

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Ненад Ј. Вукмировић

Кохерентна директна локализација у
дистрибуираним масивним вишеантенским
СИСТЕМИМА

докторска дисертација

Београд, 2019

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Nenad J. Vukmirović

Coherent Direct Position Estimation in
Distributed Massive MIMO Systems

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2019

Ментор:

др Миљко Ерић, доцент,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Чланови комисије:

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

др Петар Ђурић, distinguished professor,
Stony Brook University, NY, USA, Department of Electrical and Computer Engineering

Захвалница

Истраживање чији је један од резултата ова дисертација је подржало Министарство просвете, науке и технолошког развоја у оквиру пројекта “Напредне технике ефикасног коришћења спектра у бежичним системима” под евиденционим бројем ТР32028. Захваљујем се ментору проф. Миљку Ерићу и колеги Милошу Јањићу на несебичној помоћи при истраживању и корисним сугестијама за израду научних радова и ове дисертације. Посебно се захваљујем проф. Петру М. Ђурићу са Stony Brook универзитета из Њујорка, САД, за несебичну помоћ у току истраживања и у припреми радова за публикување.

Наслов тезе: Кохерентна директна локализација у дистрибуираним масивним вишеантенским системима

Резиме – Дисертација се бави проблемом директне кохерентне локализације извора широкопојасних радио сигнала помоћу масивних вишеантенских системима у просторно кохерентном сценарију LOS (*Line-Of-Sight*) компоненти. Овај сценарио је типичан за мале ћелије у милиметарском опсегу у петој генерацији 5G ћелијских система. Локализација се заснива на обради сигнала са дистрибуираних антенских низова који могу имати поднизове са фазираним антенским решеткама. Идеја ове дисертације је да се инфраструктура будућих бежичних система пете генерације (5G) искористи, поред комуникације, и за локализацију која је предмет дисертације.

Циљ је да се оствари прецизност процене позиције за 2 до 3 реда величине бољу од таласне дужине носиоца, што класичне методе за двокорачну и једнокорачну (директну) локализацију не омогућавају. Да би се то постигло, користе се кохерентне методе – оне које поред помака анвелоба користе и информације садржане у фазама носиоца LOS компоненти. Да би се то могло искористити, потребно је да у ћелији постоји просторна кохеренција LOS компоненти. Због тога се истраживање пре свега ослања на мале ћелије (са LOS условима) и милиметарски (mmWave) опсег (који има повољне услове простирања), али није ограничено на њих док год је претходни услов задовољен.

Коришћене су следеће методе истраживања. Математички је моделован просторно кохерентни сценарио и за њега су изведене теоријске границе прецизности локализације. Затим су предложене методе локализације. Њихове перформансе су анализирани симулацијама и експериментално. За експерименте је коришћен хардвер који је направљен у склопу истраживања.

Изведене су Крамер-Раове границе прецизности локализације за модел сигнала у просторно кохерентном сценарију и показано је да су обрнуто сразмерне квадрату фреквенције носиоца. Предложено је више типова метода за локализацију – некохерентне, полукохерентне и кохерентне; методе за познату секвенцу (кооперативан предајник/корисник) и за непознату (некооперативан предајник); методе максималне веродо-

стојности изведене за једнокориснички потпуни LOS случај и потпросторне методе. Предложене кохерентне методе су статистички ефикасне (њихова прецизност достиже изведене теоријске границе) и остварују прецизност за 2 до 3 реда величине бољу од таласне дужине носиоца. Анализиран је и случај вишеструког простирања, а методе и тада остварују прецизност за 2 реда величине бољу од таласне дужине. Такође функционишу у сценарију са више (и то просторно блиских) предајника приближне снаге. Притом, потпросторне методе функционишу и кад је интерферирајући предајник за 30 dB веће снаге од циљаног. Сви ови резултати су остварени за разумне вредности системских параметара, као што су односи сигнал-шум и број одбирака. Поред тога, алгоритми функционишу и при малим односима сигнал-шум, захваљујући томе што директно на основу сирових сигнала процењују позицију, за разлику од класичних метода које губе информације правећи међупроцене. Додатна повољност директне локализације је што се избегава нумерички захтеван проблем асоцијације. Алгоритми функционишу и за кратке опсервационе интервале, захваљујући здруженој обради свих спектралних компоненти сигнала.

Својствено кохерентним методама је да имају високе бочне лобове критеријумске функције, што је тзв. проблем вишезначности. Да би се он решио, користи се масивни вишеантенски систем, у којем се велики број антена групише у поднизове, а они распоређују по ћелији. У оваквим системима је скупо имати по пун дигитални ланац за сваку антену, поготово због потрошње енергије у А/D конверторима. Зато се прибегава коришћењу фазираних антенских решетки и једна таква хибридна архитектура система је предложена у дисертацији.

Предложена је вишеетапна стратегија претраживања прилагођена да тој архитектури. Она обједињује алгоритме различитог типа да уједно постигне велику тражену прецизност и да реши проблем вишезначности. То постиже комбиновањем добрих особина тих алгоритама, који се међусобно различито понашају.

У кооперативном сценарију, ако се корисницима које треба локализовати доделе ортогоналне секвенце, предложене методе су, без измена, потпуно применљиве и у вишекорисничком сценарију. За потпросторне методе то важи и у некооперативном, захваљујући великој просторној

селективности.

У оквиру истраживања, практично је реализована сензорска мрежа на бази софтверски дефинисаних радио уређаја, на којој су имплементирани и експериментално проверени предложени алгоритми за локализацију. Експерименти су потврдили исправност претпоставки математичког модела и омогућили увид у изворе пристрасности процене позиције (померености средње вредности).

Цена за велику остварену прецизност је потреба за финим подешавањем хардвера, пре свега временском, фреквенцијском и фазном синхронизацијом канала и прецизним постављањем антена.

Што је већа прецизност, шири је и скуп примена локализације. Поред локационих сервиса, предложене методе омогућавају концепт локационо потпомогнуте комуникације. Прецизност знатно већа од таласне дужине носиоца је пре свега битна баш за овај концепт и на разне начине (и на различитим слојевима комуникационог стека) се информација о локацији може искористити за побољшање линка. Ово има директну примену у 5G ћелијским системима и тиме се остварује знатна уштеда у енергији, смањење интерференције и повећање капацитета система.

