниците. Тој овозможува имплементација на REM-концептот во различни сценарија во зависност од типот на REM-корисникот. Ова поглавје ги објаснува во детали на сите составни компоненти и интерфејси во развиениот прототип кои ја формираат основата на REM-архитектурата и ја овозможуваат имплементацијата на различните претходно

споменати апликации.

2.3.1 Детали на имплементација

Прототип решението поддржува неколку различни типови на **MCD-уреди** [12, 22, 30], и тоа, Universal Software Radio Peripheral (USRP) [33, 34], Texas Instruments (TI) eZ430 RF2500 [35], Sun SPOTs [36], прецизни спектрални анализатори и SCALable raDIO (SCALDIO) [37]. Овие хардверски решенија се адаптирани за поддршка на повеќето функционалности, како што се регистрација и дерегистрација во REM SA, периодични мерења и далечинско реконфигурирање во реално време.

Базата на податоци во **REM SA** е развиена како SQL база на податоци во Microsoft SQL Server 2008 работна околина, а нејзината структура е прикажана на слика 2.3. Како што може да се забележи, базата на податоци се состои од девет табели со соодветните информации согласно објаснетиот REM-податочен модел.

Комуникацијата преку **MCD-REM SA-интерфејсот** е реализиран преку асинхрони TCP/IP-сокети со јасно дефинирани унифицирани пораки, каде што сокет серверот е реализиран во C# развојна околина. Овој модул спроведува соодветни адаптации на податоците и операциите на запишување и читање од REM SA-базата на податоци. Сокет серверот може да поддржи и истовремено да опслужува значително голем број на клиенти (илјадници мерни уреди).



Слика 2.3: REM SA-податочна структура

Управувач со REM. Главната задача на управувачот со REM е да го извршува главното процесирање на REM-податоци во REM-системот (на пр. фузија на податоци, локализација на предаватели, естимација на пропагациони модел). Тој е модуларно дизајниран и овозможува повеќе модули за обработка и лесна

надградливост со нови модули. Модулите може да комуницираат меѓу себе и се поврзани со надворешни интерфејси (REM SA–REM Manager, REM Manager–REM User). Модуларниот управувач со REM е реализиран во C# програмски јазик (.NET Framework 3.5) и во моментот се состои од четири модули:

1. *модул за просторна интерполација* – задолжен за синтеза на податоци со цел создавање на RIF-мапи преку користење на различни методи на просторна интерполација, како што се методите базирани на растојание [38, 39] (Inverse Distance Weighing–IDW, модифицираниот IDW, модифицираниот Шепардов метод) и методите базирани на вариограми (на пр. Кригинг [40, 41]);
2. *модул за статистичка анализа* – одговорен за статистичка обработка на REM-податоците: естимација на модели на пропагација, емпириски модели на веројатност, историска зафатеност на спектарот, кооперативна детекција на просторно-временски спектрални можности, и сл.;
3. *модул за локализација на предаватели* – извршува Maximum Likelihood (ML) и Least Squares (LS) естимација (врз база на RSS-примероци) на позициите на еден предавател [42, 43] или повеќе предаватели одеднаш [44] како и проценка на предавателната моќност, и;
4. *модул за управување со радиоресурси (RRM)* – одговорен за спроведување на оптимизација и распределба на фреквенција, пропусен опсег и предавателна моќност [26, 27] на повеќе корисници што ги делат спектралните можности и што се регистрирани во REM-системот како комуникациски уреди.

Развиениот **REM SA–REM Manager-интерфејс** извршува стандардни ADO.NET операции за пристап, запишување и читање од база на податоци, во согласност со барањата на процесирачките компоненти на управувачот со REM (и/или побарувањата на REM-корисниците).

Една од практичните имплементации на **REM-корисник** е ASP.NET веб апликација [26, 27] за далечинско управување и следење на мерните уреди како и презентирање на REM-податоците во реално време. Другите имплементации на REM-корисници се фокусираат на специфични RRM-сценарија, како на пример мали клетки [26] (англ. Small-Cells) и паметни WiFi-мрежи [27] (англ. Smart-WiFi). WiFi-базираната имплементација е објаснета во детали во поглавје 4.1.

Како што беше напоменато, **REM Manager–REM User-интерфејсои** ја овозможува комуникацијата помеѓу соодветните компоненти. Комуникацијата е овозможена со користење на TCP/IP-сокет комуникација, каде што асинхрон сервер

е реализиран во C# како дел од управувачот со REM. Управувачот со REM може да опслужува повеќе REM-корисници.

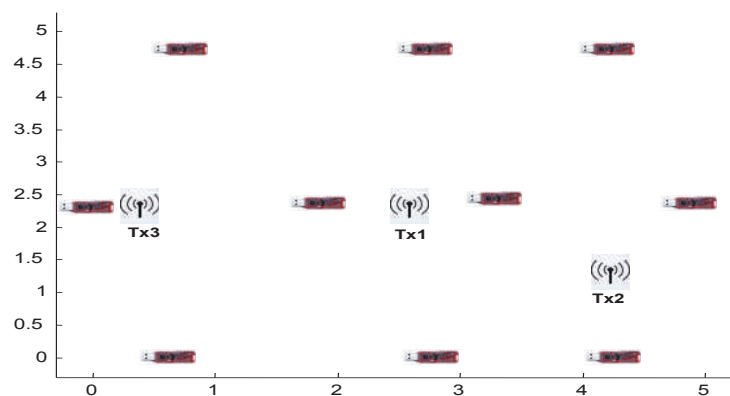
2.3.2 Доверливост на прототипот

Оваа поглавје ја проверува доверливоста на развиениот прототип преку практични лабораториски испитувања на ефикасноста, точноста и веродостојноста на генерираните REM-информации. Доверливоста е евалуирана во однос на IDW-базирани решенија за генерирање на RIF, RSS-базирани локализација на еден и повеќе предаватели. RSS-метриката е избрана како влезен аргумент, бидејќи тоа е сеприсутна метрика во секој комуникациски радиоуред, односно секоја можна реализација на MCD.

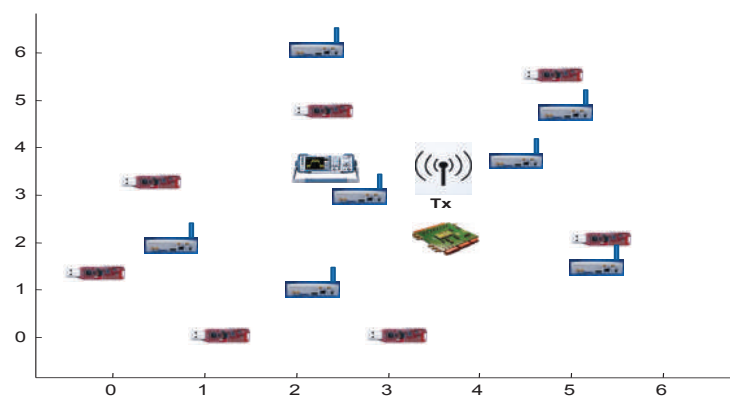
2.3.2.1 Доверливост на генерирање на RIF врз база на IDW-техники

Управувачот со REM може да врши просторна интерполација на мал број на просторно дистрибуирани RSS-вредности со цел да создаде RIF на агрегатната интерференција [14]. IDW-методите се избрани поради нивната едноставност и робусност во справувањето со различни геометрии на сензорската мрежа и ограничен број на опсервирани мерни точки. Во фокусот на практичната анализа на перформанси се четири IDW-базирани методи за просторни интерполација: класична IDW-интерполација [38] (во понатамошниот текст IDW-метод), модифицирана верзија на класичната IDW-интерполација (во понатамошниот текст IDWM-метод) [38], подобрена верзија на модифицираниот Шепардов метод [39] (во понатамошниот текст MSMC-метод) и дополнително подобрување на MSMC-методот [39] (во понатамошниот текст AMSMC-метод).

Практичната евалуација на овие методи е спроведена во реална поставка, што се состои од десет TI eZ430 RF2500 уреди и три USRP2-уреди во внатрешна пропагациска околина (слика 2.4a). Уредите се поставени во $25m^2$ училница со голем број столици и маси како пречки и засенувачи. TI сензорите се користат како MCD-уреди, додека USRP2-уредите како извори на $5MHz$ OFDM-сигнали. Експериментите се изведени во $2.4GHz$ ISM-подрачјето. Тестирани се вкупно 24 различни комбинации (со траење од $5min$ по комбинација), каде што секој од сигналните извори е активен, како еден предавател, или во пар на предаватели, со три можни нивоа на предавателна моќност, и тоа -5 , -15 и $-25dBm$. Параметарот од интерес за испитување на доверливоста на методите е средната апсолутна грешка (англ. Mean Absolute Error—MAE) по сензор, пресметана со пристап на исклучување



(a)

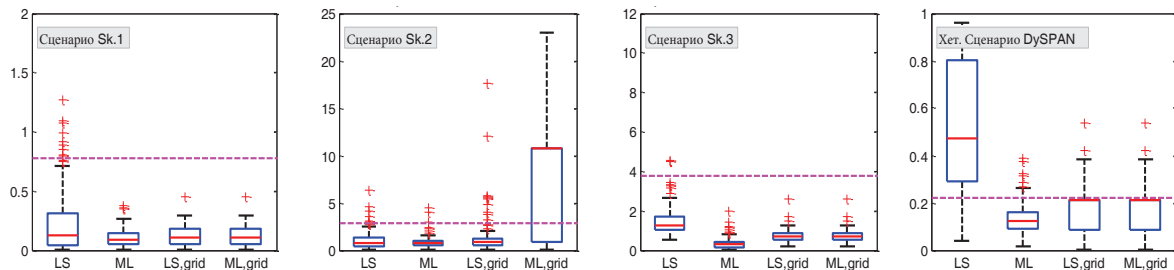


(б)

Слика 2.4: (а) Хомогено MCD-сценарио во училница со површина од $25m^2$ (б) Хетерогено MCD-сценарио во аголот на сала со површина од $36m^2$.

на сензори, усреднета во однос на сите комбинации, почнувајќи од девет (од вкупно десет) до само пет активни сензори. Грешките се пресметуваат како разликата од интерполираните вредности и измерените вредности од исклучените сензори. Граничните сензори со ID 2, 4, 8 и 10 не се исклучуваат за да се намалат граничните ефекти. Добиените резултати се во просек за сите 24 разгледувани сценарија.

Слика 2.5 ги презентира перформансите на IDW-интерполациските методи од аспект на MAE по сензор, во зависност од бројот на активни сензори за интерполација. Притоа, резултатите се прикажани како правоаголници, каде што пресечната линија ја претставува медијаната, рабовите на правоаголниците ги претставуваат вредностите за 25 и 75 проценти од кумулативната распределбата на резултатите, додека дополнителните гранични линии кои излегуваат од правоаголниците го прикажуваат рангот на екстремни точки кои не се сметаат за „outliers“ (значителни отстапки од очекуваното поведење). Должината на овие гранични линии е 1,5 пати поголема од вертикалната должина на правоаголникот



Слика 2.5: Влијание на бројот на активни сензори врз MAE по сензор за различните интерполациски методи

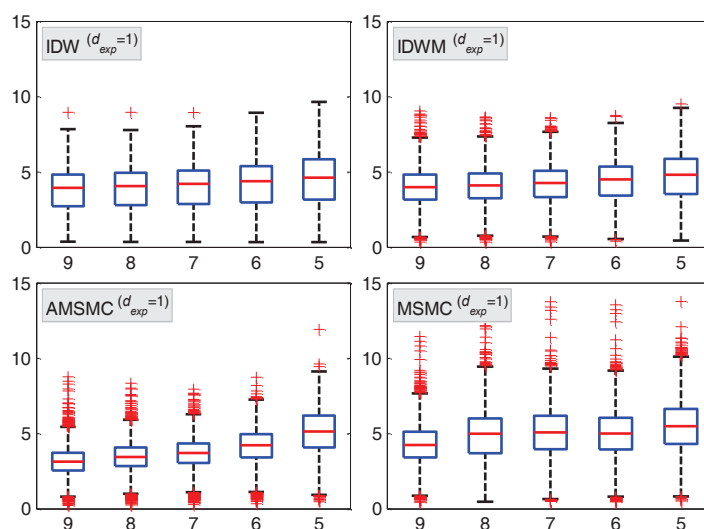
(разликата на 75 и 25 процентните вредности). Како што е потврдено од резултатите, AMSMC-интерполацијата (со експонент на загуби поради растојанието $d_{exp} = 1$) нуди најдобри MAE перформанси за секој случај. Стандардната девијација на MAE по сензор се движи од $1,04dB$ до $1,56dB$ за девет и пет активни сензори, соодветно. Сепак, овој интерполациски метод е најмногу засегнат од намалувањето на бројот на сензори. Ова се должи на фактот дека оптимизацискиот простор на прилагодливи параметри се намалува со намалувањето на бројот на активни сензори. Исто така, евидентно е дека класичните IDW и IDWM-пристапи се поробусни на „outliers“, додека MSMC и AMSMC-методите не се.

2.3.2.2 Доверливост на локализација на предавател врз база на RSS-метрики

Локализацијата врз база на RSS е клучна функционалност на REM-системот поради малата комплексност на имплементација и способностите на MCD-уредите. Следната анализа на перформанси на реална опрема има за цел да ја испита доверливоста на неколку не-Баесови пристапи врз база на методи на најмали квадрати (LS) и методи на максимална веројатност (ML), за случај на внатрешни пропагациски средини. Испитуваните методи се: ML пристап за целосно пребарување [42, 45] (англ. full search ML), LS-пристап за целосно пребарување [42, 46] (англ. full search LS), ML пристап за пребарување по точки во мрежа [42, 47] (англ. ML grid search) и LS-пристап за пребарување по точки во мрежа [42] (англ. LS grid search).

Евалуацијата на перформанси се фокусира на две поставувања со различни MCD-композиции и геометрии. Првото поставување (слика 2.4а.) користи десет TI eZ430 RF2500 уреди поставени регуларно во $25m^2$ област во училница со многу столици и маси. USRP2-уред се користи како предавател на $5MHz$ широк

OFDM-сигнал со $0dBm$ предавателна моќност. Мерења се направени за три можни позиции на предавателот во $2.4GHz$ ISM-подрачјето и тоа, сценарио со активен предавател TX1 (во понатамошниот текст Sk1), сценарио со активен предавател TX2 (во понатамошниот текст Sk2) и сценарио со активен предавател Tx3 (во понатамошниот текст Sk3). Второто поставување (слика 2.4б) е хетерогено и вклучува четири типа на MCD-уреди (вкупно шеснаесет на број): седум TI eZ430 RF2500, седум USRP2-уреди, еден SCALDIO-уред и една R&S FSL6-спектрален анализатор. Тие се случајно поставени во област од $36m^2$ во аголот на голема сала со значителна мобилност (на препреки и засенувачи). Мерењата се направени за една позиција на USRP2-предавател, кој генерира теснопојасен $2MHz$ GMSK-модулиран сигнал во $2.4GHz$ ISM-подрачјето со $0dBm$ предавателна моќност. Ова сценарио е именувано DuSPAN. Мерните уреди користат детекција врз база на приемна енергија во сите сценарија и секој примерок одговара на усреднета вредност на приемната моќност во период од $2s$. Во секое сценарио мерењата траат $5min$, што резултира во 150 мерни примероци по сценарио. Методите за пребарувања по мрежа земаат во предвид регуларна мрежа (англ. grid) на пребарување која се состои од 900 (30×30) локациски точки.



Слика 2.6: SE локализациски резултати за различните техники и сценарија

Слика 2.6 ги прикажува резултатите добиени за четирите горенаведени сценарија и различните техники за локализација. Параметарот од интерес е квадратната грешка (англ. Squared Error— SE), а резултатите се илустрирани со правоаголници и ја прикажуваат медијаната, 25 и 75 процентните вредности и вредностите на „outliers“. Слично како претходно, дополнителните линии

имаат должина 1,5 пати поголема од вертикалната должина на правоаголникот. Испрекинатата хоризонтална линија ја покажува минималната средна квадратна грешка (англ. Minimum Mean Square Error–*MMSE*), која произлегува од Крамер-Рао долната граница (англ. Cramer Rao Lower Bound–*CRLB*, поглавје 3.2.3), што претставува 95% интервал на доверба на идеална техника за локализација (која се приближува до *CRLB*). Слика 2.4 докажува дека техниките за RSS-локализација генерално се однесуваат подобро кога локацијата на предавателот е во близина на центарот на геометријата на мерните уреди наместо во близина на рабовите.

Слика 2.5 покажува дека ML алгоритмот за целосно пребарување покажува најдобри перформанси. Меѓутоа, треба да се земе предвид дека овој алгоритам бара пропагацискиот модел да биде претходно познат, а дополнително е и пресметковно најсложениот. Од друга страна, предложениот LS-алгоритам за пребарување по мрежа резултира во незначително послаби перформанси и стабилно однесување во сите сценарија. Дополнително, овој алгоритам не бара познавање на параметрите на пропагацискиот модел кои истовремено ги естимира во процесот на локализација, што го прави разумно решение за внатрешни и динамични пропагациски околинни средина. Конечно, на слика 2.5 може да се забележи и дека хетерогеноста на сензорите (сценариото DuSPAN) и калибрациските грешки помеѓу различните MCD-уреди предизвикува поголема грешка во локализацијата на предавателот за сите разгледувани алгоритми.

2.3.2.3 Доверливост на локализација на повеќе предаватели врз база на RSS-метрики

Презентируваниот REM-прототип интегрира и алгоритам за RSS-базирана локализација на повеќе предаватели преку максимизација на очекувањето (англ. Expectation Maximization–*EM*) врз основа на Гаусов модел на мешање (англ. Gaussian Mixture Model–*GMM*) [44]. Во понатамошниот текст овој алгоритам именуван како EMGMM-алгоритам. Следната анализа на перформансите се фокусира на доверливоста на REM-прототипот од аспект на EMGMM-алгоритмот за локализација на повеќе предаватели.

За евалуација на перформансите повторно се користи истото хомогено поставување прикажано на слика 2.4а. Две сценарија од интерес се испитани, чии параметри се дадени во табела 2.2, заедно со соодветните *CRLB*-границы [44]. Нотациите T_i и P_{ti} означуваат два активни извори и нивните предавателни моќности за секое сценарио. T_i може да биде било кој од трите USRP2-предаватели (TX1, TX2 или Tx3), додека P_{ti} се мери во *dBm*. Естимируваниот пропагациски модел

има експонент на загуби $\beta = 1.4$ и варијанса на засенување $\sigma^2 = 17.5$ (за време на RSS-акумулација од $10s$). Важно е да се напомене дека во овие експерименти, засенувањето е воглавно зависно од локација и не се менува значително во време, затоа што пропадациската околина е речиси статична. Во екстреман случај на целосно статична средина, последователните RSS-мерења ќе бидат приближно исти. Затоа, CRLB [11] може да послужи само како груба проценка на очекуваните локации на кластер (група) од последователни локациски естимати.

Табела 2.2: Параметри на сценариото

ID	Предаватели, предавателни моќности и соодветни CRLB-границы			
	$(P_{t1})CRLB$	$(P_{t2})CRLB$	$(T1)CRLB$	$(T2)CRLB$
1	(-10) 10	(-10) 6.9	(Tx3) 3.6	(Tx2) 1.6
2	(0) 21	(0) 14.1	(Tx3) 8.9	(Tx1) 2.5

Табела 2.3: Перформанси

ID на сценарио: (RSS-време на акумулација)	Прецизност на естимација (MEAN, MSE, %)				
	P_{t1}	P_{t2}	$T1$	$T1$	C
1:(2s)	-4.1	-6.3	1.8	1	98
1:(10s)	-3.8	-5.5	1.7	0.8	100
2:(2s)	2.8	2.1	0.3	0.7	100
2:(10s)	3	2.4	0.2	0.5	100

Табела 2.3 ја покажува ефикасноста на EMGMM-алгоритмот во разгледуваните сценарија. Таа ги прикажува средната вредност на естимираната предавателна моќност, средната квадратна грешка (англ. Mean Squared Error—MSE) на локализација и процентот на конвергенција ($C\%$) за различните сценарија. Притоа процентот на конвергенција е пресметан како однос на точките кои паѓаат во регионите дефинирани од CRLB (и само тие точки се земени предвид во евалуација на перформансите). Од табела 2.3 може да се извлечат следните заклучоци, EMGMM резултира во речиси непристрасни (англ. unbiased) естимации на предавателната моќ, многу добри својства на конвергенција и разумни грешки на локализација. Грешката се намалува со зголемување на времето на RSS-акумулација ($10s$ во споредба со $2s$), што значи дека ефектите на засенување се усреднети резултирајќи во помала варијанса на RSS-примероците добиени од мерните уреди.

2.4 Заклучок

Мапите на радиоопкружувањето може да бидат моќни овозможувачи на само-конфигурирачки техники за оптимизација на безжичните системи кои ќе бидат свесни и способни за самостојно учење на радиоопкружувањето и ќе придонесат до подобрување на спектрална ефикасност. Во оваа глава е презентирана функционалната REM-архитектура со сите градбени блокови, интерфејси и потребниот податочен модел за да се обезбеди целосен од-крај-до-крај проток на REM-податоци, од извлекување и генерирање на REM-информации до употребување на REM-податоците за различни цели. Во табелата 2.4 е даден преглед на различните типови на REM-податоци, локацијата (изворот) на податоците, начинот и техниките за генерирање на овие податоци и можните корисници на различните типови на REM-податоци. Функционална REM-архитектура е пресликана во комплетен REM-прототип кој исто така, е детално опишан во оваа глава. Практичната анализа на интегрираните алатки за генерирање на REM ја докажува доверливоста на развиениот прототип.

Со оглед на тоа што REM-мапите имаат огромно влијание врз подобреното планирање и работење на безжичните решенија, потребата од нови, робусни и ефикасни техники за генерирање и користење на REM-информации, е неизбежна. Затоа следните глави даваат значителен придонес на дисертацијата во таа насока и воопшто во концептот на REM. Глава 3 предлага две нови, ефикасни и моќни решенија за генерирање на REM, додека глава 4 предлага две нови RRM-решенија кои обезбедуваат значително подобрени перформанси на безжичните мрежи со користење на REM-информациите.

Табела 2.4: REM-податочни типови, локација на податоците, предуслови, меѓузависности и корисници на податоците

ID	REM-податочен тип	Локација	Добиен со	Користен за
1	<i>I/Q податоци</i>	Дистрибуирана	Естимација	Естимација на спектар на моќност; естимација на канал; естимација на RSS, SINR, SNR; естимација на фединг модели; детекција на сигнали; естимација на информации за предаватели
2	<i>Спектар на моќности</i>	Дистрибуирана	Естимација	Детекција на сигнали; естимација на RIF
3	<i>Информација за канали</i>	Дистрибуирана	Естимација	Естимација на RSS, SINR, SNR; RRM
4	<i>RSS, SNR, SINR</i>	Дистрибуирана	Естимација, моделирање	Естимација на модели на засенување и простирање; детекција на сигнали; естимација/моделирање на RIF; локализација на предаватели и MCD-уреди; RRM
5	<i>Фединг модел и параметри</i>	Дистрибуирана, централна	Естимација, моделирање	Моделирање на RSS, SINR, SNR; моделирање на RIF; локализација на предаватели; RRM
6	<i>Модел на засенување и параметри</i>	Дистрибуирана, централна	Естимација, моделирање	Моделирање на RSS, SINR, SNR; моделирање на RIF; локализација на предаватели; RRM
7	<i>Модел на загуби од простирање и параметри</i>	Централна	Естимација, моделирање	Моделирање на RSS, SINR, SNR; моделирање на RIF; локализација на предаватели; RRM
8	<i>Одлуки за детекција на сигнали</i>	Дистрибуирана, централна	Детекција (во една точка или кооперативна)	Естимација на искористеноста на спектарот; RRM
9	<i>Податоци за предаватели (локација, ширини, конфигурација)</i>	Централна	Естимација, статично внесување	Моделирање на RSS, SNR, SINR; естимација/моделирање на RIF; естимација/моделирање на сервисни области и области на покриеност; естимација на модели на простирање и засенување; RRM и изведување на спектрални полиси
10	<i>Локација на MCD</i>	Централна	Естимација, статично внесување	Локализација на предаватели; естимација на модели на простирање и засенување
11	<i>RIF-податоци</i>	Централна	Естимација, моделирање	Естимација/моделирање на спектралната искористеност; естимација/моделирање на сервисни области и области на покриеност
12	<i>Искористеност на спектарот (простојно временска, ON/OFF модели)</i>	Централна	Естимација, моделирање	RRM и изведување на спектрални полиси
13	<i>Сервисни области и области на покриеност</i>	Централна	Естимација, моделирање	RRM и изведување на спектрални полиси

Глава 3

Нови решенија за генерирање на доверливи REM-податоци

Глава 2 ја истакна важноста на REM-мапите во проценка и квантификација на искористеноста на радиоресурсите и следствено, во развојот на нови решенија, свесни за радиоопкружувањето кои ќе овозможат подобрани перформанси во безжичната комуникација. Како основа за такви само-свесни, само-оптимизирачки и интелигентни решенија за идните безжични мрежи, REM-мапите треба и мора да обезбедат доволна прецизност во знаењето за радиоопкружувањето, со цел да поддржат доверливо, непречено и стабилно однесување на безжичните мрежи. Во таа насока, во фокусот на оваа глава е генерирањето на доверливи REM-информации со двоен придонес во процесот на создавање на REM. Првото решение (поглавје 3.1) е нова, моќна, стабилна и робусна техника за детекција на сигнали [20, 21], која се прилагодува на специфичниот шум на системот и варијабилноста на радиооколината со цел да обезбеди доверлива детекција на сигнали со многу низок SNR . Вториот придонес во насока на генерирање на доверливи REM-информации (поглавје 3.2) е нова рамка за локализација на предаватели [48, 49], што зема предвид практични аспекти што произлегуваат од несигурноста на мрежната топологија. Предложени се нови решенија за доверлива и попрецизна локализација на предаватели во наведените сценарија коишто истовремено ја намалуваат несигурноста на информациите за мрежната топологија. Исто така, поглавје 3.2 дава и теоретски придонес преку изведување на долните теоретски граници на поведение и детален геометриски увид во процесот на локализација на предаватели и мерни сензори [50].

3.1 Детекција на сигнали врз база на статистики од повисок ред

Доверливото и робусно ослушнување на спектарот е од суштинско значење за REM-мапите и когнитивните радиомрежи [8], затоа што овозможува лоцирање на слободен спектар за евентуална секундарна употреба. Доверливоста на техниките за ослушнување на спектарот е под силно влијание од осетливоста на радиоуредите и варијациите на радиооколината. Овие аспекти често ги ограничуваат прецизноста и користењето на процесот на ослушнување на спектарот. Фединггот и другите просторно, временско и фреквенциско-зависни варијации на сигналите во радиоопкружувањето како и варијациите и несигурноста на системскиот шум, може значително да влијаат на приемниот однос сигнал–шум (SNR) на примарните сигнали. Затоа, сигнални детектори кои со сигурност може да ги детектираат слабите примарни сигнали (околу $-20dB SNR$ како цел [51, 52]), се неопходни кај секундарните радиоуреди.

Методите за детекција на сигнали што постојат во литературата може да бидат класифицирани во две главни групи: слепи и прилагодливи методи. Слепите детектори не побаруваат а priori знаење за сигналите што се детектираат [53], додека прилагодените детектори [54, 55] користат специфични карактеристики на сигналите за да направат детекција на генерирани сигнали.

Најчесто користениот слеп метод на детекција на сигнали [56] е методот базиран на енергија, кој е наједноставен и практичен, но овозможува слаби перформанси во сигналната детекција. Можни подобрувања се методите за детекција врз база на сопствени вредности [53] (каде детекцијата се прави врз основа на автокорелацијата или коваријансните матрици на добиените примероци) како и методите базирани на статистики од повисок ред (HOS) [1, 57]. Статистиките од повисок ред, исто така, може да се искористат во тестови за проценка дали множество од примероци следат специфична распределба или не (англ. Goodness-of-Fit–GoF-тестови). Комбинацијата од овие два аспекти, HOS и GoF-тестови, резултира во моќни перформанси за детекција на сигналите.

Ова поглавје предложува нов детектор на сигнали кој користи HOS и GoF-тестови на примероците од спектралната распределба на моќноста (англ. FFT power spectrum) за да процени присуство на сигнали. Предложениот GHOST (англ. Goodness-of-Fit HOS Testing) сигнален детектор користи тест статистика формирана од емпириски естимации, од распределбата на системскиот шум, на средните вредности на skewness и kurtosis и нивните варијансни/коваријансни

вредности. GHOST-детекторот може лесно да се примени во сегашните радиоуреди, поради робусноста да се адаптира на специфичниот системски шум. Практичната евалуација на GHOST-детекторот во ова поглавје докажува сигурна детекција на слаби сигнали со SNR дури понизок од $-32dB$.

3.1.1 Истражувања од областа

Во литературата постојат два значајни НОS-сигнални детектори [1, 57]. Првиот [57] е дел од IEEE 802.22-стандардот за безжични регионална мрежи (англ. Wireless Regional Area Networks–WRAN) кој предвидува користење на слободен спектар во телевизиските опсези. Овој метод за детекција користи естимација на статистиките од трет до шести ред со цел да се извршат тестови за нормалната распределба на реалните и имагинарните компоненти на FFT-фреквенциите. Методот е симулациски валидиран и резултатите покажуваат високи перформанси за детекција (детектирани сигнали со SNR понизок од $-20dB$), но по цена на високи пресметковни побарувања. Вториот НОS-детектор [1] е подобрување на претходниот, со користење на Жарке-Бера (англ. Jarque-Bera–JB) статистика за детекција. JB-статистиката е комбинација на статистиките од трет и четврт ред, skewness и kurtosis [58]. JB е статистика за тест за нормалност, односно квантитативна мерка за тоа колку се блиску разгледуваните skewness и kurtosis вредности до соодветните на нормалната распределба. Сепак, авторите во [1] ја користат оваа статистика погрешно (од аспект на GoF-тестови). Тие ја пресметуваат JB-статистиката на skewness и kurtosis на амплитудата на FFT-спектарот, што е по дефиниција е Рејлиева случајна променлива, кога сигналот е отсутен. И покрај тоа што се користи во неоптимален начин, JB-детекторот нуди подобри перформанси за детекција отколку претходниот НОS-метод, преку откривање на сигнали со SNR понизок од $-25dB$.

За разлика од [1], ова поглавје го предлага GHOST-детекторот, каде се формира тест статистика врз база на емпириски естимации (од распределбата на шумот) на средните skewness и kurtosis вредности и нивните варијансни/коваријансни вредности. Покрај тоа, целта на анализата на GHOST-детекторот е спектралната FTT моќност, што нуди најдобри перформанси на детекција. Предложениот метод е флексибилен, бидејќи се прилагодува на шумот специфичен за хардверот што се употребува и може да се користи за откривање на различни безжични сигнали. Тоа обезбедува оптимални перформанси за НОS-детекција на сигнали со многу низок SNR , како што е потврдено од страна на резултатите добиени преку евалуација на реална опрема.

3.1.2 Статистики од повисок ред и Goodness-of-fit-тестови

Статистиките од повисок ред одразуваат некои специфични карактеристики на распределбата на случајна променлива. Имено, статистиките од трет и четврт ред, т.е. skewness и kurtosis [59], соодветно, се најчесто употребувани статистики за одредување на распределбата на случајна променлива.

Skewness е мерка на симетрија на распределбата на случајната променлива x , и го квантифицира нивото на асиметрија во разгледуваната распределба. Skewness статистиката (γ_3) за множеството примероци $\{x_i, i = 1 \dots N\}$, се пресметува со следната формула

$$\gamma_3 = \frac{\hat{\mu}_3}{\hat{\sigma}^3} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^3}{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \right)^{\frac{3}{2}}}, \quad (3.1)$$

каде што $\hat{\mu}_3$ претставува естимација на третиот централен момент, додека \bar{x} и $\hat{\sigma}$ се естимации на средната вредност и стандардната девијација на множеството на примероци. Според оваа равенка, нулта вредност за skewness укажува на симетрична распределба.

Kurtosis статистиката е мерка за „острината“ на распределбата на случајната променлива x одразувајќи дали разгледуваната распределба е поиздолжена или порамна во однос на нормалната. Kurtosis статистиката (γ_4) за множеството примероци $\{x_i, i = 1 \dots N\}$ може да се пресмета со следната формула

$$\gamma_4 = \frac{\hat{\mu}_4}{\hat{\sigma}^4} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^4}{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \right)^2}, \quad (3.2)$$

каде што $\hat{\mu}_4$ претставува естимација на четвртиот централен момент. Според оваа дефиниција, нормалната распределба има kurtosis вредност 3.

Секоја распределба на случајна променлива има специфична комбинација на skewness и kurtosis вредностите. Како што споменавме, нормалната распределба има skewness вредност еднаква на 0 и kurtosis вредност еднаква на 3. Затоа, овие статистички податоци може да се користат во GoF-тестови на случаен процес. GoF тестовите се посебен вид на тестови кои имаат за цел да оценат дали даден случаен процес (множество примероци) следи една специфична распределба врз основа на споредбата со некои познати статистики на целната распределба. Овие тестови ретко се употребувани за детекција на сигналите во когнитивните радија. Во [60] и [56] авторите предлагаат Андерсон-Дарлинг ослушнување кое се базира на GoF-тестови на специфична функција на густина на веројатност. Овој метод може да

постигне забележителни резултати со релативно мал број на примероци.

Општиот модел на хипотеза кои важат за GoF-тестовите е следниот

$$\begin{cases} \mathcal{H}_0, & \text{примероците } \bar{w} \text{ потекнуваат од целната распределба.} \\ \mathcal{H}_1, & \text{примероците не потекнуваат од целната распределба.} \end{cases} \quad (3.3)$$

Како што беше напоменато, GoF-испитувањата имаат за цел да проценат дали разгледуваното множество на примероци е во согласност со специфични параметри на целната распределба. Покрај skewness и kurtosis, како предмет на GoF-тестирање може да бидат различни специфични параметри на распределбата како што се: средна вредност, варијанси, моменти од петти и повисок ред, автокорелации, параметри на функцијата на распределба итн. Генерализирана GoF-тест статистика, T_s , формирана во случај на хипотезата \mathcal{H}_0 [61], може да се изрази како

$$T_s = N(w - \omega)^T \Sigma_k^{-1} (w - \omega), \quad (3.4)$$

каде што w е вектор на естимациите на целните метрики, N е бројот на примероци за естимација на w , ω претставува вектор на асимптотски средни вредности (целни вредности), а Σ_k е асимптотската коваријансна матрица во случај на хипотеза \mathcal{H}_0 . Тест статистиката T_s е мерка за тоа колку блиску е естимируваниот вектор w до посакуваниот вектор ω (во согласност со зависностите во Σ_k).

JB-статистиката е специјален случај на генерализираната тест статистика T_s . Таа е изведена во случајот кога разгледуваниот вектор w се состои од естимираните skewness и kurtosis на множеството примероци, а ω и Σ_k соодветствуваат на нормална распределба, т.е.

$$w = \begin{bmatrix} 0 & 3 \end{bmatrix}^T, \quad \Sigma_k = \begin{bmatrix} 6 & 0 \\ 0 & 24 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Следствено, JB-тест статистиката (равенка (7) во [1]) треба да се користи само за GoF-тестови на нормална распределба. Сепак, авторите во [1] ја користат JB-статистиката за тестирање на Рејлиево распределената амплитудата на FFT-примероците, што резултира во субоптимална детекција.

GHOST-детекторот е оптимална комбинација на HOS со GoF-тестирање која резултира во моќни перформанси на детекција на сигнали. Тој користи GoF-тестови на skewness и kurtosis вредностите на моќноста на добиените спектрални FFT-примероци за да утврди дали тие потекнуваат од системскиот шум. GoF-тестирањето бара познавање на skewness, kurtosis и коваријансните вредности на

спектралната моќност на системскиот шум. Тие може да се пресметаат емпириски во случај кога системот е под хипотеза \mathcal{H}_0 . Во следниот дел детално е претставена шемата на GHOST-детекторот на сигнали.

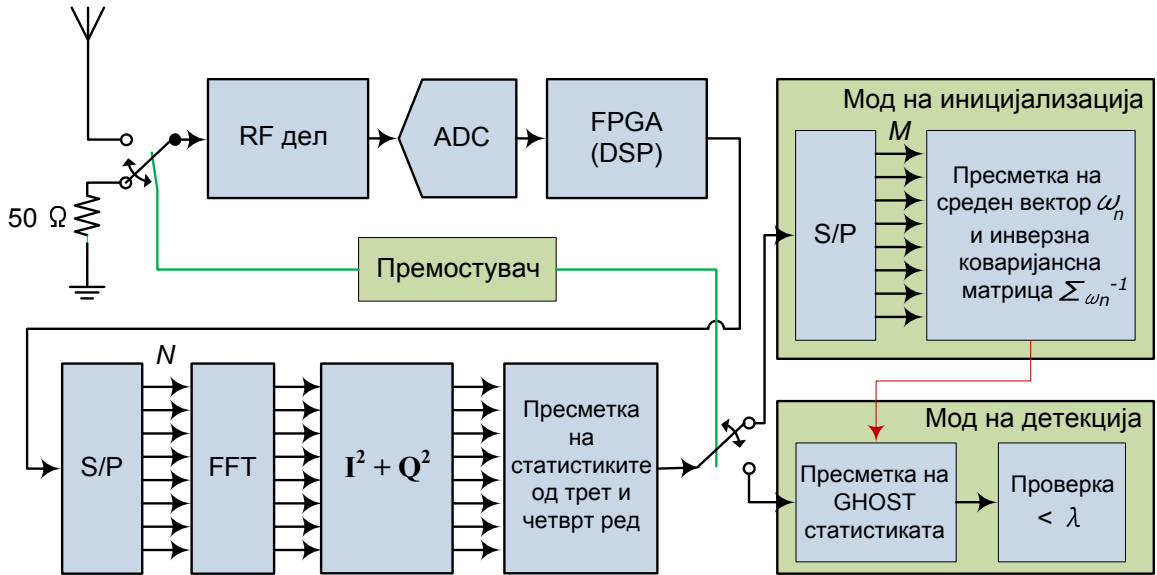
3.1.3 GHOST-детекција

GHOST-детекторот прави GoF-тестови на skewness и kurtosis вредностите на примероците од спектралната моќност и проверува дали се во согласност со соодветните емпириски естимирани вредности на системскиот шум. Затоа, GHOST-детекторот има два мода на операција: *мод на иницијализација* и *мод на детекција*. Модот на иницијализација (случај на хипотезата \mathcal{H}_0) е потребен за поставување на параметрите за детекција врз база на системскиот шум. Овие параметри се користат подоцна во модот на детекција, каде што преку GoF-тестови се врши тестирање дали постои сигнал во добиените примероци.

Слика 3.1 ја прикажува блок шемата на GHOST-детекторот. Шемата започнува со премостувач помеѓу приемната антена и 50Ω -ски терминатор, потребен за евалуација на системскиот шум. Следните три блока (т.е. RF-делот, ADC и FPGA) се типични компоненти на радиоприемник. На излез од FPGA-блокот е протоколот на комплексните примероци во временски домен кои влегуваат во сериски-во-паралелен (англ. Serial to Parallel-S/P) конвертор. Вектор од N комплексни примероци во временски домен е излез на S/P-блокот, кој е подоцна предмет на FFT-анализа. Следниот блок ги претвора овие примероци во FFT-спектрални примероци на моќност кои потоа се користат за HOS-анализа.

Последователниот премостувач го контролира модот на работа на GHOST-детекторот. Во модот на иницијализација, добиените HOS (skewness и kurtosis) вредности соодветствуваат на системскиот шум. Овие статистики се влез на уште еден S/P-конвертор, кој акумулира последователни skewness и kurtosis вредности на системскиот шумот. Подоцна, акумулираните skewness и kurtosis вредности се влез во блок за естимација на векторот на средни вредности ω_n и пресметка на инверзната коваријансна матрица $\Sigma_{\omega_n}^{-1}$ според следните релации

$$\omega_n = \begin{bmatrix} \mathbb{E}[\gamma_3] \\ \mathbb{E}[\gamma_4] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\gamma}_3 \\ \bar{\gamma}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^M \gamma_{3i} \\ \sum_{i=1}^M \gamma_{4i} \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$



Слика 3.1: Блок шема на GHOST-детекторот

$$\begin{aligned} \Sigma_{\omega_n}^{-1} &= (NE [(w_n - \omega_n)(w_n - \omega_n)^T])^{-1} = \\ &= \frac{N}{M} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^M (\gamma_{3i} - \bar{\gamma}_3)^2 & \sum_{i=1}^M (\gamma_{3i} - \bar{\gamma}_3)(\gamma_{4i} - \bar{\gamma}_4) \\ \sum_{i=1}^M (\gamma_{4i} - \bar{\gamma}_4)(\gamma_{3i} - \bar{\gamma}_3) & \sum_{i=1}^M (\gamma_{4i} - \bar{\gamma}_4)^2 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Притоа, множителот N е додаден за справување со варијансата на естиматорите на skewness и kurtosis. Ова е потребно за робусност на коваријансна матрица Σ_{ω_n} и независност од бројот на примероци N . Имено, лесно може да се покаже дека варијансите на естиматорите на skewness и kurtosis се во обратна пропорција со бројот на примероци N [62]

$$\mathbf{var}(\hat{\gamma}_3) \sim \frac{1}{N} \quad \mathbf{var}(\hat{\gamma}_4) \sim \frac{1}{N}. \quad (3.8)$$

Модот на детекција на GHOST-енергетскиот детектор е во операција кога двата премостувачи се во алтернативните позиции (слика 3.1). Првиот блок по вториот премостувач врши пресметка на тест статистиката врз основа на влезните skewness и kurtosis вредности на примените FFT-примероци на спектралната моќност. Користејќи го добиениот вектор на средни вредности и добиената инверзната коваријансна матрица во модот на иницијализација, GHOST-тест статистиката T_{ghost} се пресметува на следниот начин [61]

$$\begin{aligned}
T_{ghost} &= N(w - \omega_n)^T \Sigma_{\omega_n}^{-1} (w - \omega_n), \\
w &= \begin{bmatrix} \gamma_3 & \gamma_4 \end{bmatrix}^T,
\end{aligned} \tag{3.9}$$

каде што w е разгледуваниот skewness и kurtosis вектор. На крајот, со поставувањето на естимациите на ω_n (3.6) и $\Sigma_{\omega_n}^{-1}$ (3.7) во (3.9), детекцијата се врши врз основа следниот модел на хипотези

$$\begin{cases} T_{ghost} < \lambda, & \text{сигнал не е детектиран.} \\ T_{ghost} \geq \lambda, & \text{сигнал е детектиран.} \end{cases} \tag{3.10}$$

Прагот за одлучување λ е во тесна врска со распределбата на естиматорите на γ_3 и γ_4 . Тој може да се процени аналитички ако распределбата на GHOST-тест статистиката (γ_3 и γ_4) е позната или емпириски естимирана во модот на иницијализација, под хипотеза \mathcal{H}_0 . Ако GHOST-статистиката е помала од прагот за одлучување, тоа значи дека разгледуваните FFT-примероци на спектралната моќност ја следат соодветната распределбата на системскиот шум и надворешен сигнал не постои/не е откриен. Во спротивно, доколку тест статистикатата е поголема од прагот за одлучување, тоа значи дека надворешен сигнал предизвикува FFT-примероците на спектралната моќност да не ја следат соодветната распределба на шумот.

Иако GHOST се фокусира на FFT-примероците од спектралната моќност, NOS и GoF-анализа може да се изврши или во временски или во фреквенциски домен. Метрики од интерес може да биде реалните и/или имагинарните компоненти, амплитудата или моќноста на сигналот. Практичната евалуација во поглавје 3.1.5 сепак покажува дека GHOST-детекторот нуди најдобри перформанси кога се применува на *спектралната моќност на FFT-примероците*. Разгледувањето на статистики од уште повисок ред (петта и повисока) незначително ја подобрува детекцијата, во услови на голем број на примероци (N) за добра естимациска прецизност. Соодносот помеѓу комплексноста и перформансите покажува дека *skewness и kurtosis анализата на FFT-спектралната моќност* е најсоодветна за GoF-базирана детекција.

Последователниот текст прикажува аналитичка пресметка на векторот на средни вредности ω_n и коваријансната матрица Σ_{ω_n} за спектралната моќност на шумот (во услови на хипотеза \mathcal{H}_0).

3.1.4 Аналитичка позадина

Според теоријата, ФФТ-спектралната моќност во модот на иницијализација (хипотеза \mathcal{H}_0), следи Хи-квadratна распределба со два степени на слобода (χ_2^2 , т.е. експоненцијална функција на густина на веројатност $f(x) = \frac{1}{2}e^{-\frac{x}{2}}$), добиена како збир на квадрати од две Гаусови променливи со средна вредност 0. Асимптотската средна вредност μ и варијансата σ^2 на χ_2^2 случајна променлива x може да се пресметаат

$$\mu = \mathbb{E}[x] = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} x e^{-\frac{x}{2}} = 2, \quad (3.11)$$

$$\sigma^2 = \mathbb{E}[(x - \mu)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 f(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} (x - 2)^2 e^{-\frac{x}{2}} = 4. \quad (3.12)$$

Со користењето на овие вредности, теоретските средни skewness и kurtosis вредности на χ_2^2 распределбата може да се пресметаат исто така

$$\bar{\gamma}_3 = \frac{\mathbb{E}[(x - \mu)^3]}{\sigma^3} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (x - 2)^3 f(x) dx}{4^{3/2}} = \frac{1}{16} \int_{-\infty}^{\infty} (x - 2)^3 e^{-\frac{x}{2}} dx = 2, \quad (3.13)$$

$$\bar{\gamma}_4 = \frac{\mathbb{E}[(x - \mu)^4]}{\sigma^4} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (x - 2)^4 f(x) dx}{4^2} = \frac{1}{32} \int_{-\infty}^{\infty} (x - 2)^4 e^{-\frac{x}{2}} dx = 9. \quad (3.14)$$

Јасно е дека skewness и kurtosis статистиките за χ_2^2 распределбата се независни од варијансата на двете Гаусови компоненти. Според тоа, овие статистички податоци го прават процесот на одлучување независен од варијациите и неизвесностите (англ. uncertainties) на шумот.