Кључне речи: широкопојасна директна локализација, просторна кохеренција, дистрибуирани антенски низови, Крамер-Раова граница, милиметарски опсег, масивни вишеантенски системи, фазиране антенске решетке

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Телекомуникације

УДК број: 621.3

Dissertation title: Coherent Direct Position Estimation in Distributed Massive MIMO Systems

Summary – The thesis deals with the problem of direct coherent localization of wideband radio signal sources, using massive MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) antenna systems in scenarios with spatially coherent LOS (*Line-Of-Sight*) signal components. These scenarios are typically found in small cells in the mmWave (millimeter wave) range in the fifth generation (5G) cellular systems. The localization is based on the processing of signals received by a distributed antenna array which may include phased antenna subarrays. In this thesis, the idea is to use the infrastructure of future 5G cellular systems for the localization in the thesis and for communication as well.

The goal is to achieve position estimation accuracy by 2 to 3 orders of magnitude better than the carrier wavelength, which cannot be achieved by classical methods for two-step and one-step (direct) localization. In order to achieve that, coherent methods are used – those that, in addition to the information contained in envelope shifts, also use the information contained in carrier phase shifts of the LOS components. Spatial coherence of LOS components in the given cell is required to allow this information to be used. Thus, the research deals mostly with small cells (in LOS conditions) and the mmWave range (which has suitable propagation conditions), but is not limited to them as long as the previous condition is satisfied.

The following research methods were used. A spatially coherent scenario was mathematically modelled and theoretical localization accuracy bounds were derived for it. Then, appropriate localization methods were proposed. Their performance was analyzed by simulations and experimentally. A hardware platform built as a part of the research was used in the experiments.

Cramér-Rao bounds on the localization accuracy have been derived for the signal model for the spatially coherent scenario and it has been shown that they are inversely proportional to the squared carrier frequency. Different types of localization methods have been proposed – non-coherent, semi-coherent and coherent; known-sequence methods (cooperative transmitter/user) and unknown-sequence methods (noncooperative transmitter); maximum-likelihood methods derived for the single-user LOS-only scenario and subspace-based methods. The coherent methods are statistically efficient (their accuracy approaches the derived theoretical bounds) and an accuracy by 2 to 3 orders of magnitude better than the carrier wavelength is

achieved. Multipath propagation is also analyzed and the methods achieve an accuracy by 2 orders of magnitude better than the carrier wavelength even in that case. They also perform well in a scenario with multiple (even spatially close) transmitters with comparable powers. Additionally, the subspace-based methods perform well even if the power of an interfering transmitter is 30 dB higher than that of the selected one. All of these results are achieved for reasonable values of the system parameters, such as the signal-to-noise ratio (SNR) and the number of used samples. Also, the algorithms perform well even at low SNRs, thanks to the fact that they estimate the position directly based on the raw signals, as opposed to classical methods which reduce the amount of useful information by making intermediate estimates. Another advantage of direct localization is the fact that the numerically complex data association problem is evaded. The algorithms also perform well even for short observation intervals, owing to the joint processing of all the spectral signal components.

High side-lobe levels of the criterion function are inherent to coherent methods, which represents the so called ambiguity problem. In order to solve it, a massive MIMO system is used, in which a large number of antennas are grouped into subarrays, and the subarrays are distributed throughout the cell. In such a system, it is too expensive to have an entire digital chain for each of the antennas, especially because of the power consumption in the A/D converters. This is why phased antenna arrays are used and one such hybrid architecture is proposed in the thesis.

A multistage searching strategy tailored to this architecture was proposed. It aggregates algorithms of different types to both achieve the high required accuracy and to solve the ambiguity problem. It manages to do that by combining the advantages of these algorithms, that behave differently from one another.

If orthogonal sequences are allocated to users that need to be localized in a cooperative scenario, the proposed methods are, without modification, completely applicable in the multiuser settings. The subspace-based methods are applicable in these settings even in a noncooperative scenario, thanks to the high spatial selectivity.

A functional model of a sensor network based on software defined radios has been built within the scope of the research. The proposed localization algorithms have been implemented and experimentally verified using the sensor network. The experiments have confirmed the validity of the mathematical model assumptions and have given an insight into the sources of the position estimate bias.

The cost of the high achieved accuracy is the need for fine tuning of the hardware, namely time, frequency and phase synchronization of the channels and accurate antenna placement.

The higher the accuracy, the wider the range of localization applications would be. In addition to location-based services, the proposed methods support the concept of location-aided communications. An accuracy much better than the carrier wavelength is especially important for this concept and the location information can be used in different ways (and in different layers of the communication protocol stack) for link performance improvement. This has a direct application in 5G cellular systems, which decreases the power consumption and interference notably and increases the system capacity.

Keywords: wideband direct localization, spatial coherence, distributed antenna arrays, Cramér-Rao bound, mmWave, massive MIMO, phased antenna arrays

Scientific area: Electrical Engineering

Scientific subarea: Telecommunications

UDK code: 621.3

Садржај

1	Увод	1
1.1	Еволуција метода за локализацију	1
1.2	Кључни изазови локализације у системима пете генерације	4
1.3	Предмет истраживања и доприноси дисертације	11
2	Модел сигнала	14
2.1	Комплексна представа сигнала	14
2.2	Помаци у сигнаlima при емитовању, пропагацији и пријему	17
2.3	Нормализација и ознаке	20
2.4	Моделовање произвољних временских помака у дигиталном домену	21
2.5	Појам просторне кохеренције	23
2.6	Модел сигнала на дистрибуираном антенском низу	26
3	Теоријске границе прецизности локализације	29
3.1	Крамер-Раова граница за познату секвенцу	29
3.2	Крамер-Раова граница за Гаусову случајну секвенцу	31
3.3	Дискусија	36
4	Методe за директну широкопојасну кохерентну локализацију у дистрибуираним антенским системима	41
4.1	Кохерентни алгоритми максималне веродостојности	41
4.2	Кохерентни потпросторни алгоритми	43
4.3	Некохерентни алгоритми	44
4.4	Резултати Монте-Карло симулација	45
5	Директна локализација у дистрибуираним масивним вишеантенским системима коришћењем фазираних антенских решетки	58