Покрај асимптотскиот вектор на средни вредности $\omega_n = [2, 9]^T$ на χ_2^2 распределбата, и коваријансната матрица Σ_{ω_n} може теоретски да се пресмета. Со користење на соодветните функции на влијание [63] на skewness и kurtosis за оваа распределба, асимптотската коваријансна матрица изнесува [61]

$$\Sigma_{\omega_n} = \begin{bmatrix} 72 & 720 \\ 720 & 8060 \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

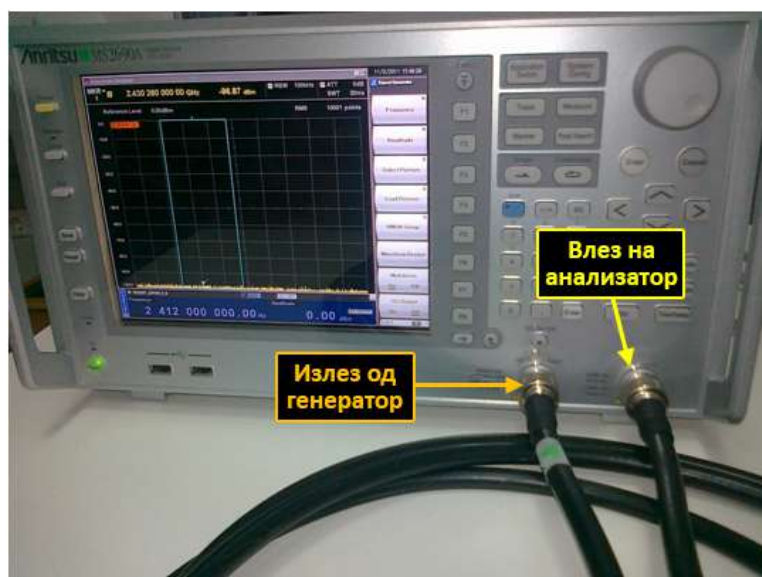
Сепак, резултатите од практичната анализа укажуваат на тоа дека овие теоретски добиени ω_n и Σ_{ω_n} не се во согласност со емпириски пресметаните од примероците од системскиот шум. Ова е резултат на хардверските нелинеарности. Затоа, за оптимално функционирање на GHOST-детекторот, ω_n и Σ_{ω_n} треба да се пресметаат емпириски во услови на хипотезата \mathcal{H}_0 .

3.1.5 Анализа на перформанси

Анализата на перформанси има за цел да ја демонстрира ефикасноста, флексибилноста и применливоста на предложениот GHOST-детектор на реална радиоопрема. Поставувањето се состои од Anritsu MS2690A [64] сигнален анализатор (со вклучена опција за генерирање на сигнали) и компјутер за извлекување на IQ-податоците и извршување на соодветните GHOST-операции во Матлаб околина. Влезот на сигналниот анализатор и излезот од сигналниот генератор се поврзани со коаксијален кабел (со измерени загуби од $1.4dB$), како што е прикажано на слика 3.2.

GHOST-методот е тестиран за два типа на сигнали, и тоа:

1. *GSM-сигнал*: EDGE DL-сигнал со MCS-9 шема на кодирање и четири активни слотови. Анализираниот пропусен опсег (англ. bandwidth-BW) е поставен на $2MHz$, а приемниот SNR на генерираниот сигнал е поставен во опсег од $-30dB$ до $0dB$ со $2dB$ -лни чекори;
2. *ISDBT-сигнал*: ISDBT претставува јапонскиот стандард за дигитална телевизија (OFDM-базиран). Генерираниот ISDBT-сигнал користи QPSK-модулација и $2/3$ конволуциско кодирање. Резултантниот опсег на приемниот SNR е во рангот од $-32dB$ до $-2dB$ со чекори од $2dB$, а анализираниот BW е $10MHz$.



Слика 3.2: Мерно поставување

Секое мерење за секоја можна конфигурација се состои од десет милиони примероци, со цел да се обезбеди статистичка коректност и доверливост. Ист број на примероци се прибрани од системскиот шум за да се пресметаат соодветните средни и коваријансни вредности и да се постават праговите за одлучување λ , врз база на фиксна веројатност за лажен аларм (англ. Probability of False Alarm– P_{fa}). НОС-анализата се спроведува во фреквенциски домен, преку FFT-трансформација на примероците од временски домен, со различни тестирани големини на FFT, од 1024 до 32768. Естимираните вредности на нивото на системскиот шум одговараат на спецификациите на анализаторот. Имено, за случаите на $2MHz$ -ен и $10MHz$ -ен пропусен опсег, нивото на шумот е пресметано според спецификациите и изнесува

$$\begin{aligned} P_{noise_2MHz} &= P_{norm} + A + 10 \log_{10}(B) = \\ &= -150.5dBm/Hz + 6dB + 10 \log_{10}(2 \times 10^6 Hz) = -81.4897dBm, \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} P_{noise_10MHz} &= P_{norm} + A + 10 \log_{10}(B) = \\ &= -150.5dBm/Hz + 6dB + 10 \log_{10}(10 \times 10^6 Hz) = -74.4581dBm, \end{aligned} \quad (3.17)$$

каде што P_{noise_2MHz} и P_{noise_10MHz} се нивоата на шум за 2 и $10MHz$ пропусен опсег, соодветно, додека A и B се однесуваат на користените влезна загуба (англ. attenuation) и пропусен опсег. P_{norm} претставува нивото на нормализираниот шум по Hz , даден во спецификациите [64]. Табела 3.1 ги сумира најважните параметри на мерната конфигурација.

Табела 3.1: Мерна конфигурација

Влезен сигнал	EDGE DL_MCS-9_4SLOT	ISDBT_QPSK_2/3
Фреквенција [MHz]	2401	2401
Пропусен опсег [MHz]	2	10
Влезна загуба [dB]	6	6
Ниво на шум [dBm]	-81.3522(измерено) -81.4897(спецификации)	-74.4581(измерено) -74.5(спецификации)
Загуби од кабел [dB]	1.4	1.4
Приемна моќност [dBm]	-110 : 2 : -80	-105 : 2 : -75
Резултантен SNR [dB]	-30.05 : 2 : 0.05	-31.94 : 2 : -1.94

3.1.5.1 Евалуација на параметрите за детекција

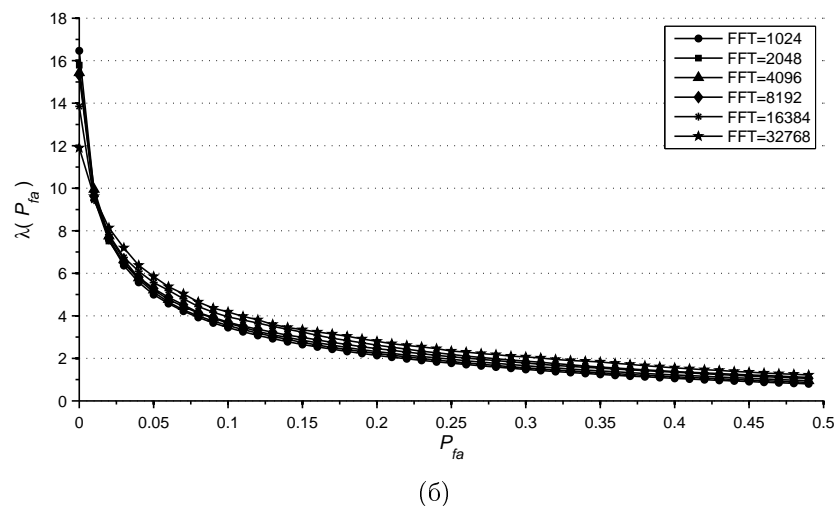
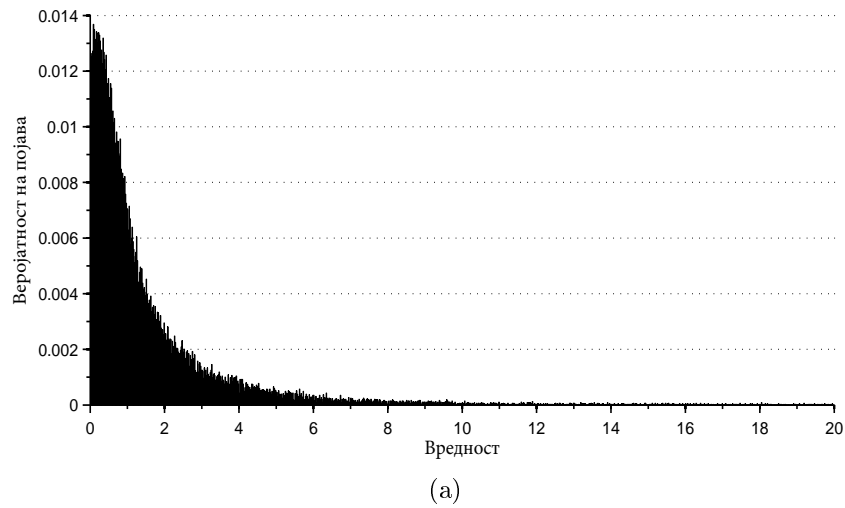
Пред операција на GHOST-детекторот во мод на детекција, векторот на средни вредности ω_n и коваријансната матрица Σ_{ω_n} треба да се пресметаат од системскиот шум врз база на (3.6) и (3.7), соодветно. Како што беше напоменато, десет милиони IQ-примероци ($N \times$) се користат за да се пресметаат овие величини како и праговите за одлука врз база на веројатноста за лажан аларм (англ. probability of false alarm – P_{fa}), за секоја големина на FFT од 1024 до 65536. На пример, естимираниот вектор на средни вредности и коваријансна матрица за случајот на FFT-големина од 2048 изнесуваат

$$\begin{aligned} \omega_n &= [1.983, 8.826]^T, \\ \Sigma_{\omega_n} &= \begin{bmatrix} 65.045 & 619.629 \\ 619.629 & 6545.347 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Овие средни вредности на skewness и kurtosis малку се разликуваат од теоретските вредности за χ_2^2 распределбата кои изнесуваат два и девет, соодветно (поглавје 3.1.4). Коваријансна матрица, исто така, се разликува од теоретски пресметаната за χ_2^2 распределбата. Тоа е доказ дека овие вредности се зависни од хардверот, бидејќи неидеалностите и нелинеарностите на уредот придонесуваат во конечната распределба на спектралната моќност, дури и во случај на сигнални анализатори со висока прецизност. Заклучокот е дека примероците на FFT-спектралната моќност на шумот имаат распределба слична, но не идентична на χ_2^2 . Затоа, емпириските пресметки на векторот на средни вредности ω_n и коваријансна матрица Σ_{ω_n} се од суштинско значење за правилно функционирање на GHOST-детекторот.

Слика 3.3а ја претставува емпириски добиената распределба на густина на веројатност (англ. empirical PDF – ePDF) на GHOST-тест статистиката во услови на хипотезата \mathcal{H}_0 . Оваа распределба има сличен облик на χ_2^2 и најголемиот дел од вредностите на GHOST-тест статистиката се помали од 17. Сепак, поради грешки во естимација, вредности значително поголеми од 17 се исто така можни (не е видно на слика 3.3а). Веројатноста за појава на овие високи вредности е ниска и се намалува со зголемување на големината на FFT (табела 3.2).

Табела 3.2 ги прикажува праговите за $P_{fa} = 1\%$ за GHOST и JB-базираната амплитудна детекција [1], пресметани од системскиот шум (за двата случаи, $2MHz$ и $10MHz$). Очигледно е дека прагот за одлука на GHOST-методот незначително се намалува како што се зголемува големината на FFT. Тоа се должи на однесувањето на варијансата на естиматорите на skewness и kurtosis (3.8), што придонесува до



Слика 3.3: (а) Емпириска PDF на тест статистиката во услови на хипотеза \mathcal{H}_0 ; (б) прагови за одлука $\lambda(P_{fa})$ (1% до 50%) за различни големини на FFT

пониска варијансата на тест статистиката T_{ghost} . Во спротивно, прагот за одлука на ЈВ-базираната детекција е значително зависен од големината на FFT. Ова однесување е очекувано, бидејќи ЈВ GoF-тестот има за цел нормална распределба. Како што варијансата на естимација на skewness и kurtosis се намалува, тие се сè поблиски до соодветните за распределбата на амплитудата на шумот (слична на Рејлиева) и сè поразлични од нормална распределба. Јасно е дека фиксен праг за одлука од 17 за случајот на GHOST-детекција на моќност ќе гарантира $P_{fa} < 1\%$ за било која големина на FFT > 1024 .

Слика 3.3б ја прикажува зависноста на праговите за одлука во однос на големината на FFT за P_{fa} во рангот од 1% до 50%. Истиот заклучок важи како

и претходно, зголемувањето на големината на FFT има занемарливо влијание врз P_{fa} -праговите за одлука.

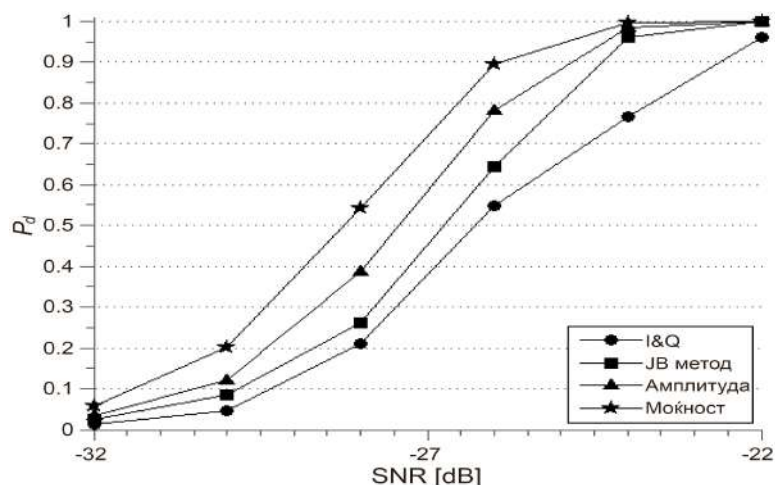
Табела 3.2: $P_{fa} = 1\%$ прагови естимирани за GHOST и JB-базирана амплитудна детекција [1], за мерења со $2MHz$ и $10MHz$ пропусен опсег

FFT-големина	$2MHz$		$10MHz$	
	GHOST	JB	GHOST	JB
1024	16.61166	143.1835	16.72522	143.1587
2048	15.97202	203.6513	16.20784	204.1665
4096	15.52205	330.0521	15.44937	329.7613
8192	14.73142	577.7604	14.82259	577.6139
16384	13.82827	1060.697	13.92611	1061.206
32768	12.81812	2002.13	12.79203	2000.279

3.1.5.2 Резултати од детекција

Перформансите на GHOST-детекторот се споредени со два други детектори: субоптималниот JB-детектор (со фокус само на процесот на детекција во [1]) и енергетска детекција со естимирано ниво на шум [65, 66] (детекција врз основа на средната FFT-спектрална моќност). P_{fa} -праговите за одлука се емпириски естимирани од шумот (случај на хипотезата \mathcal{H}_0) за сите три тестираните детектори. Перформансите на интерес се веројатноста за детекција (англ. probability of detection– P_d) во зависност од SNR или P_{fa} (криви на приемник, англ. Receiver Operating Curves–ROCs).

Слика 3.4 има за цел да го оправда изборот на FFT-спектралната моќност како најсоодветен предмет за NOS и GoF-анализа. Таа ја прикажува емпириски пресметаната зависност на P_d во однос на SNR , за големина на FFT од 8192 и влезен ISDBT-сигнал. Метриците од интерес за skewness и kurtosis GoF-анализа се следните: *реални и имагинарни компоненти* (I&Q), *амплитуда* и *моќности на FFT-спектарот*. Претходно објаснетото GoF-тестирање се применува на сите овие метрики. Дополнително, и JB-базираната детекција [1], која се фокусира на амплитудата на FFT-спектарот, е исто така тестирана. Очигледно е дека најголема веројатност за детекција се добива во случајот кога анализата се прави врз примероците на моќноста на FFT-спектарот. Исто така јасно е дека правилните GoF-тестови на амплитудата (со емпириски естимирани параметри за детекција) нудат подобра детекција од JB-базираната амплитудна детекција [1].

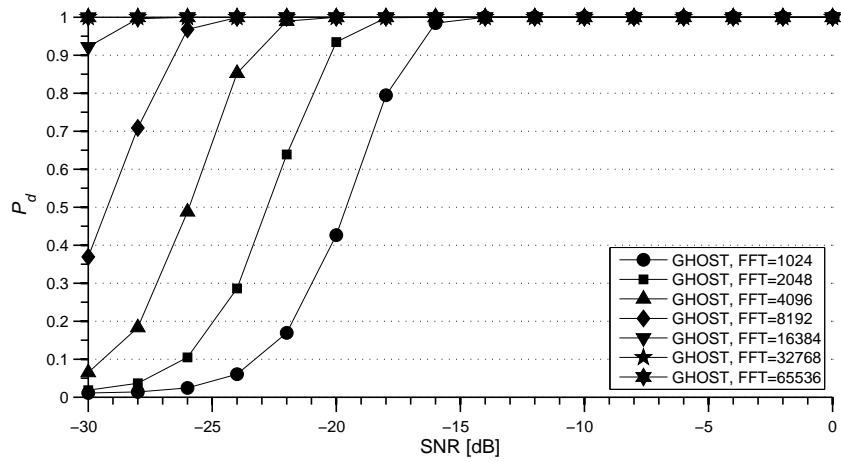


Слика 3.4: Влијанието на детекциската метрика за HOS GoF-детекција за големина на FFT = 8192 и влезен ISDBT-сигнал (во споредба со JB-базираната амплитудна детекција од [1])

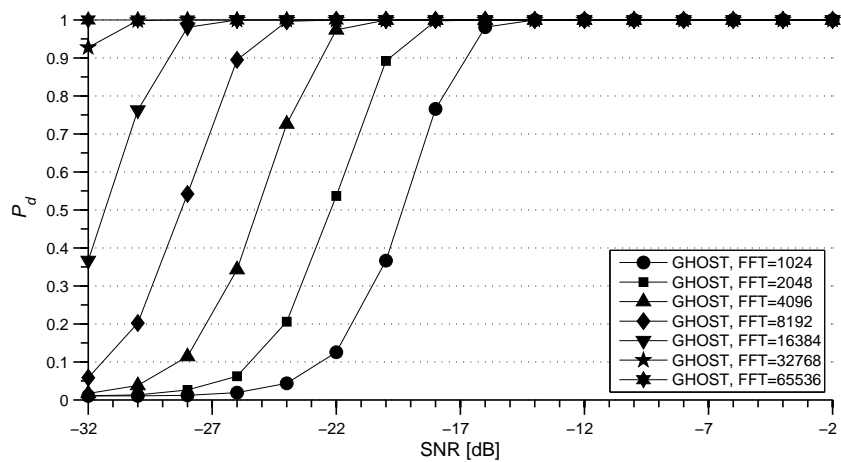
Слика 3.5а и слика 3.5б ја прикажуваат зависноста на перформансите на GHOST-детекторот во однос на влезниот SNR и различни големини на FFT, за GSM и ISDBT-сигнали, соодветно. Јасно е дека перформансите на детекција се подобруваат за околу $3dB$ за секое двојно зголемување на големината на FFT, за двата типа на сигнали. Имено, големина на FFT од 32768 дава P_d од 100% за GSM-сигнал и големина на FFT од 65536 резултира во P_d од 100% за ISDBT-сигнал за секоја тестирана приемна моќност.

Слика 3.6а и слика 3.6б ги илустрираат перформансите на GHOST-детекторот од аспект на P_d -зависност од SNR , во споредба со другите детектори. Евидентно е дека GHOST-детекторот има доминантни перформанси. Во случајот на GSM-сигнал со $-30dB$ SNR и FFT-големината од 16384, GHOST-детекторот има P_d од околу 92%, додека енергетскиот детектор со естимирано ниво на шум и JB-базираната амплитудна детекција нудат 56% и 0% веројатност за детекција, соодветно. Во случајот на ISDBT-сигнал, големина на FFT од 32768 и $-32dB$ SNR , GHOST-детекторот постигнува P_d од околу 93%, додека енергетскиот детектор со естимирано ниво на шум и JB-базираната амплитудна детекција резултираат во 45% и 0% веројатност за детекција, соодветно.

Слика 3.7 ги прикажува перформансите на GHOST и JB-базираната амплитудна детекција во однос на ROC-криви (P_d во зависност од P_{fa}) во случајот на GSM-сигнал. Јасно е дека перформансите на двата методи се подобруваат со зголемување на големината на FFT, но GHOST-методот нуди значително подобри перформанси за детекција.



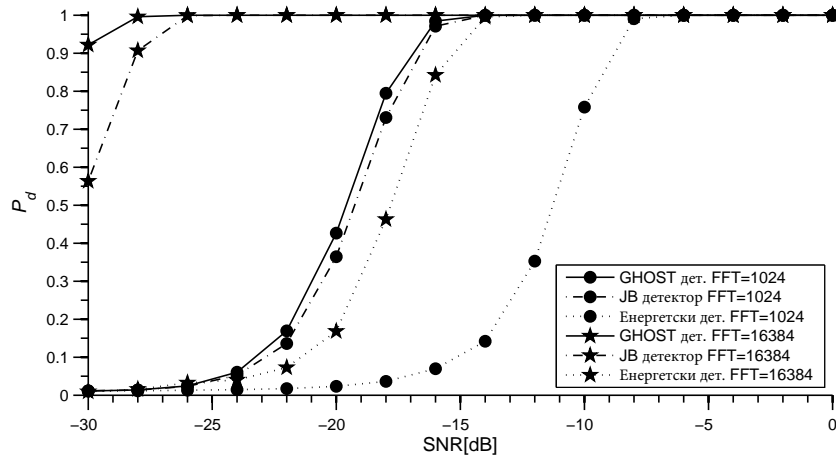
(a)



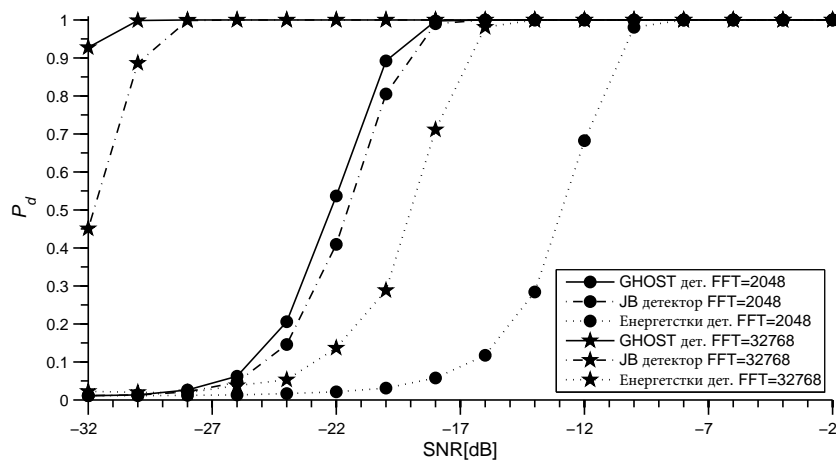
(б)

Слика 3.5: P_d во зависност од SNR за $P_{fa} = 1\%$, различни FFT-големини: (а) EDGE-сигнал; (б) ISDBT-сигнал

Практично добиените резултатите докажуваат дека GHOST-детекторот нуди моќна НОС и GoF-базирана детекција, со способност за детекција на многу слаби сигнали, со SNR дури и под $-32dB$ за поголеми FFT-големини. Овие перформанси се значително подобри од постојните НОС и енергетски детектори. Исто така, практичната евалуација на реална опрема ја покажува применливоста на оваа детекциска шема на постоечкиот радиохардвер за откривање на различни видови на сигнали.



(a)

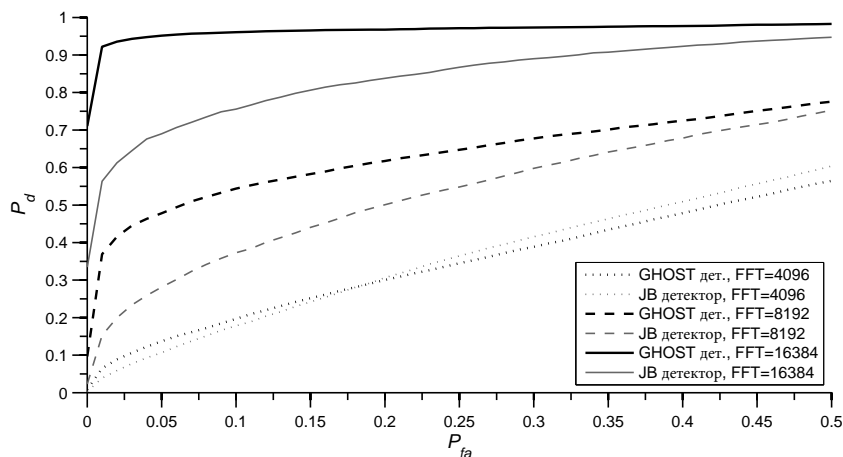


(б)

Слика 3.6: P_d во зависност од SNR за $P_{fa} = 1\%$, две FFT-големини, различни детектори: (а) EDGE-сигнал; (б) ISDBT-сигнал

3.1.6 Заклучок

Ова поглавје презентираше нов и ефикасен GHOST-сигнален детектор, кој извршува GoF-тестирање на HOS на FFT-спектралната моќност. Предложената шема е робусна и флексибилна и ги надминување на недостатоците и субоптималноста на претходните HOS-детектори. GHOST овозможува откривање на кориснички сигнали со SNR понизок и од $-32dB$. Зголемувањето на големината на FFT резултира во зголемување на ефикасноста на детекција, но не влијае на прагот за одлучување. Затоа, фиксни прагови на одлучување можат да се задржат, без оглед на бројот на примероците. Покрај тоа, GHOST-шешмата може да



Слика 3.7: ROC-криви за GHOST и JB-базираната амплитудна детекција [1] за $P_{fa} = 1\%$ прагови, FFT-големина = 4096, 8192, 16384, GSM-сигнал со $SNR = -30dB$

се примени на постоечки и комерцијално достапни радиоуреди способни за земање на IQ-примероци, без оглед на нивните нивоа на осетливост и прецизност, бидејќи се адаптира на специфичните карактеристики и не зависи од несигурноста на шумот.

Главните придобивки од предложената GHOST-шема за сигнална детекција се:

- оптимално однесување поради правилни GoF-тестови врз основа на естимација на статистиките на шумот;
- способност да се детектираат сигнали кои имаат многу низок SNR ;
- применливост во различни и динамични радиооколин и доверлива детекција на различни безжични сигнали;
- предмет на анализа на GHOST е примероците на моќноста на FFT-спектарот, што нуди најдобри перформанси за детекција и независност од нивото на шумот (робусност на неизвесности на шумот).

GHOST-детекторот може да обезбеди вредни и веродостојни REM-податоци. Земајќи ги предвид типовите на REM-податоци во табела 2.4, GHOST придонесува во REM-податочен тип со ID:8 (одлуки за детекција на сигнали) и инхерентно придонесува во подоверливи информации за искористеноста на спектарот (REM-податочен тип со ID:12) и подобрување на RRM за когнитивни радиомрежи и динамички пристап во спектарот. Важно е да се напомене дека во сценарија со кооперативна детекција [66], GHOST-детекторот ќе обезбеди уште подобри можности за детекција на сигнали, што ќе резултира во значително подобрена естимација на просторно-временската искористеност на спектарот.

3.2 Локализација на предавател во сценарија со несигурни сензорски топологии врз база на RSS

Локализацијата на предавател/сигнален извор е основна компонента за спознавање на радиоопкружувањето, бидејќи има за цел да естимира позиции на потенцијални активни предавател(и) во областа од интерес, а преку тоа и нивното влијание на радиопропагациската околина. Овие информации за локацијата се корисни во многу од постоечките и новите безжични мрежни решенија како што се мобилни, ад-хок, само-организирачки и когнитивни радиомрежи [67, 68]. Техниките базирани на нивото на приемниот сигнал (RSS) се од особен интерес, што се должи на хардверските предуслови од аспект на присуството на RSS-мерења во секој безжичен уред. Ова значи дека користењето на RSS-базирана локализација во пракса бара само софтверски надградби, додека нуди доволна прецизност и скалабилност за широк спектар на апликации. Најголемиот дел од истражувањата во областа на RSS-базирана локализација на предаватели занемаруваат некои практични прашања во врска со постапката за локализација, како што е несигурноста на информациите за позициите на мерните сензори. Ова поглавје се фокусира на проблемите кои произлегуваат од несигурноста на мрежната топологија поради грешки од претходни естимации и претставува генеричка рамка што истовремено има за цел локализација на предаватели и намалување на несигурноста на мрежната топологија [48, 49] (англ. Source Position Estimation for Anchor position uncertainty Reduction–SPEAR). Предложената SPEAR-естимациска рамка искористува Joint Maximum Likelihood (JML) и Trust Region (TR) итеративен алгоритам за здружена локализација на предавател/сензори врз основа на RSS-метриката и претходните естимации на позициите на сензорите. Значителни добивки произлегуваат од здружената естимација кои се и уште поголеми во случаите со дополнителна временска и просторна статистика. Ова поглавје, исто така, ги изведува Фишеровите информациски матрици (англ. Fisher Information Matrices–FIMs) и долните граници на Крамер и Рао (CRLB-граници) [69] на SPEAR-рамката, со посебен фокус на структурата на FIM за произволен мрежен јазол со непозната позиција. Идентификувани се различните информациски компоненти за локацијата (како добивки и загуби кои се јавуваат како резултат на здружена естимација) и претставена е општа геометриска репрезентација на локациските информации и грешки [50].

Здружената SPEAR-естимациска рамка и нејзините теоретски граници може да бидат голема придобивка во концептот на REM (поглавје 2), како ветувачка

технологија за прибирање, моделирање, процесирање, анализа и користење на податоците од радиоопкружувањето за различни оптимизации на безжични мрежи и управување со радиоресурсите.

3.2.1 Истражувања од областа

Истражувањата од областа на локализација на предаватели во безжични мрежи најчесто се поделени во три насоки во однос на набљудуваната метрика [67, 70, 71]:

1. локализација врз база на аголот на пристигање на сигналите (англ. *Angle of Arrival-AOA*);
2. локализација врз база на (разликата на) времето на пристигање на сигналите (англ. *Time/Time Difference of Arrival-TOA/TDOA*);
3. локализација врз база на нивото/моќноста на приемиот сигнал (*RSS*).

RSS-базираната локализација е најраспространетата насока, како резултат на едноставноста во имплементацијата, најмалата пресметковна комплексност и доволната прецизност за широк спектар на безжични апликации. Во однос на можностите за учење, техниките за локализација генерално се поделени во две широки класи [45]:

1. *Баесови локализациски техники* и
2. *не-Баесови локализациски техники*.

Пристапите врз база на Баесова естимација се посложени и покомплексни за имплементација, бидејќи тие обично бараат повеќе статистика и долги фази на тренирање на мрежата, односно работа во контролирана околина. Затоа, не-Баесовите техники, особено техниките за естимација врз база на максимална веројатност (ML), се најчесто истражувани од страна на истражувачката заедница, а и најчести комерцијално искористени решенија.

Генеричкото мрежно поставување за не-Баесова локализација се состои од множество на мерни сензори распоредени на одредена област и еден (или повеќе) безжичен предавател. Во случајот на RSS-базирана локализација [42–44, 47], сензорите, по приемот на сигналот што се емитува од предавателот, го мерат приемото ниво (моќност) на примениот сигнал. Локализацијата на предавателот е проблем на естимација, каде што непознат параметар е позицијата на предавателот која што се естимира со користење на информациите содржани

во RSS-мерењата. Проблемот може да се анализира и оценува теоретски преку фундаменталните граници на поведение што го ограничуваат поведението на било кој локализациски алгоритам. Придобивките кои произлегуваат од изведувањето на долните граници на локализацијата се многубројни. Имено, фундаменталните долни граници ги прикажуваат најдобрите можни перформанси на локализација кои можат да бидат теоретски и практично достигнати, во смисла на оптимално искористување и комбинирање на расположливите информации за локацијата (содржани во мерењата на сигналот) и минимизирање на грешката на локализација. Една од најчесто користените аналитички методи за изведувањето на долните граници во областа на статистичко процесирање на сигнали е теоријата на Крамер и Рао. Границите, познати како долни граници на Крамер и Рао, се пресметуваат со користење на Фишеровата информација како мерка за информации за непознатите параметри [45, 70, 71]. Фишеровата информација се изразува преку преку Фишеровите информациски матрици.

Клучен услов за правилно функционирање на локализациските алгоритми е познавањето на точните позиции на мерните сензори. Во практични апликации, позициите на сензорите, освен ако не се статични инфраструктурни компоненти (како пристапни точки, базни станици, итн.), обично се добиени по пат на претходната естимација, на пр. преку GPS (Global Positioning System) или друга техника за локализација. Претходната естимација произведува, значително или незначително погрешна позиција на сензорите, што последователно може да предизвика влошување на перформансите на локализација на предавателот и целокупната несигурност на мрежната топологија [43, 48]. Неодамнешните истражувања за евалуација на GPS-локализацијата [72, 73], како најраспространета алатка за надворешна локализација, докажува дека отстапувањето (грешката) од точната локација може да изнесува дури и неколку десетици до стотина метри. Овие резултати покажуваат дека нова, поробусна и пофлексибилна рамка за локализација на предавател, која ќе ги земе предвид и ќе се справува со несигурни мрежни топологии е неопходност, а тоа претставува и предметот на работа во ова поглавје.

Неколку научни трудови се фокусираат на проблемот на несигурност на позициите на сензорите [74, 75], но во сосема различен системски модел, под претпоставка дека несигурноста за позициите потекнува од мобилноста на сензорите и случајни преместувања, а не од грешката во претходната естимација на позициите. Авторите во [74, 75] развиваат Баесов пристап за естимација на позициите на сензорите во сценарија за следење на мобилност. Овој модел не може да се примени

на претходно објаснетиот проблем, бидејќи тука, случајноста се однесува само на перцепцијата за нивната вистинска позиција поради претходната естимација, додека сензорите се фиксни во времето на анализата.

Ова поглавје ја претставува генеричката SPEAR-рамка за локализација на предавател, која има за цел да ги избегне проблемите кои произлегуваат од несигурните мрежни топологии. SPEAR-локализациската рамка ги моделира точните позиции на сензорите и позицијата на предавателот како детерминистички параметри, со користење на здружен Баесов формализам, и развива здружен ML (JML) естиматор за заедничка естимација на позициите на предавателот и несигурните сензори. Тој зема предвид и вклучување на дополнителна статистика од временски и просторен домен во постапката за естимација, за уште позначајни придобивки во локализацијата на предавателот и сензорите. Нелинеарната JML-оптимизација е решена со помош на итеративен Trust Region (TR) алгоритам [48], кој е едноставен и моќен метод за минимизирање со одлични својства на конвергенција и бројни можности за намалување на комплексноста.

Неколку автори [45, 70, 71] наведуваат дека FIM и CRLB поседуваат својства на позитивна дефинитност и симетрија. Овие својства овозможуваат соодветна геометриска интерпретација на FIM и CRLB и тие можат да бидат геометриски толкувани како мултидимензионални елипсоиди. За дводимензионална естимација, како што е локализација на мрежен јазол, елипсоидите стануваат елипси. Во случајот на FIM, тие се нарекуваат информациски елипси (англ. Information Ellipses-IEs), а во случајот на CRLB, елипси на грешка (англ. Error Ellipses-EEs). Ова поглавје ги изведува FIM-матриците и CRLB-границите и се фокусира на геометриска интерпретација на SPEAR-рамката и соодветните теоретски граници. Геометриската интерпретација на FIM дава увид во распределбата на информациите во врска со непознатите позиции кои се содржат во набљудувањата, во ортогонални просторни димензии. Еквивалентно, геометриска интерпретација на CRLB го илустрира ширењето на грешката од естимација, односно варијансата на грешката околу вистинската вредност на параметарот што се естимира. Ова е од суштинско значење, бидејќи овозможува подлабоко разбирање на проблемот на локализација. Геометриската интерпретација дава увид во можностите за максимизирање на локациските информации преку соодветно димензионирање на проблемот, дизајн на мрежни топологии за специфични модели на мобилност на јазлите, специфични модели на канал, земајќи предвид одредени ограничувања и услови. Тоа може да помогне во дефиниција на алгоритми за оптимално кооперативно комбинирање на различни информациски компоненти и

минимизирање на грешката од естимација.

3.2.2 SPEAR-локализациска рамка

Истражувањата од областа на RSS-локализација обично ги занемаруваат несигурните позиции на сензорите во процесот на локализација, што може да доведе до значителни грешки во локализацијата на предавателот. *SPEAR-рамката* се фокусира на такви сценарија, земајќи ги предвид и справувајќи се со овие несигурности во системскиот модел со цел подобрување на локализацијата на предавателот и информациите за мрежната топологија. Следниот текст ја претставува SPEAR-рамката за локализација, изведува JML и TR-алгоритам за оптимизација и ги евалуира локализациските перформанси во типични сценарија.

3.2.2.1 Системски модел и претставување на проблемот

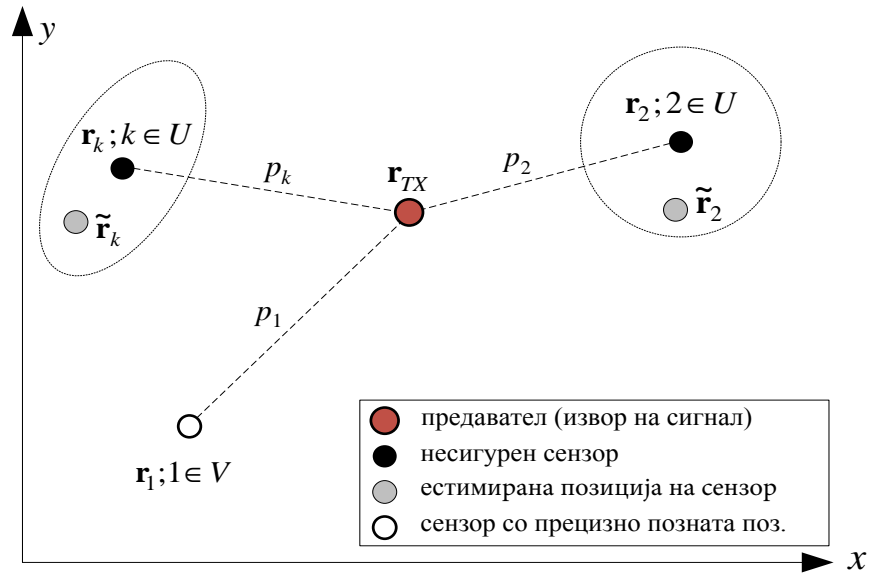
Развиената SPEAR-рамка е базирана на RSS како основна набљудувана метрика, за локациите на сензорите и предавателите се претпоставува дека се дводимензионални, а секој локациски вектор е означен како $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^2$.

Слика 3.8а го претставува основниот SPEAR-системски модел и поставување. Како што е прикажано, SPEAR се фокусира на локализација на еден предавател со непозната позиција $\mathbf{r}_{TX} = [x_{TX}, y_{TX}]^T \in \mathbb{R}^2$, врз основа на RSS-набљудувањата добиени од множеството на сензори $N = \{1, \dots, n\}$, $|N| = n$, со локации $\mathbf{r}_k = [x_k, y_k]^T \in \mathbb{R}$, $k \in N$. RSS-мерењата од сензорите се означуваат како $p_k, \forall k \in N$.

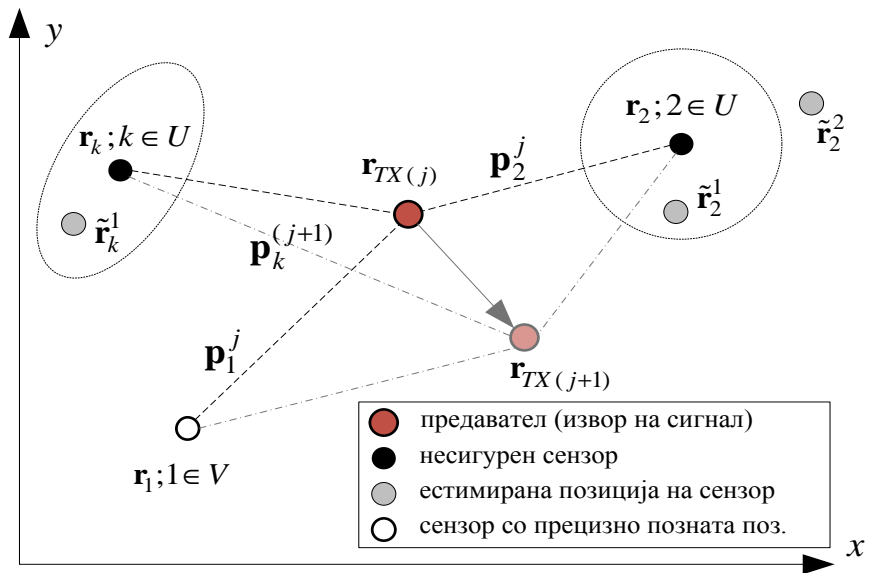
SPEAR-рамката дополнително претпоставува дека множеството на мерни сензори N е поделено на две дисјунктни подмножества: подмножество на сензори со точно познати позиции $V, |V| = V$ и подмножество на сензори со несигурни позиции $U, |U| = U$. Покрај тоа, се претпоставува дека позициите на сензорите во подмножеството U биле предмет на претходна локализација (на пр. GPS-базирана), а нивните несигурни позиции се означуваат како $\tilde{\mathbf{r}}_k = [\tilde{x}_k, \tilde{y}_k]^T, k \in U$. Оттука, векторот на набљудувања во основниот системски модел на SPEAR-рамката $\mathbf{x}_B \in \mathbb{R}^{n+2u}$, се состои од *RSS-набљудувањата* од сите сензори $\mathbf{p}_B = [p_1, \dots, p_n]^T$ и *естимациите на позициите на несигурните сензори* $\tilde{\mathbf{r}}_B = [\dots, \tilde{\mathbf{r}}_k^T, \dots]_{k \in U}^T$, т.е.

$$\mathbf{x}_B = [\mathbf{p}_B^T, \tilde{\mathbf{r}}_B^T]^T. \quad (3.19)$$

Детерминистичкиот *вектор на параметри*, т.е. здружениот естимациски вектор, $\boldsymbol{\theta}_B \in \mathbb{R}^{2+2u}$, е дефиниран да се состои од непознатата позиција на предавателот и вистинските позиции на несигурните сензори



(a)



(б)

Слика 3.8: SPEAR-системски модел: (а) основен; (б) генерички (проширување со дополнителни временски и просторни статистики)

$$\boldsymbol{\theta}_B = [\mathbf{r}_{TX}^T, \dots, \mathbf{r}_k^T, \dots]_{k \in U}^T. \quad (3.20)$$

Со цел да се обезбедат подобри перформанси на локализацијата на предавателот и да се намали почетната грешка на локацијата на несигурните сензори, основниот системски модел може да се прошири со дополнителни набљудувања, како што е прикажано на слика 3.8б, и тоа,

- *Повеќе временско-последователни (s) позиции на предавател(u).* Ова може да се постигне или преку еден мобилен предавател или преку временско-последователно активирање на повеќе предаватели. Важно е да се напомене дека целта сеуште е локализација на еден предавател, со тоа што кога предавателот што се наоѓа на $\mathbf{r}_{TX(j)} = [x_{TX(j)}, y_{TX(j)}]^T, j \in \{1, \dots, s\}$, е активен, сите други се неактивни. Воведувањето на повеќе последователни локации на предавател(и) може да доведе до значително намалување на несигурноста на локациите на несигурните сензори во подмножеството U .
- *Повеќе временско-последователни (t) RSS-набљудувања по позиција на предавател.* Сензорите можат да извршат повеќе мерења за една предавателна активност, т.е. сензорот k може да направи t временско-последователни RSS-мерења $p_k^{ij}, i \in \{1, \dots, t\}$, за секоја позиција на предавател j , пред да започне процесот на локализација. Воведувањето на дополнителна RSS-статистика може да резултира во подобрување на перформансите на локализација, бидејќи на тој начин, влијанието на ефектите на радиооколината (засенување, мултипат фединг, итн.) може да се намали.
- *Повеќе претходни естимации на локациите на несигурните сензори $a_k, k \in U$.* Постапката за локализација може да вклучи и повеќе претходни естимации на несигурните позиции на сензорите $\tilde{\mathbf{r}}_{k,z} = [\tilde{x}_{k,z}, \tilde{y}_{k,z}]^T, z \in \{1, \dots, a_k\}$, ако истите се достапни. Овие дополнителни статистики може да служат за уште позначително намалување на несигурноста на локациите.

Вклучувајќи ги сите дополнителни статистики (генеричкиот SPEAR-системски модел на слика 3.8б), *векторот на RSS-набљудувања* $\mathbf{p} \in \mathbb{R}^{snt}$ е следниот

$$\mathbf{p} = \underbrace{[p_1^{11}, \dots, p_1^{t1}, \dots, p_n^{11}, \dots, p_n^{t1}, \dots, p_1^{1s}, \dots, p_1^{ts}, \dots, p_n^{1s}, \dots, p_n^{ts}]^T}_{snt}, \quad (3.21)$$

$$\mathbf{p}_k^j = [p_k^{1j}, \dots, p_k^{tj}],$$

$$\mathbf{p}_k = [\mathbf{p}_k^1, \dots, \mathbf{p}_k^s]^T,$$

додека *векторот на несигурни позиции на сензорите* $\tilde{\mathbf{r}} \in \mathbb{R}^{(2\sum_{k \in U} a_k)}$ е

$$\tilde{\mathbf{r}} = \underbrace{[\dots, \tilde{\mathbf{r}}_{k,1}^T, \dots, \tilde{\mathbf{r}}_{k,a_k}^T, \dots]}_{2\sum_{k \in U} a_k}^T, \quad (3.22)$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_k = [\tilde{\mathbf{r}}_{k,1}^T, \dots, \tilde{\mathbf{r}}_{k,a_k}^T]^T.$$

Здружениот вектор на набљудувања (3.19) проширен со дополнителните временски и просторни статистики $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{snt+2\sum_{k \in U} a_k}$, што ги вклучува двата вектори, векторот на RSS-набљудувања (3.21) и векторот на несигурни позиции на сензорите (3.22), може тогаш да се претстави како

$$\mathbf{x} = [\mathbf{p}^T \tilde{\mathbf{r}}^T]^T. \quad (3.23)$$

Векторот на неизнати параметри $\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^{2s+2u}$ во генеричкиот SPEAR-системски модел повторно се состои од непознатите позиции на предавателите во S и непознатите позиции на несигурните сензори во U , т.е.

$$\boldsymbol{\theta} = [\underbrace{\mathbf{r}_{TX(1)}^T, \dots, \mathbf{r}_{TX(s)}^T}_{2s}, \underbrace{\mathbf{r}_k^T, \dots}_{2u}]^T. \quad (3.24)$$

Важно е да се напомене дека векторите (3.19) и (3.20) се специфични формулации на (3.23) и (3.24), соодветно, кога нема дополнителни временски или просторни статистики, т.е. кога $s = t = a_k = 1, \forall k \in U$. Затоа, следниот текст се фокусира само на генеричкиот модел (слика 3.8б) со изведувања и анализи во однос на генеричките здружени вектори на набљудувања (3.23) и непознати параметри (3.24).

Главната цел на SPEAR-рамката е да се естимира локацискиот вектор (3.24), односно да се направи здружена локализација на предавател и несигурните позиции со користење на информациите во набљудувањата (3.23). Според тоа, рамката дозволува различни постапки на естимација што ќе го добијат (3.24) врз основа на расположливите податоци. Притоа, ML естимацијата е најчесто употребуван и асимптотски оптимален не-Баесов пристап [45]. Во случајот на ML, оптималниот вектор на локации може да се најде како решение на следниот JML-проблем

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{JML} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \{\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})\} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \{-\ln f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})\}. \quad (3.25)$$

Како што може да се забележи, овој проблем бара познавање на здружената густина на распределба $f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) = f(\mathbf{p}; \boldsymbol{\theta})f(\tilde{\mathbf{r}}|\mathbf{p}; \boldsymbol{\theta})$, за да се направи естимацијата на параметарскиот вектор $\boldsymbol{\theta}$. Притоа, $f(\mathbf{p}; \boldsymbol{\theta})$ е здружената густина на веројатност на RSS-набљудувањата, а $f(\tilde{\mathbf{r}}|\mathbf{p}; \boldsymbol{\theta})$ е условната густина на веројатност на естимациите на сензорските позиции $\tilde{\mathbf{r}}$ при вектор на RSS-набљудувања \mathbf{p} . Равенка (3.25) укажува дека решение во затворена форма за log-likelihood функцијата $\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = \ln f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})$ е неопходно за JML-естимација.