5.1	Архитектура система	59
5.2	Вишеетапна стратегија претраживања и скенирања	61
5.3	Модел сигнала	63
5.4	Алгоритми за директну локализацију	64
5.4.1	Кохерентни алгоритми	65
5.4.2	Некохерентни алгоритми	67
5.4.3	Полукохерентни алгоритми	69
5.5	Нумерички резултати и дискусија	70
5.5.1	Квалитативан опис критеријумских функција	72
5.5.2	Квантитативна анализа алгоритама	77
6	Експериментални резултати	86
6.1	Хардверска платформа	86
6.2	Софтверска платформа	89
6.3	Експериментални резултати и дискусија	91
7	Закључак и правци даљих истраживања	95
	Литература	99
A	Извођење Крамер-Раове границе – позната секвенца	104
B	Извођење Крамер-Раове границе – Гаусова случајна секвенца	109
C	Извођење алгоритама максималне веродостојности	114

Глава 1

Увод

Истраживање у оквиру ове дисертације се бави проблемом директне кохерентне широкопојасне локализације (процењивања позиције) радио предајника на основу обраде примљених сигнала на дистрибуираном антенском низу. Циљ истраживања је да се развију локализационе методе које остварују прецизност значајно бољу од таласне дужине носиоца и да се одреде теоријске границе те прецизности у сценарију сигнала у којем су те методе применљиве – просторно кохерентном сценарију. У овој глави је изложена еволуција техника локализације и дат осврт на неке архитектуре система који могу да подрже локализацију. Такође су наведене особине предложених метода и њихове разлике у односу на постојеће (у литератури).

1.1 Еволуција метода за локализацију

Историјски гледано, локализација се у почетку сводила на процену смера доласка (*Angle of Arrival*, AoA) сигнала на антенски низ (или, уопштено, сензорски низ). Резолуција је била ограничена особинама просторно прилагођеног филтра, који, са задатим бројем антена, не обезбеђује потребну (захтевану) просторну селективност. Да би се повећала **просторна селективност** и тиме омогућила локализација извора сигнала блиских по простору (по углу), у [1] је предложен високорезолуциони алгоритам под именом MUSIC (*MUltiple SIgnal Classification*).

Потребе за повећањем битских протока у комуникационим системима су довеле до коришћења **широкопојасних сигнала**. Било је покушаја

уопштавања метода за процену AoA на широкопојасне сигнале, али које су, због ускопојасних апроксимација или неоптималног комбиновања информација са различитих спектралних (фреквенцијских) компоненти, имале велике грешке или су захтевале дуге опсервационе интервале или велике односе сигнал-шум (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*). У области акустике, радови [2, 3] су понудили решења за ове проблеме. За разлику од метода које за сваку DFT (*Discrete Fourier Transform*) спектралну компоненту процењују AoA, па због прага не могу успешно да искомбинују те процене за ниске SNR вредности, метода из [2] обрађује спектралне компоненте и здружује резултате пре процењивања смера. Овим се омогућава прецизнија процена за ниске SNR вредности, али се и даље захтева дужи опсервациони интервал. Метода предложена у [3] обрађује све спектралне компоненте одједном и даје стабилну процену чак и за кратак опсервациони интервал. Ова дисертација се бави локализацијом извора произвољно широкопојасних сигнала.

Да би се извршила процена позиције извора коришћењем претходних техника за процену AoA, користи се сензорска мрежа чији сваки чвор садржи по један колоцирани антенски (сензорски) низ (звaћемо га подниз). Низ је колоциран у смислу да је његов отвор много мањи од растојања до извора сигнала. Поднизови су удаљени један од другог (дистрибуирани су по простору). Чворови могу да буду базне станице у ћелијском систему, које, поред комуникације, имају и подршку за локализацију. Сваким од поменутих поднизова се процени смер доласка и пошаље се у фузиони центар дате мреже. Фузиони центар онда триангулацијом одреди позицију извора (тј. локализује га). Овај начин захтева да појединачни чвор мреже има свој антенски низ и да су канали који одговарају његовим антенама међусобно кохерентни (тј. временски, фреквенцијски и фазно синхронизовани). Постоје и друге технике за које је довољна по једна антена по чвору, као што су ToA (*Time of Arrival*), TDoA (*Time Difference of Arrival*) и RSS (*Received Signal Strength*). У ToA техници се процењује време доласка сигнала у сваком чвору, а захтева се да чворови буду међусобно временски синхронизовани, као и да извор (предајник) буде синхронизован са њима. За разлику од тога, TDoA техника процењује разлике у тим временима доласка, а извор не мора да буде синхронизован са пријемницима (у чворовима), мада је преци-

зност нешто лошија. RSS техника је најједноставнија и најјефтинија јер мери само примљену снагу сигнала и захтеви за синхронизацијом су врло благи, али има најлошију прецизност. Заједничко за све ове технике је да су **двокорачне** (или, у општем случају, вишекорачне). То значи да на основу сирових сигнала, који представљају статистички узорак, те методе у првом кораку процењују неке параметре који носе информације о локацији извора (нпр. AoA, ToA, TDoA, RSS или комбинацију њих), а тек онда на основу тих међурезултата процењују локацију у другом кораку. Сваки пут када се скуп коришћених података сузи на неки скуп међу-процена, долази до губитка неке количине информација. Због тога се смањује теоретски могућа прецизност коначне процене и овакве методе су онда статистички субоптималне. Значајан недостатак поменутих двокорачних техника, у случају локализације више извора истовремено, је **проблем асоцијације** (*data association problem*, видети [4]). Суштина овог проблема је у томе на који начин од скупа локализационих параметара, процењених у првом кораку, изабрати подскуп оних који припадају истом извору. Нумеричка комплексност проблема асоцијације нагло почиње да расте са повећањем броја извора и броја чворова.