3.2.2.2 Joint Maximum Likelihood

Овде се презентираат неколку претпоставки во однос на статистичката дистрибуција на здружениот вектор на набљудувања \mathbf{x} даден со (3.23). Претпоставките се неопходни за да се изведе израз во затворен облик за $\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$, каде што векторот $\boldsymbol{\theta}$ е даден со (3.24). Клучните претпоставки и образложението за истите се објаснети во следните потточките.

1. *Независноста помеѓу векторите на RSS-набљудувања и векторите на естимациите на позициите на несигурните сензори.* Случајните процеси што ги генерираат \mathbf{p} и $\tilde{\mathbf{r}}$ се претпоставува дека се независни, што резултира во $f(\tilde{\mathbf{r}}|\mathbf{p}; \boldsymbol{\theta}) = f(\tilde{\mathbf{r}}; \boldsymbol{\theta})$. Оваа претпоставка е валидна кога естиматорот што генерира непрецизни информации за позициите на сензорите оперира независно моментално набљудуваните RSS-вредности, што е задоволено во повеќето случаи. Тоа е задоволено ако естимациите на позициите на сензорите се добиваат преку други техники за локализација (како што е GPS) или врз база на претходни RSS-набљудувања, независни од моменталните реализации.
2. *Просторна независност на RSS-набљудувањата.* Вообичаена претпоставка е дека RSS-набљудувањата помеѓу различни сензори се независни [47, 70, 71]. Оваа претпоставка е поддржана од динамичната природа на радиооколината и временската и просторната независност на сигналот поради ефектите на мултипат фединг, засенување, мобилност, итн. Ова резултира во независност на \mathbf{p}_k за секое $k \in N$ и независност на $\tilde{\mathbf{r}}_k$ за секое $k \in U$. Дополнително, претпоставката за просторна независност на сензорите, исто така, укажува дека секоја следна позиција на предавател (индексирана со j) ќе произведува независни RSS-набљудувања.
3. *Временска независност на RSS-набљудувањата и претходните естимации на позициите на несигурните сензори.* Валидноста на оваа претпоставка е особено критична за RSS-процесот бидејќи бара временскиот период на усреднување да биде доволно долг [47, 70, 71]. Ова може лесно да се постигне без значителни доцнења во динамични радиооколини (на пр. внатрешни околини), каде што поголемата варијанса на засенување, ефектот на мултипат, мобилноста на предаватели и пречки, ќе резултира во помал кохерентен интервал. Процесот на естимација кој ги генерира несигурните позиции на сензорите, исто така се претпоставува дека е временски независен, што значи дека претходните естимации на позициите за секој несигурен сензор, се

независни. Слично на претходно, валидноста на оваа претпоставка се должи на динамичната природа на радиопропагацијата.

4. *Нормална распределба на естимациите на несигурните сензори.* Се претпоставува дека претходните естимации на несигурните позиции на сензорите следат нормална распределба околу точната позиција на сензорите. Оваа претпоставка е исто така природна, со оглед на тоа што грешката при непристрасна (англ. unbiased) естимација има тенденција да биде Гаусова во повеќето од случаите [45]. Секој (асимптотски) ефикасен непристрасен естиматор резултира во нормална распределба на грешката. Ова е исто така и емпириски докажано за GPS во [72].
5. *Симплифициран модел на загуби од простирање со лог-нормално засенување.* Претпоставено е дека RSS-набљудувањата го следат овој модел за простирање на сигналите, што е еден од најчесто користените модели. Поради неговата едноставност тој лесно може да се прилагоди на различни радиопропагациски околина (во затворено/на отворено, густо/ретки, и сл.) и фреквенциски опсеци, со типични вредности за експонентот на загуби, варијанса на засенување и загуба на референтно растојание.

Следните изведувања на log-likelihood функцијата $\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ се базирани на претходните претпоставки. Претпоставка 1 за независноста на RSS-набљудувањата и естимираните несигурни позиции на сензорите резултира во следното поедноставување на здружената густина на веројатност \mathbf{p} и $\tilde{\mathbf{r}}$ во зависност од $\boldsymbol{\theta}$

$$\begin{aligned} f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) &= f(\mathbf{p}; \boldsymbol{\theta})f(\tilde{\mathbf{r}}; \boldsymbol{\theta}) = \\ &= f(\mathbf{p}_1; \dots; \mathbf{p}_n; \boldsymbol{\theta})f(\dots; \tilde{\mathbf{r}}_k; \dots; \boldsymbol{\theta})_{k \in U}. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Вклучувањето на претпоставката за просторна независност на RSS (претпоставка 2) во (3.26), резултира во следното поедноставување на $f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})$

$$\begin{aligned} f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) &= \left(\prod_{k=1}^n f(\mathbf{p}_k; \boldsymbol{\theta}) \right) \left(\prod_{k \in U} f(\tilde{\mathbf{r}}_k; \boldsymbol{\theta}) \right) = \\ &= \left(\prod_{k=1}^n \prod_{j=1}^s f(p_k^{1j}; \dots; p_k^{tj}; \boldsymbol{\theta}) \right) \left(\prod_{k \in U} f(\tilde{\mathbf{r}}_{k,1}; \dots; \tilde{\mathbf{r}}_{k,a_k}; \boldsymbol{\theta}) \right). \end{aligned} \quad (3.27)$$

Претпоставката за временска независност на RSS-набљудувањата и естимираните позиции на несигурните сензори (претпоставка 3), (3.27) се рефлектира во

$$f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) = \left(\prod_{k=1}^n \prod_{j=1}^s \prod_{i=1}^t f(p_k^{ij}; \boldsymbol{\theta}) \right) \left(\prod_{k \in U} \prod_{z=1}^{a_k} f(\tilde{\mathbf{r}}_{k,z}; \boldsymbol{\theta}) \right). \quad (3.28)$$

Според претпоставка 5, SPEAR-рамката го усвојува симплифицираниот модел на загуби од простирање со лог-нормално засенување и дополнително претпоставува дека грешката на претходно добиените естимации на позициите на несигурните сензори следи нормална распределба, т.е.

$$p_k^{ij} \sim \mathcal{N}(\delta_k^j(\boldsymbol{\theta}), \sigma^2), \quad (3.29)$$

$$\delta_k^j(\boldsymbol{\theta}) = p_0 - 10\beta \log_{10}\left(\frac{d_k^j}{d_0}\right), d_k \geq d_0, \forall k \in U,$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_{k,z} \sim \mathcal{N}(\mathbf{r}_{k,z}, \mathbf{K}_k), \forall k \in U, z \in \{1, \dots, a_k\}. \quad (3.30)$$

каде што p_0 е приемната моќност на сигналот на референтно растојание d_0 од предавателот, d_k^j е растојанието помеѓу предавателот j и сензорот k ($d_k^j = \|\mathbf{r}_{TX(j)} - \mathbf{r}_k\|$), β е експонентот на загуби, а σ^2 е варијансата на засенувањето. Коваријансните матрици $\mathbf{K}_k \in \mathbb{R}^{2x2}$, $\forall k \in U$, се главните индикатори на квалитетот на постапката на предходна естимација на позициите на сензорите. Според тоа, \mathbf{K}_k ја квантифицира почетната несигурност на позициите на сензорите. Со употреба на равенките (3.28), (3.29) и (3.30), log-likelihood функцијата $\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ преминува во

$$\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^s \sum_{i=1}^t (p_k^{ij} - \delta_k^j(\boldsymbol{\theta}))^2 - \frac{1}{2} \sum_{k \in U} \sum_{z=1}^{a_k} (\mathbf{r}_k - \tilde{\mathbf{r}}_{k,z})^T \mathbf{K}_k^{-1} (\mathbf{r}_k - \tilde{\mathbf{r}}_{k,z}) + c. \quad (3.31)$$

каде што c е константа независна од $\boldsymbol{\theta}$. Согласно претходните релации, JML-оптимизациониот проблем (3.25) може да се запише во следниот облик

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{JML} = \underset{\boldsymbol{\theta}}{\operatorname{arg\,max}} \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^s \sum_{i=1}^t (p_k^{ij} - \delta_k^j(\boldsymbol{\theta}))^2 - \frac{1}{2} \sum_{k \in U} \sum_{z=1}^{a_k} (\mathbf{r}_k - \tilde{\mathbf{r}}_{k,z})^T \mathbf{K}_k^{-1} (\mathbf{r}_k - \tilde{\mathbf{r}}_{k,z}) \right\}. \quad (3.32)$$

Важно е да се забележи дека кога $\tilde{\mathbf{r}}_{k,z} = \mathbf{r}_k$, т.е. несигурните позиции на сензорите се точно познати, тогаш $\boldsymbol{\theta} = (\mathbf{r}_{TX(1)}^T, \dots, \mathbf{r}_{TX(s)}^T)^T$, и JML преминува во класичен ML (ML) (3.33), што здружено естимира s последователни позиции на предавател преку t последователни мерења по позиција на предавател(и). Сепак, (3.33) резултира во полоша естимација на θ во услови на несигурност на позициите на сензорите квантифицирана преку \mathbf{K}_k .

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{ML} = \underset{\boldsymbol{\theta}}{\operatorname{arg\,max}} \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^s \sum_{i=1}^t (p_k^{ij} - \delta_k^j(\boldsymbol{\theta}))^2 \right\}. \quad (3.33)$$

Набљудувајќи ја log-likelihood функцијата $\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$, очигледно е дека таа е нелинеарна во однос на $\boldsymbol{\theta}$ и дека е невозможно да се добие решение во затворена форма за $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{JML}$ во проблемот (3.25). Сите решенија на (3.25) за нелинеарна функција $\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ се итеративни. Затоа, следниот дел предложува адаптација на Trust Region (TR) итеративната стратегија за имплементација и евалуација на ефикасноста на JML, поради добрите конвергенциски својства [76]. Бидејќи од алгоритамска гледна точка, поудобно е да се извршува минимизирање отколку максимизирање, негативната log-likelihood $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = -\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ се употребува во дизајнот на TR-алгоритмот.

3.2.2.3 Trust Region алгоритам

Основната идеја зад итеративно TR-решение на (3.25) е да се апроксимира $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ во мал регион χ (на доверба) околу вредноста добиена во моменталната итерација $\boldsymbol{\theta}_m$, преку квадратната функција $M(\boldsymbol{\theta}_m + \mathbf{s})$. Во секој итерација алгоритмот генерира нова оптимална вредност $\boldsymbol{\theta}_{m+1} = \boldsymbol{\theta}_m + \mathbf{s}_{m+1}$ што ја минимизира $M(\boldsymbol{\theta}_m + \mathbf{s})$ за $\|\mathbf{s}\| \leq \chi$. Според тоа, TR-стратегитата го фрагментира неограничениот проблем за минимизација (3.25) во неколку последователни ограничени под-проблеми за минимизација. Алгоритмот престанува кога градиентот на $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ конвергира до 0 под претпоставка дека глобалниот (можно локален) минимум е постигнат. Овде, $M(\boldsymbol{\theta}_m + \mathbf{s})$ се добива како Тејлорово проширување од втор ред на $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ околу $\boldsymbol{\theta}_m$

$$M(\boldsymbol{\theta}_m + \mathbf{s}) = L(\boldsymbol{\theta}_m|\mathbf{x}) + \mathbf{J}_L \mathbf{s} + 2^{-1} \mathbf{s}^T \mathbf{H}_L \mathbf{s}. \quad (3.34)$$

Во (3.34), $\mathbf{J}_L \equiv \mathbf{J}_L(\boldsymbol{\theta}_m) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}} L(\boldsymbol{\theta}_m|\mathbf{x})$ е градиентот, а $\mathbf{H}_L \equiv \mathbf{H}_L(\boldsymbol{\theta}_m) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^2 L(\boldsymbol{\theta}_m|\mathbf{x})$ е Hessian матрицата на $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ пресметана во точката $\boldsymbol{\theta}_m$. TR-под-проблемот е

$$\mathbf{s}_{m+1} = \arg \min_{\mathbf{s}} \{ \mathbf{J}_L \mathbf{s} + 2^{-1} \mathbf{s}^T \mathbf{H}_L \mathbf{s} \}; s.t. \|\mathbf{s}\| \leq \chi. \quad (3.35)$$

Релацијата во (3.35) го прикажува TR-чекорот, што е потребен за да ја обезбеди насоката на оптимизацијата. TR-базираниот JML-алгоритам функционира на следниот начин. Итеративно ја ажурира големината на χ во зависност од вредноста на r , што претставува односот помеѓу вистинското и предвиденото намалување на $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$. Притоа, $K_1 = 0.25$, $\tau_1 = 0.25$, $K_2 = 0.75$ и $\tau_2 = 3$, се типично употребувани вредности за овие параметри.

Алгоритмот може да се имплементира за било која функција $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ и бара познавање на нејзиниот градиент и Hessian матрица. За лесно да се пресметаат

Алгоритам 3.1 Trust Region алгоритам за JML

```

1:  $m \leftarrow 0$ ;  $\boldsymbol{\theta}_m \leftarrow \boldsymbol{\theta}_0$ ;  $\mathbf{J}_L \leftarrow \mathbf{J}_L(\boldsymbol{\theta}_0)$ ;  $\mathbf{H}_L \leftarrow \mathbf{H}_L(\boldsymbol{\theta}_0)$ ; {иницијализација}
2: while  $\|\mathbf{J}_L\| > \xi, \xi > 0, \xi \rightarrow 0$  do
3:    $\mathbf{s}_{m+1} = \arg \min_{\mathbf{s}} M(\boldsymbol{\theta}_m + \mathbf{s})$ ; s.t.  $\|\mathbf{s}\| < \chi_m$ ,  $\boldsymbol{\theta}' = \boldsymbol{\theta}_m + \mathbf{s}_{m+1}$ ;
4:    $r_{m+1} = (L(\boldsymbol{\theta}'|\mathbf{x}) - L(\boldsymbol{\theta}_m|\mathbf{x})) / (M(\boldsymbol{\theta}') - M(\boldsymbol{\theta}_m))$ ;
5:   {провери го чекорот во зависност од  $r$ , ажурирај го регионот на доверба}
6:   if  $r_{m+1} < K_1$  then
7:      $\boldsymbol{\theta}_{m+1} \leftarrow \boldsymbol{\theta}_m$ ;  $\chi_{m+1} \leftarrow \tau_1 \chi_m$ ; {одбиј го чекорот, намали го регионот на доверба}
8:   else if  $K_1 < r_{m+1} < K_2$  then
9:      $\boldsymbol{\theta}_{m+1} \leftarrow \boldsymbol{\theta}'$ ;  $\chi_{m+1} \leftarrow \chi_m$ ; {прифати го чекорот}
10:  else if  $r_{m+1} > K_2$  then
11:     $\boldsymbol{\theta}_{m+1} \leftarrow \boldsymbol{\theta}'$ ;  $\chi_{m+1} \leftarrow \max\{\chi_m, \tau_2 \|\mathbf{s}_{m+1}\|\}$ ; {прифати го чекорот, зголеми го регионот на доверба}
12:  end if
13:   $m \leftarrow m + 1$ ;  $\mathbf{J}_L \leftarrow \mathbf{J}_L(\boldsymbol{\theta}_m)$ ;  $\mathbf{H}_L \leftarrow \mathbf{H}_L(\boldsymbol{\theta}_m)$ ;
14: end while

```

градиентот и Hessian матрицата и да добијат индикативни резултати, дополнително се претпоставува дека естиматите (грешките) на позициите на несигурните сензори следат кружна распределба $\mathbf{K}_k = \Delta^2 \mathbf{I}_2$, $k \in U$. Тогаш, врз база на (3.31), оваа претпоставка резултира во (3.36) за негативната log-likelihood функција $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$. Исто така, во услови на временска независност (претпоставка 3), наместо засебните естимации на RSS и позициите на несигурните сензори може да се искористат нивните средни вредности $\bar{p}_k^{ij} = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^t p_k^{ij}$, $\bar{x}_k = \frac{1}{a_k} \sum_{z=1}^{a_k} \tilde{x}_{k,z}$, $\bar{y}_k = \frac{1}{a_k} \sum_{z=1}^{a_k} \tilde{y}_{k,z}$, при што $L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$ се поедноставува како во (3.37).

$$L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^s \sum_{i=1}^t (p_k^{ij} - \delta_k^j(\boldsymbol{\theta}))^2 + \frac{1}{2\Delta^2} \sum_{k \in U} \sum_{z=1}^{a_k} ((x_k - \tilde{x}_{k,z})^2 + (y_k - \tilde{y}_{k,z})^2) + c. \quad (3.36)$$

$$L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = \frac{t}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^s (\bar{p}_k^{ij} - \delta_k^j(\boldsymbol{\theta}))^2 + \frac{1}{2\Delta^2} \sum_{k \in U} a_k ((x_k - \bar{x}_k)^2 + (y_k - \bar{y}_k)^2) + c. \quad (3.37)$$

Врз база на (3.37), градиентот и Hessian матрицата може да се изведат до затворените облици прикажани во равенките (3.38) и (3.39), соодветно.

$$\mathbf{J}_L(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}} L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = (\psi_{x_{TX(1)}}, \psi_{y_{TX(1)}}, \dots, \psi_{x_{TX(s)}}, \psi_{y_{TX(s)}}, \dots, \omega_{x_k}, \omega_{y_k}, \dots)_{k \in U}^T; \quad (3.38)$$

$$\psi_{w_{TX(j)}} = \frac{10t\beta}{\sigma^2 \ln 10} \sum_{k=1}^n (\bar{p}_k^{ij} - \delta_k^j(\boldsymbol{\theta})) (w_{TX(j)} - w_k) (d_k^j)^{-2};$$

$$\omega_{w_k} = -\frac{10t\beta}{\sigma^2 \ln 10} \sum_{j=1}^s (\bar{p}_k^{ij} - \delta_k^j(\boldsymbol{\theta})) (w_{TX(j)} - w_k) (d_k^j)^{-2} + \frac{a_k}{\Delta^2} (w_k - \bar{w}_k); w = x \text{ or } w = y.$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_L(\boldsymbol{\theta}) &= \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^2 L(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \Psi & \Upsilon \Upsilon^T & \Omega \end{pmatrix}; \Psi = \text{diag} \{ \Psi^1, \dots, \Psi^s \}; \\ \Upsilon &= \begin{pmatrix} \dots & \Upsilon_k^1 & \dots \\ \dots & \Upsilon_k^s & \dots \end{pmatrix}_{k \in U}; \Omega = \text{diag} \{ \dots, \Omega_k, \dots \}_{k \in U}; \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} \Psi^j &= \begin{pmatrix} (\nabla_{\mathbf{r}_{TX(j)}} \psi_{x_{TX(j)}})^T \\ (\nabla_{\mathbf{r}_{TX(j)}} \psi_{y_{TX(j)}})^T \end{pmatrix}; \Upsilon_k^j = \begin{pmatrix} (\nabla_{\mathbf{r}_k} \psi_{x_{TX(j)}})^T \\ (\nabla_{\mathbf{r}_k} \psi_{y_{TX(j)}})^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (\nabla_{\mathbf{r}_{TX(j)}} \omega_{x_k})^T \\ (\nabla_{\mathbf{r}_{TX(j)}} \omega_{y_k})^T \end{pmatrix}; \\ \Omega_k &= \begin{pmatrix} (\nabla_{\mathbf{r}_k} \omega_{x_k})^T \\ (\nabla_{\mathbf{r}_k} \omega_{y_k})^T \end{pmatrix} = \frac{a_k}{\Delta^2} \mathbf{I}_2. \end{aligned}$$

Инверзната матрица на $\mathbf{H}_{L,\lambda}^*$ се пресметува според следната равенка

$$\begin{aligned} (\mathbf{H}_{L,\lambda}^*)^{-1} &= \begin{pmatrix} (\mathbf{A} - \Upsilon \mathbf{B}^{-1} \Upsilon^T)^{-1} & -\mathbf{A}^{-1} \Upsilon (\mathbf{B} - \Upsilon^T \mathbf{A}^{-1} \Upsilon)^{-1} \\ -\mathbf{B}^{-1} \Upsilon^T (\mathbf{A} - \Upsilon \mathbf{B}^{-1} \Upsilon^T)^{-1} & (\mathbf{B} - \Upsilon^T \mathbf{A}^{-1} \Upsilon)^{-1} \end{pmatrix}; \\ \mathbf{A} &= \Psi + \lambda \mathbf{I}_{2s}; \mathbf{B} = \Omega + \lambda \mathbf{I}_{2u}. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Клучниот фактор што ја одредува комплексноста на претходно објаснетиот алгоритам е решавањето на TR-под-проблемот (3.35). Сепак, целта беше да се развие алгоритам преку кој ќе се испита ефикасноста на JML со искористување на точното решение за (3.35). Помала комплексност, што не е во фокус во оваа дисертација, може да се постигне со субоптимален TR-базиран JML-дизајн, како што е предложено во [76, 77]. TR-чекорот \mathbf{s}^* што егзактно ја решава оптимизацијата во (3.35), може да се добие со Лагранжова минимизација [76], т.е.

$$\mathbf{s}^*(\lambda) = (\mathbf{H}_L + \lambda \mathbf{I}_{2s+2u})^{-1} \mathbf{J}_L = (\mathbf{H}_{L,\lambda}^*)^{-1} \mathbf{J}_L. \quad (3.41)$$

Множителот $\lambda \geq 0$ задоволува $\|\mathbf{s}^*(\lambda)\| = \chi$. Сепак, кога $\|\mathbf{s}^*(\lambda)\| \leq \chi$, решението на проблемот (3.35) е $\mathbf{s}^*(0) = \mathbf{H}_L^{-1} \mathbf{J}_L$. Важно е да се напомене дека (3.41) побарува $\mathbf{H}_{L,\lambda}^*$ да биде позитивно дефинитна, така што $\mathbf{s}^*(\lambda)$ е во правилна насока на

конвергенција. Ова дозволува \mathbf{H}_L да има негативни сопствени вредности. Векторот $(\mathbf{s}^*(\lambda), \lambda)$ може да се добие преку Њутновиот метод за итеративно решавање на нелинеарни системи, т.е.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{s}_{\kappa+1} \\ \lambda_{\kappa+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{s}_{\kappa} \\ \lambda_{\kappa} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^* & \mathbf{s}_{\kappa} \\ \mathbf{s}_{\kappa}^T & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^* \mathbf{s}_{\kappa} + \mathbf{J}_L \\ (\mathbf{s}_{\kappa}^T \mathbf{s}_{\kappa} - \chi^2)/2 \end{pmatrix}, \quad (3.42)$$

се додека $|||\mathbf{s}|| - \chi| > \epsilon$, $\epsilon > 0$, $\epsilon \rightarrow 0$. Со користење на својството на инверзија на блок матрици, (3.42) може да се запише и како (3.43) ($\rho = (\mathbf{s}_{\kappa}^T (\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^*)^{-1} \mathbf{s}_{\kappa})^{-1}$).

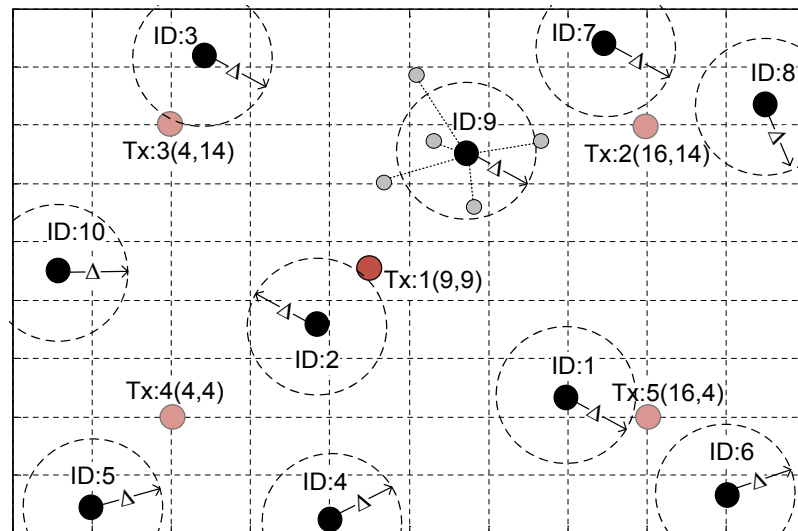
$$\begin{pmatrix} \mathbf{s}_{\kappa+1} \\ \lambda_{\kappa+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{s}_{\kappa} \\ \lambda_{\kappa} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} ((\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^*)^{-1} - \rho(\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^*)^{-1} \mathbf{s}_{\kappa}^T \mathbf{s}_{\kappa} (\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^*)^{-1})(\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^* \mathbf{s}_{\kappa} + \mathbf{J}_L) + 0.5\rho(\mathbf{s}_{\kappa}^T \mathbf{s}_{\kappa} - \chi^2)(\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^*)^{-1} \mathbf{s}_{\kappa} \\ \rho \mathbf{s}_{\kappa}^T (\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^*)^{-1} (\mathbf{H}_{L,\lambda_{\kappa}}^* \mathbf{s}_{\kappa} + \mathbf{J}_L) - 0.5\rho(\mathbf{s}_{\kappa}^T \mathbf{s}_{\kappa} - \chi^2) \end{pmatrix}. \quad (3.43)$$

3.2.2.4 Евалуација на перформанси

Симулираната топологија и соодветните параметри се прикажани на слика 3.9 и во табела 3.3, соодветно. Сценариото се состои од десет сензори и претпоставено е дека сите имаат несигурни позиции ($|N| = |U| = n = u$), со кружна нормална распределба на грешка со идентична распределба помеѓу сензорите и стандардна девијација Δ (анализирана до $10m$). Ова е најлошото сценарио од аспект на почетната несигурност на мрежната топологија, затоа што постоењето на сензори со точно познати позиции (пристапни точки, базни станици, и сл.) значително ќе ги подобри перформансите на локализација. Сензорите мерат RSS на сигналите генерирани од пет потенцијални локации на предавател(и), за да се оцени влијанието на просторните ефекти врз перформансите на локализација на предавател/сензори. Искористениот пропагациски модел е симплифицираниот модел на загуби од простирање за типично надворешно целуларно мрежно сценарио [78] (експонент на загуби $\beta = 2.5$), со лог-нормално засенување со испитани стандардни девијации σ до $10dB$. Во густы внатрешни пропагациски околин, JML-естимацијата ќе има подобри перформанси, поради поголемиот експонент на загуби (типично, $\beta > 3$ за овие околин). Ова се должи на карактеристиките на логаритамската функција и пострмниот пад кога експонентот е поголем. Симулациите се изведени во Матлаб работна околина, со помош на TR-алгоритмот (поглавје 3.2.2.3) за JML-естимација и 30000 Монте Карло обиди за добивање на индикативни резултати.

Табела 3.3: Параметри на сценариото

Параметар	Вредност
Број на сензори $ N = n$	10
Број на несигурни сензори $ U = u$	10 ($u = n$)
Ст. дев. на грешката на локацијата $\Delta[m]$	1 : 1 : 10
Област [m^2]	20x20
Приемна моќност на реф. растојание $p_0[dBm]$	0
Експонент на загуби β	2.5
Референтно растојание $d_0[m]$	1
Ст. дев. на засенувањето $\sigma[dB]$	1 : 1 : 10
Монте Карло обиди L	30000
Симулациска околина	MATLAB
Оптимизациски алгоритам	Trust Region (поглавје 3.2.2.3)



Слика 3.9: Симулациско сценарио

Поради асимптотската непристрасност на ML естимацијата, JML-перформансите на локализацијата на предавател и перформансите на намалување на несигурноста на позицијата на сензорите се оценуваат во однос на коренот од средната квадратна грешка на локализација (англ. *Root Mean Square Localization Error–RMSLE*) во зависност од варијабилноста на радиооколината и почетната несигурност на мрежната топологија, т.е. $RMSLE(\mathbf{r}; \sigma, K_k, k \in U) = RMSLE(\mathbf{r}; \sigma, \Delta)$ во метри, и се пресметува како

$$RMSLE(\mathbf{r}; \sigma, \Delta) = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{r}}^{(l)}\|^2}. \quad (3.44)$$

каде што L е бројот на Монте Карло обиди, \mathbf{r} може да биде или $\mathbf{r}_{TX}^{(j)}$, $j = 1, \dots, s$, за евалуација на локализацијата на предавател, или \mathbf{r}_k , $k \in U$ за евалуација на намалувањето на несигурноста на позициите на сензорите, додека $\hat{\mathbf{r}}^{(l)}$ е l -тиот естимат на \mathbf{r} , $l = 1, \dots, L$. Намалувањето на несигурноста на позициите на сензорите преку JML-естимацијата, се анализира во однос на почетната несигурност и се пресметува како $(Tr(K_k))^{1/2} = \Delta\sqrt{2}$, $\forall k \in U$.

Предмет на анализа се и релативните добивки γ_{TX} и γ_s за локализацијата на предавател и сензори, соодветно, што произлегуваат од здружената естимација. Добивката во локализација на предавател γ_{TX} се пресметува како

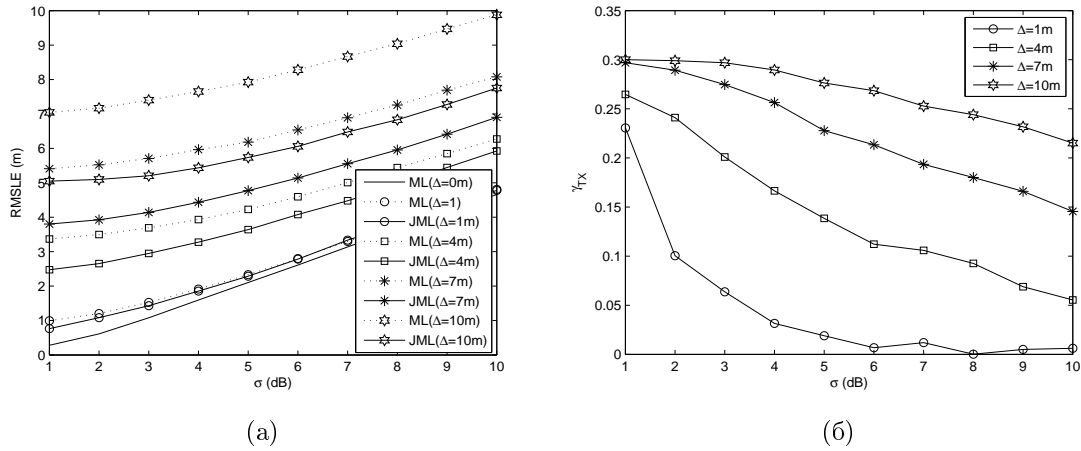
$$\gamma_{TX}(\mathbf{r}_{TX}^{(j)}) = \frac{RMSLE_{JML}(\mathbf{r}_{TX}^{(j)}) - RMSLE_{ML}(\mathbf{r}_{TX}^{(j)})}{RMSLE_{ML}(\mathbf{r}_{TX}^{(j)})}, \quad j = 1, \dots, s, \quad (3.45)$$

додека добивката во намалување на несигурноста на локациите на сензорите γ_s се пресметува во однос на почетната несигурност, т.е.

$$\gamma_s(\mathbf{r}_k) = \frac{RMSLE_{JML}(\mathbf{r}_k) - \Delta\sqrt{2}}{\Delta\sqrt{2}}, \quad k \in U. \quad (3.46)$$

Како што беше напоменато, TR-базириот JML-алгоритам се евалуира во однос на локализација на предавателот и несигурните сензори. JML-резултатите се споредени со резултатите добиени преку класичен ML (3.33) со занемарување на несигурноста на позициите на сензорите во процесот на локализација на предавателот. Покрај тоа, испитано е и како влијаат дополнителните временски (во однос на RSS-набљудувањата и претходните естимации на позициите на сензорите) и просторни (во однос на повеќе последователни локации на предавател) статистики на перформансите на локализација на предавател/сензори за $RMSLE$ и релативните добивки (γ_{TX} и γ_s).

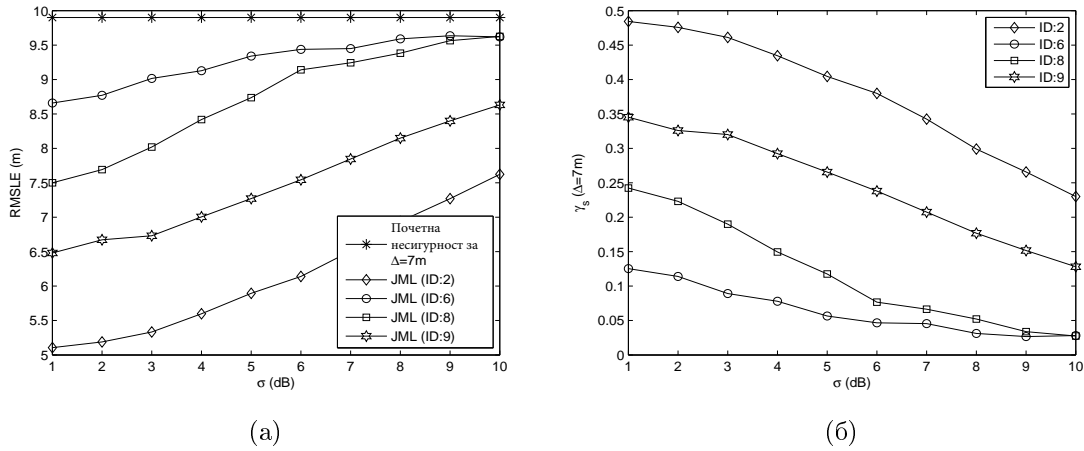
Слика 3.10 ги споредува JML-перформансите за локализација на предавател (3.32) со перформансите на класичниот ML (3.33) за основниот системски модел (слика 3.8a, $s=t=a_k=1$, $\forall k$), во присуство на несигурност на позициите на сензорите. Предавателот кој е предмет на локализација е TX:1 (види слика 3.9). Резултатите покажуваат значителни добивки во перформанси кои произлегуваат од здружената локализација на предавател и сензори. Слика 3.10a покажуваат дека добивката во перформанси се зголемува со зголемувањето на несигурноста на позициите на



Слика 3.10: JML-перформанси на локализација (во споредба со ML) на предавател TX:1 и основниот системски модел ($s=t=a_k=1, \forall k$): (а) RMSLE-перформанси; (б) γ_{TX} -релативни добивки

сензорите (квантифицирана со Δ) релативно во однос на просечното растојание помеѓу јазлите во симулираната топологија. Овие резултати укажуваат дека здружената локализација е погодна за сценарија со голема почетна несигурност на мрежата. Овој ефект се јавува како резултат на осетливоста на пропагациониот модел (3.29) на грешката во позициите на сензорите релативно во однос на растојанијата помеѓу јазлите во мрежата. За релативно мало Δ ($\sim 1m$ или помало за топологијата на слика 3.9), перформансите на класичниот ML се приближно исти на случајот со точни позиции на сензорите ($\Delta = 0$) и придонесот на JML станува маргинален како што варијансата на засенување σ се зголемува. Слика 3.10б ја прикажува релативната добивка на JML во однос на ML (γ_{TX}) за локализација на предавателот TX:1. Овие резултати уште еднаш докажуваат дека релативната добивка за локализација на предавател се зголемува со зголемувањето на несигурноста на топологијата и достигнува дури 30% за случаите на $\Delta > 7m$ и помали варијанси на засенување (т.е. помала варијабилност на пропагационата околина). Сепак, релативната добивка се намалува со зголемување на σ , што е очекувано, со оглед на тоа што JML во сценарија со голема варијабилност на околината има потешкотии во препознавање и разликување на изворот на грешките (од несигурноста на топологијата или од варијабилноста на сигналот). Тоа значи дека варијабилноста поради засенувањето, може да биде погрешно протолкувана од JML како изместување на топологијата и обратно.

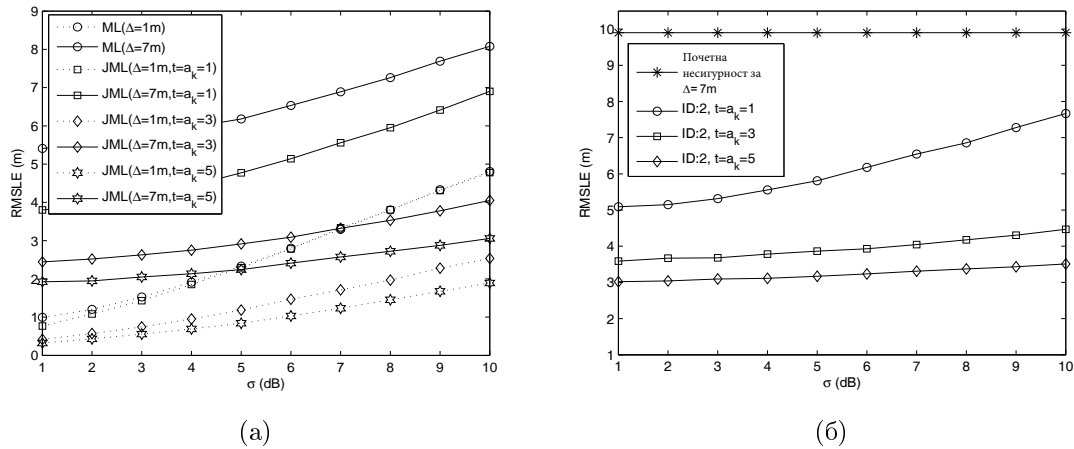
Слика 3.11 ја претставува споредбата на JML-перформансите за локализација



Слика 3.11: JML-перформанси на локализација на сензор со ID:2 за основниот системски модел ($s=t=a_k=1, \forall k$): (а) RMSLE-перформанси; (б) γ_s -релативни добивки

на сензорите (намалување на несигурноста на позицијата) во однос на почетната несигурност на топологијата, за основниот системски модел ($s=t=a_k=1, \forall k$). Испитаната стандардна девијација на грешката на позициите на сензорите е $\Delta = 7m$, а сликата ги прикажува резултатите за намалување на несигурноста (добиени со здружена локализација со предавател TX:1) на различни сензори во топологијата (сензорите со ID:{2,6,8,9}). Целта е да се прикаже влијанието на топологијата врз можностите на JML за локализација на сензори. Резултатите укажуваат дека најголеми добивки има за сензорите во близина на предавателот TX:1 што е предмет на JML-локализација, т.е. најдобрите RMSLE и релативни добивки γ_s се добиени за сензорот со ID:2. Слика 3.11а и слика 3.11б докажуваат дека добивката е пропорционална со растојанието до активниот предавател. γ_s достигнува 48% и 35% за поблиските сензори со ID:2 и ID:9 и помалку од 25% за подалечните сензори (со ID:6 и ID:8), во случајот на помала стандардна девијација на засенувањето ($\approx 1dB$). Покрај тоа, истата констатација важи како и во случајот на локализација на предавателот во основниот модел (Fig. 3.10), релативната добивка во локализацијата на сензори се намалува со зголемувањето на стандардната девијација на засенувањето σ . Ова настанува поради неможноста (тешкотиите) на JML да направи разлика помеѓу грешки кои потекнуваат од променливоста на радиооколината и грешки кои произлегуваат од несигурноста на позициите на сензорите. Поради карактеристиките на логаритамската функција на пропагациониот модел (3.29), деградацијата на перформансите со зголемување

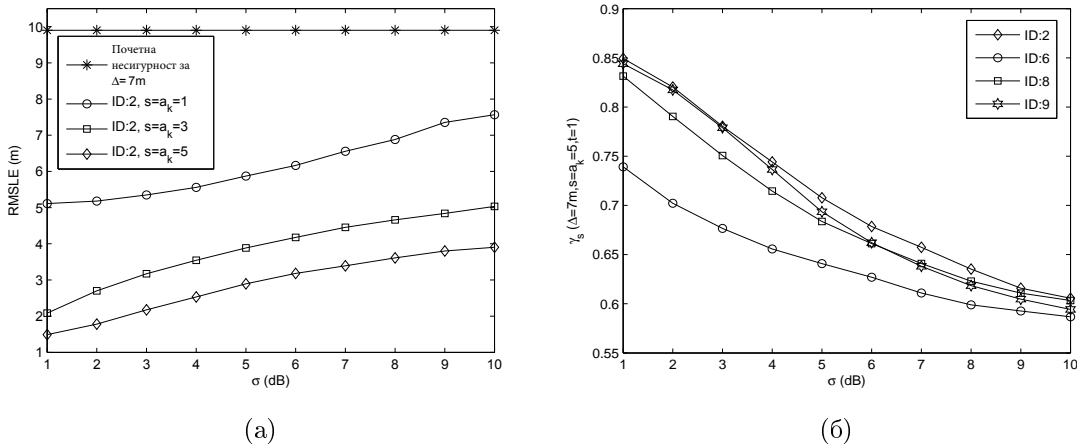
на σ е позначајна за блиските сензори коишто локациски паѓаат во пострмниот дел од логаритамската функција на пропагациониот модел.



Слика 3.12: JML-перформанси за генеричкиот системски модел ($s=1$, $t=a_k=1, 3, 5, \forall k$): (а) JML во споредба со ML од аспект на RMSLE за локализација на TX:1; (б) RMSLE за локализација на сензор со ID:2

Слика 3.12 го прикажува влијанието на дополнителните временски статистики од аспект на повеќе RSS-набљудувања и повеќе претходни естимации на позициите на несигурните сензори во (3.32). Имено, слика 3.12а ги прикажува RMSLE-перформансите за JML-локализација на предавателот TX:1 во споредба со класична ML, додека Fig. 3.12б го илустрира намалувањето на локациската несигурност за сензор со ID:2 во случајот на локализација на предавателот TX:1. Двете слики се фокусираат на генеричкиот системски модел кој вклучува дополнителни временски податоци, т.е. $s = 1$, $t=a_k=1, 3, 5, \forall k$. Резултатите докажуваат дека JML со дополнителни RSS-набљудувања, го ублажува влијанието на варијабилноста на радиооколината. Воведувањето на повеќе претходни естимации на позициите на сензорите ја намалува почетната несигурност на топологијата квантифицирана со Δ . Комбинацијата од двата типа на временски податоци, нуди значителни добивки во JML-перформансите, како за локализација на предавателот така и за локализација на сензорите.

Слика 3.13 прикажува ефектот што го има воведувањето на дополнителна просторна статистика врз намалувањето на несигурноста на мрежната топологија со JML-естимацијата. Оваа слика ги претставува резултатите на истовремена здружена естимација на повеќе последователни предавателни локации во комбинација со дополнителни статистики за естимациите на позициите на



Слика 3.13: JML-перформанси за генеричкиот системски модел: (а) RMSLE за локализација на сензор со ID:2 ($t=1$, $s=a_k=1, 3, 5, \forall k$); (б) γ_s релативни добивки ($t=1$, $s=a_k=5, \forall k$) за различни сензори

несигурните сензори, т.е. случајот на $t = 1$, $s=a_k=1, 3, 5, \forall k$, за генеричкиот системски модел (Fig. 3.8б). Резултатите се однесуваат на $\Delta = 7$ и локализација на TX:1 за случајот $s=a_k=1$, здружена локализација на последователните предаватели TX:{1:3} за случајот $s=a_k=3$ и предавателите TX:{1:5} за $s=a_k=5$. Слика 3.13а и слика 3.13б ги прикажуваат перформансите од аспект на RMSLE и релативната добивка γ_s за различни сензори во набљудуваната област. Резултатите покажуваат значителни подобрувања на перформансите при воведувањето на повеќе последователни позиции на предавател (и) во процесот на локализација, достигнувајќи γ_s и до 85% за случаите на помали варијанси на засенувањето. Зголемувањето на σ уште еднаш се покажува дека ги деградира перформансите, што лесно може да се реши со додавање на повеќе RSS-набљудувања по локација на предавател(и) (т.е. за случајот на $t > 1$). Докажаното значително намалување на несигурноста со воведувањето на дополнителни предавателни локации е очекувано, бидејќи во овој случај JML може да го искористи инherentниот просторен диверзитет на RSS-процесот. Комбинацијата на сите извори на временска и просторна статистика, т.е. случајот на $s > 1$, $t > 1$ и $a_k > 1, \forall k$ интуитивно ќе овозможи најдобри локализациски перформанси и за предавателот(ите) и за сензорите, истовремено справувајќи се со несигурноста на топологијата и динамиката на радиооколината.

3.2.2.5 Заклучок

Ова поглавје ја претстави SPEAR-локализациската рамка за сценарија со несигурни мрежни топологии. Развиениот JML (итеративен TR) алгоритам истовремено естимира локација на предавател и ја намалува несигурноста на мрежната топологија. Значајни придобивки во ефикасноста на локализацијата произлегуваат од здружената естимација на позициите на предавателот(ите) и сензорите. Ова поглавје, исто така, испитува како проширувањето со дополнителни временски (повеќе RSS-набљудувања и повеќе естимации на позициите на несигурните сензори) и просторни (здружена естимација на повеќе последователни предавателни локации) статистики, може уште повеќе да ги подобри перформансите на JML. Потенцијалите за примена на SPEAR-рамката се значајни. Таа може да се примени во постоечките и новите безжични мрежи, во сценарија во кои информациите за мрежната топологија се добиени преку претходна естимација.

SPEAR-естимациската рамка и TR-базираниот JML-алгоритам за оптимизација може да се имплементираат во алатката за локализација на управувачот со REM (глава 2). Тие може да биде клучни во REM-мапите, со значајни придобивки од аспект на обезбедување на точни информации за локации на предаватели (REM-податочен тип со ID:9) и MCD-локациски информации (REM-податочен тип ID:10), инхерентно помагајќи во генерирањето на доверливи REM-податоци и за останатите податочни типови (табела 2.4).

3.2.3 Теоретски граници и геометриска интерпретација

Поглавје 3.2.2 ја предложи SPEAR-локализациската рамка, која има за цел истовремено да естимира непозната позиција(и) на предавателот(ите) и да ја намали несигурноста на позициите на сензорите. SPEAR-рамката за локализација, користи не-Баесов естимациски формализам, бидејќи ги моделира непознатите позиции на предавателот(ите) и несигурните сензори како детерминистички параметри. Поглавје 3.2.2 понатаму го предлага JML (TR-базиран) локализацискиот алгоритам како типичен претставник на SPEAR-рамката, ја испитува неговата ефикасност во типични сценарија и покажува значително подобрување на локализацијата на предавателот. Освен тоа, се покажува дека JML може значително да ја намали почетната несигурност на позициите на сензорите во тесна зависност од количеството на статистички податоци од просторен и временски домен. Според тоа, здружената SPEAR-рамка

за локализација може ефикасно да се користи како моќна алатка за калибрација на мрежната топологија. Тековното поглавје теоретски го анализира проблемот на локализација на предавател во присуство на несигурност на позициите на сензорите и здружената SPEAR-рамка. Имено, ова поглавје воведува теоретска рамка за оценување на работата на здружените локализационски алгоритми преку фундаментални долни граници. За таа цел, Фишеровата информација се користи како мерка за информации за параметрите што се запишани во набљудувањата. За естимација на векторски параметри, Фишеровата информација е претставена со Фишеровата информациска матрица (FIM). Границите, познати како долни граници на Крамер и Рао (CRLB), потоа, се пресметани со користење на инверзија на FIM-матрицата. Се покажува дека JML-алгоритмот од поглавје 3.2.2 се приближува кон добиените граници во асимптотските региони, што во крајна линија е доказ дека изведените граници се точни и може да се користат како репер во проблемот на локализација на предавател во присуство на несигурност на мрежната топологија. Посебен фокус е ставен на геометриска интерпретација на теоретските граници на SPEAR-локализационската рамка. Геометриската интерпретација на FIM дава увид во распределбата на локализационската информација што е запишана во векторот на набљудување, додека, геометриска интерпретација на CRLB ја илустрира распределбата на варијансата на грешката од естимација во набљудуваната област. Овие аспекти се од суштинско значење и тие може да придонесат во подлабоко разбирање на проблемот на локализација. Ова ќе отвори можности за развој на оптимални локализационски решенија од аспект на оптимални мрежни топологии за одредени сценарија, модели на мобилност и каналски модели како и алгоритамски правила за оптимално комбинирање на информациите за локацијата, што ќе резултира во минимизирање на грешката од локализација.