У [5] је предложена техника под именом DPD (*Direct Position Determination*). Примењује се у сензорској мрежи као што је она за AoA технику, али се још захтева и временска синхронизација између поднизова. За разлику од претходних техника, DPD је **једнокорачна** (тј. **директна** локализација), јер у фузионом центру директно (тј. у једном кораку) на основу сирових сигнала процењује локацију. Ова особина омогућује већу прецизност при малим SNR односима него што је код двокорачних техника, док је при већим SNR односима упоредива. У [6] је DPD метода уопштена за случај већег броја извора сигнала. Без обзира на то колико извора је присутно у исто време и у истом опсегу, претрага се врши дуж само две или три димензије, у зависности од тога да ли се врши 2D или 3D локализација. DPD има боље перформансе, између осталог, по цену преноса свих сирових сигнала од поднизова до фузионог центра, уместо да се пренесу само међупроцене (обично скаларне), као код двокорачних метода. На примеру C-RAN мрежне архитектуре (*Cloud Radio Access Network*), аутори у [7] су показали да захтев за преносом сирових сигнала до фузионог центра није нереалан, нарочито у новијим генерацијама

ћелијских система. Bitно је напоменути да директна локализација потпуно избегава проблем асоцијације, јер здружено обрађује све податке. Ова дисертација се бави директном локализацијом.

1.2 Кључни изазови локализације у системима пете генерације

Идеја ове дисертације је да се инфраструктура будућих бежичних система пете генерације (5G) искористи, поред комуникације, и за локализацију која је предмет дисертације. Због тога је битно размотрити архитектуре њихових антенских система. Због све већих захтева за протоком, поред повећања ефикасности линкова, развијани су и вишеантенски, тј. MIMO (*Multiple-Input-Multiple-Output*) системи. Класични MIMO системи су типа тачка-тачка и код њих и предајник и пријемник имају бар по две антене. У условима Рејлијевог (*Rayleigh*) фединга, што обично одговара NLOS (*Non-LOS, Non-Line-Of-Sight*) условима са богатим расејањем, могуће је користити више просторних модова за слање већег броја токова података истовремено и у истом опсегу. Овим се користи просторни домен за повећање протока. Да би овај концепт функционисао, систем мора да познаје тренутно стање пропационог канала (*CSI, Channel State Information*), нпр. у облику каналне матрице, чије мерење троши део ресурса. Са друге стране, ако је овај систем у LOS условима, смањује се ранг каналне матрице и делимично или потпуно се онемогућава поменуто просторно мултиплексирање, чиме се умањује предност оваквог система над једноантенским (видети [8, 9]). Чак и да нема просторног мултиплексирања (због недостатка међусобно ортогоналних просторних модова), и даље постоји SNR добитак од усмерености.

Искорак у односу на класични је вишекориснички MIMO (MU-MIMO, *Multi User MIMO*). У њему се, уместо једног вишеантенског корисничког терминала, користи више једноантенских, као у [10, 11]. Тиме они постају једноставнији (и јефтинији), а базна станица сваком додељује по један ток података (и просторни мод). Главна предност је то што постоји мултиплексни добитак чак и у LOS условима, захваљујући томе што су корисници размакнута по простору, па је велика вероватноћа да су њихови просторни модови приближно ортогонални.

Следећи искорак је у повећању броја антена на страни базне станице, тако да буде много већи од броја терминала које она опслужује. Ово је **масивни** MIMO систем, [11, 12]. Остварује се велико побољшање у LOS условима, јер се степени слободе антенског низа базне станице користе и за мултиплексни и SNR добитак, [13]. Смањују се унутарћелијска истоканална интерференција и утицај шума и брзог фединга, а пренос постаје ограничен међућелијском интерференцијом, [12]. Пошто не мора да се чека излазак из дубоког фединга, одзив линка је бржи (*low latency*), [13]. Обрада сигнала је једноставна, терминали су јефтини и не морају да знају CSI. Ако користи временски дуплекс (TDD, *Time Division Duplex*), базна станица процењује *downlink* CSI на основу *uplink* пилота, ослањајући се на реципроцитет канала. Поменути MIMO системи подразумевају да антенски низ базне станице буде колоциран, али постоји и варијанта у којој је он **дистрибуиран**, тј. подељен на поднизове који су распоређени по ћелији. Тиме се знатно повећава вероватноћа да терминал буде у LOS условима са бар једним од њих. Дисертација се бави управо оваквом архитектуром. У [14] је дат преглед метода за локализацију масивним MIMO системима у 5G.

У [15, 16] је размотрена локализација у урбаним условима у мрежама са густо распоређеним мрежним чворовима/базним станицама (*Ultra Dense Network*, UDN) са антенским низовима. Овакве мреже се очекују у **петој генерацији** ћелијских система. Типично за њих је да терминал буде у доминантним LOS условима са неколико мрежних чворова (са односом снаге LOS компоненте и снаге осталих, тј. Рајсовим (*Rice*) фактором, од око 10 до 20 dB). Локализација је у **центиметарском** опсегу (cmWave), базирана је на LOS компонентама, двокорачна је (у првом кораку се процењују AoA и тренуци доласка сигнала и прате се, а у другом се врши процена позиције, која се надаље прати) и прецизност јој је метарска. Аутори [15, 16] су предложили идеју да се локализација у cmWave опсегу искористи за решавање проблема међусобног проналажења примопредајника у **милиметарском** опсегу (mmWave) усмеравањем снопова ка процењеној позицији (*location-based geometric beamforming*). Овим се прелази са **геометријски слепих** на **геометријски свесне** комуникационе системе (или линкове). Код првих се за процену CSI користе пилоти на свим подносиоцима и потребно је чешће освежавати CSI коефицијенте

при кретању терминала, док се код других може на томе уштедети захваљујући већој предвидивости промене позиције и томе што она важи за цео опсег. Поред тога, локализација омогућује оптимизован *handover* и доделу комуникационих ресурса терминалима. У [17] приказани су резултати локализације у mmWave опсегу у урбаним условима.