3.2.3.1 Фишеровата информација и долна граница на Крамер и Рао

Ако $\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^m$ го означува векторот на непознати, детерминистички параметри кои се естимираат со користење на векторот на набљудувања (мерења) $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, информацијата за $\boldsymbol{\theta}$ што е запишана во \mathbf{x} е квантифицирана преку Фишеровата информациска матрица (FIM). Таа е означена како $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) \in \mathbb{R}^{m \times m}$ и се пресметува со користење на следната генерална формула [45, 69]

$$\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbb{E}_{\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}} \{ (\nabla_{\boldsymbol{\theta}} \mathcal{L}(\boldsymbol{\theta} | \mathbf{x}))^T \nabla_{\boldsymbol{\theta}} \mathcal{L}(\boldsymbol{\theta} | \mathbf{x}) \}. \quad (3.47)$$

При непристрасна естимација, коваријансната матрица $\text{Cov}(\hat{\boldsymbol{\theta}})$ на естиматите на

векторот на параметрите $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ е долно ограничена од инверзната FIM, што претставува долната граница на Крамер и Рао (CRLB) [45, 69]

$$\text{Cov}(\hat{\boldsymbol{\theta}}) \succeq \mathbf{F}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) = \text{CRLB}(\boldsymbol{\theta}). \quad (3.48)$$

FIM ги има следните две важни општи својства:

1. FIM е позитивно дефинитна, т.е. $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) \succ \mathbf{0}$ што значи дека за било кој вектор со реални вредности $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^m$, важи следното неравенство $\mathbf{a}^T \mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{a} > 0$;
2. FIM е симетрична, т.е. $\mathbf{F}^T(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$.

Земајќи ги предвид општите својства на FIM, CRLB се претставува како

$$\text{CRLB}(\boldsymbol{\theta}) = \frac{\Theta(\frac{\pi}{2}) \mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) \Theta^T(\frac{\pi}{2})}{\text{Det}\{\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})\}}. \quad (3.49)$$

каде што $\Theta(\alpha)$ е ротациска матрица за агол α . Според тоа, $\text{CRLB}(\boldsymbol{\theta})$ е ротирана (за агол $\frac{\pi}{2}$) и скалирана верзија на $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$ и ги задржува истите општи својства бидејќи операциите на матрична ротација и множење се линеарни трансформации.

Останатиот дел се фокусира на естимација на дводимензионални вектори, како што е локализацијата на мрежен јазол. Нека $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^2$ го означува векторот на непозната позиција на мрежен јазол. Важно е да се напомене дека во овој случај $\boldsymbol{\theta} = \mathbf{r}$. Со оглед на претходно дискутираните општи својства, FIM за случајот на дводимензионална локализација може да се запише како

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \begin{pmatrix} F_1^2 & \rho F_1 F_2 \\ \rho F_1 F_2 & F_2^2 \end{pmatrix}, \quad (3.50)$$

каде што $\rho \in [-1, 1]$ е коефициентот на корелација. Со користење на декомпозиција на главни компоненти (англ. Principal Component Analysis–PCA) [45], FIM (3.50) може да се претстави преку неговите сопствени вредности и вектори

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \Theta(\alpha) \begin{pmatrix} \mu & 0 \\ 0 & \eta \end{pmatrix} \Theta^T(\alpha). \quad (3.51)$$

Притоа, претпоставено е дека $\mu \geq \eta \geq 0$. Сопствениот вектор што соодветствува на поголемата сопствена вредност μ е $\mathbf{v}_\mu = [\cos \alpha \ \sin \alpha]^T$, а сопствениот вектор што соодветствува на помалата сопствена вредност η е $\mathbf{v}_\eta = [-\sin \alpha \ \cos \alpha]^T$. Овие вектори се вектор колоните на ротациската матрица $\Theta(\alpha)$. Параметрите μ, η и α лесно се пресметуваат со користење на еднаквоста помеѓу (3.50) и (3.51) и изнесуваат

$$\mu = \frac{F_1^2 + F_2^2}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{(F_1^2 - F_2^2)^2 + 4\rho^2 F_1^2 F_2^2}, \quad (3.52)$$

$$\eta = \frac{F_1^2 + F_2^2}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{(F_1^2 - F_2^2)^2 + 4\rho^2 F_1^2 F_2^2}, \quad (3.53)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2\rho F_1 F_2}{F_1^2 - F_2^2}. \quad (3.54)$$

Со користење на PCA и (3.49), и CRLB може да се претстави преку своите сопствени вредности и вектори

$$\text{CRLB}(\mathbf{r}) = \Theta\left(\alpha + \frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} \frac{1}{\eta} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\mu} \end{pmatrix} \Theta^T\left(\alpha + \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.55)$$

Матрицата $\mathbf{F}(\mathbf{r})$ може геометриски да се претстави преку елипса со должини на полуоски $\sqrt{\mu}$ и $\sqrt{\eta}$, каде што главната полуоска (полуоската со должина $\sqrt{\mu}$) е ротирана за агол α во релативен координатен систем. Оваа елипса, која се нарекува информациска елипса (IE), е означена како $\text{IE}(\mu, \eta, \alpha)$ и е дефинирана од множеството точки што го задоволуваат следното неравенство

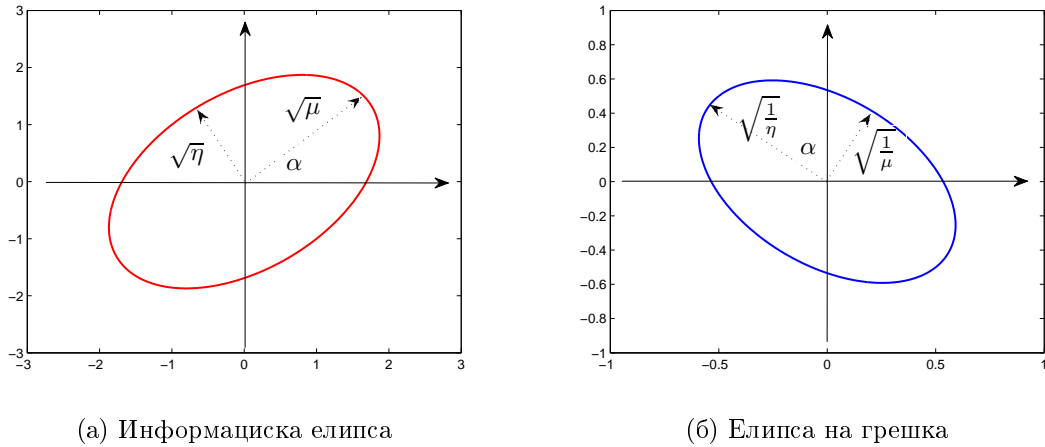
$$\mathbf{x}^T \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{r}) \mathbf{x} \leq k, \quad (3.56)$$

каде што $k \in \mathbb{R}^+$. Вредноста k е избрана во согласност со посакуваниот интервал на доверба. Нека P_e ја означува веројатноста дека даден естимат на непознатиот вектор на параметри лежи во елипсата на грешка дефинирана преку k . Во тој случај важи следното неравенство

$$k = -2 \ln(1 - P_e). \quad (3.57)$$

Слично, и CRLB може да се претстави геометриски преку елипса, во овој случај наречена елипса на грешка (EE) и дефинирана како $\text{EE}\left(\frac{1}{\eta}, \frac{1}{\mu}, \alpha + \frac{\pi}{2}\right)$. Важно е да се напомене дека, $\frac{1}{\eta} \geq \frac{1}{\mu}$ бидејќи, по дефиниција $\mu \geq \eta$.

IE ја опишува просторната распределба (во дводимензионалниот простор што се протега по сопствените вектори \mathbf{v}_μ и \mathbf{v}_η) на информацијата за непознатиот вектор на параметри што се содржи во векторот на набљудувања. Во практични ситуации, пожелно е информацијата за параметарот да е дистрибуирана рамномерно помеѓу димензиите, т.е. IE да премине во кружна. Како линеарна мерка за тоа колку блиску до кружна е дистрибуцијата на естимациите на параметарот, се користи ексцентричност на IE дефинирана со следната формула



Слика 3.14: Геометриска интерпретација на FIM и CRLB

$$\xi = \sqrt{1 - \frac{\eta}{\mu}}. \quad (3.58)$$

Притоа, $0 \leq \xi \leq 1$. Кога $\xi \rightarrow 0$, $\mu \approx \eta$ и распределбата на информацијата за параметарот помеѓу димензиите е блиску до кружна. Меѓутоа, ако $\xi \rightarrow 1$, $\mu \gg \eta$ и информацијата за параметарот е значително концентрирана во една димензија, што не е пожелно, бидејќи во тој случај IE е блиску до сингуларна. Површината на елипса може да се пресмета преку следната стандардна формула

$$A = \pi\sqrt{\mu\eta}. \quad (3.59)$$

Површината на IE го квантифицира количеството на информација за параметарот што е запишана во векторот на набљудувања. Очигледно, EE е во обратна пропорционалност со површината A.

Во проблемите на локализација, границата на грешката од позицијата (англ. Position Error Bound–PEB) е најчесто употребувана за евалуација и ограничување на перформансите на алгоритмите за локализација во метри. Според теоријата, PEB е дефинирана како $\mathcal{P}(\mathbf{r}) = \sqrt{\text{Tr}\{\text{CRLB}(\mathbf{r})\}}$. Во однос на PCA, со искористување на (3.55), PEB може да се пресмета само со употреба на сопствените вредности на FIM според следната формула

$$\mathcal{P}(\mathbf{r}) = \sqrt{\frac{1}{\mu} + \frac{1}{\eta}} = \sqrt{\frac{\mu + \eta}{\mu\eta}}. \quad (3.60)$$

PEB како линеарна метрика за евалуација и ограничување на перформансите на локализација е непроменлива во однос на аголот на ротација α . Таа е обратно

пропорционална од површината на \mathbf{IE} , т.е.

$$\mathcal{P}(\mathbf{r}) \sim \frac{1}{\sqrt{\mu\eta}}. \quad (3.61)$$

Според (3.61), јасно е дека количеството на информација за векторот на параметри ја одредува РЕВ за било кое поставување на проблемот. Следствено, кога количеството информација (A) е максимизирано, грешката е минимизирана.

3.2.3.2 Здружена естимација: Информациски добивки и загуби

Многу често, во практични проблеми од процесирање на сигнали, повеќе информациски елипси се собираат како резултат на додавање на дополнителна информација за параметрите или се одземат како резултат на загуба на информација за параметрите. Да претпоставиме дека системот има на располагање два независни извори од информации во врска со непознатата позиција на еден јазол. Нивните соодветни информациски елипси се означени како: $\mathbf{F}_1(\mathbf{r}) = \mathbf{IE}(\mu_1, \eta_1, \alpha_1)$, $\mathbf{F}_2(\mathbf{r}) = \mathbf{IE}(\mu_2, \eta_2, \alpha_2)$, каде што $\mu_1 \geq \eta_1$ и $\mu_2 \geq \eta_2$. Според тоа, резултантната FIM изнесува $\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \mathbf{F}_1(\mathbf{r}) \pm \mathbf{F}_2(\mathbf{r}) = \mathbf{IE}(\mu, \eta, \alpha)$. Треба да се забележи дека во случајот на одземање на информација, следниот услов мора да биде исполнет: $\mathbf{F}_1(\mathbf{r}) \succ \mathbf{F}_2(\mathbf{r})$, инаку, проблемот е лошо условен (англ. ill-conditioned). Овој услов преминува во $\mu_1 > \mu_2$ и $\eta_1 > \eta_2$ како и $\mu_1 > \eta_2$ и $\eta_1 > \mu_2$. Може лесно да се покаже дека параметрите на новата FIM може да се пресметаат со помош на следните важни општи формули

$$\mu = \frac{\mu_1 + \eta_1 \pm \mu_2 \pm \eta_2}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{D}, \quad (3.62)$$

$$\eta = \frac{\mu_1 + \eta_1 \pm \mu_2 \pm \eta_2}{2} - \frac{1}{2}\sqrt{D}, \quad (3.63)$$

$$D = [(\mu_1 - \eta_1) \pm (\mu_2 - \eta_2) \cos 2(\alpha_2 - \alpha_1)]^2 + (\mu_2 - \eta_2)^2 \sin^2 2(\alpha_2 - \alpha_1), \quad (3.64)$$

$$\alpha = \alpha_1 + \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{(\mu_1 - \eta_1) \sin 2(\alpha_2 - \alpha_1)}{(\mu_1 - \eta_1) \pm (\mu_2 - \eta_2) \cos 2(\alpha_2 - \alpha_1)}. \quad (3.65)$$

Следствено, и резултантната РЕВ може да се пресмета со следната општа формула

$$\mathcal{P}(\mathbf{r}) = \sqrt{\frac{\mu_1 + \eta_1 \pm \mu_2 \pm \eta_2}{\mu_1\eta_1 + \mu_2\eta_2 \pm (\mu_1\mu_2 + \eta_1\eta_2) \sin^2(\alpha_2 - \alpha_1) \pm (\mu_1\mu_2 - \eta_1\eta_2) \cos^2(\alpha_2 - \alpha_1)}}. \quad (3.66)$$

Резултатите (3.62)-(3.65) покажуваат дека ако поставеноста на практичниот проблем дозволува, вредностите на некои од параметрите на мрежата можат да бидат соодветно избрани и поставени, така што количеството на информација за параметарот од интерес е максимизирано. Кога се собираат две FIM-матрици (т.е. две IE-елипси), за фиксни сопствени вредности, резултантната информација за локацијата на даден јазол е максимизирана кога РЕВ е минимизирана, односно именителот на равенката (3.66) е максимизиран што е еквивалентно на $\alpha_2 = \alpha_1 \pm \frac{\pi}{2}$. Според тоа, резултантната елипса $IE(\mu, \eta, \alpha)$ има максимална површина (за дадено k) кога информациското дополнување (дадено со $IE(\mu_2, \eta_2, \alpha_2)$) е во ортогонална насока на почетната информација за параметарот (дадена со $IE(\mu_2, \eta_2, \alpha_2)$). Во овој случај, сопствените вредности на резултантната FIM се $\mu_1 + \eta_2$ и $\eta_1 + \mu_2$, а нејзиниот агол е или α_1 ако $\mu_1 + \eta_2 > \eta_1 + \mu_2$ или $\alpha_1 + \frac{\pi}{2}$ кога $\mu_1 + \eta_2 < \eta_1 + \mu_2$. Во спротивно, резултантното количество информација за параметарот е минимизирано (што не е од интерес во практични ситуации и треба да се избегнува кога е можно) кога РЕВ е максимизирана и ова е еквивалентно на $\alpha_2 = \alpha_1$. Во овој случај, сопствените вредности на резултантната FIM се $\mu = \mu_1 + \mu_2$ и $\eta = \eta_1 + \eta_2$, а аголот е $\alpha = \alpha_1$.

Разликата на две или повеќе информациски елипси обично се јавува во проблеми на естимација на параметар како резултат на информациска загуба поради некоја форма на неизвесност на системскиот модел. Слично како и во случајот на собирање на две IE-елипси, резултантната информација за локацијата на јазол е максимизирана кога резултантната РЕВ е минимизирана, т.е. кога именителот во (3.66) е максимизиран. Ова е еквивалентно на $\alpha_2 = \alpha_1$ што е обратно на случајот при собирање на две IE-елипси. Сопствените вредности на резултантната IE се $\mu_1 - \mu_2$ и $\eta_1 - \eta_2$. Во спротивност, резултантната информација е минимизирана кога $\alpha_2 = \alpha_1 \pm \frac{\pi}{2}$ што резултира во елипса со следните сопствени вредности: $\mu_1 - \eta_2$ и $\eta_1 - \mu_2$.

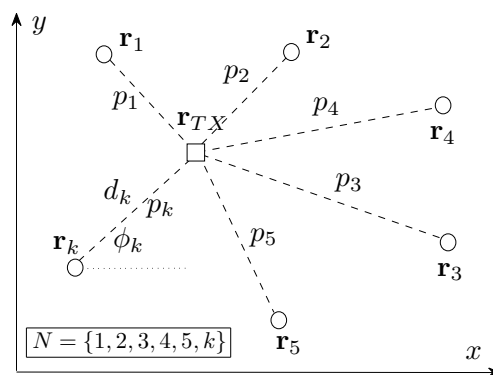
Очигледно е дека резултантната просторна распределба на локациска информација зависи од ориентацијата на различните IE-елипси (различни информациски компоненти). Ориентацијата на IE, дадена преку аголот α во однос на координатниот систем, ја дава насоката во просторот каде што е распределено најголемото количество на информација за параметарот. Тоа одговара на поголемата полуоска на IE. Слично, насоката $\alpha + \frac{\pi}{2}$ што одговара на помалата полуоска на IE, е насоката во која е распределено најмалото количество на информација за локација. Резултатите покажуваат дека зголемувањето на локациска информација е најзначително кога дополнителна информација се додава во насока на помалата полуоска, односно со додавање на информација во просторната димензија со помало почетно количество на информација. Во

спротивно, најмала информациска добивка има кога дополнителна информација се додава во насоката на поголемата полуоска на почетната IE. Толкувањето е спротивно во случајот на одземање на IE-елипси. Тогаш, информацијата за параметарот по одземањето е максимална ако компонентата на информациска загуба дејствува во правец на поголемата полуоска на почетната IE.

Резултатите и соодветните толкувања што беа презентирани погоре се од особен интерес во понатамошната анализа за квантифицирање на загубите и добивките на локациска информација поради несигурноста на позициите на сензорите и поради здружената локализација на предавателите и несигурните сензори.

3.2.3.3 RSS-локализација со прецизни позиции на сензорите

За комплетност на анализата и поинтуитивна интерпретација на резултатите, овој дел се справува со основниот проблем на RSS-локализација со точно познати позиции на сензорите (без несигурности). Основниот модел на системот за RSS-базирана локализација на предавател (слика 3.15) се состои од еден предавател чија непозната позиција се естимира и множество од n сензори, произволно распоредени во областа од интерес на познати локации \mathbf{r}_k . Сензорите го мерат нивото на приемниот сигнал емитиран од страна на предавателот. Ознаките се исти како во поглавје 3.2.2.1, а дополнително, $\phi_k = \tan^{-1} \frac{y_k - y_{TX}}{x_k - x_{TX}}$ го означува аголот на сензорот k во релативен координатен систем.



Слика 3.15: Основен модел за RSS-базирана локализација на еден предавател

Без несигурност на позициите на сензорите, векторот на набљудувања се состои само од RSS-набљудувањата $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_n]^T$, додека векторот на параметри ја содржи само позицијата на предавателот \mathbf{r}_{TX} . Целта е да се добие не-Баесов естиматор на $\hat{\mathbf{r}}_{TX}$ што оптимално ги искористува и комбинира информациите што се содржат во \mathbf{p} . Под претпоставка за симплифициран модел на загуби од простирање

со лог-нормално и некорелирано засенување и со поедноставување на log-likelihood функцијата во (3.33) (исклучувајќи ги дополнителните временски и просторни статистики), за овој модел се добива следната log-likelihood функција за \mathbf{r}_{TX}

$$\mathcal{L}(\mathbf{r}_{TX}|\mathbf{p}) = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (p_k - \delta_k(\mathbf{r}_{TX}))^2 + c, \quad (3.67)$$

каде што c е константа независна од \mathbf{r}_{TX} . Со употреба на општата формула (3.47), FIM за непознатиот параметар \mathbf{r}_{TX} може да се запише во следната форма

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX}) = \sum_{k=1}^n \lambda_k \mathbf{R}_k, \quad (3.68)$$

$$\lambda_k = \left(\frac{1}{\sigma} \frac{10\gamma}{\ln 10} \frac{1}{d_k} \right)^2, \quad (3.69)$$

$$\mathbf{R}_k = \begin{pmatrix} \cos^2 \phi_k & \cos \phi_k \sin \phi_k \\ \cos \phi_k \sin \phi_k & \sin^2 \phi_k \end{pmatrix}. \quad (3.70)$$

Како што може да се забележи, FIM претставува линеарна комбинација од матриците \mathbf{R}_k за секој сензор $k \in N$, со коефициенти λ_k . Матриците \mathbf{R}_k се симетрични ($\mathbf{R}_k = \mathbf{R}_k^T$), позитивно дефинитни ($\mathbf{R}_k \succ \mathbf{0}$) и идемпотентни ($\mathbf{R}_k^2 = \mathbf{R}_k$ што значи дека $\mathbf{R}_k^p = \mathbf{R}_k, p \in \mathbf{N}$). Дополнително, тие се дегенеративни ($\text{Det} \{\mathbf{R}_k\} = 0$) и $\text{eig}(\mathbf{R}_k) = \{1, 0\}$. Ненултата сопствена вредност соодветствува со сопствениот вектор $\mathbf{q}_k = [\cos \phi_k \sin \phi_k]^T \in \mathbb{R}^2$. Според тоа, \mathbf{R}_k матриците може да се запишат во следната компактна форма $\mathbf{R}_k = \mathbf{q}_k \mathbf{q}_k^T$. Геометриски, тие може да се претстават со $\text{IE}(1, 0, \phi_k)$, т.е. дегенеративни елипси. Затоа, резултантната IE за непознатата локација на предавателот \mathbf{r}_{TX} претставува сума од дегенеративни елипси, односно $\text{IE}(\mu, \eta, \phi) = \sum_{k=1}^n \text{IE}(\lambda_k, 0, \phi_k)$. Параметрите на резултантната IE се следните

$$\mu = \frac{\sum_{k=1}^n \lambda_k}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\sum_{k=1}^n \lambda_k^2 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j>i}^{n-1} \lambda_i \lambda_j \cos 2(\phi_i - \phi_j)}, \quad (3.71)$$

$$\eta = \frac{\sum_{k=1}^n \lambda_k}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\sum_{k=1}^n \lambda_k^2 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j>i}^{n-1} \lambda_i \lambda_j \cos 2(\phi_i - \phi_j)}, \quad (3.72)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\sum_{k=1}^n \lambda_k \sin 2\phi_k}{\sum_{k=1}^n \lambda_k \cos 2\phi_k}. \quad (3.73)$$

На пример, ако сензорите се поставени на еднакво растојание на кружница со радиус d , а предавателот е поставен во центарот на кружницата, т.е. точната позиција на предавателот е $\mathbf{r}_{TX} = [0 \ 0]^T$ (во кој случај $d_k \equiv d, \forall k \in N$ што

значи дека $\lambda_k \equiv \lambda, \forall k \in N$), тогаш, параметрите на \mathbb{E} за непознатата позиција на предавателот се

$$\mu = \frac{n\lambda}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{n\lambda^2 + 2\lambda^2 S}, \quad (3.74)$$

$$\eta = \frac{n\lambda}{2} - \frac{1}{2}\sqrt{n\lambda^2 + 2\lambda^2 S}, \quad (3.75)$$

$$S = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j>i} \cos [2(\phi_i - \phi_j)]. \quad (3.76)$$

Може лесно да се покаже дека решението на сумата (3.76) изнесува

$$S = -\frac{n}{2}. \quad (3.77)$$

Затоа, параметрите на \mathbb{E} се

$$\mu = \eta = \frac{n\lambda}{2}. \quad (3.78)$$

Според тоа, \mathbb{E} за непознатата позиција на предавателот во оваа геометрија е кружница со радиус $\frac{n\lambda}{2}$.

3.2.3.4 RSS-локализација при несигурни позиции на сензорите

Следниот текст ја изведува FIM и ја прикажува нејзината геометриска интерпретација за SPEAR-локализационската рамка (поглавје 3.2.2), со користење на теоретскиот апарат претставен во поглавје 3.2.3.1. Со користење на резултатот (3.31) за генеричкиот SPEAR-модел (слика 3.8б) и општата равенка (3.47), FIM $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) \in \mathbb{R}^{(2s+2u) \times (2s+2u)}$ може да се запише во следната општа форма

$$\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} \Xi & \Gamma \\ \Gamma^T & \Omega \end{pmatrix}. \quad (3.79)$$

Тука, матриците Ξ и Ω ги содржат локациските информации за непознатите позиции на предавателот(ите), $\mathbf{r}_{TX(1)}, \dots, \mathbf{r}_{TX(s)}$ и непознатите точни позиции на несигурните сензори, $\mathbf{r}_k, k \in U$, соодветно. Под претпоставките за просторна и временска независност на набљудувањата (мерењата), овие матрици може да се запишат во следните дијагонални форми

$$\Xi = \text{diag}(t\Psi^1, \dots, t\Psi^s) \in \mathbb{R}^{2s \times 2s}, \quad (3.80)$$

$$\Omega = \text{diag}(\dots, \Omega_k, \dots)_{k \in U} \in \mathbb{R}^{2u \times 2u}. \quad (3.81)$$

Матриците $\Psi^j, j \in S$ и $\Omega_k, k \in U$ ги содржат информациите за непознатите вектори на позиции $\mathbf{r}_{TX(j)}, j \in S$ и $\mathbf{r}_k, k \in U$, соодветно, и изнесуваат

$$\Psi^j = \sum_{k=1}^n \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j \in \mathbb{R}^{2 \times 2}, \quad (3.82)$$

$$\Omega_k = a_k \mathbf{K}_k^{-1} + t \sum_{j=1}^s \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j \in \mathbb{R}^{2 \times 2}. \quad (3.83)$$

каде што

$$\lambda_k^j = \left(\frac{1}{\sigma} \frac{10\alpha}{\ln 10} \frac{1}{d_k^j} \right)^2, \quad (3.84)$$

$$\mathbf{R}_k^j = \begin{pmatrix} \cos^2 \phi_k^j & \cos \phi_k^j \sin \phi_k^j \\ \cos \phi_k^j \sin \phi_k^j & \sin^2 \phi_k^j \end{pmatrix}. \quad (3.85)$$

Матрицата Γ ја спојува локациската информација запишана во Ξ и Ω и се пресметува на следниот начин

$$\Gamma = \begin{pmatrix} t\Upsilon^1 \\ \vdots \\ t\Upsilon^s \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{2s \times 2u}, \quad (3.86)$$

$$\Upsilon^j = -[\dots \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j \dots]_{k \in U} \in \mathbb{R}^{2 \times 2u}. \quad (3.87)$$

Важно е да се забележи дека матрицата Γ , е во генерален случај ненулта, бидејќи векторите $\mathbf{r}_{TX(1)}, \dots, \mathbf{r}_{TX(s)}$ и $\mathbf{r}_k, k \in U$ не се независни, т.е. тие се поврзани преку статистичкиот модел на векторот на набљудувања \mathbf{x} . Следниот дел прави декомпозиција на општата FIM (3.79) за да се добијат FIM за непознатата позиција на произволен предавател и FIM за непознатата позиција на произволен сензор.

3.2.3.4.1 FIM за непозната позиција на произволен предавател

FIM за непознатите позиции $\mathbf{r}_{TX(1)} \dots \mathbf{r}_{TX(s)}$ може да се изведе со користење на Шуров комплемент [79] на општата FIM (3.79)

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX(1)} \dots \mathbf{r}_{TX(s)}) = \Xi - \Gamma \Omega^{-1} \Gamma^T. \quad (3.88)$$

Со користење на резултатите (3.80)-(3.87), FIM за непозната позиција $\mathbf{r}_{TX(j)}$ на произволен предавател $j \in S$ ќе премине во следната форма

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX(1)} \dots \mathbf{r}_{TX(s)}) = \begin{pmatrix} t\Psi^j - t^2\Upsilon^j\Omega^{-1}\Upsilon^{jT} & -t\Upsilon^j\Omega^{-1}\Gamma_{S/\{j\}}^T \\ -t\Gamma_{S/\{j\}}\Omega^{-1}\Upsilon^{jT} & \mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX})_{S/\{j\}} \end{pmatrix}. \quad (3.89)$$

Конечно, FIM за непознатата позиција на произволен предавател во мрежата, исто така, може да се пресмета како Шуров комплемент на (3.89)

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX(j)}) = t\Psi^j - t^2\Upsilon^j\Omega^{-1}\Upsilon^{jT} - t^2\Upsilon^j\Omega^{-1}\Gamma_{S/\{j\}}^T \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{r}_{TX})_{S/\{j\}} \Gamma_{S/\{j\}} \Omega^{-1}\Upsilon^{jT}, \quad (3.90)$$

или во поопштата форма

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX(j)}) = t\Psi^j - \Delta\Psi_1^j - \Delta\Psi_2^j. \quad (3.91)$$

Тука, Ψ^j е „чиста“ информација за непознатата позиција на предавателот што потекнува од RSS-набљудувањата од сензорите. Оваа вредност е помножена со t како резултат на претпоставката дека секој сензор прибира t независни RSS-мерења по позиција на предавател. $\Delta\Psi_1^j$ (што одговара на вториот член во (3.90)) е кумулативната загуба на локациска информација поради несигурноста на позициите на сензорите во U и нивната здружена естимација со позицијата на предавателот j . $\Delta\Psi_2^j$ (што одговара на третиот член во (3.90)) е кумулативната загуба на локациска информација како резултат на активирање на другите предаватели во $S/\{j\}$ и здружената естимација на нивните непознати позиции со предавателот j и несигурните сензори.

Матричното неравенство $t\Psi^j \succ \Delta\Psi_1^j + \Delta\Psi_2^j$ е секогаш задоволено и затоа равенка (3.91) може да се запише како

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX(j)}) = t\Psi^j - \Delta\Psi^j, \quad (3.92)$$

каде што $\Delta\Psi = \Delta\Psi_1^j + \Delta\Psi_2^j$. Може да се заклучи дека „чистата“ локациска информација за предавателот секогаш се намалува како резултат на несигурноста на позициите на сензорите и здружената естимација на непознатите позиции на предавателите и несигурните сензори. Сепак, интензитетот на ова намалување е променлив и зависи од бројот на несигурни сензори како и бројот на предаватели со непознати позиции, односно тој варира во зависност на структурата на множествата U и S . На пример, ако позициите на предавателите во $S/\{j\}$ се познати, тогаш последниот член во (3.91) $\Delta\Psi_2^j = \mathbf{0}$, додека ако $U = \emptyset$, тогаш двата члена $\Delta\Psi_1^j = \Delta\Psi_2^j = \mathbf{0}$ и локациската информација за предавателот е максимизирана.

3.2.3.4.2 FIM за непозната позиција на произволен несигурен сензор

Слично како претходно, и FIM за непознатата позиција на произволен несигурен сензор $\mathbf{r}_k, k \in U$ може да се добие како Шуров комплемент на општата FIM (3.79). Имено, FIM за непознатите позиции на несигурните сензори $\dots, \mathbf{r}_k, \dots$ може да се запише во следната форма

$$\mathbf{F}(\dots, \mathbf{r}_k, \dots)_{k \in U} = \Omega - \Gamma^T \Psi^{-1} \Gamma. \quad (3.93)$$

Со користење на резултатите (3.80)-(3.87) и (3.93) FIM за непознатата позиција на произволен несигурен сензор може да се добие како

$$\mathbf{F}(\dots, \mathbf{r}_k, \dots)_{k \in U} = \begin{pmatrix} \Omega_k - t \sum_{j=1}^s (\lambda_k^j)^2 \mathbf{R}_k^j (\Psi^j)^{-1} \mathbf{R}_k^j & t \sum_{j=1}^s \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j (\Psi^j)^{-1} \Upsilon_{U/\{k\}}^j \\ t \sum_{j=1}^s (\Upsilon_{U/\{k\}}^j)^T (\Psi^j)^{-1} \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j & \mathbf{F}(\mathbf{r}_a)_{U/\{k\}} \end{pmatrix}. \quad (3.94)$$

FIM за $\mathbf{r}_k, k \in U$ се изведува како Шуров комплемент на (3.94)

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\mathbf{r}_k)_{k \in U} &= \Omega_k - t \sum_{j=1}^s (\lambda_k^j)^2 \mathbf{R}_k^j (\Psi^j)^{-1} \mathbf{R}_k^j - \\ &t^2 \left(\sum_{j=1}^s \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j (\Psi^j)^{-1} \Upsilon_{U/\{k\}}^j \right) \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{r}_a)_{U/\{k\}} \left(\sum_{j=1}^s (\Upsilon_{U/\{k\}}^j)^T (\Psi^j)^{-1} \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j \right). \end{aligned} \quad (3.95)$$

Претходниот резултат може да се запише и во следната општа форма

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_k)_{k \in U} = a_k \mathbf{K}_k^{-1} + \Delta \mathbf{K}_{k,1}^{-1} - \Delta \mathbf{K}_{k,2}^{-1} - \Delta \mathbf{K}_{k,3}^{-1}. \quad (3.96)$$

Тука, \mathbf{K}_k^{-1} е почетната локациска информација за позицијата на сензорот $k \in U$. Во генералниот SPEAR-модел (слика 3.8б), таа се множи со a_k бидејќи системот има на располагање a_k независни претходни естимати на позицијата на сензорот. $\Delta \mathbf{K}_{k,1}^{-1} = \sum_{j=1}^s \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j$ претставува главната корекција на информацијата за позицијата на сензорот што потекнува само од присуството на s предавателни позиции. Сепак, интензитетот на оваа корекција е намален поради неколку дополнителни фактори. Имено, $\Delta \mathbf{K}_{k,2}^{-1}$ (што одговара на вториот член во (3.95)) е намалувањето на локациската информација поради непознавањето на позициите на активните предаватели во S ; додека $\Delta \mathbf{K}_{k,3}^{-1}$ (што одговара на третиот член во (3.95)) е загубата на локациска информација поради постоењето на други сензори со непознати позиции покрај непознатите позиции на предавателите.

Матричното неравенство $\Delta \mathbf{K}_{k,1}^{-1} \succ \Delta \mathbf{K}_{k,2}^{-1} + \Delta \mathbf{K}_{k,3}^{-1}$ е секогаш задоволено што значи дека равенка (3.96) ќе премине во

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_k)_{k \in U} = a_k \mathbf{K}_k^{-1} + \Delta \mathbf{K}_k^{-1}, \quad (3.97)$$

каде што $\Delta \mathbf{K}_k^{-1} = \Delta \mathbf{K}_{k,1}^{-1} - (\Delta \mathbf{K}_{k,2}^{-1} + \Delta \mathbf{K}_{k,3}^{-1}) \succ \mathbf{0}$. Ова значи дека почетната информација за позициите на несигурните сензори е секогаш подобрена како резултат на здружената естимација со позициите на предавателите. Сепак, интензитетот на добивката зависи од структурата на множествата S и U . На пример, ако сите предаватели во S имаат познати позиции тогаш $\Delta \mathbf{K}_{k,2}^{-1} = \mathbf{0}$ и $\Delta \mathbf{K}_{k,3}^{-1} = \mathbf{0}$ и добивката е максимална.

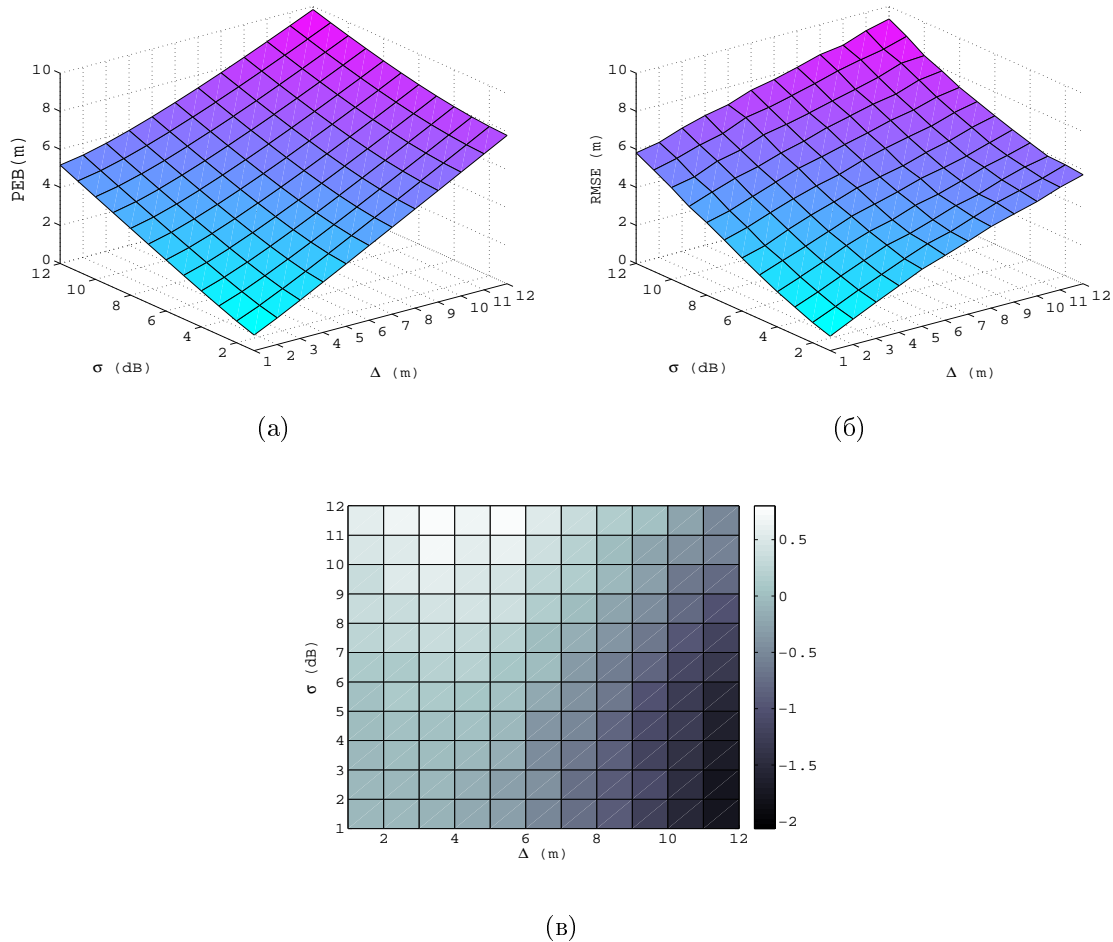
3.2.3.4.3 Геометриска интерпретација

Параметрите на IE-елипсите и на FIM-матриците дадени со релациите (3.91) и (3.96) може лесно да се добијат за секое конкретно сценарио и мрежно поставување. Имено, во зависност од избраното сценарио, општите равенки (3.91) и (3.96) преминуваат во специфични форми што може геометриски да се толкуваат со користење на равенките (3.71)-(3.73) и (3.62)-(3.65). Затоа, поглавје 3.2.3.6 дава илустрација на геометриската интерпретација на претходно добиените резултати во репрезентативни мрежни топологии и сценарија.

3.2.3.5 Конвергенција на JML кон долните граници

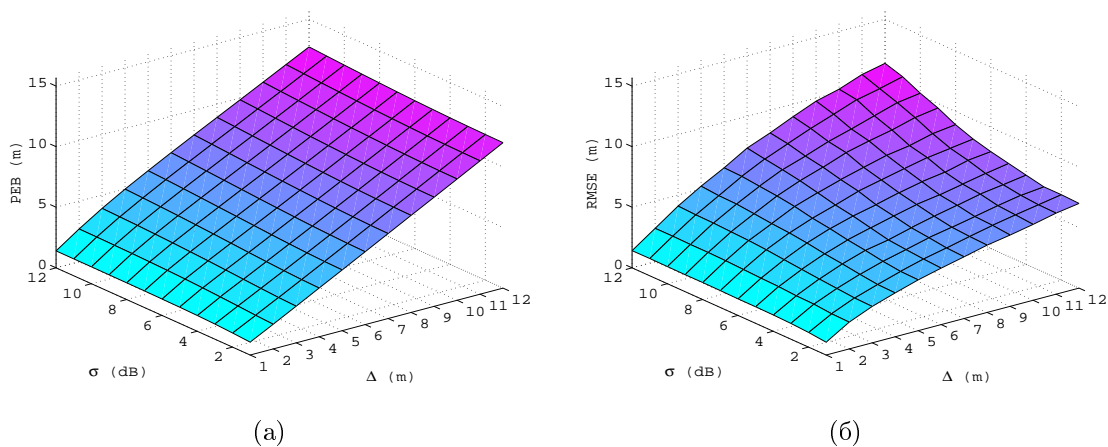
Следната анализа има за цел да ја провери релевантноста на добиените долни граници на Крамер и Рао и конвергенцијата на развиениот JML (TR-базиран) локализациски алгоритам. Познато е според теоријата дека општата ML естимациска процедура е асимптотски ефикасна [45, 47, 67], т.е. ја достигнува CRLB во режим на висок SNR , што е еквивалентно на условите на мали варијации. Асимптотските граници на SPEAR-рамката се испитуваат со користење на границата на грешка од позиција (PEB), изведена преку CRLB (поглавје 3.2.2.1), равенка 3.66. PEB е споредена со $RMSLE$ (дефинирана во поглавје 3.2.2.4, равенка 3.44), за да се евалуира конвергенцијата на JML-естимацијата. За SPEAR-рамката и за специфичните сценарија разгледувани во поглавје 3.2.2.4, режимот на варијации е дефиниран преку (σ, Δ) . Според тоа, примарна цел во овој дел е да се идентификуваат регионите на асимптотската ефикасност односно регионите во кои JML (TR-базиран) конвергира кон своите теоретски предвидени граници [45, 47, 67]. Добиените резултати се однесуваат на случајот кога $s = t = a_k = 1$ и кога активен предавател е TX:1. Слика 3.16 и слика 3.17 ги прикажуваат резултатите за локализација на предаватели и за локализација на сензор, соодветно. Во фокус

на анализата на слика 3.17 е сензорот со ID:2, додека слика 3.18 ги прикажува резултатите во просек врз база на сите сензори. Во секоја од трите слики, а), б) и в) се однесуваат на PEB (преку CRLB), $RMSLE$ (со JML-алгоритмот, со 30000 Монте Карло обиди) и разликата помеѓу $RMSLE$ и PEB , соодветно.



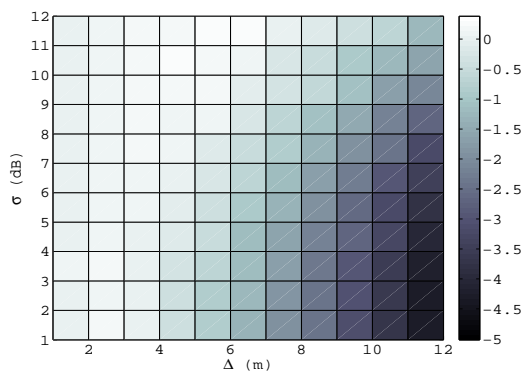
Слика 3.16: Споредба помеѓу PEB и $RMSLE$ за локализација на предавател (TX:1): (а) PEB ; (б) $RMSLE$ на JML; (в) $RMSLE - PEB$

Слика 3.16в покажува дека во регионот на мали варијации (на пр. во регионот за мала σ и мала Δ), разликата помеѓу $RMSLE$ и теоретската PEB исчезнува и JML ја постигнува долната граница. Во регионот на голема σ , $RMSLE$ е над PEB што е типично однесување кога се естимираат непознати параметри преку ошумени сигнали. Сепак, во регионот на голема Δ , разликата $RMSLE - PEB$ станува негативна што значи дека JML има подобри перформанси од предвидените од CRLB. Ова однесување е типично за пристрасна естимација [80, 81]. Имено, во сценарија со голема почетна несигурност на топологијата, здружената локализација



(a)

(б)

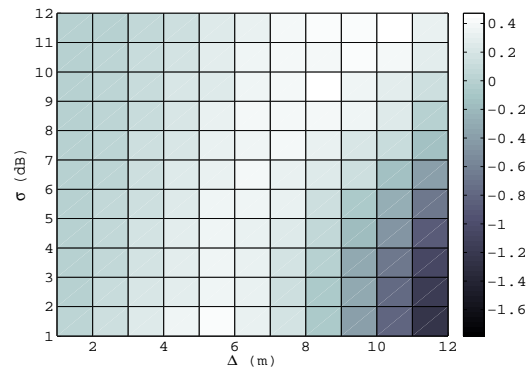
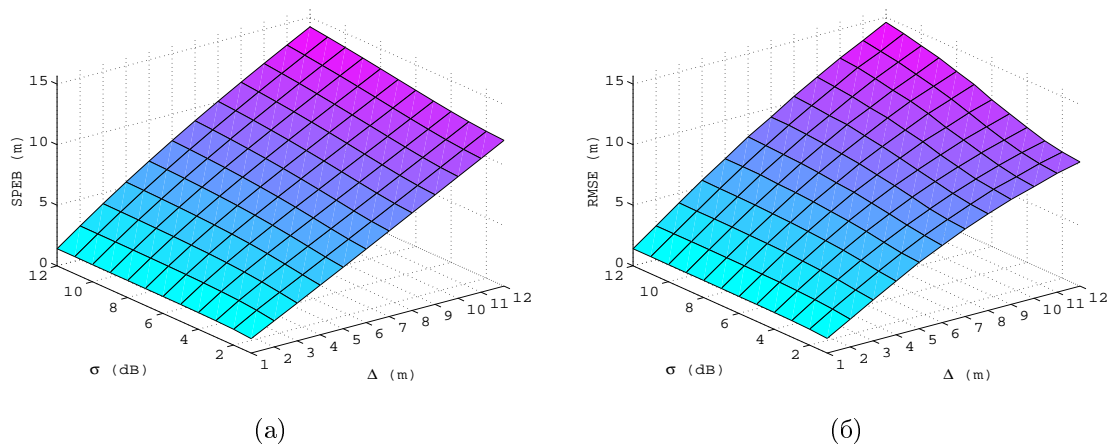


(в)

Слика 3.17: Споредба помеѓу PEB и $RMSLE$ за локализација на сензор (ID:2): (а) PEB ; (б) $RMSLE$ на JML; (в) $RMSLE - PEB$

предизвикува пристрасност во естиматите што предизвикува JML да ги надминува долните граници. Важно е да се напомене дека естимациската пристрасност е зависна од топологијата, односно зависна од точните позиции на предавателот и сензорите, и таа не може ниту да се пресмета ниту теоретски да се предвиди со класичниот Фишеров пристап за изведување на границите.

Слика 3.17в ги прикажува резултатите за локализација на сензор со ID:2. Повторно, JML конвергира до својата долна граница за мали σ и Δ . Важно е да се забележи дека регионот (на голема Δ) во кој JML ги надминува предвидените PEB е значителен. Ова се должи на големата блискост на сензорот со ID:2 до предавателот, што значи дека регионот на почетна несигурност локациски брзо го покрива и предавателот (за релативно мала Δ). Сепак, преку анализа на просечните резултати (по сензор) на слика 3.18в, може да се забележи дека регионот каде



Слика 3.18: Споредба помеѓу средна PEB и средна $RMSLE$ по сите сензори: (а) \overline{PEB} ; (б) \overline{RMSLE} на JML; (в) $\overline{RMSLE} - \overline{PEB}$

што JML не се однесува како што е предвидено од долните граници е намален и JML конвергира кон долната граница во поголем регион споредено со резултатите на слика 3.17в. Според тоа, резултатите прикажани на слика 3.17 за најблискиот сензор до предавателот претставуваат најлош случај за ова специфично сценарио кога JML отстапува најмногу од своите предвидени граници.

3.2.3.6 Нумерички резултати

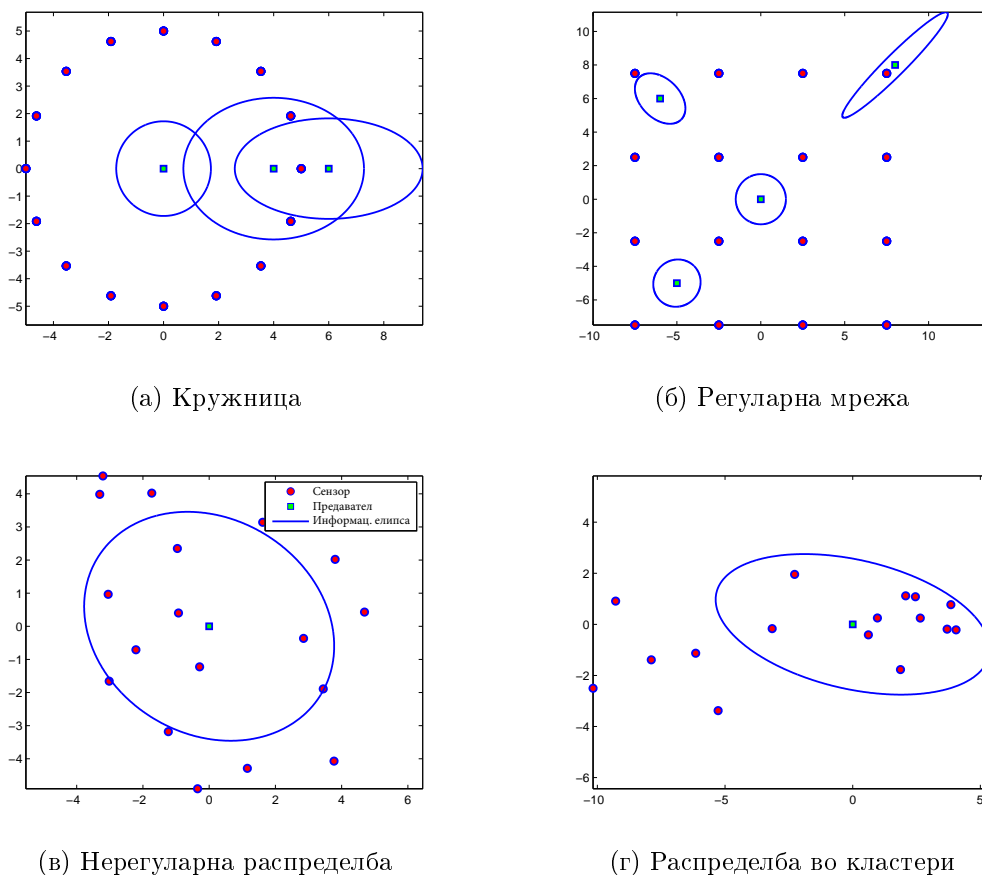
Следната анализа дава неколку важни согледувања, дискусии и интерпретации, од аспект на геометриското толкување на проблемот на локализација на предавател при несигурност на позициите на сензорите, врз основа на нумерички примери во репрезентативни мрежни топологии. Важно е да се напомене дека генерализацијата на добиените резултати е комплицирана поради тесната зависност од сценариото,

топологијата и пропадациските параметри. Затоа, прикажаните резултати првично имаат за цел да обезбедат општи насоки наместо строги заклучоци.

Користени се следните вредности за пропадацискиот модел: $p_0 = 0dBm$, $\gamma = 3.5$, $d_0 = 1m$ и $\sigma = 5dB$. Овие параметри како и димензиите на географската област од интерес емулираат типични внатрешни околин. Дополнително, добиените ИЕ-елипси се однесуваат на вредност $k = 1$ за параметарот на елипса.

3.2.3.6.1 Распределба на локациската информација за предавател за различни геометрии на сензори

Следните резултати ја илустрираат ИЕ за непозната локација на предавателот кога сите сензори се со точно познати позиции. Слика 3.19 ги прикажува ИЕ-елипсите за различни позиции на предавател во четири репрезентативни геометрии на сензори: кружница, регуларна мрежа, неправилната распределба и кластери. Интуитивно е дека и параметрите на ИЕ се разликуваат во различните геометрии.

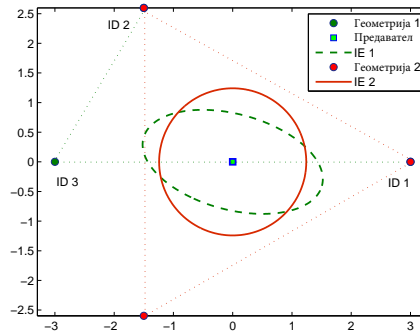


Слика 3.19: Локациска ИЕ и ЕЕ за предавател за различни геометрии на сензори

Површината на ИЕ расте со бројот на сензорите. Ова однесување е интуитивно и директно произлегува од равенките (3.71) и (3.72). Сепак, интензитетот на зголемувањето зависи од релативната позиција на дополнителните сензори. Слика 3.20 ја илустрира оваа зависност. Прикажаното сценарио покажува три сензори (минималниот број на потребни сензори за дводимензионална локализација), сите од нив на растојание од $d = 3m$ од предавателот. Сензорите се организирани во две различни геометрии. Во геометрија 2 сензорите се подеднакво оддалечени, т.е. аголот помеѓу секој пар е $\frac{\pi}{3}$, а во геометрија 1, аглите помеѓу сензор со ID:2 и сензор со ID:3 се $\frac{\pi}{3}$ и π соодветно, т.е. сензорите со ID:1 и ID:3 се подредени во линија. Геометрија 2 резултира во ИЕ со поголема површина во споредба со геометрија 1. Имено, параметрите на резултантната ИЕ за геометрија 2 се $\mu_2 = \eta_2 = \frac{3\lambda}{2}$ а нејзината површина е $A_2 = \frac{\pi\lambda^3}{2}$, додека параметрите на ИЕ за геометрија 1 се $\mu_1 = \frac{(3+\sqrt{3})\lambda}{2}$ и $\eta_1 = \frac{(3-\sqrt{3})\lambda}{2}$ а нејзината површина е $A_1 = \frac{\pi\lambda\sqrt{6}}{2}$. Очигледно е дека $A_2 > A_1$. Затоа, може да се заклучи дека за фиксен број на сензори и фиксни растојанија од предавателот, постои оптимална распределба на сензори во однос на позицијата на предавателот која овозможува оптимално искористување на димензиите. Евидентно е дека во геометрија 1 поради порамнувањето, сумарната локациска информација за предавателот што потекнува од сензорите со ID:1 и ID:3 е субоптимално распределена на линијата што ги поврзува овие два сензори.

Поголемата полуоска на ИЕ е секогаш во правец на главниот извор на локациската информација. Овој извор на информација може да биде еден сензор, т.е. најблискиот сензор (ако сите други сензори се релативно далеку од предавателот во однос на најблискиот сензор) или кластер на сензори кои се групирани во една специфична просторна област. Сепак, кај геометриите на сензори кои покажуваат својства на значителна симетрија во однос на позицијата на предавателот како и геометриите со рамномерна распределба на сензори во областа, информацијата за локацијата на предавателот има тенденција и преминува во кружна просторна распределба.

Резултатите на слика 3.21 ја прикажуваа ексцентричноста и површината на ИЕ за различни позиции на предавателот и различен број на сензори n , кога сензорите се сразмерно поставени на кружница со радиус $d = 5m$. Аголот помеѓу i -тиот сензор и x -оската е $\phi_i = \phi_1 + (i - 1)\frac{2\pi}{n}$, $i = 2, \dots, n$. Предавателот се поместува така што x -координатата на неговата позиција се менува во интервалот $x \in [0, 2d]$ додека y -координатата останува непроменета $y = 0$. Ексцентричноста и површината на ИЕ се анализираат за две различни конфигурации на кружната геометрија. Резултатите на сликите 3.21a и 3.21b се добиени за случајот кога $\phi_1 = 0$, додека резултатите

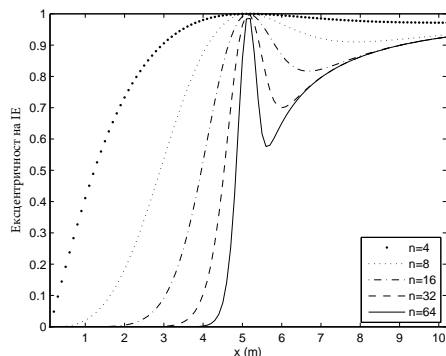
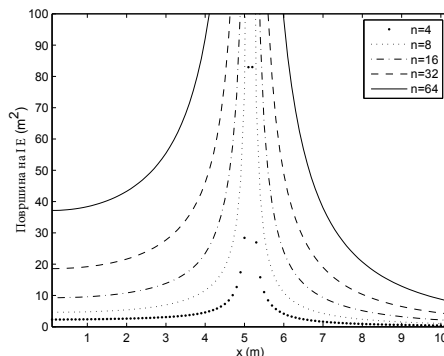
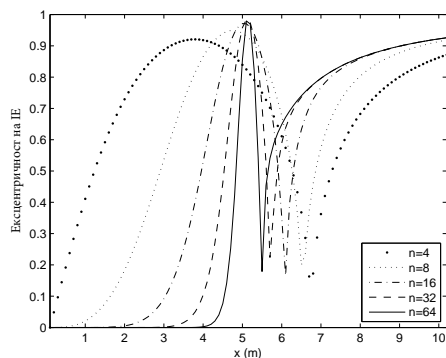
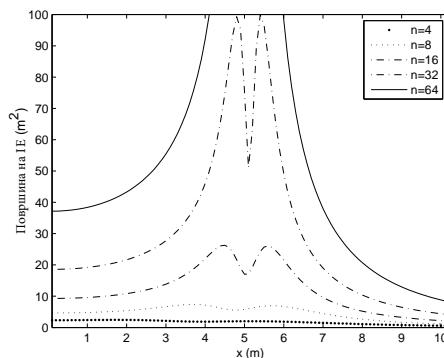


Слика 3.20: Локациска IE за предавател: $n = 3$

за сликите 3.21в и 3.21г се добиени за случајот кога $\phi_1 = \frac{\pi}{n}$. Очигледно е дека површината на IE се зголемува со зголемувањето на бројот на сензорите и дека ексцентричноста на IE расте кон 1 како што предавателот се приближува кон $x = 5m$, што ги прави сензорите во граничната област доминантни извори на локациска информација за предавателот.

Важно е да се напомене дека порамномерното просторно зголемување на бројот на сензори ќе резултира во помала ексцентричност на IE. Како што предавателот се движи подалеку од сензорската топологија, ексцентричноста е приближна на 1, бидејќи локациската информација за предавателот (што се намалува како што предавателот се оддалечува) и понатаму е воглавно распределена по должината на x-оската. Ова се должи на фактот што во таков случај, од аспект на предавателот, сензорите стануваат еден кластер во просторот.

Главната разлика помеѓу резултатите прикажани на сликите 3.21а и 3.21б и сликите 3.21в и 3.21г е профилот на ексцентричноста и површината на IE околу $x = 5m$. Во случајот на првата сензорска топологија кога $\phi_1 = 0$, во областа околу $x = 5m$, предавателот е многу близок до еден сензор (сензор 1). Според искористениот пропагациски модел, коефициентот λ_1 станува прекумерно голем. Ова резултира во стрмен и неограничен раст на површината во оваа точка. Сепак, како што е прикажано на слика 3.21в, кога сензорската топологија е поставена под агол $\phi_1 = \frac{\pi}{n}$, вкупната површина на IE покажува намалување за мала вредност околу точката $x = d \cos(\frac{\pi}{n})$, бидејќи тогаш сензор 1 и n стануваат подредени или блиску до подредени (за поголеми n , сензорите 2, 3, ... и $n - 1$, $n - 2$, ... се исто така блиску до подредени во просторната област околу $x = d \cos(\frac{\pi}{n})$). Во овој случај, како што и претходно беше опсервирано, сумарната локациска информација што потекнува од овие сензори е субоптимално распределена воглавно во една димензија, што резултира во намалена вкупна површина на IE (како на слика 3.20).

(а) Ексцентрицит, $\phi_1 = 0$ (б) Површина, $\phi_1 = 0$ (в) Ексцентрицит, $\phi_1 = \frac{\pi}{n}$ (г) Површина, $\phi_1 = \frac{\pi}{n}$

Слика 3.21: Ексцентрицит и површина на информациски елипси за две конфигурации на кружна геометрија на сензори

Може да се заклучи дека распределбата на локациска информација за предавателот во просторот во голема мера зависи од специфичното сценарио и поставување. Сепак, равенки (3.71), (3.72) и (3.73) даваат изрази во затворена форма за параметрите на IE кои може да се искористат за било кое сценарио, за предвидување на перформансите на локализациските алгоритми како и за димензионирање на сценариото во насока на добивање на оптимални перформанси на локализација.

3.2.3.6.2 Локализација при несигурност на позициите на сензорите: Ефект на информациска загуба

Следните резултати служат да го илустрираат ефектот на несигурност на позициите на сензорите на целокупната распределба на локациска информација. Разгледуваната геометрија е кружна со фиксен број на сензори $n = 64$, поставени

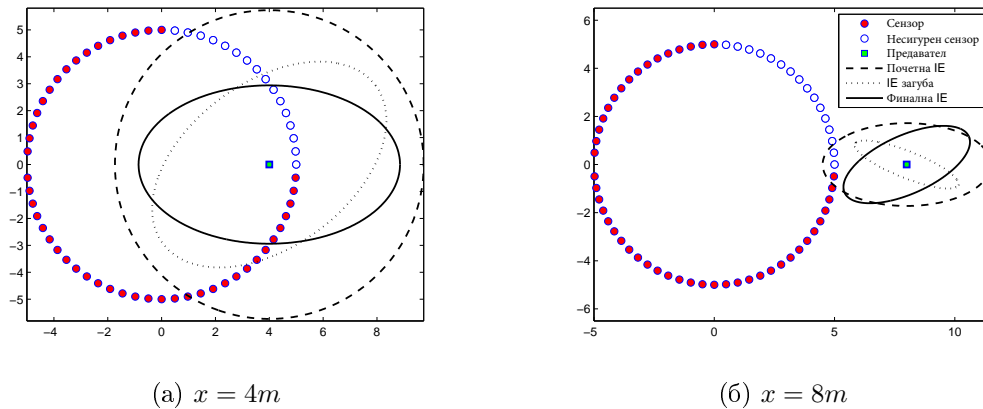
рамномерно на кружница со радиус $d = 5m$ и $\phi_1 = 0$. Целта е да се испита влијанието на несигурноста на позициите на сензорите врз локациската ИЕ. Бројот на несигурни сензори е $u = 16$ и тоа се сензорите во првиот квадрант. Несигурноста следи кружна распределба, т.е. $\mathbf{K}_k = \Delta^2 \mathbf{I}_2, \forall k \in U$. Во овој случај, FIM за непознатата позиција на предавателот може едноставно да се запише како

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX}) = \Psi - \Delta\Psi, \quad (3.98)$$

каде што $\Delta\Psi = \sum_{k \in U} \Delta\lambda_k \mathbf{R}_k$ и

$$\Delta\lambda_k = \lambda_k^2 \Delta^2 (1 - \Delta^2 \lambda_k (1 + \lambda_k \Delta^2)^{-1}) < \lambda_k. \quad (3.99)$$

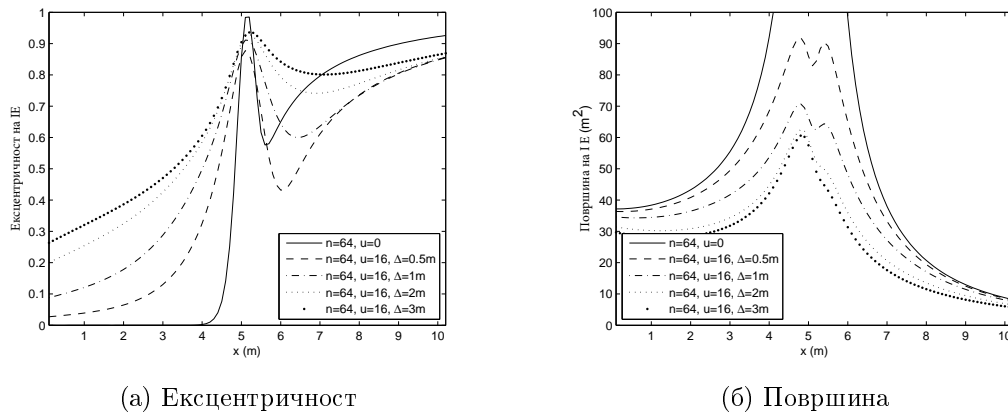
Параметрите на ИЕ на загубата на локациската информација за предавателот, $\Delta\text{IE}(\Delta\mu, \Delta\eta, \Delta\alpha)$ може лесно да се пресметаат врз база на равенките (3.71), (3.72) и (3.73) бидејќи оваа загуба ја има истата форма како и „чистата“ локациска информација за предавателот $\Psi = \sum_{k=1}^n \lambda_k \mathbf{R}_k$. Параметрите на резултантната ИЕ $\text{IE}^*(\mu^*, \eta^*, \alpha^*) = \text{IE}(\mu, \eta, \alpha) - \Delta\text{IE}(\Delta\mu, \Delta\eta, \Delta\alpha)$ може исто така лесно да се пресметаат со помош на (3.62), (3.63) и (3.65).



Слика 3.22: Локациска ИЕ за предавател при несигурност на позициите на сензорите

Слика 3.22 ги илустрира промените на ИЕ за различни позиции на предавателот во и надвор од кругот на сензори. Притоа, $\Delta = 3m$. Очигледно е дека елипсата на загуба на информација е во насока на изворот на несигурност, што во овој случај е првиот квадрант. Резултантната локациска ИЕ, со помала површина како резултат на несигурноста на позициите на сензорите, е просторно насочена кон главните извори на локациска информација за предавателот. Насоченоста е уште поизразена кога предавателот се наоѓа надвор од кругот.

Слика 3.23 ја прикажува ексцентричноста и површината на локациската IE за различни вредности на Δ . Може да се заклучи дека зголемената несигурност на позициите на сензорите покрај во IE-елипси со помала површина, исто така, резултира во зголемување на ексцентричноста што е уште поочигледна кога несигурните сензори се групирани во просторот, т.е. тие се нерамномерно распределени.



Слика 3.23: Ексцентричност и површина на информациска елипса

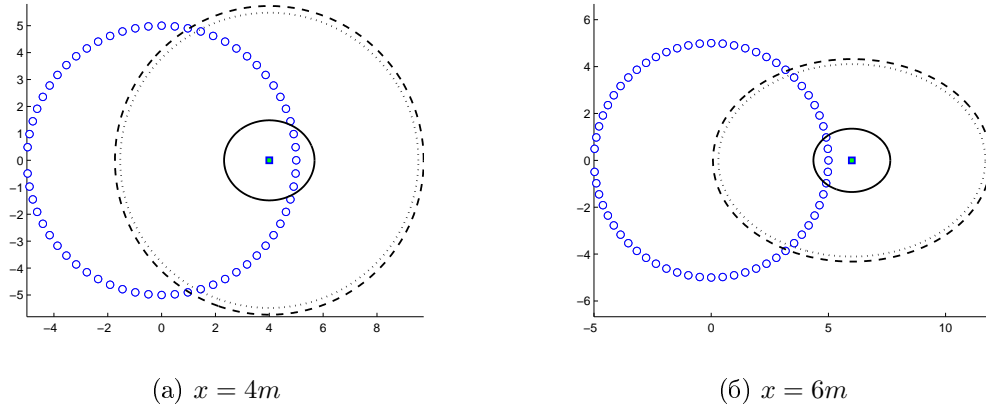
Слика 3.24 го илустрира намалувањето на IE кога сите n сензори се со несигурни позиции. Повторно, $\Delta = 3m$. FIM за непознатата позиција на предавателот во овој случај изнесува

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX}) = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda_k}{1 + \lambda_k \Delta^2} \mathbf{R}_k. \quad (3.100)$$

Параметрите на IE лесно може да се пресметаат со користење на равенките (3.71), (3.72) и (3.73). Важно е да се забележи дека, во овој случај, поради тоа што сите сензори имаа несигурни позиции, локациската IE за предавателот е сериозно намалена. Сепак, нејзината просторна ориентација останува иста како на почетната IE.

3.2.3.6.3 Дополнителен предавател: Ефект на информациска добивка

Следните резултати имаат за цел да дадат увид во влијанието на додавањето на повеќе последователно активни предаватели врз локациската IE за предавателот. Равенка (3.91) веќе посочи дека неколку дополнителни информациски компоненти за локацијата се појавуваат во овој случај. За таа цел, се претпоставува дека 8 дополнителни предаватели се последователно активни (т.е. $S = \{1, \dots, 9\}$).



Слика 3.24: Локациска IE за предавател при несигурност на позициите на сензорите: $U = N$

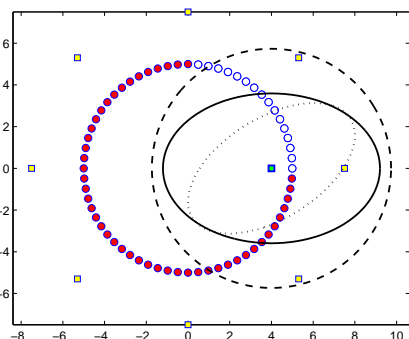
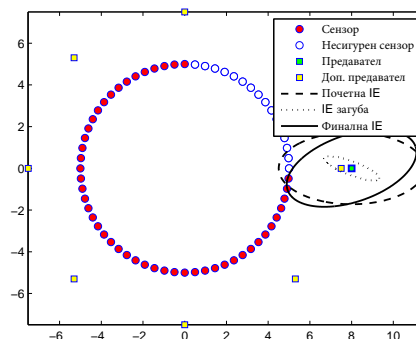
Предавателите $2, \dots, 9$ се поставени рамномерно на кружница со радиус $d_s = 1.5d$ околу кружницата со сензори. Позициите на предавателите се претпоставува дека се однапред познати. Сега, FIM за непознатата позиција на предавател 1, $\mathbf{r}_{TX(1)}$ ја добива следната форма ($t = a_k = 1, \forall k \in U$)

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_{TX(1)}) = \Psi^1 - \Delta\Psi_1^1, \quad (3.101)$$

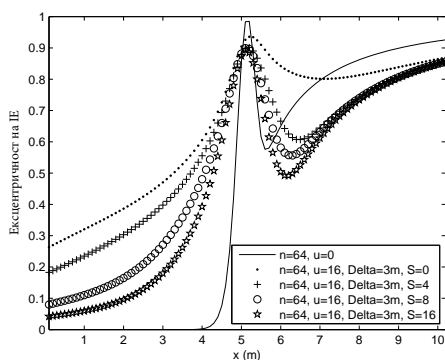
каде што $\Delta\Psi_1^1 = \sum_{k \in U} \Delta\lambda_k^1 \mathbf{R}_k^1$ и

$$\Delta\lambda_k^1 = (\lambda_k^1)^2 \Delta^2 \left(1 - \Delta^2 \sum_{p=1}^9 (\mathbf{q}_k^1)^T \lambda_k^p (\mathbf{I}_2 + \Delta^2 \sum_{j=1}^9 \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j)^{-1} \mathbf{R}_k^p \mathbf{q}_k^1 \right). \quad (3.102)$$

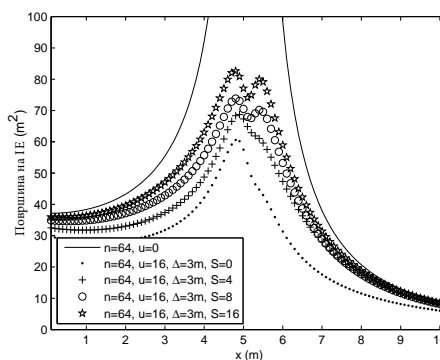
Споредувајќи ги равенка (3.102) со равенка (3.99) може лесно да се заклучи дека s дополнителни членови се јавуваат како резултат на активирање на последователни предаватели. Овие членови го зголемуваат вкупното намалување на $\Delta\lambda_k^1$ по сензор, што последователно води кон подобрена локациска информација за предавателот 1. Ова е илустрирано на слика 3.25, каде што е очигледно дека IE за локацијата на предавателот 1 се зголемува. Слика 3.26 го прикажува ефектот на активирање на дополнителни предаватели на познати позиции врз ексцентричноста и површината на IE. Важно е да се забележи дека покрај зголемувањето на површината на со зголемувањето на бројот на предаватели s , се намалува и ексцентричноста на IE кон 0, што е исто така од голем интерес.

(a) $x = 4m$ (б) $x = 8m$

Слика 3.25: Локациска IE за предавател при несигурност на позициите на сензорите: дополнителни активни предаватели



(a) Ексцентричност



(б) Површина

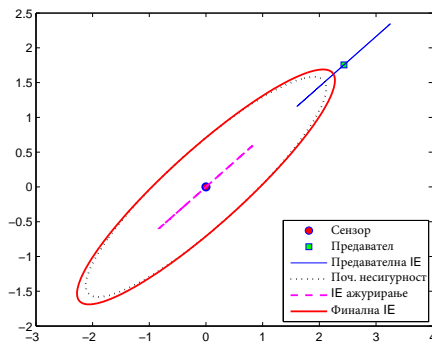
Слика 3.26: Ексцентричност и површина на информациска елипса: дополнителни активни предаватели

3.2.3.6.4 Намалување на несигурноста на позициите на сензорите

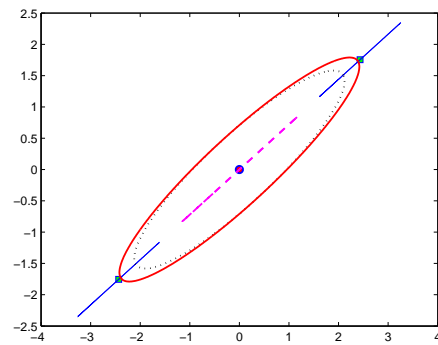
Равенка (3.96) покажува дека произволно намалување на почетната несигурност на позиција на сензор (дадена со матрицата \mathbf{K}_k) е можно. Имено, како резултат на здружената естимација, дополнителни информациски компоненти (загуби и добивки) се појавуваат и тие придонесуваат кон целокупната калибрација на мрежната топологија. Следната анализа се фокусира на намалувањето на несигурноста на сензорите како резултат на здружената естимација и соодветната геометричка интерпретација. Нека почетната несигурност за k -тиот сензор е дадена преку следната коваријансна матрица

$$\mathbf{K}_k = \begin{pmatrix} 4 & 1.5 \\ 1.5 & 3 \end{pmatrix}. \quad (3.103)$$

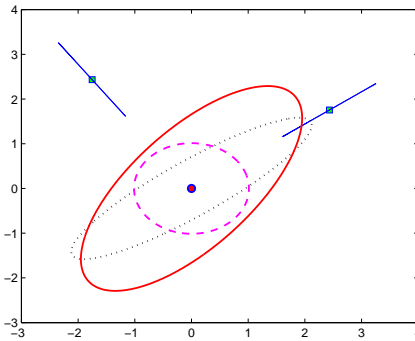
Иницијалната локациска информација за сензорот е квантифицирана преку инверзната коваријансна матрица \mathbf{K}_k^{-1} . Слика 3.27 го илустрира зголемувањето на површината на локациската IE за сензорот како резултат на присуството на променлив број на активни предаватели.



(а) Еден предавател



(б) Два дијагонално порамнети предаватели



(в) Два нормално поставени предаватели

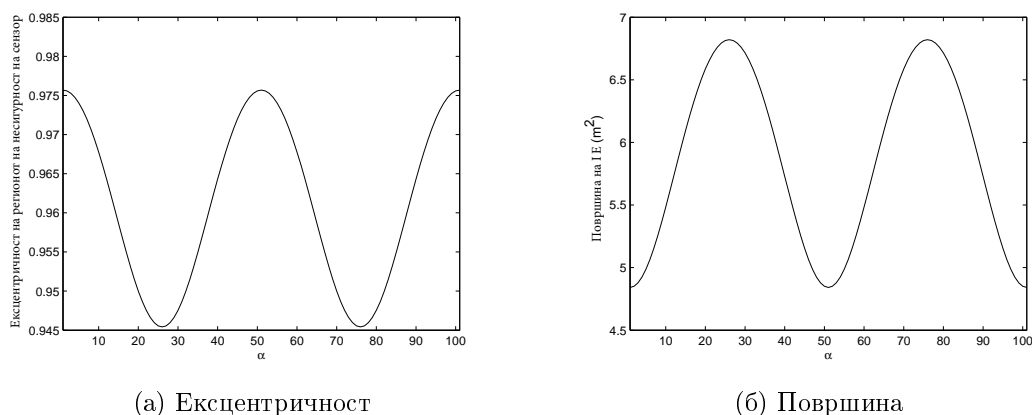
Слика 3.27: Ажурирање на локациска IE за сензор

За дадениот случај, FIM за непознатата позиција на сензорот е дадена со следната равенка

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}_k)_{U=\{k\}} = \mathbf{K}_k^{-1} + \sum_{j=1}^s \lambda_k^j \mathbf{R}_k^j, \quad (3.104)$$

т.е. почетната локациска информација за несигурниот сензор k е зголемена s пати поради присуството на активните предаватели. Важно е да се напомене дека

зголемувањето, иако секогаш позитивно, ќе биде помало во случајот кога позициите на предавателите се непознати и здружено естимирани со позицијата на сензорот k . Дополнително, ова зголемување може да биде и уште помало, но сеуште позитивно, ако покрај непознатите позиции на предавателите, постојат и други сензори со несигурни позиции што здружено се естимираат со позицијата на сензорот k .

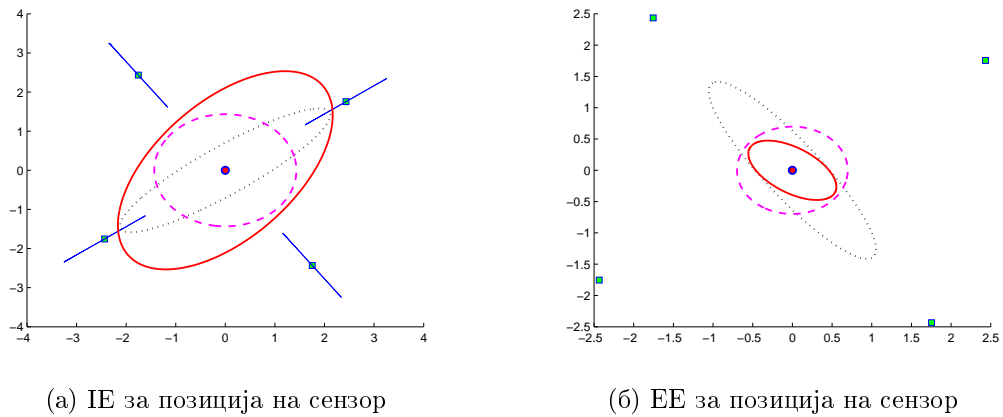


Слика 3.28: Ексцентричност и површина на информациска елипса: дополнителни активни предаватели

Слика 3.28 ја покажува ексцентричноста и површината на локациската ИЕ за сензорот во однос на аголот на почетната локациска ИЕ. Како што може да се забележи, ексцентричноста е минимизирана, а површината максимизирана кога предавателот е во насоката одредена од помалата полуоска на ИЕ. Слика 3.29 покрај зголемената ИЕ за позицијата на сензорот, го прикажува и намалувањето на регионот на несигурност. Може да се заклучи дека, генерално, резултантниот регион на несигурност лежи во пресекот на иницијалниот регион на несигурност (\mathbf{K}_k) и сумарната информациска добивка што потекнува од предавателите.

3.2.3.7 Заклучок

Ова поглавје претстави геометриска интерпретација на теоретските граници на перформансите на RSS-базираната локализација на предавател во услови на несигурност на позициите на сензорите и здружена естимација на непознатите позиции на предавателите и несигурните сензори. Толкувањето преку елипси е овозможено од својствата на позитивна дефинитност и симетрија на Фишеровата информациска матрица и долната граница на Крамер и Рао. Придобивките и употребливоста на добиените резултати се прикажани и дискутирани во текстот. Нумеричката евалуација дава детална анализа на геометриските својства на



Слика 3.29: Информациска елипса и елипса на грешка за локација на сензор: $s = 4$

локациската информација и границите на грешки во однос на различни мрежни конфигурации и параметри на радиооколината. Покрај геометриските својства на процесот на RSS-локализација во зависност од мрежното поставување и радиооколината, елипсите на информации и грешки може да се искористат за добивање насоки и сугестии за различните можности за дизајнирање на стратегии за здружена локализација што оптимално ги искористува достапните информации за локацијата на даден јазол.

Информациско теоретската анализа во ова поглавје е од суштинско значење во концептот на REM (глава 2). Таа дава детален геометриски увид во процесите кои ги генерираат информациите за локациите на предавателите (REM-податочен тип со ID:9 во табела 2.4) и MCD-уредите (REM-податочен тип со ID:10). Уште повеќе, теоретската анализа во ова поглавје дава насоки за тоа како да се димензионира MCD-мрежата и како да се комбинираат податоците оптимално за да се добијат најдобрите можни перформанси на локализација. Овие геометриски теоретски граници се исто неопходност во сценаријата за секундарен пристап во спектарот. Имено, ако варијансата и просторна распределба на грешката од локализација на примарните предаватели се теоретски познати, безбедносните маргини може да се постават така што ќе ги земат предвид тие грешки и ќе обезбедат непречено функционирање на примарните мрежи.

Глава 4

Нови решенија на делење на спектар и ефикасно управување со радиоресурси врз база на REM-информации

REM-мапите имаат значаен придонес во разбирањето зошто во денешно време безжичните мрежи резултираат во субоптимално однесување и даваат насоки за справување со ваквите проблеми. Сепак, оптималниот пат во развојот на безжични решенија кои ќе обезбедат оптимални мрежни перформанси и оптимално искористување на спектарот е постојаното вклучување на ажурирани REM-податоци во процесите на управување со радиоресурси и изведување на спектралните полиси. Затоа, додека претходните две глави прикажаа и дадоа искекори во REM-моделот на податоци, функционалната архитектура и решенијата за доверливо генерирање на REM-податоци, оваа глава ги образложува придобивките од REM-базираното управување со радиоресурси (RRM) во идните безжични решенија. Поточно, придонесите од оваа глава се следните. Прво, поглавје 4.1 претставува REM-базирано паметно WiFi (Smart-WiFi) решение кое користи REM-податоци од аспект на слободни или недоволно зафатени канали и врши пооптимална распределба на фреквенциски канал, опсег и моќност за WiFi-пристапните точки. Ова решение е практично имплементирано и валидирано на реален прототип. Вториот придонес од оваа глава во поглед на REM-базиран RRM е нов генерички дизајн на повеќекориснички бимформинг [82] за поднивовско делење на спектарот (поглавје 4.2). Предложени се два алгоритми, за фер распределба и за максимизирање на сумарната рата на секундарниот систем кои овозможуваат конвексни решенија преку рекурзивно пресметување на оптималните предавателни и приемни бимформери. Овие бимформинг алгоритми зависат од динамичките (информација за состојбата на каналот) и статички (сервисни зони, агрегатна интерференција, загуби од пропагација итн.) REM-податоци.

4.1 Делење на спектар за Smart-Wifi врз база на REM-информации

Во последната декада, WiFi-технолојата доживеа значителен пораст и пенетрација на пазарот на информациско комуникациски технологии. Во моментот, WiFi-мрежите транспортираат поголем сообраќај кон и од крајните кориснички уреди (на пр. компјутери, таблети и паметни телефони) во споредба со Ethernet и мобилните мрежи заедно [83]. Масовното користење на WiFi, делумно е резултат на неговата работа во нелиценцираниот спектар, кој го поддржа развојот на безжичните технологии во невидени размери. Сепак, со големиот продор на WiFi-технолојата и како резултат на некоординираното оперирање и неуправуваната интерференција помеѓу WiFi-мрежите, нелиценцираните опсези се повеќе стануваат преокупирани и значително загушени. Затоа, потребна е распределба на нови спектрални опсези за нелиценциран пристап или употреба на поефикасен RRM. Вториот пристап овозможува поизводливо и одржливо решение.

Од неодамна, научните истражувања се фокусираат на генерална примена на REM-концептот преку дискусија и валидација на придобивките од примената на REM во оптимизацискиот циклус кај безжичните мрежи. REM-податоците може да бидат од суштинско значење за процесите на управување со интерференција и координација на WiFi-уредите и преку тоа да овозможат и пооптимален RRM [84–86] во нелиценцираните опсези. REM-базираниот RRM за WiFi-мрежите може значително да ги подобри перформансите на безжичниот локален пристап во многу сценарија. На пример, REM-базираниот концепт за паметни WiFi може да им овозможи на провајдерите на интернет сервиси да понудат подобар интернет пристап на своите корисници и да им помогне на мобилните оператори во управувањето со нивните WiFi-пристапи точки. Независно од оперативното сценарио, предложениот Smart-WiFi-концепт, во крајна линија ќе овозможи зголемен квалитет на сервисите за WiFi-корисниците.

Оваа поглавје прикажува ново REM-базирано RRM-решение способно за надгледување, организирање и управување на работењето на комерцијалните WiFi-мрежи. Предложеното решение користи REM-базирани податоци во однос на пропагациски модели, локација на пристапни точки и кориснички уреди, историска зафатеност на фреквенциските канали, итн., со цел да спроведе оптимална распределба на ресурси од аспект на фреквенциски канал, опсег и предавателна моќност за секоја контролирана WiFi-пристапна точка. Синергијата помеѓу REM и RRM е особено корисна кај Smart-WiFi-сценаријата, поради достапност на

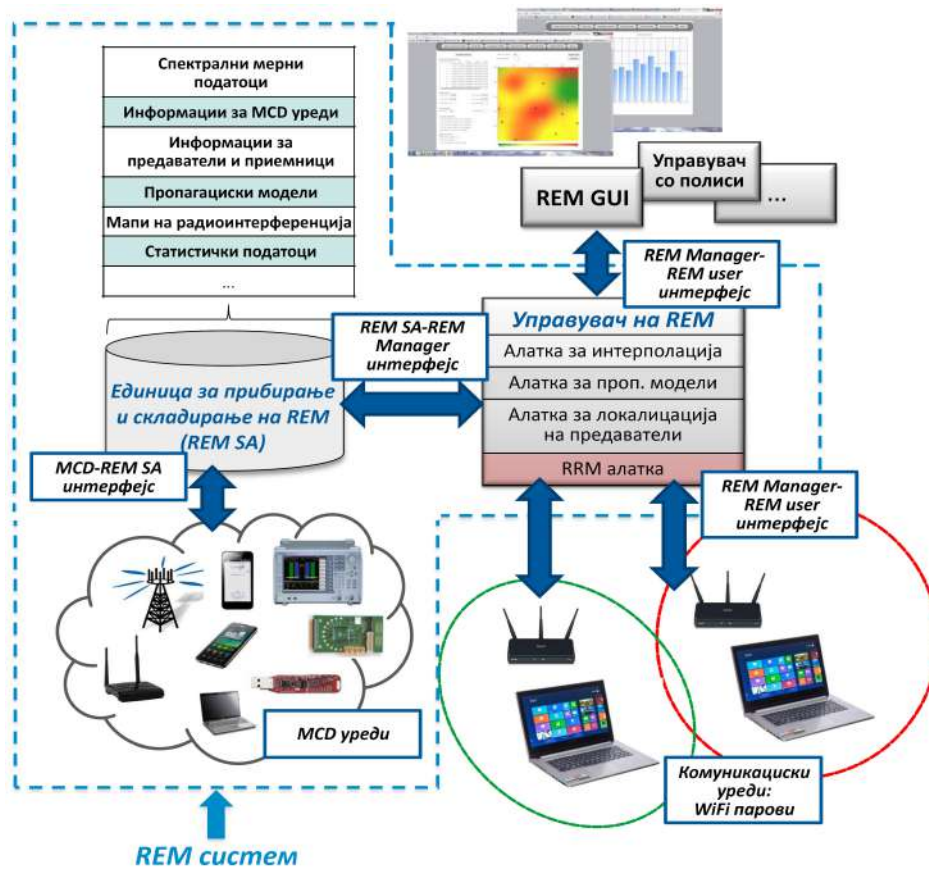
расположливи интерфејси, техники и решенија за управување со инсталацијата и ефикасната работа на WiFi-пристапните точки. Конечно, придобивките во перформанси на предложеното решение за RRM врз база на REM се практично анализирани преку примена на демо платформа која вклучува флексибилен, генерички и модуларен REM-систем (поглавје 2.3), користи реална опрема и комерцијално достапни WiFi-уреди.

4.1.1 Архитектура на REM за Smart-WiFi-сценарија

На слика 4.1 е претставен REM-прототип (поглавје 2.3) со вградени RRM-функционалности за Smart-WiFi-оптимизација. Од аспект на Smart-WiFi-сценариото важни се следните REM-интеракции. MCD-REM SA-интерфејсот се користи за прибирање на мерни резултати во соодветните WiFi-опсежи (на пр., приемна интерференција, приемна моќност на сигнал, RSS, SINR, SIR, ниво на шум, кумулативна приемна моќност итн.). REM SA-REM Manager-интерфејсот се користи за управување со размена на податоци во однос на естимирани параметри на пропагациониот модел, естимирани или фиксни локации на WiFi-пристапни точки и станици, (ре)конфигурација на контролираните WiFi-уреди во реално време, достапни канали утврдени врз база на кооперативна детекција. Овие информации ѝ се потребни на RRM-алатката за Smart-WiFi за процесот на конфигурација и управување со WiFi-мрежите. RRM-алатката служи за оптимизација на комуникацијата кај WiFi-мрежите во однос на каналот и опсегот во употреба, предавателната моќност, врз база на потребните и соодветните REM-податоци. REM Manager-Smart-WiFi-интерфејсот служи за спроведувањето на оптимална конфигурација на WiFi-уредите врз база на пресметките извршени од RRM-алатката на управувачот со REM. Во спротивна насока, WiFi-уредите вршат известување за перформансите на комуникација, а испраќаат и известувања за деградација на перформанси во услови кога одредена перформансна метрика (проодност, рата на грешки, доцнење, дитер, и сл.) ќе падне под определен праг.

4.1.2 RRM врз база на REM за Smart-WiFi

Како што беше предходно напоменато, синергијата помеѓу REM и RRM е особено важна за WiFi-сценаријата, поради достапноста на расположливи интерфејси, техники и решенија за управување со инсталацијата и ефикасното оперирање на WiFi-пристапните точки. Овој дел презентира и разработува нов REM-базиран RRM-алгоритам, посебно прилагоден за координација и оптимизација на WiFi.



Слика 4.1: REM-базирана архитектура за Smart-WiFi

4.1.2.1 RRM-функционалности на распределба на ресурси

Предложениот RRM-алгоритам се фокусира на максимизација на сумарната рата на WiFi, преку односот сигнал–интерференција плус шум (SINR), со обезбедување на оптимални параметри на физичкото (PHY) ниво за секоја WiFi-пристапна точка (т.е. WiFi-мрежа)

$$\max_{f_c, B, P_t} \sum_{i=1}^N B \log_2(1 + SINR_i), \quad (4.1)$$

каде N означува број на активни WiFi-пристапни точки, P_t ја означува предавателната моќност, f_c означува централна фреквенција односно WiFi-канал, а B го означува опсегот ($20MHz$ или $40MHz$). Важно е да се напомене дека распределбата на опсег е поддржана само кај IEEE 802.11n-стандардот, како единствен WiFi-стандард кој поддржува скалабилни опсези. При координација на IEEE 802.11b/g-уреди, распределбата на опсег ќе биде константна (еднаква на $20MHz$) и нема да влијае на процесот на одлучување кај RRM-алгоритмот.

RRM-алгоритмот користи две стратегии за распределба на ресурси (објаснети во продолжение), со цел постигнување оптимално решение за 4.1).

4.1.2.1.1 Стратегија 1

Во оваа стратегија, RRM-алгоритмот им доделува непреклопувачки канали на WiFi-пристапните точки (т.е. на активните WiFi-комуникациски парови). Поради применетата ортогоналност во фреквенциски домен, на секој WiFi-пар му е доделена и може да користи максимална предавателна моќност. Оваа стратегија има релативно мала пресметковна комплексност. Сепак, истата може да се примени само во одредени сценарија каде спектарот е недоволно искористен и во услови на мал број на WiFi-парови.

4.1.2.1.2 Стратегија 2

Во сценарија со висока искористеност на WiFi-спектарот или пак со голем број на WiFi-комуникациски парови, стратегија 1 не може да обезбеди оптимална распределба на ресурси поради недостатокот на достапни канали. За таа цел, RRM-алгоритмот треба да овозможи распределба на преклопувачки канали за WiFi-комуникациските парови (преку пристапните точки). Преклопувањето може да се случи или на даден фреквенциски сегмент (на пр. користење на соседни WiFi-канални) или низ целиот канал (користење на ист WiFi-канал помеѓу WiFi-паровите). Независно од степенот на преклопување, кај WiFi-паровите ќе се забележи деградација на перформанси поради меѓу-каналската интерференција. Со цел да се намали оваа меѓу-каналска интерференција кај WiFi-паровите, стратегија 2 воведува алгоритам за оптимизација на моќност кој ќе овозможи максимална сумарна рата [87]

$$\max_{P_T} \sum_{i=1}^{N_{ov}} B \log_2 \left(1 + \frac{\psi_i P_{T,i}}{\sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^{N_{ov}} \psi_{i,j} P_{T,j}} \right), \quad (4.2)$$

каде N_{ov} го означува бројот на преклопувачки WiFi-парови, ψ_i ги означува загубите од пропагација помеѓу i -тиот предавател и приемник, а $P_{T,i}$ е предавателната моќност на i -тиот предавател. Со параметарот $\psi_{i,j}$ се означени загубите од пропагација помеѓу i -тиот предавател и j -тиот приемник, а со $P_{T,j}$ е означена предавателната моќност на j -тиот предавател. За правилно функционирање на алгоритмот, потребно е претходно познавање на коефициентите на загуба од

пропагација помеѓу сите предаватели и приемници, т.е. вредностите на ψ_i и $\psi_{i,j}$ параметрите. Во реални сценарија, многу е тешко да се добијат овие податоци. Сепак, кај Smart-WiFi-поставувањето овие податоци лесно се добиваат од REM-системот, со користење на REM-податоци кои се однесуваат на естимираниот пропагациски модел и локациите на уредите.