За 5G системе је значајан mmWave опсег због већих ширина канала (већих протока), али простирање у том опсегу је специфично у поређењу са cmWave. Због мањих ефективних површина неусмерених антена прилагођених mmWave опсегу, слабљење линка је доста веће. То се лако може надоместити усмереношћу, јер су антене мање (у апсолутним јединицама), па се може у истом простору спаковати већи број антена, [18]. Захваљујући томе, и кориснички терминал може да има свој антенски низ. Проблем слабљења се додатно може ублажити коришћењем мањих ћелија, какве се очекују у 5G. Карактеристично за mmWave је да се користи LOS комуникација, мада је у [19] експериментално показано да се успешно може одржавати и NLOS линк на домету од око 200 m. У [20] је детаљно анализирана пропација у mmWave. Резултати експеримената су упоређени са детерминистичким (*ray-tracing*) и стохастичким моделима. Дифракција је занемарљива, као и простирање кроз препреке (као што су зидови). Утицај расејања је мањи, али су рефлексije значајне. У [21] наводе да је за успостављање линка потребно да се две стране пронађу у простору/по углу (обавезан *node discovery*), да би усмерили своје снопове једна ка другој ради превазилажења поменутог слабљења. Такође, за mmWave локализацију су од интереса LOS компоненте и рефлексije првог реда (као сметња или додатан извор информација, у зависности од случаја). *Proximity* методе су јефтине, али непрецизне, тако да их има смисла користити само као помоћне, *fingerprinting* методе захтевају стабилност окружења, што није задовољено, док геометријске методе изгледају обећавајуће. У [22] је експериментално показано да је најјача NLOS компонента простирања на 60 GHz за бар 13 dB нижа по нивоу од LOS компоненте. Масивни MIMO и mmWave одговарају један другом баш због усмерености коју нуди први, а захтева други, а заједно омогућавају енергетски ефикасне комуникације великог протока. У [23] је описан напредак технологије интегрисаних кола за mmWave (антене на чипу, нискошумни и појачавачи снаге, осцилатори, мешачи, A/D конвер-

тори). Снага коју А/D конвертор троши расте са повећањем протока, а нагло са бројем квантизационих нивоа, што представља проблем. Такође је дат коефицијент апсорпције у ваздуху за mmWave по фреквенцији. Опсеги са изразитом апсорпцијом су пожељни за мале ћелије (за приступ, *fronthaul*), док се они са мањом могу користити за бежичне везе великог протока базних станица са остатком мреже (*backhaul*). Локализација у дисертацији је базирана на LOS компонентама. Поред тога је погодна за примену у малим ћелијама и mmWave опсегу, али није ограничена на њих, већ се може применити и у другим случајевима под условом да постоји просторна кохеренција LOS компоненти. Строжија дефиниција овог услова је дата у глави 2.

Пошто је неусмерен mmWave линк тешко изводљив, потребно је усмерити снопове (*beamforming*, BF). Ипак, потпуно дигитални *beamforming*, DBF, је неисплатив у масивним MIMO системима, јер је прескупо (укључујући и потрошњу енергије) имати по један примопредајни ланац са А/D конвертором (дигитални канал) за сваку од антена. Због тога се радови [24–32] баве **хибридним** BF, HBF, и проблемима које он доноси, а у сврху остваривања перформанси пријема што ближим онима у DBF случају. Идеја је да се већи број антена повеже са знатно мањим бројем дигиталних канала помоћу некакве аналогне RF мреже (склопа) за линеарно комбиновање са задатим коефицијентима (аналогни BF, ABF). Дигитални сигнал процесор (DSP) онда може да изврши DBF над мањим бројем сигнала (што са претходним чини HBF концепт). Дигитални канали могу у мањој или већој мери да деле антене са којима су повезани. Поменуте мреже за ABF често имају ограничење да су им коефицијенти константне амплитуде и квантизоване фазе.

У [24] се оптимизују ABF коефицијенти тако да се смањи интерференција, чиме се смањује број потребних квантизационих нивоа за А/D конверторе, који троше знатно више енергије од кола за DSP. Да би се оптимизовали HBF коефицијенти, мора да се зна CSI. Један од недостатака HBF технике је да се CSI не може директно мерити, јер се канал “види” кроз ABF матрицу коефицијената. Аутори у [24] показују како да се процени CSI са малим бројем А/D конвертора лоше резолуције. За појевтињење система, у [25, 26] се предлаже коришћење мањег броја дигиталних канала или већег броја једнобитних А/D конвертора.

Број токова података је ограничен бројем дигиталних канала и рангом CSI матрице. ABF служи за повећање односа сигнал-шум, а DBF може да служи и за просторно мултиплексирање. Аутори [25] се баве дизајнирањем матрица коефицијената у вишекорисничком сценарију, тако да сваки корисник добије по један ток. У [27] аутори траже начин да одвојено оптимизују ABF и DBF коефицијенте. Ако је ABF без ограничења, онда може да има подједнаке перформансе као и DBF, само што је теже проценити CSI. Променљивост CSI са временом ограничава капацитет, па се ABF матрица може направити за просечан CSI, а DBF онда прати брзе промене. У [28] су изложене разне технологије хардвера за ABF (механичко усмеравање, паразитски елементи, *Discrete Lens Array* – DLA, прекидачки елементи и др.), које су онда упоређене по више критеријума (губици, распон могућих углова за сноп, резолуција по углу, одзив, комплексност, цена, величина и фазно изобличење услед широкопојасности). У [29] је експериментално анализиран тачка-тачка линк који користи по DLA са 26×26 елемената на оба краја. Успешно су пренесена 4 тока (кроз 4 снопа/просторна мода) упркос томе што су антенски елементи били колоцирани. Рад [30] анализира однос енергетске и спектралне ефикасности. Иако се може уштедети на израченој енергији на рачун спектралне ефикасности, битно је колико се укупно енергије потроши, а то обухвата и потрошњу у електроници. Због тога енергетска ефикасност не расте монотono са опадањем спектралне, него има коначан максимум. Систем, дакле, треба да ради у режиму средњих односа сигнал-шум. Поред тога, аутори предлажу да се CSI процени тако што ABF скенира широким снопом, а онда унутар њега DBF претражује ужим подсноповима, или обрнуто. У [31] је предложен нумерички ефикасан алгоритам високих перформанси за оптимизацију ABF коефицијената фазних шифтера (дакле коефицијенти имају константну амплитуду) са фазном квантизацијом. Алгоритам је разбијен на кораке и аналитички се оптимизује једна по једна фаза и тако итеративно добије коначно решење за све фазе у ABF матрици. Показано је да овакав начин има боље перформансе од здружене континуалне оптимизације свих фаза, које се након тога квантизују. Аутори [32] анализирају теоријске границе прецизности локализације терминала на основу *uplink* сигнала, у случају колоцираног низа и на једном и на другом крају. Пореде класични и на-