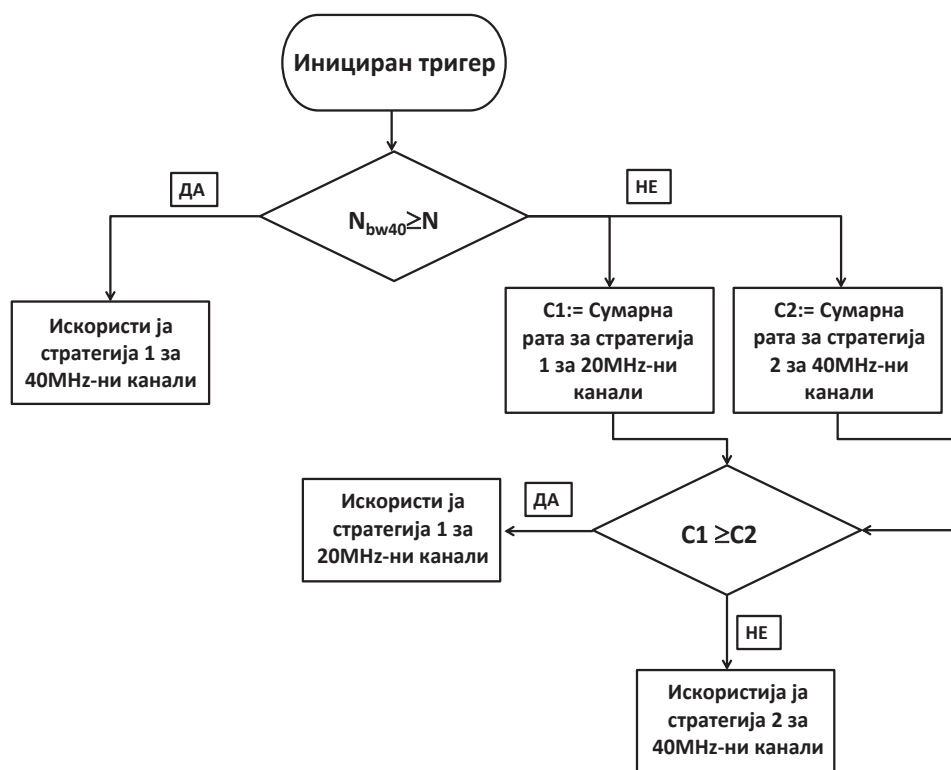
За двете стратегии, REM-системот детектира и обезбедува достапни и незафатени канали врз база на *историската зафатеност на каналите*. Поконкретно, пред распределбата на ресурси, RRM бара од REM-системот листа на достапни канали кои биле незафатени за одреден временски период. Времетраењето на овој период може да се разликува и адаптира врз база на постоечкото сценарио и системските побарувања. Со воведување на историската информација во процесот на одлучување за достапноста на канали, се избегнува пинг-понг ефектот кој може да настане поради периодични спорадични емисии од други неконтролирани комуникациски технологии. На пример, да претпоставиме сценарио каде коегзистираат неколку Smart-WiFis со неконтролирани спорадични емисии во даден WiFi-канал. Доколку RRM-алгоритмот ја земе предвид само моменталната достапност на канали, занемарувајќи ги спорадичните активности, ќе додели канал за WiFi-паровите кој е навидум слободен. При повторната појава на спорадична активност ќе се тригерира нов процес на распределба на ресурси кој ќе додели нов канал за WiFi-парот. Со престанокот на спорадичните емисии повторно ќе се додели првичниот канал за WiFi-парот, резултирајќи во постојан пинг-понг ефект. Според тоа, имајќи ја предвид историската зафатеност на каналот, RRM-алгоритмот може да го избегне овој канал во процесот на распределба на ресурси и со тоа да го заобиколи пинг-понг ефектот.

4.1.2.2 РНУ-реконфигурација и примери за стратегиите за распределба на ресурси

RRM врши распределба на ресурси и реконфигурација на физичко ниво врз база на два различни случаи на тригерирање. Во првиот случај, тригерот се иницира со појава на нов активен WiFi-пар. Ова доведува до ново RRM-одлучување и нова распределба на ресурси поради порастот на бројот на активни WiFi-парови. Во вториот случај, тригерот се иницира кога некој од активните WiFi-парови ќе има деградација на перформанси. Деградацијата на перформансите се детектира со користење на прагови за различни параметри (проодност, доцнење, рата на грешки, итн.). Кога одреден параметар од интерес ќе ја надмине (или ќе падне под, во зависност од параметарот од интерес) вредноста на прагот, WiFi-комуникацискиот

пар (т.е. WiFi-пристапната точка) го известува RRM за спроведување на нова распределба на ресурси. Деградацијата на перформанси ги рефлектира промените во радиооколината поради појавата на интерференција (на пр. од некоординирани технологии и уреди) или поради промените во пропагацијата (т.е., појава на нови препреки).

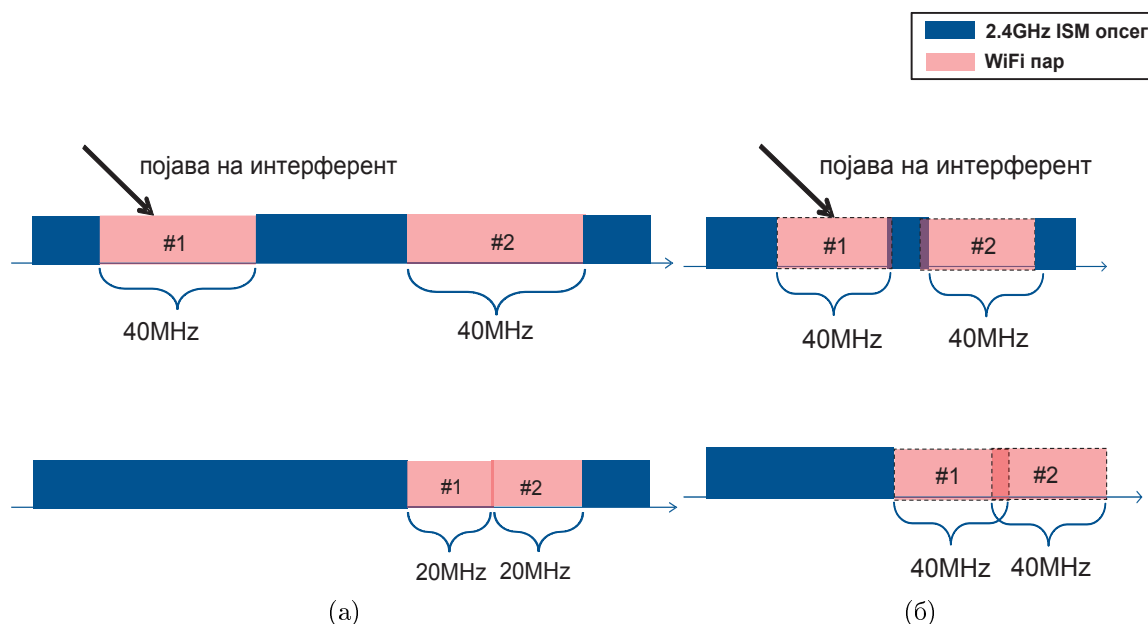
Независно од случајот на тригерирање, RRM спроведува наметнува реконфигурација на физичкото ниво на комуникациските парови, врз база на претходно наведените стратегии за прераспределба на ресурси (слика 4.2).



Слика 4.2: Процес на RRM-реконфигурација (N_{bw40} – број на непреклопувачки 40MHz-ни опсежи)

Врз база на претходните дискусии, слика 4.3 прикажува два примери за прераспределба на ресурсите и реконфигурација на физичко ниво, поради деградација на перформанси кај еден од WiFi-паровите. Притоа деградацијата настанува поради појава на неконтролирана интерференција, тригерирајќи нова прераспределба на ресурси и реконфигурација на физичко ниво. Во првиот случај, прикажан на слика 4.3а, RRM пресметува дека поефикасна стратегија е стратегија 1 и врши распределба на помали непреклопувачки канали (20MHz) за двата WiFi-комуникациски пара. Во вториот случај, прикажан на слика 4.3б, RRM пресметува дека посоодветна стратегија е стратегија 2 и врши распределба на преклопувачки

канали за WiFi-комуникациските парови.



Слика 4.3: PHY-реконфигурација поради деградација на перформанси (а) стратегија 1; (б) стратегија 2

4.1.3 Развиен прототип и експериментални резултати

Следниот текст ја презентира имплементацијата на REM-прототипот од поглавје 2.3 проширена со претходно објаснетата RRM-оптимизацијата на Smart-WiFi. Во поглед на хардвер, прототипот интегрира:

1. серверски компјутер на којшто е имплементиран и работи REM-системот (поглавје 2.3). Покрај REM-системот, серверот хостира и REM/RRM веб GUI-апликација;
2. десет TI eZ430 [35] сензорски уреди што овозможуваат просторни мерења на спектар во реално време (RSS-базирани) што претставуваат влезни аргументи во алгоритмите за процесирање и пресметка на REM;
3. повеќе парови на комерцијални WiFi-уреди (лаптоп компјутери) што спроведуваат комуникација во реално време врз база на RRM-оптимизациите во REM-системот.

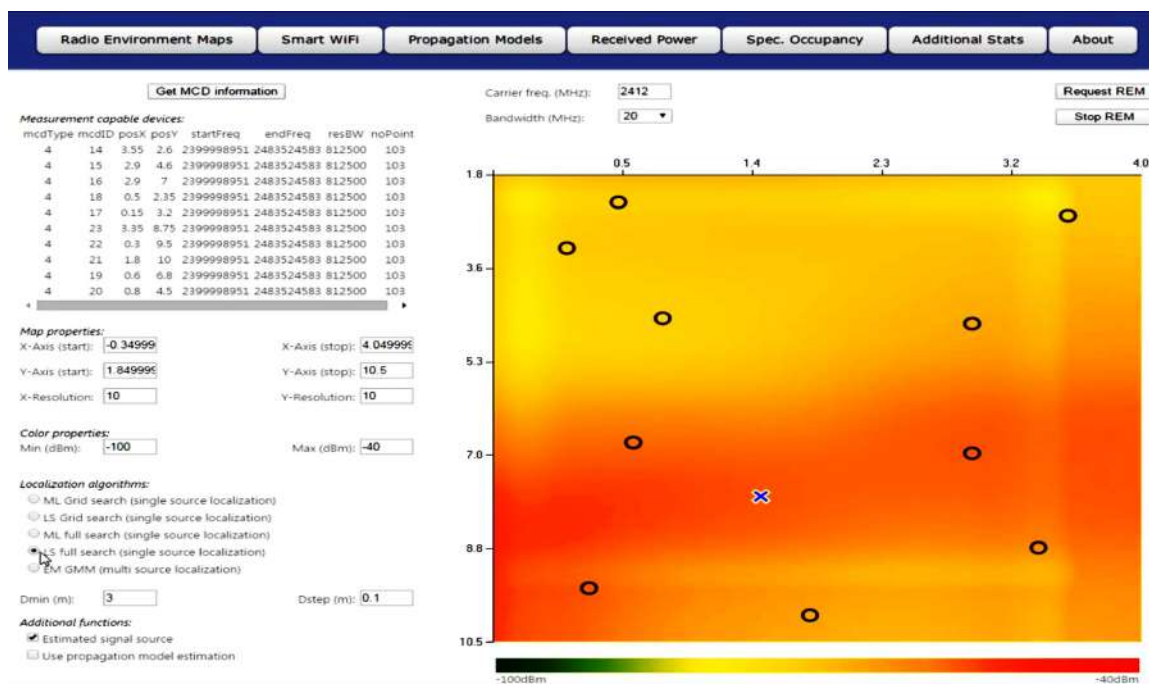
Прототипот ги интегрира сите функционалности на REM-архитектурата, објаснети во поглавје 2.3. Од аспект на дополнителни софтверски компоненти за оптимизација на Smart-WiFi-оптимизација, прототипот вклучува и:

1. алатка за RRM на WiFi-комуникациски уреди, развиена во C# програмска околина и додадена во имплементацијата на управувачот со REM (што е исто така базирана на C#, како што беше објаснето во поглавје 2.3). Алатката работи согласно претходно објаснетите стратегии за распределба на ресурси;
2. C++ софтвер (wrappers) во Linux платформа за контрола на WiFi-драјверите (мод на пристапна точка или станица, контрола на моќност, фреквенција). Овој софтвер ги спроведува RRM-одлуките на REM-системот, иницира и запира комуникација помеѓу WiFi-уредите (врз база на TCP/UDP, iperf) ги пресметува перформансите метрики и ги испраќа извештаи за перформанси и за деградација на перформанси до RRM-алатката во управувачот со REM;
3. веб GUI-апликација што работи во реално време (развиена во ASP.NET), дополнета со RRM-контрола и набљудување на WiFi-комуникациската мрежа.

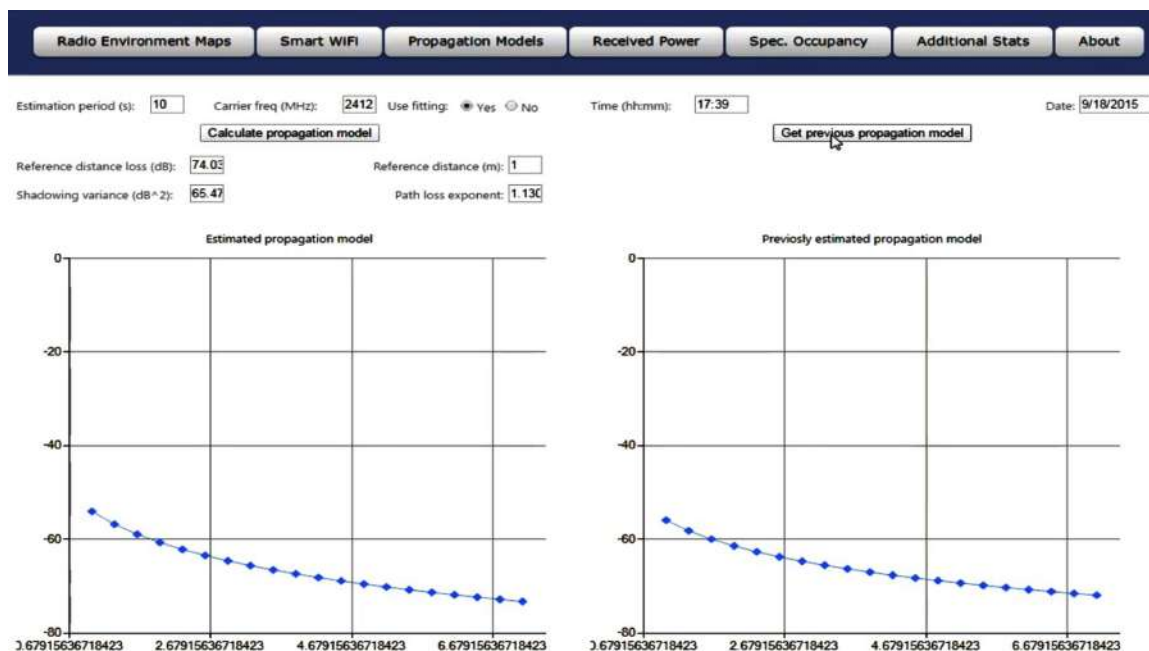
Слика 4.4 и слика 4.5 даваат приказ од екранот на веб GUI-апликацијата од аспект на REM-функционалностите на развиениот прототип of. Во слика 4.4, црните кругови ги означуваат позициите на TI eZ430 сензорите, обоената мапа го илустрира полето на интерференција на одреден канал во реално време (на сликата, WiFi-канал 1), додека "x" ја означува естимацијата во реално време на локацијата на предавател што работи во тој канал. Левиот и десниот приказ на слика 4.5 претставуваат моментална и историска естимација на пропагациски модел за специфициран канал, соодветно.

Сликите 4.6, 4.7 и 4.8 даваат приказ од екранот на веб GUI-апликацијата од аспект на RRM-функционалностите на прототипот во однос на конфигурирање на WiFi-уредите и приказ на комуникациските перформанси во реално време, соодветно. Слика 4.6 го покажува делот од веб GUI-апликацијата за конфигурација на WiFi-уредите, каде што корисникот може да избере WiFi-уред, да го конфигурира како пристапна точка или станица и да започнува и запира комуникација помеѓу уредите (десната страна на сликата). Тука, корисникот може и да ја набљудува конфигурацијата на WiFi-уредите во реално време: каналот во употреба, опсегот и предавателната моќност (левата страна на сликата).

Слика 4.7 и слика 4.8 го прикажуваат делот од веб GUI-апликацијата за набљудување во реално време на резултатите од аспект на зафатеноста на спектарот

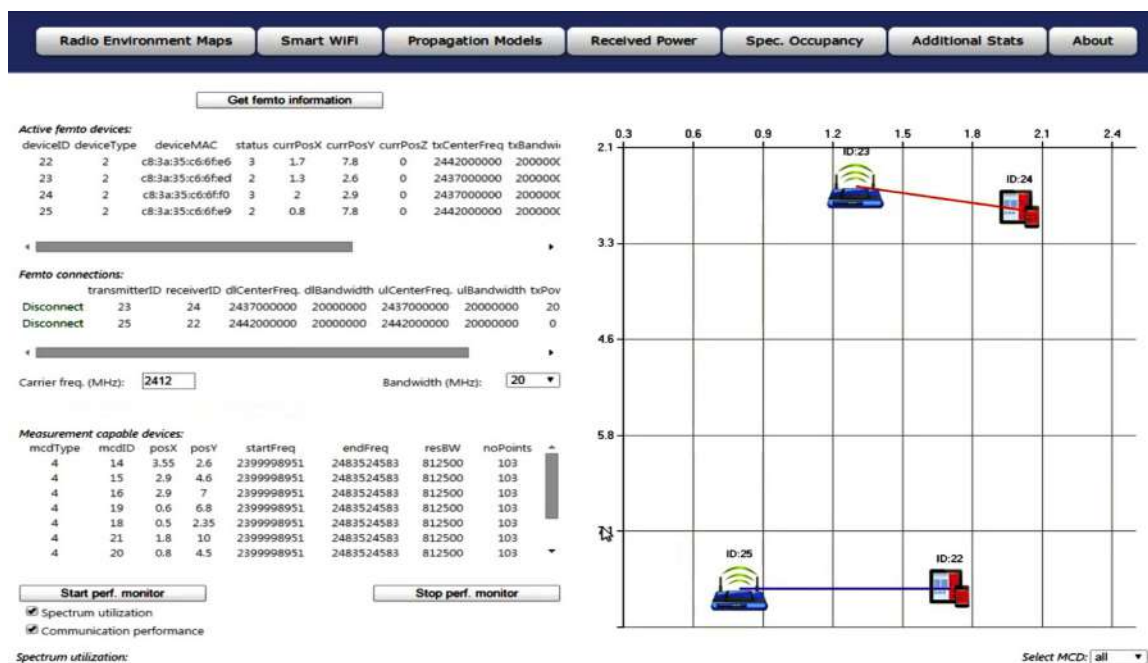


Слика 4.4: REM-функционалности: Полиња на радиоинтерференција (RIF) и локализација на предавател



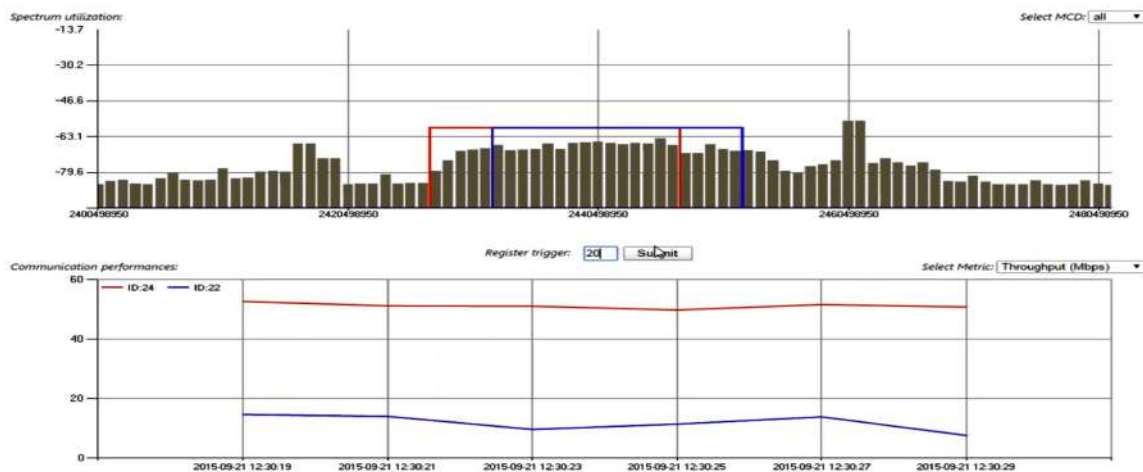
Слика 4.5: REM-функционалност: Естимација на пропадациски модел

(добиена со кооперативно ослушнување од сензорите) и перформансите на WiFi-комуникацијата (на сликата е прикажана остварената проодност во реално време).

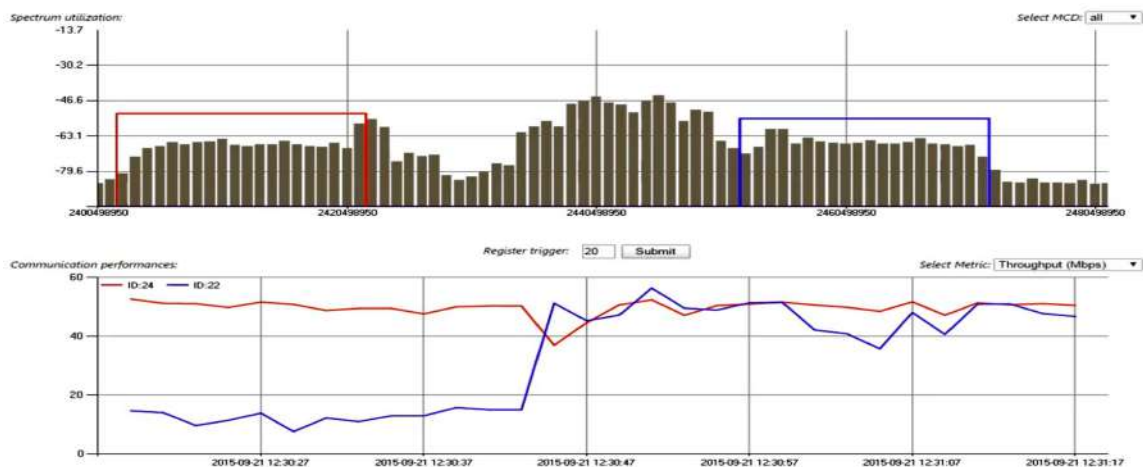


Слика 4.6: Дел од веб GUI-апликацијата за конфигурација на WiFi

Слика 4.7 ги презентира резултатите после иницијалното конфигурирање на уредите. Двата WiFi-комуникациски пара (означени со сина и црвена линија) иницијално почнуваат со комуникација на преклопувачки 20MHz -ни канали со намалена предавателна моќност, бидејќи RRM-алатката во REM-системот, врз база на расположливиот спектар, одлучила дека тоа е најдоброто решение во моментот. Потоа, корисникот регистрира во системот праг за тригерирање на деградација на перформанси (што се испраќа до WiFi-паровите), според кој WiFi-паровите треба да побараат нова конфигурација ако проодноста на комуникацијата на било кој од паровите падне под 20Mbps . Бидејќи, проодноста на еден од паровите (сина линија) е веќе под 20Mbps , тој испраќа известување за деградација на перформансите и барање за нова конфигурација до REM-системот. Слика 4.8 е приказ на конфигурацијата и однесувањето на уредите после нивната реконфигурација, т.е. после новата распределба на ресурси од RRM-алатката. Како што може да се забележи, сега WiFi-паровите комуницираат на непреклопувачки канали, бидејќи дополнителен спектар се ослободил во меѓувреме, и двата парови ја стабилизираат нивната проодност на околу 50Mbps .



Слика 4.7: RRM-функционалности: WiFi-парови на преклопувачки канали со контрола на предавателна моќност



Слика 4.8: RRM-функционалности: WiFi-парови на непреклопувачки канали со максимална предавателна моќност

4.1.4 Заклучок

Преполнувањето на нелиценцираните опсези наметнува потреба од поинтелигентни решенија за управување со WiFi-мрежите. Во ова поглавје беа презентирани архитектура и прототип за REM-базирани RRM-контрола и набљудување на паметни WiFi-мрежи. Презентируваниот Smart-WiFi-прототип, што користи новоразвиена REM-технологија и комерцијално достапни WiFi-уреди, е еден од првите и најсеопфатни во оваа област. Експерименталните резултати го прикажуваат потенцијалот и широка применливост на прототипот за паметна контрола, работење и набљудување на WiFi-уредите и нивното радиоопкружување.

4.2 Генерички повеќекориснички бимформинг за делење на спектар во когнитивни мрежи

Зголемувањето на бројот на безжични уреди и сè поголемото користење на мобилен податочен пренос ја прават ефикасноста на користењето на радиоспектарот критично прашање. Когнитивното радио (CR) е идентификувано како ветувачка технологија која може да овозможи секундарни (нелиценцирани) корисници да ги реискористат или делат лиценцираните опсежи [88] и значително да ја зголемат искористеноста на спектарот. Користењето на повеќе предавателни и приемни антени кај секундарните кориснички (англ. Secondary User–SU) системи ќе гарантира висока спектрална ефикасност како и избегнување на интерференцијата со примарните корисници (англ. Primary Users–PUs). Повеќето антени придонесуваат со дополнителни степени на слобода поради просторната димензија [89–91], што можат да овозможат истовремена и транспарентна операција на SU-системите со PU-системите или поднивовско делење на спектарот (англ. underlay sharing). Покрај тоа, повеќе антени ќе обезбедат можности за пофлексибилна и поефикасна распределба на ресурси во споредба со конвенционалните SU-системи (на пр. interweave базираните SU-системи).

4.2.1 Истражувања од областа

Неодамнешните активности и истражувања во областа на делење на спектарот (англ. spectrum sharing) покажаа голем интерес во дизајнот на практични и ефикасни техники за бимформинг за SU-системите за поднивовско делење на спектарот [92–95]. Целта на бимформингот во контекстот на поднивовско делење на спектарот е да се зголеми ратата на SU со предвидениот буџет на предавателна моќност, а притоа штетната интерференција кон PU-системот да се задржи под предефиниран праг. Претходните истражувања од областа на бимформинг за поднивовско делење на спектарот генерално се фокусираат на сценарија каде што само еден SU (комуникациски пар или податочен линк) го дели спектарот со еден или повеќе PU-корисници [92, 96–99]. Од неодамна, дизајнот на бимформинг техниките е проширен и почнува да се применува на повеќекорисничкото SU-сценарио [94, 95, 97, 100–110]. Сепак, постои недостаток на генерички и робусен дизајн на предавателен/приемен бимформинг применлив на различни системски модели и способност за работа со произволен број на антени и корисници. Постоечките техники за бимформинг се обично дизајнирани за специфичен

системски модел, т.е. за интерференциски канал (англ. Interference Channel–IC) [103, 106, 111], broadcast канал (англ. Broadcast Channel–BC) [107, 110] или канал за повеќекратен пристап (англ. Multiple Access Channel–MAC) [108, 109]. Друг недостаток на постоечките шеми е тоа што не дозволуваат максималниот број на SU-корисници во системот да го надмине бројот на предавателни или приемни антени во системот [103–110]. Повеќето истражувања земаат предвид системски модели и бимформинг техники што се развиени за BC-моделот [94, 95, 97, 100–102] и за MISO сценарија за предавателен бимформинг. Само [103], [105] и [111] се обидуваат да го адресираат IC и повеќекорисничкото MIMO-базирано делење на спектарот.

Дури и во конвенционалниот MIMO-бимформинг, не се понудени генерички повеќекориснички техники за координиран бимформинг базирани на конвексни проблеми за оптимизација на сумарната рата. Повеќето од сегашните истражувања се фокусираат на предавателен бимформинг со форсирање на нулта интерференција (англ. Zero Forcing–ZF) и оптимално комбинирање врз база на максимален однос (англ. Maximum Ratio Combining–MRC) за приемниот бимформинг. Употребата на ZF [112, 113] на предавателна страна, наметнува ограничувања на бројот на корисници и бројот на антени во системот. Наместо ZF, оптималните предавателни бимформери за максимизирање на сумарната рата во MIMO BC и MAC-моделите, може да се пресметаат со користењето на BC-MAC-дуалност (англ. duality) [114]. Сепак, BC-MAC-дуалноста не важи во сценарија за поднивовско делење на спектарот. Оптимизацијата на сумарната рата е исто така истражувана за MISO IC-каналот, каде што оптималните предавателни бимформери се пресметани преку пристапи на SINR-остварливост (англ. feasibility) и апроксимација на надворешен полиблок (англ. outer polyblock approximation) [115]. Овие пристапи имаат голема пресметковна комплексност и нудат генерално бавна конвергенција. Покрај тоа, повеќето од истражувањата од аспект на поднивовско делење на спектарот врз база на бимформинг, во нивните системски модели и соодветните бимформинг дизајни [92–95, 103–111, 116] ја занемаруваат обратната интерференција (англ. reverse interference), односно интерференцијата предизвикана од примарните корисници врз SU-системот. Во реални сценарија, обратната интерференција може сериозно да ја намали ефикасноста на SU-системот и затоа не треба да се занемари при бимформинг оптимизацијата [96]. Со цел да се справат со интерференцијата од примарниот систем, неопходно е секундарните корисници да имаат повеќе антени на приемната страна.

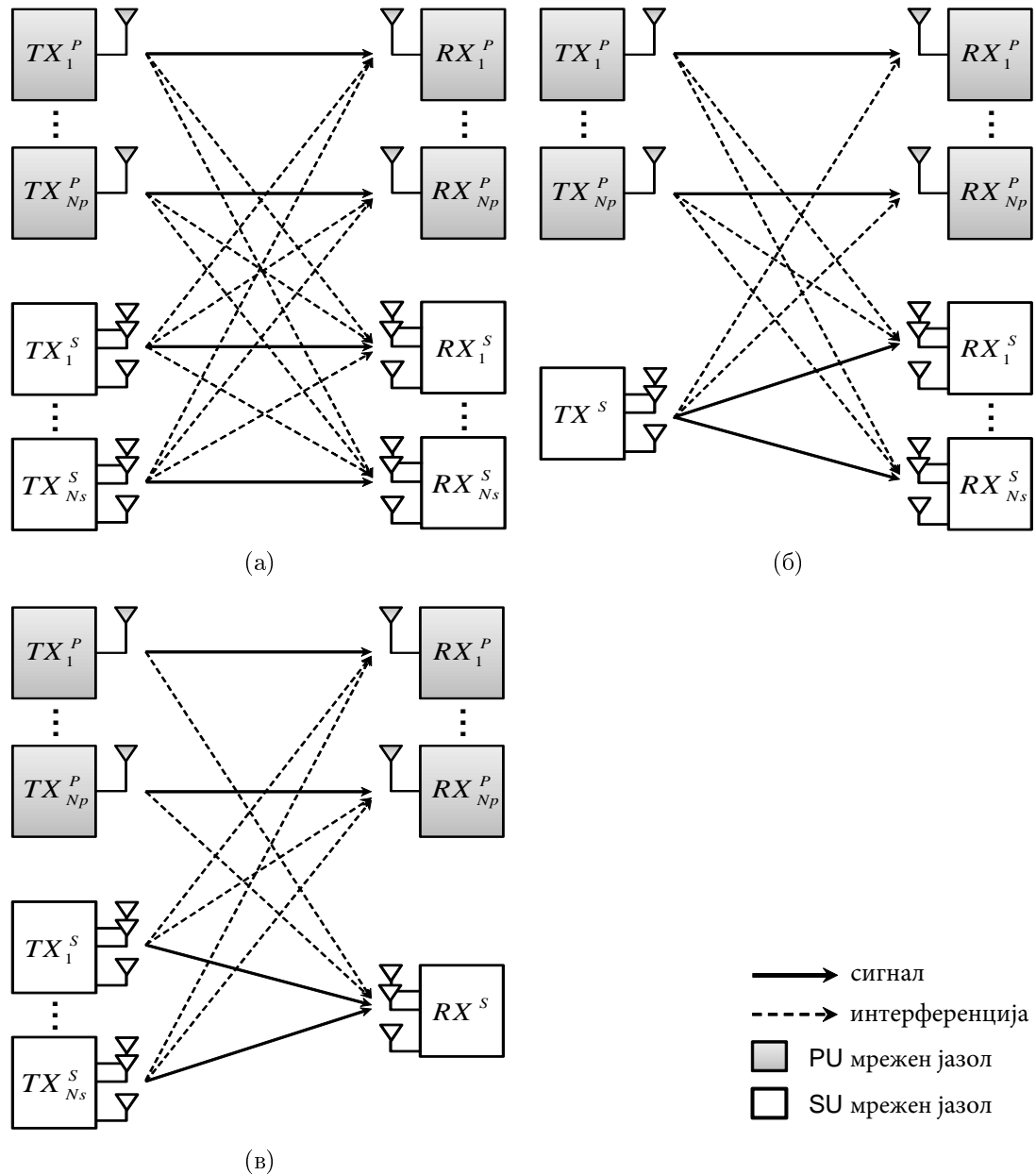
Ова поглавје ги адресира претходно наведените ограничувањата на постоечките

истражувања и предлага неколку нови техники и алгоритми за поднивовско делење на спектарот врз база на бимформинг оптимизација. Придонесите се следните. Прво, предложен е генерички бимформинг дизајн кој ги искористува предностите на координиран бимформинг во сценарија за поднивовско делење на спектарот. Генеричкиот бимформинг дизајн може да се примени во сите три главни системски модели: IC, BC и MAC. Тој овозможува поднивовско делење на спектарот од произволен број на корисници со произволен број на антени. Генеричкиот бимформинг дизајн може да се примени и во конвенционалните MIMO бимформинг системи. Вториот придонес од поглавјето е следниот. Предложени се два нови бимформинг алгоритми кои обезбедуваат конвексни решенија за рекурзивна пресметка на оптималните предавателни и приемни бимформери. Првиот алгоритам овозможува фер распределба на ресурсите помеѓу секундарните корисници во системот, додека вториот ја максимизира сумарната рата на SU-системот. Покрај тоа, предложени се и пристапи за последователна (англ. successive) оптимизација што ја намалуваат пресметковната комплексност на презентираниите алгоритми за фер распределба и максимална сумарна рата. Конечно, ова поглавје прикажува и разработува погенеричен системски модел за поднивовско делење на спектарот што ја зема предвид и обратната интерференција предизвикана од страна на PU-системот врз SU-системот.

4.2.2 Системски модел

Системскиот модел предвидува повеќекорисничка бимформинг комуникација на N_s секундарни корисници во поднивовско делење на спектарот со N_p примарно кориснички парови. Целта е најчестото и најреално сценарио за поднивовско делење на спектарот, каде што примарните (лиценцирани) корисници користат една комуникациска антена и работат без (или во мала) кооперативност со секундарниот систем. Овој модел на делење на спектарот значи дека работата на секундарниот систем не бара измени на примарниот систем или бара само минорни алтернативи [96]. Се разгледуваат трите можни MIMO системски модели за секундарна комуникација, т.е. IC (слика 4.9а), BC (слика 4.9б) и MAC (слика 4.9в) каналските модели. Следниот текст прво го разгледува повеќекорисничкиот CR MIMO IC-системски модел како најкомплексен и најсеопфатен, а потоа ги презентира соодветните поедноставувања за останатите BC и MAC-системски модели. Секундарните корисници се опремени со N_t антени на предавателната и N_r на приемната страна. Се претпоставува дека сите канали во системот следат комплексна нормална (\mathcal{CN}) распределба. Во останатиот текст, $\|\cdot\|$ означува норма

на вектор, tr е операција за траса на матрица, $rank$ е операција за ранг на матрица, $()^H$ ја означува Хермитската операција (комплексно конјугирано, транспонирано), додека $blkdiag$ означува блок дијагонална матрица.



Слика 4.9: Системски модел за повеќекориснички MIMO CR (а) интерференциски канал, (б) broadcast канал и (в) канал за повеќекратен пристап

4.2.2.1 Интерференциски канал

Овој дел го разгледува најсеопфатниот CR MIMO-системски модел (слика 4.9а). Секундарниот систем се состои од N_s независни комуникациски парови (предавател и приемник) кои имаат за цел транспарентно да го искористат истиот фреквенциски опсег што се користи од N_p комуникациски парови на примарна основа. Ознаките во подоцнежната анализа користат индексирање по комуникациски пар (SU или PU). Имено, 1×1 каналот помеѓу предавателот во PU-парот i и приемникот во PU-парот j се означува како $h_{pp(i,j)}$, каде што $i, j \in \{1, \dots, N_p\}$. $N_r \times N_t$ комуникациските канали помеѓу секундарните корисници се дадени преку матриците $\mathbf{H}_{ss(k,l)}$, каде што k го претставува индексот на SU-парот на кој што припаѓа предавателот, l го означува индексот на SU-парот на приемникот, додека $k, l \in \{1, \dots, N_s\}$. $N_r \times 1$ интерференцискиот канал помеѓу PU-предавателот i и SU-приемникот l е означен како $\mathbf{h}_{ps(i,l)}$, каде што $i \in \{1, \dots, N_p\}$ и $l \in \{1, \dots, N_s\}$, додека интерференцискиот канал помеѓу SU-предавателот k и PU-приемникот j е даден со $1 \times N_t$ векторот $\mathbf{h}_{sp(k,j)}$, каде што $k \in \{1, \dots, N_s\}$ и $j \in \{1, \dots, N_p\}$. Предавателниот $N_t \times 1$ и приемниот $N_r \times 1$ бимформинг вектор за SU-парот k се означени како \mathbf{m}_k и \mathbf{w}_k , соодветно.

4.2.2.1.1 Перспектива на секундарниот систем

Сигналот што го прима SU-приемникот l се состои од збирот на корисниот сигнал што потекнува од SU-предавателот l , кумулативната интерференција што потекнува од сите PU-предаватели и кумулативната интерференција што потекнува од останатите SU-предаватели ($k \neq l$), помножени со соодветните каналски коефициенти како и адитивниот \mathcal{CN} шум кај SU-приемникот l , т.е.

$$y_{s(l)} = \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l s_{s(l)} + \sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{w}_l^H \mathbf{h}_{ps(i,l)} s_{p(i)} + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k s_{s(k)} + n_{s(l)}, \quad (4.3)$$

каде што $s_p(i)$, $i \in 1, \dots, N_p$ и $s_s(k)$, $k \in 1, \dots, N_s$ се емитуваните симболи од PU и SU-предавателите, $n_{s(l)}$ е шумот во SU-приемникот l , додека \mathbf{w}_l и \mathbf{m}_l ($l \in 1, \dots, N_s$) претставуваат приемниот и предавателниот бимформинг вектор на SU-парот (линкот) l . SU-перформансите може да се квантифицираат преку односот сигнал-шум плус интерференција ($SINR$) на приемната страна. Врз база на (4.3), $SINR$ на комуникацијата што се остварува кај SU-парот l , независно од реализацијата на симболите, се пресметува како

$$SINR_{s(l)} = \frac{\|\mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l\|^2}{\sum_{i=1}^{N_p} \|\mathbf{w}_l^H \mathbf{h}_{ps(i,l)}\|^2 + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \|\mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k\|^2 + \sigma_{s(l)}^2}, \quad (4.4)$$

каде што $\sigma_{s(l)}^2$ ја означува варијансата на шумот кај приемникот во SU-парот l . $SINR$ на страната на SU-приемникот l може да се запише и во следната форма

$$SINR_{s(l)} = \frac{\mathbf{m}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{h}_{ps(i,l)} + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k + \sigma_{s(l)}^2}. \quad (4.5)$$

Ги дефинираме следните $N_t \times N_t$ позитивно семидефинитни матрици

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_k &= \mathbf{m}_k \mathbf{m}_k^H \succ 0, \text{rank}(\mathbf{M}_k) = 1, \forall k \in \{1, \dots, N_s\}, \\ \mathbf{G}_{ss(k,l)} &= \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \succ 0, \forall k, l \in \{1, \dots, N_s\}, \\ \mathbf{G}_{sp(k,j)} &= \mathbf{h}_{sp(k,j)}^H \mathbf{h}_{sp(k,j)} \succ 0, \text{rank}(\mathbf{G}_{sp(k,j)}) = 1, \forall k \in \{1, \dots, N_s\}, \forall j \in \{1, \dots, N_p\}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Со замена на овие матрични членови во (4.5), $SINR$ на страната на SU-приемникот l може да се пресмета како

$$SINR_{s(l)} = \frac{\text{tr}(\mathbf{G}_{ss(l,l)} \mathbf{M}_l)}{\sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \text{tr}(\mathbf{G}_{ss(k,l)} \mathbf{M}_k) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2}, \quad (4.7)$$

каде што $\Xi_{ps(l)} = \sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{h}_{ps(i,l)}$ е сумарната PU-интерференција што се прима кај SU-приемникот l . Дополнително ги дефинираме и следните $N_t N_s \times N_t N_s$ блок дијагонални матрици

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \text{blkdiag} \{ \mathbf{M}_1, \dots, \mathbf{M}_{N_s} \}, \text{rank}(\mathbf{M}) = N_s, \\ \mathbf{X}_{s(l)} &= \text{blkdiag} \{ \mathbf{G}_{ss(1,l)}, \dots, \mathbf{G}_{ss(l-1,l)}, [0]_{N_t \times N_t}, \mathbf{G}_{ss(l+1,l)}, \dots, \mathbf{G}_{ss(N_s,l)} \}, l \in \{1, \dots, N_s\}, \\ \mathbf{Q}_{s(l)} &= \text{blkdiag} \{ [0]_{N_t \times N_t}, \dots, [0]_{N_t \times N_t}, \mathbf{G}_{ss(l,l)}, [0]_{N_t \times N_t}, \dots, [0]_{N_t \times N_t} \}, l \in \{1, \dots, N_s\}, \\ \mathbf{X}_{p(j)} &= \text{blkdiag} \{ \mathbf{G}_{sp(1,j)}, \dots, \mathbf{G}_{sp(N_s,j)} \}, j \in \{1, \dots, N_p\}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

коишто го задржуваат својството на позитивна семидефинитност на градбените $N_t \times N_t$ матрици. Тука, $[0]_{N_t \times N_t}$ означува нулта матрица со големина $N_t \times N_t$. Врз база на блок дијагоналните матрици дефинирани во (4.8), $SINR$ кај SU-приемникот l може да се поедностави во

$$SINR_{s(l)} = \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_{s(l)} \mathbf{M})}{\text{tr}(\mathbf{X}_{s(l)} \mathbf{M}) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2}. \quad (4.9)$$

Сите SU-парови сега имаат $SINR$ -зависност од истата матрица \mathbf{M} , со ранг N_s , што ги содржи информациите за сите предавателни бимформери. Ова изведување

ќе се покаже дека има значително влијание врз конвексноста и решливоста на проблемите од аспект на пронаоѓање на оптималните предавателни бимформери.

Конечно, ограничувањата на моќноста на предавателните и приемните бимформери може да се дефинираат како

$$\begin{aligned}\|\mathbf{m}_l\|^2 &= \text{tr}(\mathbf{M}_l) \leq P_t, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}, \\ \|\mathbf{w}_l\|^2 &\leq 1, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}.\end{aligned}\quad (4.10)$$

Типични карактеристики на повеќекорисничкиот MIMO IC-модел се дека предавателната моќност се ограничува по SU-предавател ($\leq P_t$), а приемниот бимформер се принудува да има максимална единечна норма.

4.2.2.1.2 Перспектива на примарниот систем

Сигналот што пристига на страната на PU-приемникот j се состои од корисниот сигнал што пратен од страна на PU-предавателот j , кумулативната интерференција од сите останати PU-предаватели ($i \neq j$) и кумулативната (т.е. агрегатната) интерференција предизвикана од сите SU-предаватели, помножени со соодветните каналски коефициенти како и адитивниот \mathcal{CN} шум, т.е.

$$y_{p(j)} = h_{pp(j,j)}s_{p(j)} + \sum_{i=1; i \neq j}^{N_p} h_{pp(i,j)}s_{p(i)} + \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{h}_{sp(k,j)}\mathbf{m}_k s_{s(k)} + n_{p(j)}, \quad (4.11)$$

каде што $n_{p(j)}$ е шумот во PU-приемникот j . Бидејќи целта на алгоритмите во ова поглавје е да овозможат поднивовско делење на спектарот со PU-системот, еден од параметрите од интерес е кумулативната SU-интерференција предизвикана кај PU-приемникот j (без оглед на реализацијата на симболите кај SU-предавателната страна). Со употреба на матричните членови од (4.8), ограничувањето на SU-интерференцијата за заштита на сите примарни предаватели се дефинира како

$$\Xi_{sp(j)} = \sum_{k=1}^{N_s} \|\mathbf{h}_{sp(k,j)}\mathbf{m}_k\|^2 = \text{tr}(\mathbf{X}_{p(j)}\mathbf{M}) \leq \gamma, \forall j \in \{1, \dots, N_p\}. \quad (4.12)$$

Ова неравенство ја ограничува агрегатната интерференција предизвикана од сите SU-предаватели ($\forall l \in \{1, \dots, N_s\}$) кај сите примарни приемници ($\forall j \in \{1, \dots, N_p\}$) да не биде поголема од предефинираниот праг γ . Ова е генеричко ограничување за заштита на примарниот систем во сценаријата на поднивовско делење на спектарот. Со внимателна анализа на претходните изрази, особено (4.9), очигледно е дека предложениот бимформинг проблем користи блок дијагонални матрици со димензии $N_t N_s \times N_t N_s$. Овие матрици имаат ненулни елементи само на градбените

$N_t \times N_t$ матрици околу главната дијагонала. Ова значи дека проблемот побарува заедничко пресметување на сите предавателни и приемни бимформинг вектори и овозможува секундарниот систем да опслужува произволен број на секундарни уреди, затоа што матрицата \mathbf{M} скалира со бројот на секундарни уреди. Сепак, секој пар на предавател-приемник го остварува податочен поток само преку своите предавателни (N_t) и приемни (N_r) антени.

4.2.2.2 Broadcast канал и канал за повеќекратен пристап

Повеќекорисничките ВС и МАС-пристапи се аналогни на сценарио со едноклеточна МИМО-комуникација. ВС се однесува на случајот кога една базна станица (BS) опслужува повеќе терминали во downlink (слика 4.9б), додека МАС се однесува на случајот кога повеќе терминали комуницираат со една базна станица во uplink (слика 4.9в). Следните изведувања ги даваат потребните поедноставувања за прилагодување на поопштиот IC-случај на овие системски модели.

4.2.2.2.1 ВС-модел

Во случајот на broadcast канал (слика 4.9б), SU-системот се состои од еден сигнален извор (предавател) и повеќе сигнални дестинации (приемници). Притоа, SU-сигналот и SU-интерференцијата пристигаат до еден SU-приемник преку истиот канал, помножен со соодветниот вектор на предавателен бимформинг. Истата логика важи и за даден PU-приемник, целосната SU-интерференција пристига преку истиот канал. Следните равенства ги прикажуваат разликите (поедноставувањата) во однос на повеќекорисничкиот МИМО-интерференциски канал (равенки (4.6) и (4.8))

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_{ss(1,l)} &= \mathbf{H}_{ss(2,l)} = \dots = \mathbf{H}_{ss(N_s,l)}, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}, \\
 \mathbf{G}_{ss(1,l)} &= \mathbf{G}_{ss(2,l)} = \dots = \mathbf{G}_{ss(N_s,l)}, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}, \\
 \mathbf{h}_{sp(1,j)} &= \mathbf{h}_{sp(2,j)} = \dots = \mathbf{h}_{sp(N_s,j)}, \forall j \in \{1, \dots, N_p\}, \\
 \mathbf{G}_{sp(1,j)} &= \mathbf{G}_{sp(2,j)} = \dots = \mathbf{G}_{sp(N_s,j)}, \forall j \in \{1, \dots, N_p\}.
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

За повеќекорисничкиот МИМО broadcast канал, ограничувањето на предавателната моќност од (4.10), се трансформира во

$$\sum_{l=1}^{N_s} \|\mathbf{m}_l\|^2 = \text{tr}(\mathbf{M}) \leq P_t \tag{4.14}$$

Како што може да се забележи, предавателната моќност се дели помеѓу предавателните бимформери (т.е. SU-податочни потоци) и се отвораат можности

за оптимизација на распределбата на предавателна моќност по предавателен бимформер (податочен поток). Broadcast каналот наметнува и ограничување на бројот на секундарни податочни потоци што може истовремено да се поддржат (N_s). Според (4.13) и слика 4.9б, може да се заклучи дека степените на слобода се ограничени од бројот на предавателни антени N_t , што претставува максималниот број на ортогонални предавателни бимформери што можат да се изведат со истите N_t предавателни антени (т.е. $N_s \leq N_t$).

4.2.2.2.2 МАС-модел

Во случајот на каналот за повеќекратен пристап (слика 4.9в), SU-системот се состои од повеќе сигнални извори (предаватели) и една дестинација (приемник). Сите SU-сигнали и целосната SU/PU-интерференција пристигаат кај истиот приемник, што резултира во следните адаптации и поедноставувања во однос на случајот на МИМО-интерференциски канал (равенки (4.6) и (4.8))

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{ss(k,1)} &= \mathbf{H}_{ss(k,2)} = \dots = \mathbf{H}_{ss(k,N_s)}, \forall k \in \{1, \dots, N_s\}, \\ \mathbf{h}_{ps(i,1)} &= \mathbf{h}_{ps(i,2)} = \dots = \mathbf{h}_{ps(i,N_s)}, \forall i \in \{1, \dots, N_p\}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Ограничувањето на предавателната моќност е исто како во случајот на МИМО-интерференцискиот канал. Повторно, МАС-моделот наметнува дополнително ограничување на бројот на истовремено опслужувани секундарни податочни потоци (N_s). Според релациите во (4.15) и слика 4.9в, јасно е дека степените на слобода се ограничени со бројот на приемни антени N_r , што претставува максималниот број на ортогонални приемни бимформери што можат да се изведат со истите N_r приемни антени (т.е. $N_s \leq N_r$).

4.2.2.2.3 Резиме

Генерално, истите релации за $SINR$ (4.4)-(4.9) и за заштита на PU (4.12) може да се искористат за сите три модели, со соодветните поедноставувања во (4.13) и (4.15) за повеќекорисничките ВС и МАС-модели, соодветно. Конечно, општо неравенство за ограничувањето на предавателната моќност за сите три каналски модели може да се дефинира како

$$\underbrace{\|\mathbf{m}_l\|^2 = \text{tr}(\mathbf{M}_l) \leq P_t, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}}_{\text{ИС и МАС-модел}} \text{ или } \underbrace{\sum_{l=1}^{N_s} \|\mathbf{m}_l\|^2 = \text{tr}(\mathbf{M}) \leq P_t}_{\text{ВС-модел}} \quad (4.16)$$

а општото ограничување на моќноста на приемните бимформери како

$$\|\mathbf{w}_l\|^2 \leq 1, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}. \quad (4.17)$$

Покрај претходно споменатите ограничувања на бројот на истовремено опслужувани секундарни податочни потоци, сите системски модели имаат дополнително ограничување на бројот на заштитени PU-приемници. Имено, со цел да се обезбеди секундарна комуникација, максималниот број на заштитени примарни приемници е ограничен со $N_t - 1$, во секој од трите повеќекориснички ММО-модели, без разлика на бројот на SU-предаватели. Ова ограничување е поради можностите за порамнување на интерференција (англ. interference alignment), што значи дека така дефинираниот систем може да овозможи порамнување на интерференција на максимум N_t потоци, или максимум $N_t - 1$ примарни приемници за да се поддржи еден преостанат поток за секундарниот пар. Сите поедноставувања, ограничувања и специфики на сценаријата се резимирани во табела 4.1.

Табела 4.1: Специфики на повеќекорисничките ММО-системски модели за оптимизација на координиран бимформинг

Сис. модел	Поедноставувања	Ограничувања	Можности
ИС-модел	/	$N_p \leq N_t - 1$	пред./прием. бимформинг
ВС-модел	во (4.13)	$N_p \leq N_t - 1$ $N_s \leq N_t$	пред./прием. бимформинг распределба на моќност
МАС-модел	во (4.15)	$N_p \leq N_t - 1$ $N_s \leq N_r$	пред./прием. бимформинг

4.2.3 Нови алгоритми за повеќекориснички координиран бимформинг за поднивовско делење на спектарот

Следниот текст ги користи резултатите од поглавје 4.2.2 за дизајн на два генерички бимформинг алгоритми за поднивовско делење на спектарот. Имено, алгоритмите претпоставуваат централизирана операција, односно кооперативност помеѓу SU-јазлите. Се претпоставува дека сите канали се фреквенциско рамни (англ. frequency flat) и перфектно познати (целосна информација за состојбата на каналот) пред бимформинг оптимизацијата. Ова е оправдано претпоставка, бидејќи секој од каналите може да се естимира пред оптимизацијата. Следниот дел ќе изведе *алгоритам за фер распределба*, кој има за цел рамномерно да ги распредели

радиоресурсите помеѓу SU-корисниците и да постигне балансирана распределба на $SINR$ по секундарен податочен поток. Исто така, се предложува и *алгоритам за максимизација на сумарна ратиа*, што има за цел да ја максимизира сумарната рата на секундарниот систем. Бидејќи проблемот на наоѓање на оптималните предавателни и приемни бимформинг вектори истовремено е неконвексен проблем, предложените алгоритми ја извршуваат оптимизацијата итеративно. Главната идеја е да се раздели проблемот на оптимизација на два посебни оптимизациски под-проблеми и рекурзивно да се најдат бимформинг векторите, т.е. да се пресметаат предавателните бимформери за познати (претходно оптимизирани) приемни бимформери и обратно.

4.2.3.1 Алгоритам за фер распределба

Оптимизацијата на повеќекориснички бимформинг за фер распределба во сценарија на поднивовското делење на спектарот може да се реализира со користење на $SINR$ макс-мин (англ. max-min) оптимизација земајќи ги предвид и ограничувањата на примарниот систем и моќноста. Со користење на изразот за $SINR$ од (4.5), оптимизацискиот проблем може да се формулира како

$$\{\mathbf{m}_l, \mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s} = \arg \max_{\{\mathbf{m}_l, \mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s}} \min_l \{SINR_{s(l)}\}, \quad (4.18)$$

под услови: (4.12), (4.16) и (4.17).

Овој оптимизациски проблем има за цел да ја балансира распределбата на $SINR$ по SU-податочен поток, а притоа да ја задржи агрегатната интерференција предизвикана на сите примарни приемници под предефиниран праг γ , а предавателната моќност на SU-предавателот(ите) под максималната P_t . Приемните бимформери имаат ограничување на единечна норма. Истовременото пресметување на двата, предавателниот и приемниот бимформер, резултира во неконвексен оптимизациски проблем. За да се трансформира проблемот во конвексен, тој е поделен на два оптимизациски под-проблеми за оптимизација на приемниот и оптимизација на предавателниот бимформинг последователно. Овој пристап овозможува алгоритмот да конвергира за било кои возможни (англ. feasible) почетни услови, т.е. почетни вредности на бимформинг векторите кои ги задоволуваат условите (ограничувањата).

4.2.3.1.1 Под-проблем за оптимизација на предавателен бимформинг

Претпоставувајќи дека векторите на приемен бимформинг се познати, под-проблемот на оптимизација на предавателните бимформери може да се формулира врз база на $SINR$ -изразот од (4.9) и соодветните ограничувања (неравенства) во (4.12) и (4.16)

$$\mathbf{M} = \arg \max_{\mathbf{M}} \min_l \left\{ \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_{s(l)}\mathbf{M})}{\text{tr}(\mathbf{X}_{s(l)}\mathbf{M}) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2} \right\}, \quad (4.19)$$

под услови: $\text{rank}(\mathbf{M}_l) = 1, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}$, (4.12) и (4.16).

Проблемот во (4.19) може да се трансформира во конвексен со семидефинитна релаксација, т.е. со изоставување на ограничувањето на рангот. Сега, проблемот може да се реши со *Динкелбах* тип на алгоритми за фракционално програмирање (англ. Dinkelbach fractional programming) [117] и со користење на општо познатите алатки за семидефинитна оптимизација. Целта е да се најде позитивна семидефинитна дијагонална $N_t N_s \times N_t N_s$ блок матрица \mathbf{M} (со нецелосен ранг) и соодветно да се извечат оптималните бимформинг вектори од матрицата во секоја итерација од алгоритмот. Овој итеративен Динкелбах алгоритам во n -тата итерација го решава следниот оптимизациски проблем (што е еквивалентен на проблемот во (4.19))

$$\mathbf{M}^{(n)} = \arg \max_{\mathbf{M}} (\tau) \quad (4.20)$$

под услови: $\text{tr}(\mathbf{Q}_{s(l)}\mathbf{M}) - \delta_{min}(\text{tr}(\mathbf{X}_{s(l)}\mathbf{M}) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2) \geq \tau$, (4.12) и (4.16),

каде $\delta_{min} = \min \left\{ SINR_{s(1)}^{(n-1)}, \dots, SINR_{s(N_s)}^{(n-1)} \right\}$ е минималниот $SINR$ добиен во претходната $n - 1$ итерација на алгоритмот, а τ го означува коефициентот за праведност (англ. fairness), т.е. оптимизираниот параметар, што претставува разликата помеѓу максималниот и минималниот $SINR$. Предавателните бимформери $\{\mathbf{m}_l\}_{l=1}^{N_s}$, се пресметуваат како главни сингуларни вектори на позитивните семидефинитни матрици $\{\mathbf{M}_l\}_{l=1}^{N_s}$ извлечени од блок дијагоналната матрица \mathbf{M} , што се добива преку оптимизацијата во (4.20). Овие главни сингуларни вектори се оптималните предавателни бимформери за проблемот во (4.20) [118]. Важно е да се напомене дека овде е изведен само конвексен проблем, што лесно може да се реши со познатите алатки за семидефинитна оптимизација. Специфична алгоритамска имплементација за решавање на (4.20) е надвор од фокусот на истражувачката работа изложена во ова поглавје. Целокупната комплексност на алгоритмот тесно ќе зависи од специфичната имплементација.

4.2.3.1.2 Под-проблем за оптимизација на приемен бимформинг

Оптималните приемни бимформинг вектори со единечна норма $\{\mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s}$, што го максимизираат $SINR$ по SU-податочен поток l (4.9), за познати предавателни бимформери $\{\mathbf{m}_l\}_{l=1}^{N_s}$, може да се пресметаат како Рејлиев количник (англ. Rayleigh quotient)

$$\mathbf{w}_l = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H + \sigma_{s(l)}^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\left\| \left(\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H + \sigma_{s(l)}^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l \right\|} \quad (4.21)$$

4.2.3.1.3 Алгоритам за оптимизација

Оптимизациите на предавателните и приемните бимформери од претходните поглавја, може да се испрограмираат во алгоритам за рекурзивна оптимизација на следниот начин. Оптималните бимформинг вектори се пресметуваат циклично, и тоа, преку пресметување на предавателните бимформери врз база на познати приемни бимформери, и обратно, се додека не се постигне глобалниот оптимум (за соодветната целна функција). Алгоритам 4.1 го прикажува псевдо кодот на овој рекурзивен алгоритам за бимформинг оптимизација што овозможува фер распределба.

4.2.3.2 Алгоритам за максимизација на сумарна рата

Врз база на Шеноновата равенка за капацитет, остварливиот капацитет за SU-податочниот поток l и за целиот секундарен систем изнесуваат

$$C_{s(l)} = \log_2(1 + SINR_{s(l)}),$$

$$C_s = \sum_{l=1}^{N_s} C_{s(l)}. \quad (4.22)$$

Врз база на изразот за $SINR$ од (4.5), проблемот на оптимизација на бимформерите за поднивовско делење на спектарот, може да се дефинира како проблем на максимизација на сумарната рата на секундарните податочни потоци под условите за заштита на примарните корисници, т.е.

$$\{\mathbf{m}_l, \mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s} = \arg \max_{\{\mathbf{m}_l, \mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s}} \left\{ \sum_{l=1}^{N_s} \log_2(1 + SINR_{s(l)}) \right\}, \quad (4.23)$$

под услови: (4.12), (4.16) и (4.17).

Алгоритам 4.1 CR-бимформинг оптимизација за фер распределба

ЧЕКОР 1: Иницијализација

- 1: $n \leftarrow 1$
- 2: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 3: $\mathbf{m}_l^{(n)}, \mathbf{w}_l^{(n)} \leftarrow$ случајни вектори кои ги задоволуваат условите
- 4: $SINR_{s(l)}^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.5)
- 5: **end for**

ЧЕКОР 2: Пресметка на минималниот SINR

- 1: $n \leftarrow n + 1$
- 2: $\delta_{min} \leftarrow \min \{SINR_{s(1)}^{(n-1)}, \dots, SINR_{s(N_s)}^{(n-1)}\}$

ЧЕКОР 3: Оптимизација на предавателен бимформинг

- 1: $[\mathbf{M}^{(n)}, \tau] \leftarrow$ врз база на (4.20)
- 2: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 3: $\mathbf{m}_l^{(n)} \leftarrow$ главен сингуларен вектор на $\mathbf{M}_l^{(n)}$
- 4: **end for**

ЧЕКОР 4: Оптимизација на приемен бимформинг

- 1: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 2: $\mathbf{w}_l^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.21)
- 3: **end for**

ЧЕКОР 5: Критериум за запирање

- 1: **if** $\tau > \epsilon$ **then**
 - 2: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
 - 3: $SINR_{s(l)}^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.5)
 - 4: **end for**
 - 5: врати се на **ЧЕКОР 2**
 - 6: **else**
 - 7: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
 - 8: $\mathbf{m}_l \leftarrow \mathbf{m}_l^{(n)}; \mathbf{w}_l \leftarrow \mathbf{w}_l^{(n)}$
 - 9: **end for**
 - 10: **Запри го алгоритмот**
 - 11: **end if**
-

Целта на овој проблем е да се максимизира сумарната рата на секундарниот систем, а притоа да се задржат интерференцијата врз сите примарни приемници под предефиниран праг γ , предавателната моќност на сите SU-предаватели под P_t и моќноста на приемните бимформери под единица. Проблемот во (4.23) е неконвексен оптимизациски проблем. Затоа, искористени се неколку техники за избегнување на неконвексноста и трансформација на проблемот во конвексен.

Слично како и во случајот на оптимизацијата за фер распределба, и тука, проблемот е поделен на два засебни под-проблеми и оптимизацијата се решава рекурзивно. Овој пристап овозможува конвергенција на алгоритмот до глобален оптимум за било кои почетни бимформинг вектори кои ги задоволуваат ограничувањата.

4.2.3.2.1 Под-проблем за оптимизација на предавателен бимформинг

Слично како и претходно, за да се трансформира (4.23) во конвексен, прво проблемот се разгледува од аспект на предавателните бимформери. За таа цел, се користи изразот за $SINR$ од (4.9) и се прави семидефинитна релаксација за да се добие следниот под-проблем

$$\mathbf{M} = \arg \max_{\mathbf{M}} \left\{ \sum_{l=1}^{N_s} \log_2 \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_{s(l)}\mathbf{M})}{\text{tr}(\mathbf{X}_{s(l)}\mathbf{M}) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2} \right) \right\} \quad (4.24)$$

под услови: (4.12) и (4.16).

Сумарната рата на секундарните податочни потоци може да се претстави како следната разлика на две суми од логаритамски изрази

$$C_s = f(\mathbf{M}) - g(\mathbf{M}),$$

$$f(\mathbf{M}) = \sum_{l=1}^{N_s} \log_2 \left(\text{tr} \left((\mathbf{Q}_{s(l)} + \mathbf{X}_{s(l)})\mathbf{M} \right) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2 \right), \quad (4.25)$$

$$g(\mathbf{M}) = \sum_{l=1}^{N_s} \log_2 \left(\text{tr} \left(\mathbf{X}_{s(l)}\mathbf{M} \right) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2 \right).$$

Двата члена, $f(\mathbf{M})$ и $g(\mathbf{M})$, се конкавни функции, и затоа, оптимизацискиот проблем во(4.24) е сеуште неконвексен. За заобиколување на неконвексноста се користи истиот пристап како во [119], слично на пристапот во [120]. Имено, поради својствата на логаритамската функција, $g(\mathbf{M})$ е слабо осетлива на промените на M , така што во локално (и доволно големо) соседство на случајна точка $\mathbf{M}^{(n)}$, за членот $g(\mathbf{M})$ може да се искористи линеарната апроксимација (Тејлорово проширување од прв ред)

$$g(\mathbf{M}) \approx g(\mathbf{M}^{(n)}) + \langle \nabla g(\mathbf{M}^{(n)}), \mathbf{M} - \mathbf{M}^{(n)} \rangle, \quad (4.26)$$

каде што $\langle \cdot, \cdot \rangle$ означува внатрешен производ на два вектори, $\nabla g(\mathbf{M})$ е извод од прв ред на функцијата $g(\mathbf{M})$ во точката $\mathbf{M}^{(n)}$, што лесно се добива врз база на (4.25) и (4.26) и изнесува

$$\nabla g(\mathbf{M}) = \sum_{l=1}^{N_s} \frac{\mathbf{X}_{s(l)}}{\left(\text{tr}(\mathbf{X}_{s(l)}\mathbf{M}) + \Xi_{ps(l)} + \sigma_{s(l)}^2 \right) \ln 2}. \quad (4.27)$$

Според (4.25), (4.26) и (4.27) функцијата на сумарна рата во локалното соседство на $\mathbf{M}^{(n)}$ може да се апроксимира како

$$C_s \approx f(\mathbf{M}) - g(\mathbf{M}^{(n)}) - \langle \nabla g(\mathbf{M}^{(n)}), \mathbf{M} - \mathbf{M}^{(n)} \rangle, \quad (4.28)$$

што веќе претставува конкавна функција и има еден оптимум $\mathbf{M}^{(n+1)}$. Со цел да се изведе проблем на максимизација на сумарна рата што има глобална конвергенција (единствен оптимум во изведената целна функција), треба да се земе предвид следното важно својство на функцијата $g(\mathbf{M})$. Бидејќи функцијата е конкавна, нејзиниот градиент претставува и супер градиент, што значи дека $g(\mathbf{M})$ го има следното својство

$$g(\mathbf{M}) \leq g(\mathbf{M}^{(n)}) + \langle \nabla g(\mathbf{M}^{(n)}), \mathbf{M} - \mathbf{M}^{(n)} \rangle. \quad (4.29)$$

Ова својство резултира во следната последица

$$\begin{aligned} f(\mathbf{M}^{(n+1)}) - g(\mathbf{M}^{(n+1)}) &\geq f(\mathbf{M}^{(n)}) - g(\mathbf{M}^{(n)}) - \langle \nabla g(\mathbf{M}^{(n)}), \mathbf{M} - \mathbf{M}^{(n)} \rangle \\ &\geq f(\mathbf{M}^{(n)}) - g(\mathbf{M}^{(n)}). \end{aligned} \quad (4.30)$$

Ова значи дека новото решение $\mathbf{M}^{(n+1)}$ е секогаш подобро од претходното $\mathbf{M}^{(n)}$. Бидејќи множеството на ограничувања во (4.24) е компактно, почнувајќи од произволна точка која ги задоволува условите, оптимизацијата секогаш ќе даде подобра точка што пак ќе ги задоволува условите. Според тоа, проблемот (4.24) за максимизација на сумарната рата сега може да се реши на итеративен начин. Оптималниот $\mathbf{M}^{(n)}$ во n -тата итерација се пресметува како решение на следната конвексна оптимизација

$$\begin{aligned} \mathbf{M}^{(n)} = \arg \max_{\mathbf{M}} \{ & f(\mathbf{M}) - g(\mathbf{M}^{(n-1)}) - \langle \nabla g(\mathbf{M}^{(n-1)}), \mathbf{M} - \mathbf{M}^{(n-1)} \rangle \}, \\ & \text{под услови: (4.12) и (4.16)}. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Слично и кај алгоритмот за фер распределба, предавателни бимформери $\{\mathbf{m}_l\}_{l=1}^{N_s}$ се пресметуваат како главни сингуларни вектори на позитивните семидефинитни матрици $\{\mathbf{M}_l\}_{l=1}^{N_s}$ извлечени од блок дијагоналната матрица \mathbf{M} , што се добива како резултат на оптимизацијата во (4.24). Овие главни

сингуларни вектори се оптималните предавателни бимформери за проблемот во (4.31) [118]. Исто како и претходно, и тука, специфичната имплементација на алгоритмот за решавање на (4.31) е надвор од фокусот. Целта беше да се изведе конвексен проблем кој лесно може да се реши со познатите алатки за семидефинитна оптимизација. Целосната комплексност на алгоритмот е тесно зависна од специфичната имплементација за решавање на (4.31).

4.2.3.2.2 Под-проблем за оптимизација на приемен бимформинг

Векторите за приемните бимформери $\{\mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s}$ со единечна моќност, што го максимизираат $SINR$ по SU-податочен поток повторно се пресметуваат како Рејлиев количник со употреба на формула (4.21).

4.2.3.2.3 Алгоритам за оптимизација

Рекурзивен оптимизациски алгоритам за максимизација на сумарна рата може да се дефинира на следниот начин. Оптималните бимформинг вектори се пресметуваат циклично, со оптимизација на предавателните бимформери за познати приемни бимформери и обратно, се додека не се постигне глобално оптималното решение. Алгоритам 4.2 го прикажува псевдо кодот на рекурзивниот бимформинг алгоритам за максимизирање на сумарната рата.

4.2.3.3 Намалување на комплексноста

Со цел да се намали комплексноста на рекурзивната оптимизација на предавателниот бимформинг и целокупната комплексност на алгоритмите 4.1 и 4.2, може да се направи и дополнително поедноставување на под-проблемот за оптимизација на предавателниот бимформинг. Со употреба на генерализираните неравенства на Канторович и на Коши и Шварц, се покажува дека $SINR$ во (4.4), е долно ограничен само од предавателните бимформери, т.е.

$$\begin{aligned}
 SINR_{s(l)} &= \frac{\mathbf{m}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{h}_{ps(i,l)} + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k + \sigma_{s(l)}^2} \\
 &\geq \frac{\mathbf{m}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)}^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{h}_{ps(i,l)} + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k + \sigma_{s(l)}^2} = SINR_{s(l)}^{tbf}.
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

Алгоритам 4.2 CR-бимформинг оптимизација за максимална сумарна рата

ЧЕКОР 1: Иницијализација

- 1: $n \leftarrow 1$
- 2: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 3: $\mathbf{m}_l^{(n)}, \mathbf{w}_l^{(n)} \leftarrow$ случајни вектори кои ги задоволуваат условите
- 4: $SINR_{s(l)}^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.5)
- 5: **end for**
- 6: $\mathbf{M}^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.6) и (4.8)
- 7: $C_s^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.22)

ЧЕКОР 2: Пресметка на $g, \nabla g$

- 1: $n \leftarrow n + 1$
- 2: $g(\mathbf{M}^{(n-1)}) \leftarrow$ врз база на (4.25)
- 3: $\nabla g(\mathbf{M}^{(n-1)}) \leftarrow$ врз база на (4.27)

ЧЕКОР 3: Оптимизација на предавателен бимформинг

- 1: $\mathbf{M}^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.31)
- 2: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 3: $\mathbf{m}_l^{(n)} \leftarrow$ главен сингуларен вектор на $\mathbf{M}_l^{(n)}$
- 4: **end for**

ЧЕКОР 4: Оптимизација на приемен бимформинг

- 1: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 2: $\mathbf{w}_l^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.21)
- 3: **end for**

ЧЕКОР 5: Критериум за запирање

- 1: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 2: $SINR_{s(l)}^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.5)
- 3: **end for**
- 4: $C_s^{(n)} \leftarrow$ врз база на (4.22)
- 5: **if** $(C_s^{(n)} - C_s^{(n-1)}) > \epsilon$ **then**
- 6: врати се на **СТЕП 2**
- 7: **else**
- 8: **for** $l = 1 : N_s$ **do**
- 9: $\mathbf{m}_l \leftarrow \mathbf{m}_l^{(n)}; \mathbf{w}_l \leftarrow \mathbf{w}_l^{(n)}$
- 10: **end for**
- 11: **Запри го алгоритмот**
- 12: **end if**

$$I_{ps(l)}^{tbf} = \sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{h}_{ps(i,l)},$$

$$\mathbf{G}_{ss(k,l)}^{tbf} = \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \succ 0, \forall k, l \in \{1, \dots, N_s\}, \quad (4.33)$$

$$\mathbf{X}_{s(l)}^{tbf} = \text{blkdiag} \left\{ \mathbf{G}_{ss(1,l)}^{tbf}, \dots, \mathbf{G}_{ss(l-1,l)}^{tbf}, [0]_{N_t \times N_t}, \mathbf{G}_{ss(l+1,l)}^{tbf}, \dots, \mathbf{G}_{ss(N_s,l)}^{tbf} \right\} \succ 0, \forall l \in \{1, \dots, N_s\},$$

Со оглед на тоа што $SINR_{s(l)}$ е долно ограничен од $SINR_{s(l)}^{tbf}$, оптимизацијата на предавателниот бимформинг може да се направи врз база на изразот за $SINR_{s(l)}^{tbf}$. За таа цел дефинирани се и поедноставувањата во (4.33). Сега, оптимизацијата на предавателниот бимформинг може да се прави независно од приемниот бимформинг со користење на соодветните поедноставувања (4.33) во оптимизациските проблеми (4.20) и (4.30). Во овој случај, оптимизацијата на приемниот бимформинг може да се направи (сукцесивно) после оптимизацијата на предавателниот бимформинг. Ова доведува во намалување на бројот на матрични операции по итерација и целосната комплексност на алгоритмите 4.1 и 4.2, но субоптимално поведење.

4.2.3.4 Резиме

Ова поглавје предложи два нови алгоритми за повеќекориснички бимформинг за поднивовско делење на спектарот со примарните корисници, и тоа, алгоритам за фер распределба и алгоритам за максимална сумарна рата, во понатамошниот текст именувани како Fairness и SRM, соодветно. Двата алгоритми може да се применат на сите три ММО-системски модели без оглед на бројот на антени. Следното поглавје ќе ги анализира перформансите и ќе ги прикаже придобивките од употребата на овие алгоритми во репрезентативни сценарија.

4.2.4 Симулациски резултати

Овој поглавје ја анализира работата на предложените бимформинг алгоритми за фер распределба и за максимална сумарна рата. Анализата на перформанси се врши од аспект на *сумарната рата* ($C_s = \sum_{l=1}^{N_s} \log_2(1 + SINR_{s(l)})$) и *нормализираната сумарна рата* ($\Theta_s = C_s/C_{bound}$). C_{bound} ја означува *надворешната граница на точка-точка комуникација* (англ. point-to-point outer bound) на активните N_s податочни потоци, каде што е претпоставено дека нема *нишју SU нишју PU-интерференција* во комуникацијата и може да се пресмета како што е дефинирано во [112]. Имено, вредностите на горната граница се пресметани како сума на надворешните граници на точка-точка линковите [118], со занемарување на интерференцијата помеѓу линковите. Овие граници го ограничуваат и капацитетот на целосниот повеќекориснички ММО-систем (бидејќи интерференцијата не се зема во предвид) и се неостварливи за било која бимформинг шема. Во остатокот од поглавјето горната граница е означена со C_{bound} . Покрај наведеното, ова поглавје ги анализира и придобивките од намалената

комплексност со сукцесивната оптимизација за двата пристапи, во однос на *рашаа на конвергенција*. Дополнително, предложена е и *SNR-девијацијаа* (т.е. девијација на сигналот, лог-нормално моделирана, некорелирана помеѓу линковите) како евалуациска метрика. Девијацијата на *SNR* е важна метрика што го одразува реалното однесување на системот, бидејќи во пракса речиси невозможно е сите или група од секундарни податочни потоци да имаат еднаков *SNR* на нивните комуникациски канали. Претпоставката за константен *SNR* кај корисниците, што е често употребувана во претходните истражувања, може да води кон погрешни заклучоци. Се претпоставува дека каналскиот фединг (брз и бавен) е просторно и временски некорелиран. Параметрите на сценариото се прикажани на табела 4.2.

Табела 4.2: Параметри на симулациското сценарио

Параметри	Вредности
Симулациска околина	Матлаб
Оптимизациска алатка	SDP со користење на CVX
Праг за запирање (ϵ)	10^{-2}
<i>SNR</i> [dB]	0 : 30
Ст. девијација на <i>SNR</i> (σ) [dB]	0 : 5 : 10
Модел на канал	Циркуларна \mathcal{CN} распределба
Бр. на предавателни антени N_t	2 : 2 : 6
Бр. на приемни антени N_r	2 : 2 : 6
PU праг (γ) [mW]	10^{-10}
Бр. на PU-корисници	1 : 1 : ($N_t - 1$)
Монте Карло обиди по конфигурација	1000

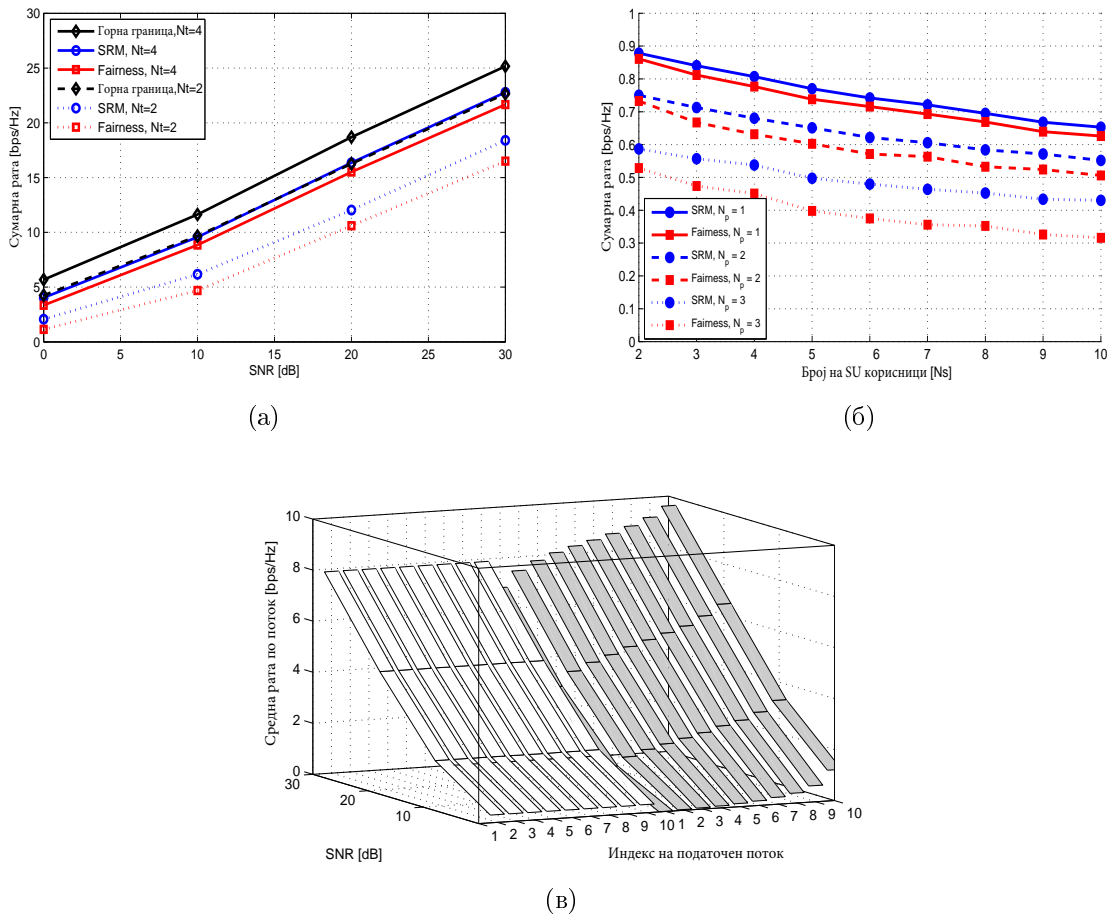
4.2.4.1 Интерференциски канал

Од гледна точка на системскиот модел, интерференцискиот канал претставува најгенералното и најкомплексното сценарио во кое сите активни парови предизвикуваат меѓусебна интерференција. Со цел да се обезбеди ефикасна комуникација преку овој тип на канал, мора да постои кооперација помеѓу активните јазли во мрежата. Од практична гледна точка ова сценарио може да се однесува на координирана повеќеклеточна комуникација како и комуникација во ад-хок мрежи каде што повеќе независни и физички колоцирани податочни потоци се пренесуваат во исто време.

Слика 4.10a ја прикажува остварливата сумарна рата на секундарниот систем за Fairness и SRM-бимформинг алгоритмите во зависност од средниот *SNR*.

Разгледани се и различни конфигурации на антени, т.е. различен број на предавателни и приемни антени. Очигледно е дека SRM е секогаш супериорен во однос на Fairness-алгоритмот, од аспект на сумарната рата, за секоја вредност на средниот SNR и за секоја конфигурација на антени. Сепак, ефикасноста на SRM во однос на Fairness-алгоритмот опаѓа за голем број на антени. Ова однесување се јавува како резултат на големиот број на степени на слобода во системот, што овозможува подобрена сумарна рата по корисник и се поефикасна операција на Fairness-алгоритмот. Дополнително, слика 4.10а ги споредува перформансите на двата алгоритми со горната граница. Со зголемување на бројот на антени во системот, т.е. степените на слобода, двата алгоритми ги подобруваат перформансите и достигнуваат рати што се приближуваат на горната граница. Важно е да се напомене дека оваа граница е недостижна за било која бимформинг шема, затоа што занемарува било каква интерференција. Во споредба со перформансите на релевантните постоечки алгоритми [103], SRM и Fairness-алгоритмите постигнуваат поголеми сумарни рати, за било која вредност на SNR и број на антени. Имено, остварливата сумарна рата во [103] за $N_t = N_r = 2$ е приближно 0.7, 1.5 и 2.6bps/Hz за приемен SNR од 0, 5 и 10dB, соодветно. За случајот $N_t = 4$, остварливата сумарна рата во [103] е приближно 2, 3.5 и 5.5bps/Hz за истите вредности на приемен SNR . Како што може да се забележи на слика 4.10а, SRM и Fairness овозможуваат поголеми рати во споредба со алгоритмот во [103] за било која комбинација на среден SNR и број на антени. Резултатите се уште подобри, земајќи предвид дека искористениот праг за максимална PU-интерференција во [103] е еднаков на $\gamma = 1$, што е значително поголема вредност од искористената за симулациската анализа на SRM и Fairness-алгоритмите (табела 4.2).

Слика 4.10б ја прикажува нормализираната сумарна рата на секундарниот систем во зависност на бројот на активни секундарни корисници и бројот на PU-корисници. SRM-алгоритмот секогаш достигнува поголеми сумарни рати во споредба со Fairness-алгоритмот. Сликата покажува и дека со зголемувањето на бројот на PU-корисници, двата алгоритми имаат намалување на перформансите, а разликата помеѓу перформансите на SRM и Fairness-алгоритмите расте со бројот на PU-корисници. Исто така, очигледно е дека двата алгоритми можат да поддржат произволно голем број на корисници и не се ограничени од бројот на предавателни и приемни антени. Со внимателна анализа на (4.9) и слика 4.9а, јасно е дека димензијата на просторот на решенија скалира со N_s , на што се должи способноста да се опслужува неограничен број на секундарни корисници. Сепак, разликата помеѓу сумарната рата на двата алгоритми во споредба со горната граница расте



Слика 4.10: (а) Сумарна рата во зависност од среден SNR , за различни конфигурации на антени ($N_r = 2$, $N_s = 2$, $N_p = 1$, $\sigma = 5dB$) (б) Нормализирана сумарна рата во зависност од бројот на SU-корисници, за различен број на PU-корисници ($N_t = 4$, $N_r = 2$, $SNR = 20dB$, $\sigma = 0dB$) (в) Рата по корисник во зависност од SNR ($N_t = 4$, $N_r = 2$, $N_p = 2$, $N_s = 10$, $\sigma = 0dB$, бели ленти=Fairness, сиви ленти=SRM)

со зголемувањето на N_s . Ова се должи на независниот пренос на податочни потоци само преку соодветните парови на предавател-приемник, односно блок дијагоналната структура на матрицата \mathbf{M} дадена со (4.8).

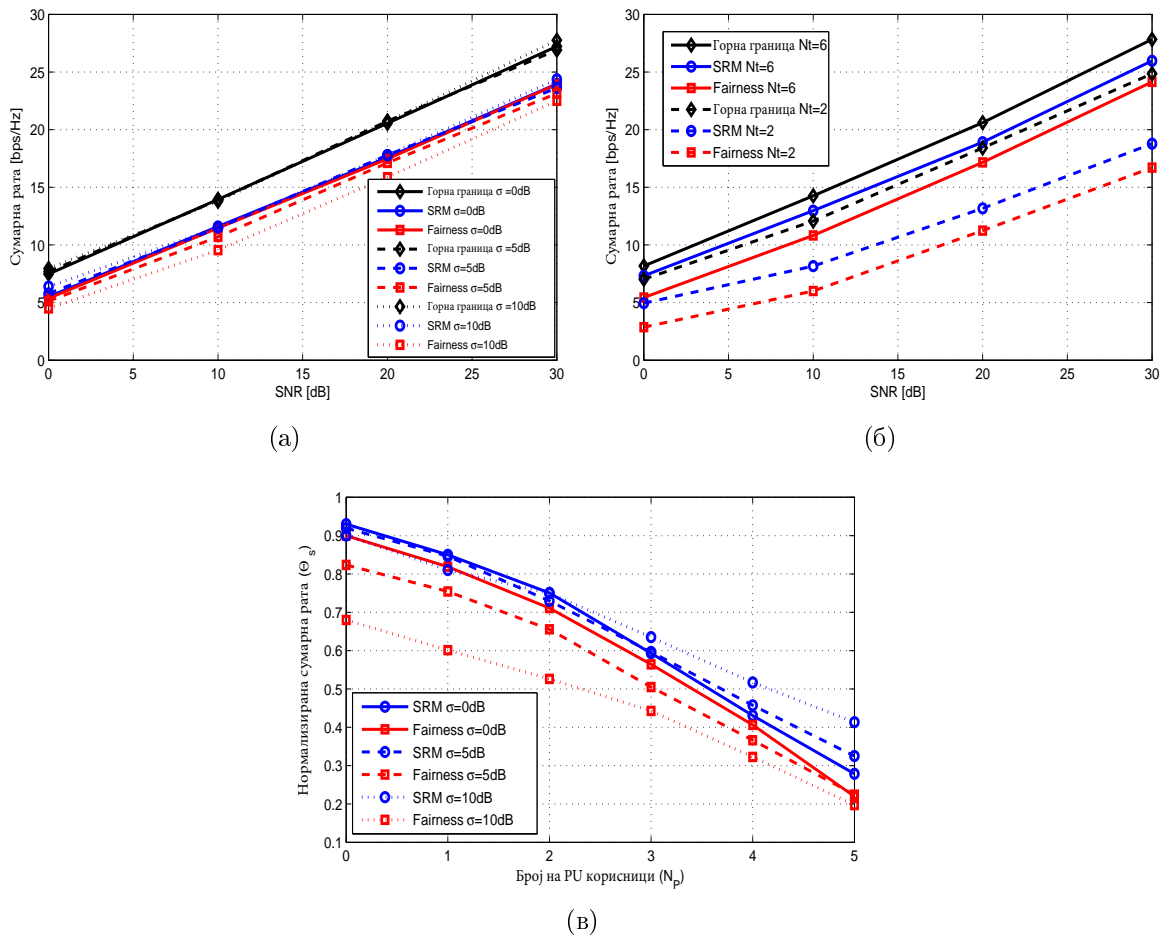
Слика 4.10б исто така покажува дека со растот на бројот на секундарни корисници, разликата на перформанси помеѓу двата алгоритми расте. Ова е резултат на специфичните цели на оптимизација во двата случаи. Во случајот на SRM, алгоритмот воглавно ги фаворизира и ја максимизира сумарната рата на податочните потоци со подобри каналски услови (тие што во моментот имаат помала сумарна PU и SU-интерференција и поголем SNR) на сметка на останатите

податочни потоци со полоши каналски услови. Во спротивно, Fairness-алгоритмот се стреми да ги балансира перформансите на сите корисници и да спроведе фер распределба, без разлика на каналските услови. За поголем број на секундарни корисници, SRM-алгоритмот добива поголем избор на парови со добри каналски услови, што значи повеќе можности за зголемување на сумарната рата на сметка на паровите со полоши услови. Во спротивно, бројот на парови со неповолни каналски услови исто така расте, што го принудува Fairness-алгоритмот да ги подобри сумарните рати на тие парови на сметка на вкупната сумарна рата. Овие заклучоци се потврдени со перформансите прикажани на слика 4.10в. Сликата илустрира 3D приказ на остварливата рата во зависност од средниот SNR , за двата алгоритми и по податочен поток. Добиените рати за Fairness-алгоритмот се прикажани со бели ленти, додека за SRM-алгоритмот со сиви ленти. Притоа, резултатите се дадени во просек, добиен со 1000 Монте Карло обиди, а во пресметките податочните потоци се сортирани по квалитет. Тоа значи дека ратата за индекс 1 е просечната рата на податочните потоци со најлоши перформанси по итерација (Монте Карло обид), а ратата за индекс 10 е просечната рата на податочните потоци со најдобри перформанси по итерација. Со анализа на резултатите на слика 4.10в, се потврдува дека Fairness-алгоритмот се обидува да ги балансира перформансите на сите податочни потоци, додека SRM-алгоритмот воведува и дополнителни разлики во перформансите, како резултат на фаворизирањето на податочните потоци со подобри услови на сметка на оние со полоши.

4.2.4.2 Broadcast канал

Овој дел ги евалуира перформансите на двата алгоритми во broadcast каналот. Овој канал се однесува на специфичното повеќекорисничко сценарио што се состои од еден предавател и повеќе приемници. Од практична гледна точка овој канал соодветствува на downlink комуникација во целуларно сценарио со една клетка.

Слика 4.11а ја покажува остварливата сумарна рата на двата алгоритми во зависност од средниот SNR за различни стандардни девијации на SNR . Како што беше дискутирано на почетокот, девијацијата на SNR е важна метрика што овозможува посеопфатна анализа на однесувањето на бимформинг алгоритмите. Резултатите прикажани на слика 4.11а укажуваат дека девијацијата на SNR не влијае на сумарната рата што се постигнува со SRM-алгоритмот. Во спротивно, таа има значително влијание на перформансите на Fairness-алгоритмот и се покажува дека поголемата стандардна девијација на SNR предизвикува намалување на сумарната рата кај овој алгоритам. Бидејќи Fairness-алгоритмот има за цел да



Слика 4.11: (а) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни девијации на SNR ($N_t = 6$, $N_r = 4$, $N_s = 2$, $N_p = 2$), (б) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни конфигурации на антени ($N_r = 4$, $N_s = 2$, $N_p = 1$, $\sigma = 10dB$), (в) Нормализирана сумарна рата во зависност од бројот на PU-корисници, за различни девијации на SNR ($N_t = 6$, $N_r = 4$, $N_s = 4$, $SNR = 10dB$)

ги балансира перформансите помеѓу податочните потоци, тој ќе ги искористи расположливите ресурси за да ги подобри ратите на податочните потоци што имаат помали вредности за SNR , што ќе предизвика значително полоши сумарни рати од SRM-алгоритмот.

Слика 4.11б ја прикажува остварливата сумарна рата на двата бимформинг алгоритми во зависност од средниот SNR за различни конфигурации на антени. Слични заклучоци важат како за слика 4.10а. SRM-алгоритмот е секогаш супериорен во однос на Fairness-алгоритмот од аспект на сумарната рата за било која SNR вредност и било која конфигурација на антени. Со зголемување на бројот на антени во системот, двата алгоритми ги подобруваат перформансите и

се приближуваат на горната граница. Слика 4.11б покажува и дека зголемувањето на бројот на антени не влијае на разликата помеѓу перформансите на SRM и Fairness-алгоритмите, што не беше случај во интерференцискиот канал. Во BC-моделот постои еден предавател, со можности за заедничка и истовремена распределба на просторните степени на слобода и предавателна моќност по корисник (податочен поток). Ова му нуди на SRM-алгоритмот уште една димензија на оптимизација и можности за *опортунистички* да ја адаптира моќноста на предавателните бимформери за секој корисник во зависност од условите во каналот. Слика 4.11в ги прикажува резултатите од аспект на нормализираната сумарна рата Θ_s на двата алгоритми во зависност од бројот на активни PU-корисници и различни стандардни девијации на SNR . Како што може да се забележи, двата алгоритми постигнуваат помали сумарни рати за поголем број на PU-корисници. Поголемиот број на приемни корисници што треба да се заштитат, ги принудува бимформинг алгоритмите да ги искористат повеќето просторни степени на слобода за да ја анулираат интерференцијата што SU-предавателите ја создаваат кај PU-приемниците, што води кон намалување на сумарните рати кај секундарниот систем. Сепак, за помал број на PU-корисници, двата алгоритми оперираат со сумарни рати што се многу блиску до горната граница. Од аспект на девијацијата на SNR алгоритмите имаат спротивно поведење. Ова се должи на обратната интерференција, т.е. интерференцијата што PU-корисниците ја генерираат кај SU-корисниците. За помал број на PU-корисници сценариото е примарно доминирано од SNR и истите заклучоци важат како за слика 4.11а. Во спротивно, за голем број на PU-корисници, сценариото е доминирано од обратната интерференција од примарниот систем. Бидејќи SRM-алгоритмот претежно и значително ги максимизира ратите на податочните потоци со подобри каналски услови (во овој случај поголемиот $SINR$), поголеми девијации на SNR резултираат во подобрени можности за максимизација на сумарната рата. Од друга страна, за Fairness-алгоритмот, интерференциски ограничениот операција на SU-системот го намалува влијанието на девијацијата на SNR врз перформансите, бидејќи повеќето SU-корисници ќе имаат неповолни каналски услови. Ова ќе резултира во конвергенција на сумарните рати на Fairness-алгоритмот за различните стандардни девијации на SNR . Слика 4.11в исто така покажува дека двата алгоритми може да се применат и во класични сценарија за бимформинг оптимизација во BC-моделот, т.е. broadcast канал без примарни системи ($N_p = 0$).