сумични (*random*) ВФ. Класични има супериорне перформансе, али само ако је снаг терминала уперен ка базној станици, док је насумични једноставан и није осетљив на оријентацију терминала. Ова дисертација се бави системом дистрибуираних поднизова од којих сваки има по једну фазирану антенску решетку (АВФ мрежу), која повезује већи број антена на један дигитални канал.

Локализационе технике у литератури обично користе информације садржане у параметрима сигнала као што су снаге, анвелопе и фазе носиоца, али ово последње само између антена које припадају истом колоцираном низу. Мало је метода у литератури које користе односе фаза носиоца између раздвојених низова, а називамо их **кохерентне методе**. Разлози некоришћења могу бити неповољни услови простирања (нпр. нераздвојиве компоненте вишеструког простирања на неравном терену и раздаљинама од више стотина километара – велике ћелије и ускопојасни сигнали), или што хардвер не подржава такве методе (одсуство фазне синхронизације/калибрације). На основу прегледа литературе, класичним техникама за двокорачну и директну локализацију са реалистичним параметрима система ни теоријски ни практично није могуће постићи прецизност локализације бољу од таласне дужине носиоца, а која је циљ ове дисертације, јер се не користи фаза носиоца у довољној мери. У [33] су упоређене кохерентне и некохерентне (строжије речено, полукохерентне) методе локализације извора ускопојасног непознатог сигнала, као и теоријске границе прецизности за тај случај. Рад [34] описује експеримент са 4 подниза (по 2 на сваком од 2 суседна зида) са различитим нивоима кохеренције између њих (калибрисани сви, само на истом зиду или ниједан). Експериментално и симулацијама је показано колики је добитак у прецизности између тих нивоа, у ускопојасном сценарију са вишеструким простирањем. У [35] је експериментално остварена прецизност реда 10% таласне дужине носиоца на око 866 MHz при лоцирању пасивних RFID транспондера на фазном принципу. Рад [36] се бави перформансама локализације пасивне мете-ресејача ММО радаром (дакле активним системом), који користи дистрибуирани предајни и дистрибуирани пријемни антенски низ. Теоријска анализа показује да је грешка некохерентне локализације обрнуто сразмерна ширини опсега сигнала, док је грешка кохерентне обрнуто сразмерна фреквенцији носиоца. Та-

кође је оптимизирана геометрија антенских низова и показано је да је прецизност највећа ако су низови суперпозиције униформних кружних низова центрираних у мети. Дакле, тада је мета унутар отвора предајног и пријемног низа, а прецизност се ван отвора нагло погоршава. Сигнали су ускопојасни, а предајни низ је синхронизиран са пријемним. За разлику од тога, у дисертацији се не захтева временска синхронизација предајника са пријемним системом, нити ускопојасна апроксимација. У [37] је демонстриран систем чији предајник сигналом на 60 GHz обасјава објекат који се локализује, а прима рефлексију са две усмерене антене. Објекат се прво лоцира преко снопова (AoA) са највећом примљеном снагом (некохерентно), а затим прати његова позиција по фазном принципу (кохерентно). Да не би било забуне у терминологији, треба напоменути да се у [37] врши активна локализација пасивног објекта (оловке), док се у овој дисертацији врши пасивна локализација активног објекта (антене корисничког терминала, нпр.). Радови [38, 39], који се баве синхронизацијом двоканалног система, показују како се кохерентним методама, у условима који то дозвољавају, може знатно побољшати прецизност процене временског помака.

Рад [40] се бави **применама** локализације у 5G ћелијским системима. Како су ћелијски системи напредовали кроз генерације, тако је локализација препозната као све битнија. Поред тога је и њена прецизност напредовала од више стотина метара у 2G до више десетина метара у 4G. У 5G се очекује прецизност боља од једног метра (субметарска). Како прецизност локализације расте, тако се шири скуп могућих примена. База података о квалитету канала по простору се може формирати на основу мерења уз помоћ терминала. Да би се знало којим тачкама у простору треба доделити процењене вредности квалитета, потребно је прво проценити позиције тих терминала. Након тога се мера квалитета може интерполирати и екстраполирати по простору. Аутори [40] такође наводе примене локализације у 5G по слојевима протоколског стека. На физичком слоју се може повећати проток и смањити интерференција, потрошња енергије и сигнализација избором одговарајућих ВF коефицијената, који су изведени из информације о локацији. На слоју линка се оптимизује додела ресурса, повећава се проценат времена за приступ медијуму и гарантује фер опслуживање терминала. На мрежном и

транспортном слоју, информација о локацији олакшава рутирање и *handover*. На апликационом слоју се може користити за спасавање жртава у ванредним ситуацијама, навигацију, локационо зависно рекламирање, спречавање судара, аутоматизовану возњу аутомобила и контролу робота и дрoнова. Приметити да су на апликационом слоју углавном примене типа локационих сервиса. За њих је битна апсолутна прецизност локализације (нпр. 10 cm за спречавање судара). Са друге стране, за концепт локационо потпомогнутих комуникација (*Location Aided Communication*, LAC) је битна и релативна прецизност у односу на таласну дужину носиоца. Један од представника за LAC је *Coordinated Multi-Point* (CoMP) *transmission*, у коме се уносе одговарајућа кашњења у сигнале послате са дистрибуираних предајника, тако да се конструктивно саберу код пријемне антене, а да се приближно пониште у остатку простора. За овај концепт су битне локализационе методе са прецизношћу знатно бољом од таласне дужине носиоца. У [41] се предлаже систем за локализацију у затвореном простору за потребе особа са инвалидитетом и старијих особа (*Assisted Living*). Уместо већег броја чворова, алгоритам се ослања на вишеструко простирање. Цена за то је потребно време да систем научи особине окружења. Додатна корист је формирање мапе окружења за потребе слабовидих особа. Аутори у [42] су изложили реализовано решење радара са синтетичком антенном монтираног на дрон, који служи за откривање плитко закопаних објеката (мина). Да би радар могао да функционише, потребно је знати путању фазног центра радарске антене са прецизношћу од једне осмине таласне дужине носиоца или бољом.