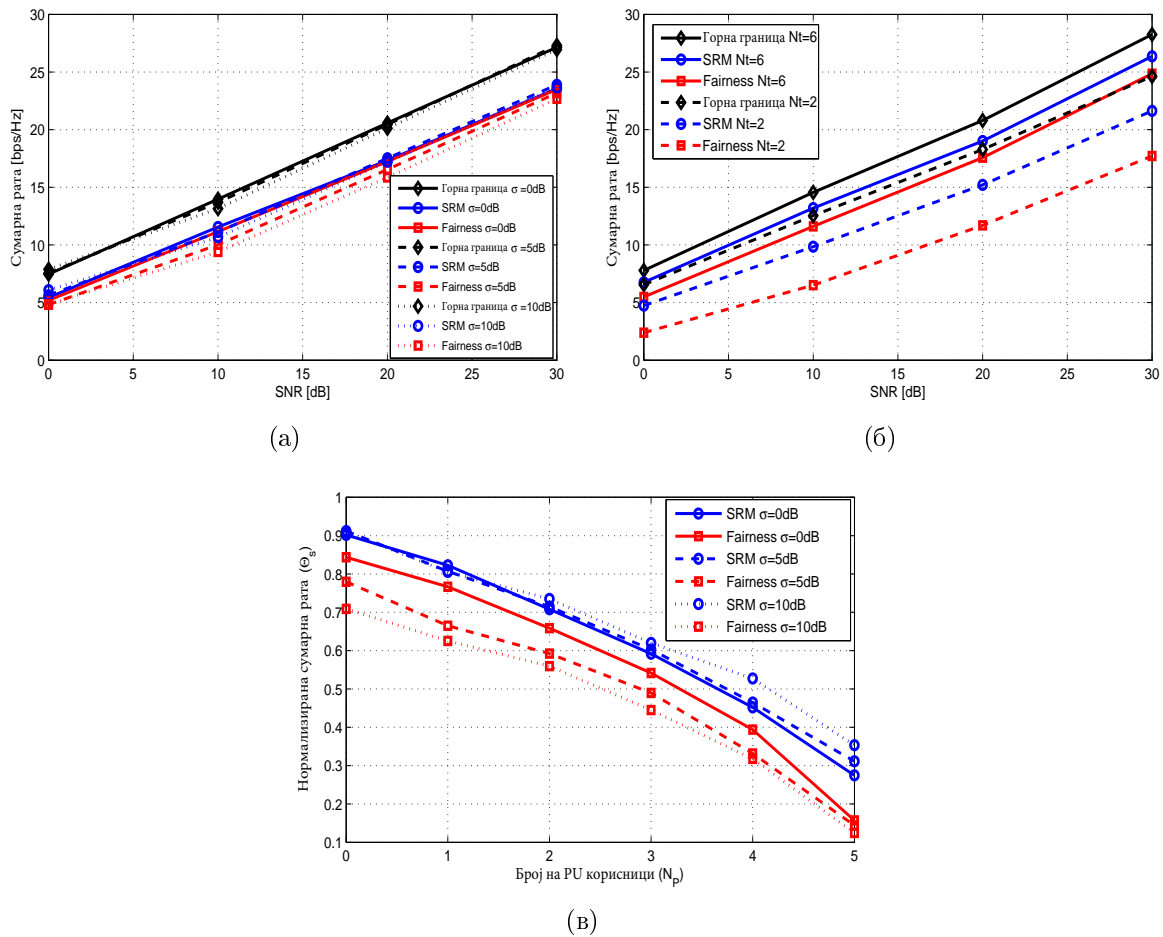
4.2.4.3 Канал за повеќекратен пристап

Во овој дел се прикажани резултатите за перформансите на двата алгоритми во MAC-моделот. Каналот за повеќекратен пристап претставува специфично повеќекорисничко сценарио што се состои од повеќе предаватели и еден заеднички приемник. Од практична гледна точка, MAC-моделот е случај на целуларно сценарио со uplink пристап до една базна станица.

Слика 4.12a ја прикажува остварливата сумарна рата на двата бимформинг алгоритми во зависност од средниот SNR и стандардната девијација на SNR . Истите заклучоци важат како и за слика 4.11a. Имено, девијацијата на SNR не влијае на сумарната рата на SRM-алгоритмот, додека за Fairness-алгоритмот, поголеми стандардни девијации на SNR резултираат во намалување на остварливата сумарната рата.

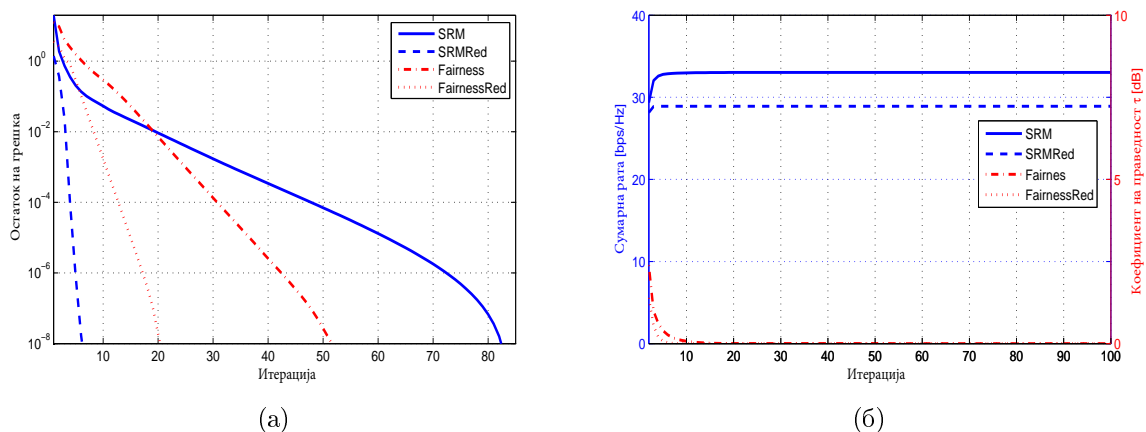
Слика 4.12b ја покажува сумарната рата на двата бимформинг алгоритми во зависност од SNR и различните конфигурации на антени. Повторно, SRM-алгоритмот има секогаш подобри перформанси на сумарна рата од Fairness-алгоритмот за било кој SNR и било која конфигурација на антени. Со зголемувањето на бројот на антени во системот, двата алгоритми ги подобруваат перформансите и оперираат близу горната граница. Дополнително, слика 4.12b докажува дека разликата во перформанси помеѓу SRM и Fairness-алгоритмите се намалува со зголемувањето на бројот на антени. Ова е последица на системскиот модел со дистрибуирани предаватели (образложението е исто како за слика 4.10a и слика 4.11b). Слика 4.12в ја прикажува нормализираната сумарна рата Θ_s на двата алгоритми во функција од бројот на примарни корисници и различни стандардни девијации на SNR . Истите заклучоци важат како за слика 4.11в. Имено, кога бројот на PU-корисници се зголемува двата алгоритми имаат намалување на сумарните рати. Во тој случај, поради интерференциски ограничената операција на SU-системот, поголемите девијации на SNR ја подобруваат сумарната рата на SRM-алгоритмот. Кај Fairness-оптимизацијата, девијацијата на SNR има занемарливо влијание врз сумарната рата. За мал број на PU-корисници двата алгоритми оперираат близу горната граница. Во овој случај, како резултат на SNR -доминираната операција на SU-системот, поголеми девијации на SNR ги намалуваат перформансите на Fairness-алгоритмот, но имаат занемарливо влијание врз перформансите на SRM. Слика 4.12в исто така докажува дека двата алгоритми може да се искористат во класични бимформинг сценарија за MAC-моделот, т.е. канал за повеќекратен пристап без PU-системи ($N_p = 0$).

Презентираните резултати во поглавја 4.2.4.1, 4.2.4.2 и 4.2.4.3, покажуваат дека



Слика 4.12: (а) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни девијации на SNR ($N_t = 6$, $N_r = 4$, $N_s = 2$, $N_p = 2$), (б) Сумарна рата во зависност од среден SNR за различни конфигурации на антени ($N_r = 4$, $N_s = 2$, $N_p = 1$, $\sigma = 10dB$), (в) Нормализирана сумарна рата во зависност од бројот на PU-корисници, за различни девијации на SNR ($N_t = 6$, $N_r = 4$, $N_s = 4$, $SNR = 10dB$)

двата алгоритми ефикасно функционираат во сите три системски модели (IC, BC и MAC) и ја докажуваат општата применливост на предложениот генерички бимформинг дизајн (поглавје 4.2.2). Покрај тоа, со споредба на резултатите од поглавја 4.2.4.2 и 4.2.4.3, може да се заклучи дека SRM и Fairness-алгоритмите оперираат еднакво ефикасно и во downlink (BC-модел) и во uplink (MAC-модел), што уште еднаш ја докажува нивната универзалност. Од аспект на остварливите сумарни рати, SRM-алгоритмот е секогаш супериорен во однос на Fairness-алгоритмот од аспект на сумарната рата, без разлика на системскиот модел и поставувањето на сценариото. Ова е очекуван резултат бидејќи Fairness-алгоритмот се фокусира на балансирање на ратите помеѓу податочните потоци на сметка на



Слика 4.13: (а) Споредба на рата на конвергенција ($N_t = 4$, $N_r = 4$, $N_s = 10$, $N_p = 2$, $SNR = 10dB$, $\sigma = 5dB$), (б) Споредба на перформанси ($N_t = 4$, $N_r = 4$, $N_s = 10$, $N_p = 2$, $SNR = 10dB$, $\sigma = 5dB$)

сумарната рата.

4.2.4.4 Намалување на комплексноста

Овој дел ја анализира конвергенцијата на рекурзивна и sukcesivна оптимизација SRM и Fairness-оптимизацијата од аспект на *рапианата на конвергенција* и ги прикажува придобивките на пристапот за намалување на комплексноста од поглавје 4.2.3.3. Во понатамошниот текст sukcesivните SRM и Fairness-оптимизациски алгоритми се именувани како SRMRed и FairnessRed, соодветно. Слика 4.13а ја прикажува ратата на конвергенција за SRM, Fairness, SRMRed и FairnessRed алгоритмите за IC-сценариото. Ратата на конвергенција е прикажана како остаток на грешка (англ. residual error, разликата помеѓу добиената вредност и оптималната вредност) во функција од бројот на итерации на бимформинг алгоритмите. Вредностите од интерес се вредностите на целните функции за SRM (4.31) и за Fairness (4.20) оптимизацијата, т.е. сумарната рата и коефициентот на праведност τ , соодветно. Притоа, како што беше претходно напоменато, τ претставува моменталната разликата во тековната итерација помеѓу добиените максимален и минимален $SINR$ по корисник во dB . IC-моделот е избран за евалуација на перформансите, затоа што претставува најкомплексен од сите три модели и според тоа најадекватен за анализа на конвергенција на бимформинг алгоритмите.

Слика 4.13а покажува дека SRM-алгоритмот има потреба од поголем број

на итерации за да конвергира до оптималното решение во споредба со Fairness-алгоритмот. Очигледно е и дека пристапот со намалена комплексност (сукцесивниот) значително ја подобрува ратата на конвергенција на двата алгоритми, што ќе овозможи работа во сценарија каде што е потребна брза пресметка на бимформерите. Дополнително, слика 4.13а докажува дека SRMRed-алгоритмот има поголема рата на конвергенција во споредба со FairnessRed-алгоритмот. Слика 4.13б ги прикажува достигнатите перформанси на SRM, Fairness, SRMRed и FairnessRed-алгоритмите во зависност од бројот на итерации за истото сценарио како на слика 4.13а. За SRM и SRMRed-алгоритмите споредбата се прави во однос на достигнатата сумарна рата, додека за Fairness и FairnessRed-алгоритмите во споредба со коефициентот на праведност τ . Јасно е дека SRMRed-алгоритмот има намалени перформанси во однос на SRM-алгоритмот, но намалувањето не е толку значително. Во спротивно, FairnessRed-алгоритмот има минорно намалување на перформансите во споредба со Fairness-алгоритмот. Може да се заклучи дека пристапите со намалена комплексност нудат значителни подобрувања од аспект на конвергенција на сметка на незначителен пад на перформанси. Во споредба со конвергенцијата на постоечките алгоритми од [103], [113], SRMRed и FairnessRed достигнуваат подобри перформанси. Имено, за $Nt = 4$, $Nr = 4$ и $Ns = 4$, алгоритмите во [103], [113] имаат потреба од 9 до 10 итерации за да го достигнат оптималното решение. Како што може да се забележи од слика 4.13б и SRMRed и FairnessRed за значително помалку од 9 итерации пристигаат до решение близу оптималното. Резултатите се уште подобри ако се земе предвид дека перформансите на слика 4.13б се однесуваат на 10 корисници, додека во [103], [113] е разгледано сценарио само со 4 корисници.

4.2.5 Практични аспекти и потреба од REM-информации

Овој дел ги дискутира практичните аспекти и придобивки од REM за предложените бимформинг шеми. Од аспект на потребата од REM-информации, предложените бимформинг решенија имаат потреба од статични (централизирани) и динамични (дистрибуирани) REM-информации. Сите REM-податочни типови и начините на добивање на тие податоци се објаснети накратко во понатамошниот текст.

Потребните статичните REM-информации вклучуваат *модел на зајуби од простирање и засенување и варијансиите, информации за PU-предавателите, сервисни области и области на покриеност* како и податоци за *искористеноста на секторот* (или REM-податочни типови со ID:6, ID:7, ID:9, ID:12 и ID:13 во

табела 2.4, соодветно). Овие типови на REM-информации се потребни за прецизно да се постави критериумот за заштита на примарните корисници во (4.12), т.е. да се определи прагот за агрегатната интерференција γ . Податоците може да се извлечат од REM SA-базата на податоци (повеќе детали може да се најдат во поглавје 2.2.2).

Потребните динамични REM-информации се однесуваат на *информацијата за состојбата на каналот*, т.е. REM-податочен тип со ID:3 во табела 2.4. Оваа динамична REM-информација може да се добие преку кооперација и координација помеѓу јазлите. Генерално, информацијата за каналите помеѓу SU-корисниците и PU-корисниците, и обратно, е потешко да се добие, бидејќи бара соработка помеѓу примарниот и секундарниот систем. Во тој случај, точката на кооперација може да се оствари со користењето на REM-системот. Ако информацијата за каналите помеѓу PU-предавателите и SU-приемниците е непрецизна, перформансите на секундарниот систем ќе бидат деградирани во пропорција со грешката. Во спротивно, ако информацијата за каналите помеѓу SU-предавателите и PU-приемниците е непрецизна, критериумот за заштита на PU треба да вклучи и дополнителна маргина на сигурност во пропорција со варијансата на грешката. Ако овие каналски информации (PU-SU и SU-PU) не се достапни на секундарниот систем, тогаш од ограничувањето на агрегатна интерференција во (4.12), треба да се елиминира X_p каналот и да се земат предвид само загубите од пропација и варијансите на засенување. Ова преминува во случај на заштита на PU-системот само со контрола на моќност без можност за порамнување на интерференција.

4.2.6 Заклучок

Ова поглавје предложи неколку нови техники за поднивовско делење на спектарот врз база на бимформинг. Придобивките од предложените решенија се следните. Прво, проширен е општо користениот модел за поднивовско делење на спектарот со вклучување на обратната интерференција (PU кон SU) во процесот на бимформинг. Покрај тоа, предложен е генерички бимформинг дизајн за поднивовско делење на спектарот кој е универзално применлив во било кое повеќекорисничко сценарио, вклучувајќи ги и конвенционалните сценарија (без примарен систем). Предложени се и два нови рекурзивни алгоритми за оптимизација на повеќекориснички бимформинг за фер распределба и за максимална сумарна рата. Двата алгоритми искористуваат ново-изведени конвексни проблеми за пресметување на оптималните предавателни и приемни бимформери. Ова поглавје, исто така, предложи и пристапи за намалување на комплексноста на рекурзивните Fairness и SRM-алгоритми, со користење

на сукцесивна оптимизација. Презентираните резултати јасно покажаа дека предложените бимформинг алгоритми се способни за ефикасно функционирање во било кое повеќекорисничко сценарио, т.е. за било кој модел на системот со произволен број на антени и корисници во системот и за различни каналски услови. Ова ја докажува универзалноста и практичната применливост на решенијата. Конечно, резултатите покажаа дека предложените пристапи за намалување на комплексноста значително ја подобруваат ратата на конвергенција на двата алгоритми, што може да го овозможи нивното функционирање во ситуации кога е потребна брза пресметка на бимформерите во реално време.

Глава 5

Заклучок на дисертацијата

Зголемувањето на побарувачката на радиоресурси поради експоненцијалниот раст на безжични уреди, сервиси и апликации, ја наметна потребата за преиспитување на тековните спектрални полиси поради неоптималната просторно/временска искористеност на спектарот. Ова инхерентно резултираше во научни истражувања, а веќе и комерцијален интерес за когнитивни, способни за учење и адаптивни решенија за безжично омержување. Свесноста за радиоопкружувањето треба и мора да биде вградена функција во овие ветувачки безжични технологии. Тука, мапите на радиоопкружувањето (REM-мапите) го наоѓаат своето место и ја служат својата предвидена намена.

REM-мапите може да се моќни двигатели и овозможувачи на свесни за опкружувањето и само-х способни техники за оптимизација на безжичните системи, што ќе води кон подобрување на спектралната ефикасност и работа на идните безжични мрежи. Воведувањето и практична употреба на REM-мапите, ја наметнува потребата од доверливи, робусни и ефикасни решенија за: развој на REM-архитектура и практични имплементации, генерирање на доверливи REM-податоци и користење на REM-податоците за ефикасно управување со радиоресурсите. Оваа дисертација даде значителен придонес во повеќето од горенаведените аспекти. Конкретно, научните достигнувања во дисертацијата во однос на REM-мапите и REM-базираното управување со радиоресурсите (RRM) се следните:

1. беше презентирана функционална REM-архитектура, со сите градбени блокови и интерфејси и потребниот REM-податочен модел за овозможување на од-крај-до-крај проток на REM-податоци, т.е. од извлекување и генерирање на REM-податоци до употреба на REM-податоците за различни цели. Типовите на REM-податоци беа класифицирани од аспект на локацијата

- (изворот) на податоците, начинот и техниките за генерирање на овие податоци и можните корисници на типовите на REM-податоци. Функционалната REM-архитектура е реализирана во комплетен REM-прототип, исто така опишан во оваа дисертација, а прикажаните експериментални резултати ја покажуваат доверливоста на развиениот прототип;
2. беше предложен нов и ефикасен сигнален детектор што работи врз база на статистики од повисок ред и GoF-тестирање на FFT-спектралната моќност. Предложената GHOST-детекциска шема е робусна и флексибилна и ги надминува недостатоците и субоптималноста на претходните детектори. Експерименталните резултати покажаа оптимална сигнална детекција, односно откривање на сигнали со многу низок SNR . Ова се должи на правилното GoF-тестирање врз основа на емпириска естимација на тест статистиката на системскиот шум. GHOST-детекторот е применлив во различни динамични радиооколин и нуди доверлива детекција на различни безжични сигнали. Тој нуди значителни придобивки во REM-мапите во насока на прецизна и моќна детекција на сигнал, инхерентно придонесувајќи во пововерливи информации за искористеноста на спектарот и подобрен RRM за когнитивни радиомрежи и динамички пристап спектар;
 3. беше предложена новата SPEAR-рамка за RSS-локализација во сценарија со несигурни позиции на сензорите. Новоразвиениот здружен Maximum Likelihood (итеративен Trust Region) алгоритам истовремено естимира локации на предавателот(ите) и ја намалува несигурноста на мрежната топологија. Значајните добивки во ефикасноста на локализацијата се должат на здружената естимација на позициите на предавателите и сензорите и дополнителните временски и просторни статистики. SPEAR-рамката и JML (TR) алгоритмот можат да биде клучна предност во REM-мапите, затоа што обезбедуваат попрецизни информации за локациите на позициите на предавателите и сензорите. Дисертацијата ги изведе и информациско теоретските граници за SPEAR-рамката, што исто така се од суштински интерес во концептот на REM-мапите. Даден беше детален геометриски увид во процесот на локализација во целост и меѓузависностите кај локациските информации. Геометриските опсервации и резултати даваат насоки за правилно димензионирање на мрежата за набљудување и оптимално комбинирање на RSS-податоците за најдобри можни перформанси на локализација;

4. беше презентирано ново решение за архитектура и прототип на REM-базирано надгледување и управување со радиоресурсите на WiFi-мрежи. Претставениот прототип е еден од првите и најсеопфатните во оваа област што ја употребува REM-технологијата во управување на комерцијално достапни WiFi-уреди. Се користат REM-информациите од аспект на просторно/временска искористеност на спектарот за да се оптимизира распределбата на фреквенција, опсег и предавателна моќност на WiFi-пристапните точки. Резултатите од практичната имплементација го докажуваат потенцијалот и применливоста на развиениот прототип за паметна операција, управување и набљудување на WiFi-уредите и нивното радиоопкружување;
5. конечно, дисертацијата предложи и генерички бимформинг дизајн и алгоритми за фер распределба и максимизација на сумарна рата, применливи во било кое повеќекорисничко сценарио, како во конвенционални, така и во системи за поднивовско делење на спектарот. Предложените решенија врз база на статичка и динамичка REM-информација, прават оптимизација на приемен и предавателен бимформинг и овозможуваат супериорни (близу оптимални) перформанси на секундарниот систем и доверлива заштита на примарниот систем. Двата алгоритми работат врз база на новоизведени конвексни проблеми за пресметување на оптималните предавателни и приемни бимформери. Симулациските резултати јасно покажуваат дека предложените бимформинг алгоритми се способни за ефикасно функционирање во било повеќекорисничко сценарио, за било кој број на антени и корисници во системот. Со тоа се докажува нивната универзалност и практична применливост. Дополнително, резултатите покажуваат дека предложените пристапи за намалување на комплексноста значително ја подобруваат ратата на конвергенција на двата алгоритми и ја овозможуваат работата во сценарија во кои е потребна брза и навремена пресметка на оптималните бимформери.

Резултатите од дисертацијата може да најдат широка применливост, затоа што свесноста за радиоопкружувањето е сеприсутна потреба и темел за оптимално функционирање на сегашните и идните безжични комуникациски системи.

Библиографија

- [1] L. Lu, H. C. Wu, and S. S. Iyengar, “A Novel Robust Detection Algorithm for Spectrum Sensing,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 2, pp. 305–315, February 2011.
- [2] (2016) Shared Spectrum Company. [Online]. Available: <http://www.sharespectrum.com/>
- [3] EC FP7 project FARAMIR, <http://www.ict-faramir.eu>.
- [4] K. G. Shin, H. Kim, A. W. Min, and A. Kumar, “Cognitive Radios for Dynamic Spectrum Access: from Concept to Reality,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 6, pp. 64–74, December 2010.
- [5] FP7 ICT-248303 QUASAR project, “Deliverable 1.4: Final Report on Regulatory Feasibility,” 2012.
- [6] Z. Zhang, K. Long, and J. Wang, “Self-organization Paradigms and Optimization Approaches for Cognitive Radio Technologies: A Survey,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 20, no. 2, pp. 36–42, April 2013.
- [7] J. Wang, M. Ghosh, and K. Challapali, “Emerging Cognitive Radio Applications: A Survey,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 3, pp. 74–81, March 2011.
- [8] L. Gavrilovska, D. Denkovski, V. Rakovic, and M. Angjelichinoski, “Medium Access Control Protocols in Cognitive Radio Networks: Overview and General Classification,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 2092–2124, Fourthquarter 2014.
- [9] V. Stavroulaki, A. Bantouna, Y. Kritikou, K. Tsagkaris, P. Demestichas, P. Blasco, F. Bader, M. Dohler, D. Denkovski, V. Atanasovski, L. Gavrilovska, and K. Moessner, “Knowledge Management Toolbox: Machine Learning for Cognitive Radio

-
- Networks,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 91–99, June 2012.
- [10] FP7 ICT-248303 QUASAR project, “Deliverable 2.2: Methodology for Assessing Secondary Spectrum Usage Opportunities - Final Report,” 2012.
- [11] Y. Zhao, D. Raymond, C. da Silva, J. H. Reed, and S. F. Midkiff, “Performance Evaluation of Radio Environment Map-Enabled Cognitive Spectrum-Sharing Networks,” in *MILCOM 2007 - IEEE Military Communications Conference*, Oct 2007, pp. 1–7.
- [12] V. Atanasovski, J. van de Beek, A. Dejonghe, D. Denkovski, L. Gavrilovska, S. Grimoud, P. Mähönen, M. Pavloski, V. Rakovic, J. Riihijärvi, and B. Sayrac, “Constructing Radio Environment Maps with Heterogeneous Spectrum Sensors,” in *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), 2011 IEEE Symposium on*, May 2011, pp. 660–661.
- [13] D. Denkovski, V. Rakovic, M. Pavloski, K. Chomu, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, “Integration of heterogeneous spectrum sensing devices towards accurate REM construction,” in *2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, April 2012, pp. 798–802.
- [14] D. Denkovski, V. Atanasovski, L. Gavrilovska, J. Riihijärvi, and P. Mähönen, “Reliability of a Radio Environment Map: Case of Spatial Interpolation Techniques,” in *Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWN-COM), 2012 7th International ICST Conference on*, June 2012, pp. 248–253.
- [15] S. Subramani, T. Farnham, and M. Sooriyabandara, “Deployment and Interface Design Considerations for Radio Environment Maps,” in *2012 IEEE 8th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, Oct 2012, pp. 480–487.
- [16] J. van de Beek¹, E. Lidström, T. Cai, Y. Xie, V. Rakovic, V. Atanasovski, L. Gavrilovska, J. Riihijärvi, P. Mähönen, A. Dejonghe, P. V. Wesemael, and M. Desmet, “REM-enabled Opportunistic LTE in the TV band,” in *Dynamic Spectrum Access Networks (DYSPAN), 2012 IEEE International Symposium on*, Oct 2012, pp. 272–273.
- [17] H. B. Yilmaz and T. Tugcu, “Location Estimation-based Radio Environment Map Construction in Fading Channels,” *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 15, no. 3, pp. 561–570, Feb. 2015. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/wcm.2367>

-
- [18] Z. Wei, Q. Zhang, Z. Feng, W. Li, and T. A. Gulliver, "On the Construction of Radio Environment Maps for Cognitive Radio Networks," in *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, April 2013, pp. 4504–4509.
- [19] E. Axell, G. Leus, E. G. Larsson, and H. V. Poor, "Spectrum Sensing for Cognitive Radio : State-of-the-Art and Recent Advances," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 29, no. 3, pp. 101–116, May 2012.
- [20] D. Denkovski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "HOS Based Goodness-of-Fit Testing Signal Detection," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 3, pp. 310–313, March 2012.
- [21] —, "GHOST: Efficient Goodness-of-fit HOS Testing Signal Detector for Cognitive Radio Networks," in *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, June 2012, pp. 1864–1868.
- [22] L. Gavrilovska, V. Atanasovski, V. Rakovic, and D. Denkovski, *Cognitive Communication and Cooperative HetNet Coexistence: Selected Advances on Spectrum Sensing, Learning, and Security Approaches*. Cham: Springer International Publishing, 2014, ch. Integration of Heterogeneous Spectrum Sensing Devices Towards Accurate REM Construction, pp. 187–210. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-01402-9_9
- [23] Federal Communications Commission (FCC), "Second Memorandum Opinion and Order, FCC-10-174," 2010.
- [24] M. Denkovska, D. Denkovski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, *Future Access Enablers for Ubiquitous and Intelligent Infrastructures: First International Conference, FABULOUS 2015, Ohrid, Republic of Macedonia, September 23-25, 2015. Revised Selected Papers*. Cham: Springer International Publishing, 2015, ch. Power Allocation Algorithm for LTE-800 Coverage Optimization and DVB-T Coexistence, pp. 149–155. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-27072-2_19
- [25] D. Denkovski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "Practical evaluation of LTE-800 and DVB-T coexistence," in *2015 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, June 2015, pp. 1–5.
- [26] D. Denkovski, V. Rakovic, A. Ichkov, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "REM-facilitated Smart-Wifi," in *Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), 2015 IEEE International Symposium on*, Sept 2015, pp. 277–278.

-
- [27] D. Denkovski, V. Rakovic, M. Angjelicinoski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "Small-Cells Radio Resource Management Based on Radio Environmental Maps," in *Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2014 IEEE Conference on*, April 2014, pp. 155–156.
- [28] FP7 ICT-248351 FARAMIR Project, "Deliverable D4.3: REM Prototype Implementation," 2012.
- [29] L. Gavrilovska, J. van de Beek, Y. Xie, E. Lidström, J. Riihijärvi, P. Mähönen, V. Atanasovski, D. Denkovski, and V. Rakovic, "Enabling LTE in TVWS with Radio Environment Maps: From an Architecture Design Towards a System Level Prototype," *Computer Communications*, vol. 53, pp. 62–72, 2014. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0140366414002734>
- [30] FP7 ICT-248351 FARAMIR Project, "Deliverable D6.2: Prototype Description and Field Trial Results, Technical Report," 2012.
- [31] S. Baban, D. Denkovski, O. Holland, L. Gavrilovska, and H. Aghvami, "Radio access technology classification for cognitive radio networks," in *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sept 2013, pp. 2718–2722.
- [32] 3GPP Standard TS 37.320, v.12.2.0, "Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Radio Measurement Collection for Minimization of Drive Tests (MDT), Overall description, Stage 2," 2014.
- [33] (2016) Universal Software Radio Peripheral. [Online]. Available: <http://www.ettus.com>
- [34] D. Denkovski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "Efficient Mid-end Spectrum Sensing Implementation for Cognitive Radio Applications based on USRP2 Devices," in *The First International Conference on Advances in Cognitive Radio (CO-CORA 2011)*, April 2011.
- [35] (2016) Texas Instruments eZ430-RF2500 Datasheet. [Online]. Available: <http://focus.ti.com/lit/ug/slau227e/slau227e.pdf>
- [36] (2016) Sun SPOT Developers Guide. [Online]. Available: <http://www.sunspotworld.com/Tutorial/index.html>

-
- [37] S. Pollin, E. Lopez, A. Antoun, P. V. Wesemael, L. Hollevoet, A. Bourdoux, A. Dejonghe, and L. V. der Perre, "Digital and Analog Solution for Low-Power Multi-Band Sensing," in *New Frontiers in Dynamic Spectrum, 2010 IEEE Symposium on*, April 2010, pp. 1–2.
- [38] D. Shepard, "A Two-dimensional Interpolation Function for Irregularly-spaced Data," in *Proceedings of the 1968 23rd ACM National Conference*, ser. ACM '68. New York, NY, USA: ACM, 1968, pp. 517–524. [Online]. Available: <http://doi.acm.org/10.1145/800186.810616>
- [39] R. J. Renka, "Multivariate Interpolation of Large Sets of Scattered Data," *ACM Trans. Math. Softw.*, vol. 14, no. 2, pp. 139–148, Jun. 1988. [Online]. Available: <http://doi.acm.org/10.1145/45054.45055>
- [40] R. A. Olea, "Geostatistics for Natural Resources Evaluation By Pierre Goovaerts, Oxford University Press, Applied Geostatistics Series, 1997, 483 p., hardcover, \$65 (U.S.), ISBN 0-19-511538-4," *Mathematical Geology*, vol. 31, no. 3, pp. 349–350, 1997. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1023/A:1007530422454>
- [41] E. Meshkova, J. Ansari, D. Denkovski, J. Riihijärvi, J. Nasreddine, M. Pavloski, L. Gavrilovska, and P. Mähönen, "Experimental spectrum sensor testbed for constructing indoor Radio Environmental Maps," in *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), 2011 IEEE Symposium on*, May 2011, pp. 603–607.
- [42] D. Denkovski, M. Angjelicinoski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "Practical Assessment of RSS-based Localization in Indoor Environments," in *MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, 2012 - MILCOM 2012*, Oct 2012, pp. 1–6.
- [43] L. Gavrilovska, V. Atanasovski, V. Rakovic, D. Denkovski, and M. Angjelicinoski, "REM-Enabled Transmitter Localization for Ad Hoc Scenarios," in *Military Communications Conference, MILCOM 2013 - 2013 IEEE*, Nov 2013, pp. 731–736.
- [44] I. Dages, A. Polydoros, D. Denkovski, M. Angjelicinoski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "Algorithms and Bounds for Energy-based Multi-Source Localization in Log-Normal Fading," in *Globecom Workshops (GC Wkshps), 2012 IEEE*, Dec 2012, pp. 410–415.
- [45] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*. Prentice Hall, 1993.

-
- [46] L. Lin and H. C. So, “Best Linear Unbiased Estimator Algorithm for Received Signal Strength based Localization,” in *Signal Processing Conference, 2011 19th European*, Aug 2011, pp. 1989–1993.
- [47] R. K. Martin and R. Thomas, “Algorithms and Bounds for Estimating Location, Directionality, and Environmental Parameters of Primary Spectrum Users,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 11, pp. 5692–5701, November 2009.
- [48] M. Angjelichinoski, D. Denkovski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, “SPEAR: Source Position Estimation for Anchor Position Uncertainty Reduction,” *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 560–563, April 2014.
- [49] D. Denkovski, M. Angjelichinoski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, “RSS-Based Self-Localization Framework for Future Wireless Networks,” *Wireless Personal Communications*, vol. 78, no. 3, pp. 1755–1776, 2014. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/s11277-014-1903-z>
- [50] —, “Geometric Interpretation of Theoretical Bounds for RSS-based Source Localization with Uncertain Anchor Positions,” *IEEE Transactions on Signal Processing (submitted)*, 2016.
- [51] H. Kim and K. G. Shin, “In-Band Spectrum Sensing in IEEE 802.22 WRANs for Incumbent Protection,” *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 9, no. 12, pp. 1766–1779, Dec 2010.
- [52] “Digital Dividend: Cognitive Access,” Statement on license-exempting cognitive devices using interleaved spectrum, OFCOM, Tech. Rep., July 2009.
- [53] Y. Zeng and Y. C. Liang, “Eigenvalue-based Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 6, pp. 1784–1793, June 2009.
- [54] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I*. New York, Chichester: J. Wiley and sons, 2014. [Online]. Available: <http://opac.inria.fr/record=b1105063>
- [55] K. Kim, I. A. Akbar, K. K. Bae, J. S. Um, C. M. Spooner, and J. H. Reed, “Cyclostationary Approaches to Signal Detection and Classification in Cognitive Radio,” in *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on*, April 2007, pp. 212–215.

-
- [56] L. Shen, H. Wang, W. Zhang, and Z. Zhao, "Blind Spectrum Sensing for Cognitive Radio Channels with Noise Uncertainty," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 6, pp. 1721–1724, June 2011.
- [57] A. N. Mody, "Spectrum Sensing of the DTV in the Vicinity of the Video Carrier Using Higher Order Statistics," IEEE Std. 802.22-07/0359r0, July 2016.
- [58] A. K. Bera and C. M. Jarque, "Efficient Tests for Normality, Homoscedasticity and Serial Independence of Regression Residuals," *Economics Letters*, vol. 7, no. 4, pp. 313 – 318, 1981. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0165176581900355>
- [59] C. L. Nikias and A. P. Petropulu, *Higher-Order Spectra Analysis*. Engelwood Cliffs, New Jersey, USA: PTR Prentice Hall, 1993.
- [60] H. Wang, E.-H. Yang, Z. Zhao, and W. Zhang, "Spectrum Sensing in Cognitive Radio using Goodness of Fit Testing," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 11, pp. 5427–5430, Nov 2009.
- [61] G. Brys, M. Hubert, and A. Struyf, "Goodness-of-fit Tests Based on a Robust Measure of Skewness," *Computational Statistics*, vol. 23, no. 3, pp. 429–442, 2007. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/s00180-007-0083-7>
- [62] R. G. E. Nemer and S. Mahmoud, "Robust Voice Activity Detection Using Higher-Order Statistics in the LPC Residual Domain," *IEEE Transactions on Speech and Audio Coding*, vol. 9, no. 3, pp. 217–231, Mar 2001.
- [63] R. A. Groeneveld, "An Influence Function Approach to Describing the Skewness of a Distribution," *The American Statistician*, vol. 45, no. 2, pp. 97–102, 1991. [Online]. Available: <http://www.jstor.org/stable/2684367>
- [64] Anritsu EMEA Ltd., "Signal Analyzers MS2690A." [Online]. Available: <http://www.anritsu.com/en-gb/products-solutions/products/ms2690a.aspx>
- [65] A. Mariani, A. Giorgetti, and M. Chiani, "Effects of Noise Power Estimation on Energy Detection for Cognitive Radio Applications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 12, pp. 3410–3420, Dec 2011.
- [66] V. Rakovic, D. Denkovski, V. Atanasovski, P. Mähönen, and L. Gavrilovska, "Capacity-Aware Cooperative Spectrum Sensing Based on Noise Power Estimation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 7, pp. 2428–2441, July 2015.

-
- [67] R. Zekavat and R. M. Buehrer, *Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances*. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [68] D. Munoz, F. Bouchereau, C. Vargas, and R. Enriquez, *Position Location Techniques and Applications*. Oxford Academic Press, 2009.
- [69] M. Angjelichinoski, D. Denkovski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, “Cramèr-Rao Lower Bounds of RSS-Based Localization With Anchor Position Uncertainty,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 61, no. 5, pp. 2807–2834, May 2015.
- [70] Y. Shen and M. Z. Win, “Fundamental Limits of Wideband Localization; Part I: A General Framework,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 56, no. 10, pp. 4956–4980, Oct 2010.
- [71] Y. Shen, H. Wymeersch, and M. Z. Win, “Fundamental Limits of Wideband Localization; Part II: Cooperative Networks,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 56, no. 10, pp. 4981–5000, Oct 2010.
- [72] J. Hemmes, D. Thain, and C. Poellabauer, *Ad Hoc Networks: First International Conference, ADHOCNETS 2009, Niagara Falls, Ontario, Canada, September 22-25, 2009. Revised Selected Papers*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010, ch. Cooperative Localization in GPS-Limited Urban Environments, pp. 422–437. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-11723-7_28
- [73] A. Palaios, S. Jagadeesan, N. Perpinias, J. Riihijärvi, and P. Mähönen, “Studying and mitigating the impact of GPS localization error on radio environment map construction,” in *2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC)*, Sept 2014, pp. 258–263.
- [74] Y. Rockah and P. Schultheiss, “Array Shape Calibration Using Sources in Unknown Locations—Part I: Far-field Sources,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 35, no. 3, pp. 286–299, Mar 1987.
- [75] M. Vemula, M. F. Bugallo, and P. M. Djurić, “Sensor Self-localization with Beacon Position Uncertainty,” *Signal Process.*, vol. 89, no. 6, pp. 1144–1154, Jun. 2009. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.sigpro.2008.12.019>
- [76] J. E. Dennis, Jr. and R. B. Schnabel, *Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations (Classics in Applied Mathematics, 16)*. Soc for Industrial & Applied Math, 1996.

-
- [77] M. A. Branch, T. F. Coleman, and Y. Li, “A Subspace, Interior, and Conjugate Gradient Method for Large-Scale Bound-Constrained Minimization Problems,” *SIAM J. Sci. Comput.*, vol. 21, no. 1, pp. 1–23, Aug. 1999. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1137/S1064827595289108>
- [78] T. Chrysikos and S. Kotsopoulos, “Impact of channel-dependent variation of path loss exponent on Wireless Information-Theoretic Security,” in *Wireless Telecommunications Symposium, 2009. WTS 2009*, April 2009, pp. 1–7.
- [79] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*. Cambridge University Press, 1985.
- [80] Y. C. Eldar, “MSE Bounds With Affine Bias Dominating the Cramèr Rao Bound,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 8, pp. 3824–3836, Aug 2008.
- [81] S. Kay and Y. C. Eldar, “Rethinking biased estimation [Lecture Notes],” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 3, pp. 133–136, May 2008.
- [82] D. Denkovski, V. Rakovic, V. Atanasovski, L. Gavrilovska, and P. Mähönen, “Generic Multiuser Coordinated Beamforming for Underlay Spectrum Sharing,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no. 6, pp. 2285–2298, June 2016.
- [83] Cisco, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2015–2020,” 2016, Cisco White Paper.
- [84] L. Bedogni, A. Trotta, and M. D. Felice, “On 3-dimensional spectrum sharing for TV white and Gray Space networks,” in *World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM), 2015 IEEE 16th International Symposium on a*, June 2015, pp. 1–8.
- [85] J. Perez-Romero, A. Zalonis, L. Boukhatem, A. Kliks, K. Koutlia, N. Dimitriou, and R. Kurda, “On the use of radio environment maps for interference management in heterogeneous networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 8, pp. 184–191, August 2015.
- [86] T. Javornik, A. Hrovat, A. Vilhar, M. Vučnik, I. Ozimek, and M. Pesko, “Radio environment map (REM): An approach for provision wireless communications in disaster areas,” in *Cognitive Cellular Systems (CCS), 2014 1st International Workshop on*, Sept 2014, pp. 1–5.

-
- [87] L. P. Qian, Y. J. Zhang, and J. Huang, "MAPEL: Achieving global optimality for a non-convex wireless power control problem," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 3, pp. 1553–1563, March 2009.
- [88] Y.-C. Liang, K.-C. Chen, G. Li, and P. Mähönen, "Cognitive Radio Networking and Communications: an Overview," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 7, pp. 3386–3407, Sept 2011.
- [89] S. Jafar and M. Fakhreddin, "Degrees of Freedom for the MIMO Interference Channel," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 7, pp. 2637–2642, July 2007.
- [90] Y. Wu, S. Jin, X. Gao, M. McKay, and C. Xiao, "Transmit Designs for the MIMO Broadcast Channel With Statistical CSI," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 17, pp. 4451–4466, Sept 2014.
- [91] R. Qian, M. Sellathurai, and D. Wilcox, "A Study on MVDR Beamforming Applied to an ESPAR Antenna," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 22, no. 1, pp. 67–70, Jan 2015.
- [92] R. Zhang and Y.-C. Liang, "Exploiting Multi-Antennas for Opportunistic Spectrum Sharing in Cognitive Radio Networks," *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, vol. 2, no. 1, pp. 88–102, Feb 2008.
- [93] Y. Huang, Q. Li, W.-K. Ma, and S. Zhang, "Robust Multicast Beamforming for Spectrum Sharing-Based Cognitive Radios," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 527–533, Jan 2012.
- [94] Y. Huang, D. Palomar, and S. Zhang, "Lorentz-Positive Maps and Quadratic Matrix Inequalities With Applications to Robust MISO Transmit Beamforming," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 5, pp. 1121–1130, March 2013.
- [95] H. Pennanen, A. Tölli, and M. Latva-aho, "Multi-Cell Beamforming With Decentralized Coordination in Cognitive and Cellular Networks," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 2, pp. 295–308, Jan 2014.
- [96] V. Rakovic, D. Denkovski, and L. Gavrilovska, "Combined Beamforming Design for Underlay Spectrum Sharing," in *Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), 2014 IEEE*, April 2014, pp. 58–63.

-
- [97] Z. Boudia *et al.*, “Adaptive Transmission Schemes for MISO Spectrum Sharing Systems: Tradeoffs and Performance Analysis,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 10, pp. 5352–5365, Oct 2014.
- [98] R. Zhang and C. K. Ho, “MIMO Broadcasting for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 1989–2001, May 2013.
- [99] Y. Zhang and A.-C. So, “Optimal Spectrum Sharing in MIMO Cognitive Radio Networks via Semidefinite Programming,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 29, no. 2, pp. 362–373, February 2011.
- [100] I. Wajid *et al.*, “Robust Downlink Beamforming With Partial Channel State Information for Conventional and Cognitive Radio Networks,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 14, pp. 3656–3670, July 2013.
- [101] Y. Y. He and S. Dey, “Sum Rate Maximization for Cognitive MISO Broadcast Channels: Beamforming Design and Large Systems Analysis,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 5, pp. 2383–2401, May 2014.
- [102] J.-H. Noh and S.-J. Oh, “Cognitive Radio Channel with Cooperative Multi-Antenna Secondary Systems,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 32, no. 3, pp. 539–549, March 2014.
- [103] Y. Liu and L. Dong, “Spectrum Sharing in MIMO Cognitive Radio Networks Based on Cooperative Game Theory,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 9, pp. 4807–4820, Sept 2014.
- [104] K. Tourki *et al.*, “Exact Performance Analysis of MIMO Cognitive Radio Systems Using Transmit Antenna Selection,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 32, no. 3, pp. 425–438, March 2014.
- [105] G. Scutari and D. Palomar, “MIMO Cognitive Radio: A Game Theoretical Approach,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 2, pp. 761–780, Feb 2010.
- [106] Y.-J. Kim, H.-J. Lim, M.-G. Song, and G.-H. Im, “Power Efficient Transceiver Designs for Multi-Cell Coordination in MIMO Cognitive Radio Networks,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 10, pp. 4127–4138, October 2013.

-
- [107] H. Du, T. Ratnarajah, M. Pesavento, and C. Papadias, "Joint Transceiver Beamforming in MIMO Cognitive Radio Network Via Second-Order Cone Programming," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 2, pp. 781–792, Feb 2012.
- [108] L. Zhang, Y. Xin, Y.-C. Liang, and H. Poor, "Cognitive Multiple Access Channels: Optimal Power Allocation for Weighted Sum Rate Maximization," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 9, pp. 2754–2762, September 2009.
- [109] X. Kang, H. Chong, Y. Kiang, and S. Sun, "Ergodic Sum-Rate Maximization for Fading Cognitive Multiple Access Channels without Successive Interference Cancellation," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2014.
- [110] R. Zhang and C. K. Ho, "MIMO Broadcasting for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 1989–2001, May 2013.
- [111] S.-J. Kim and G. Giannakis, "Optimal Resource Allocation for MIMO Ad Hoc Cognitive Radio Networks," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 5, pp. 3117–3131, May 2011.
- [112] C.-B. Chae, I. Hwang, R. Heath, and V. Tarokh, "Interference Aware-Coordinated Beamforming in a Multi-Cell System," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 10, pp. 3692–3703, October 2012.
- [113] Y. Cheng *et al.*, "An Efficient Transmission Strategy for the Multicarrier Multiuser MIMO Downlink," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 63, no. 2, pp. 628–642, Feb 2014.
- [114] L. Zhang, R. Zhang, Y.-C. Liang, and Y. Xin, "On Gaussian MIMO BC-MAC Duality With Multiple Transmit Covariance Constraints," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 2064–2078, April 2012.
- [115] L. Liu *et al.*, "Achieving Global Optimality for Weighted Sum-Rate Maximization in the K-User Gaussian Interference Channel with Multiple Antennas," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 5, pp. 1933–1945, May 2012.
- [116] Y.-J. Kim *et al.*, "Decentralized Beamformer Design with Limited Multi-Cell Cooperation for Interference Channel of Cognitive Radio Networks," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 8, pp. 4142–4152, August 2013.

- [117] N. Hadjisavvas, S. Komlosi, and S. Schaible, Eds., *Handbook of Generalized Convexity and Generalized Monotonicity*, ser. Nonconvex Optimization and Its Applications. Springer New York, 2005, vol. 76.
- [118] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [119] H. Kha, H. Tuan, and H. Nguyen, “Fast Global Optimal Power Allocation in Wireless Networks by Local D.C. Programming,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 2, pp. 510–515, February 2012.
- [120] G. Scutari, F. Facchinei, P. Song, D. Palomar, and J.-S. Pang, “Decomposition by Partial Linearization: Parallel Optimization of Multi-Agent Systems,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 3, pp. 641–656, Feb 2014.