1.3 Предмет истраживања и доприноси дисертације

Кључна полазна хипотеза истраживања чији су резултати изложени у овој дисертацији је да се калибрисаним дистрибуираним антенским низом може извршити процена позиције предајника са прецизношћу за 2 до 3 реда величине бољом од таласне дужине носиоца (коју класичне методе не достижу), у условима простирања у којима постоји просторна кохеренција LOS компоненти, за разумне вредности системских параметара. Овакви услови су типични за мале хелије, поготово у затвореном

простору, у mmWave опсегу. Да би се остварила тако велика прецизност процене, истраживање се ослања, између осталог, и на коришћење односа између фаза носиоца у сигнаlima примљеним различитим антенама. Другим речима, формулишу се и користе кохерентни алгоритми за локализацију. Још једна хипотеза је да се, при поменутиm условима, користећи калибрисан масивни ММО пријемни систем, може уједно локализовати предајник са датом прецизношћу и решити такозвани проблем вишезначности (*ambiguity problem*), који је својствен кохерентним алгоритмима, а о коме ће више бити речи у остатку текста. Поред свега овог, очекује се да се оваква локализација може обавити и масивним ММО системом са смањеним бројем дигиталних канала у односу на број антена, чиме би се смањила цена хардвера и потрошња енергије (видети [43]).

Дисертација садржи следеће доприносе. Изведене су теоријске границе прецизности (2D и 3D) локализације дистрибуираним низом у просторно кохерентном сценарију, за два типа корисничких сигнала – за познату секвенцу и за случајан Гаусов сигнал. Показано је да је ова граница обрнуто сразмерна фреквенцији носиоца и да, за разумне вредности системских параметара, достиже промил таласне дужине носиоца. Формулисани су кохерентни и некохерентни алгоритми, како за познату тако и за непознату секвенцу, са различитим типовима критеријумске функције, за локализацију дистрибуираним антенским низом. Анализиран је проблем вишезначности процене код кохерентних алгоритама и размотрене су могућности за његово решавање. Анализиран је утицај вишеструког простирања и независних интерферирајућих извора на локализацију. Предложена је хибридна архитектура масивног ММО система са смањеним бројем дигиталних канала и фазираним антенским решеткама, који би био коришћен за локализацију терминала и успостављање линкова са њима. Формулисана је вишестепена стратегија претраживања, прилагођена овој архитектури. Идеја иза ове стратегије је да у различитим етапама локализације искористи алгоритме са различитим понашањем, тако да обједини њихове врлине и оствари велику прецизност процене, решивши притом проблем вишезначности. Такође је формулисан и посебан полукохерентни алгоритам за једну од етапа ове стратегије. Резултати извршених Монте-Карло симулација су показали да су предложене технике статистички ефикасне и робусне у условима ви-

шеструког простирања. Остварена прецизност је кључна за CoMP *transmission* технику, којом би се знатно побољшале перформансе (капацитет, енергетска и спектрална ефикасност) 5G система.

Текст дисертације је груписан у следеће целине. Глава 2 уводи математички модел сигнала примљених дистрибуираним антенским низом и образлаже начин моделовања тих сигнала у просторно кохерентном сценарију. На овај модел се ослањају теоријска извођења и примењени алгоритми у дисертацији. У глави 3 су изведене теоријске границе прецизности кохерентне локализације широкопојасних радио предајника за два сценарија корисничких секвенци (сигнала). Такође је дата анализа зависности тих граница од системских параметара. У глави 4 су формулисани локализациони алгоритми за дистрибуирани низ и анализирани су њихове перформансе Монте-Карло симулацијама. Хибридна архитектура дистрибуираног масивног MIMO система за локализацију је предложена у глави 5, формулисана је вишеетапна стратегија претраживања за њу, као и алгоритми које ова стратегија користи и анализирани су перформансе симулацијама. Глава 6 даје приказ експерименталних резултата добијених коришћењем сензорске платформе са дистрибуираним антенским низом, која је реализована у оквиру истраживања користећи софтверски дефинисане радио уређаје. Експериментални резултати су потврдили оправданост претпоставки коришћеног математичког модела. У глави 7 су издвојени најважнији закључци дисертације и дати предлози за будућа истраживања.

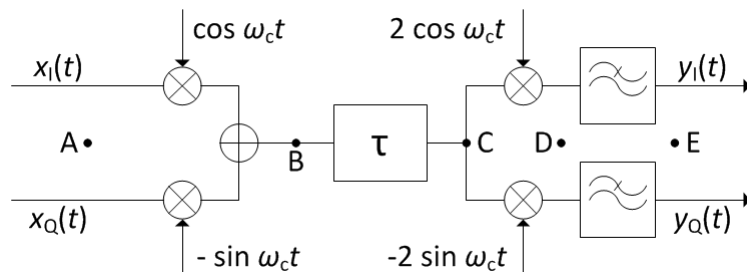
Глава 2

Модел сигнала

Ово поглавље приказује начин моделовања сигнала на дистрибуираном низу коришћеном за локализацију у просторно кохерентном сценарију. Такође, дефинише појам просторне кохеренције и објашњава зашто се сигнали моделују на дати начин. Уз то се уводе конвенције које ће бити коришћене у овој дисертацији.

2.1 Комплексна представа сигнала

Ова дисертација се бави квадратурним радио предајницима и пријемницима. Поједностављена шема предаје и пријема корисног сигнала уз помоћ таквих уређаја, заједно са уношењем пропагационог кашњења τ у каналу, приказана је на слици 2.1. Фреквенција носиоца је ω_c . Сигнали у гранама у фази су означени индексом I, а у гранама у квадратури са Q. Сви сигнали на слици су реални и континуални у времену. Нека су сигнали на улазу модулатора (тачка A) $x_{AI}(t) = x_I(t)$ и $x_{AQ}(t) = x_Q(t)$.



Слика 2.1: Превођење сигнала у комплексни домен.

Тада се могу извести изрази за сигнале у осталим тачкама система:

$$x_{\text{BIQ}}(t) = x_{\text{I}}(t) \cos \omega_c t - x_{\text{Q}}(t) \sin \omega_c t \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} x_{\text{CIQ}}(t) &= x_{\text{BIQ}}(t - \tau) = \\ &= x_{\text{I}}(t - \tau) \cos(\omega_c t - \omega_c \tau) - x_{\text{Q}}(t - \tau) \sin(\omega_c t - \omega_c \tau) = \\ &= x_{\text{I}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau \cos \omega_c t + x_{\text{I}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau \sin \omega_c t + \\ &\quad + x_{\text{Q}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau \cos \omega_c t - x_{\text{Q}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} x_{\text{DI}}(t) &= (x_{\text{I}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau + x_{\text{Q}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau) 2 \cos^2 \omega_c t + \\ &\quad + (x_{\text{I}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau - x_{\text{Q}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau) 2 \sin \omega_c t \cos \omega_c t \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} x_{\text{DQ}}(t) &= - (x_{\text{I}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau + x_{\text{Q}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau) 2 \sin \omega_c t \cos \omega_c t - \\ &\quad - (x_{\text{I}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau - x_{\text{Q}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau) 2 \sin^2 \omega_c t \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$y_{\text{I}}(t) = x_{\text{EI}}(t) = x_{\text{I}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau + x_{\text{Q}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau \quad (2.5)$$

$$y_{\text{Q}}(t) = x_{\text{EQ}}(t) = -x_{\text{I}}(t - \tau) \sin \omega_c \tau + x_{\text{Q}}(t - \tau) \cos \omega_c \tau. \quad (2.6)$$

Овим су изведени изрази за сигнале на излазу демодулатора, $y_{\text{I}}(t)$ и $y_{\text{Q}}(t)$.

Да би се поједноставили нотација и рачун, сигнали у систему ће на еквивалентан начин бити представљени комплексним сигнаlima. У свакој тачки система у основном опсегу учестаности, сигнали у квадратурним гранама се представљају једним комплексним сигналом. Његова реална компонента једнака је компоненти у фази, а имагинарна компоненти у квадратури,

$$x_{\text{A}}(t) = x(t) = x_{\text{I}}(t) + jx_{\text{Q}}(t). \quad (2.7)$$

Ако се модулација у комплексном домену представи множењем са $e^{j\omega_c t}$, добија се

$$x_{\text{B}}(t) = x_{\text{A}}(t)e^{j\omega_c t} = (x_{\text{I}}(t) + jx_{\text{Q}}(t)) (\cos \omega_c t + j \sin \omega_c t), \quad (2.8)$$

па се види да се сигнал у тачки система у RF опсегу добија као реални део одговарајућег комплексног сигнала,

$$x_{\text{BIQ}}(t) = \text{Re } x_{\text{B}}(t). \quad (2.9)$$

Ако се изврши кашњење сигнала у времену на следећи начин,

$$x_C(t) = x_B(t - \tau) = x(t - \tau)e^{j\omega_c(t-\tau)}, \quad (2.10)$$

добија се сличан резултат

$$x_{CIQ}(t) = \operatorname{Re} x_C(t) = x_I(t - \tau) \cos(\omega_c t - \omega_c \tau) - x_Q(t - \tau) \sin(\omega_c t - \omega_c \tau). \quad (2.11)$$

Ако се демодулација (укључујући и филтрирање) у комплексном домену изврши множењем са $e^{-j\omega_c t}$, добија се

$$y(t) = x_E(t) = x_C(t)e^{-j\omega_c t} = x(t - \tau)e^{-j\omega_c \tau}, \quad (2.12)$$

из чега следи

$$y_I(t) = \operatorname{Re} y(t) = x_I(t - \tau) \cos \omega_c \tau + x_Q(t - \tau) \sin \omega_c \tau \quad (2.13)$$

$$y_Q(t) = \operatorname{Im} y(t) = x_Q(t - \tau) \cos \omega_c \tau - x_I(t - \tau) \sin \omega_c \tau, \quad (2.14)$$

што се поклапа са резултатом добијеним извођењем у реалном домену.

Као специјалан случај претходног, ако су носиоци немодулисани, $x_I(t) = \alpha$, $x_Q(t) = \beta$, онда је кашњење RF сигнала за τ исто што и фазно кашњење синусоида за $\varphi = \omega_c \tau$:

$$y(t) = (\alpha + j\beta) e^{-j\omega_c \tau} \quad (2.15)$$

$$y_I(t) = \alpha \cos \varphi + \beta \sin \varphi \quad (2.16)$$

$$y_Q(t) = -\alpha \sin \varphi + \beta \cos \varphi. \quad (2.17)$$

Дакле, да сумирамо особине пресликавања између реалног и комплексног модела сигнала:

- У основном опсегу учестаности, сигнал у грани у фази једнак је реалном делу одговарајућег комплексног сигнала, док је сигнал у грани у квадратури једнак имагинарном делу тог комплексног сигнала.
- У RF опсегу сигнал у реалном домену је једнак реалном делу сигнала у комплексном домену.

- Временски померај (тј. кашњење или предњачење) се врши у оба домена на исти начин. Исто важи и за множење по амплитуди.
- Фазно кашњење за φ се у комплексном домену врши множењем сигнала фактором $e^{-j\varphi}$.
- Модулисање сигнала се у комплексном домену врши множењем сигнала фактором $e^{j\omega_c t}$, где је ω_c кружна (угаона) фреквенција носиоца, а t независна променљива за време.
- Демодулација сигнала се у комплексном домену врши множењем сигнала фактором $e^{-j\omega_c t}$.

Надаље ће у тексту бити коришћен комплексан модел сигнала.

2.2 Помаци у сигнаlima при емитовању, пропагацији и пријему

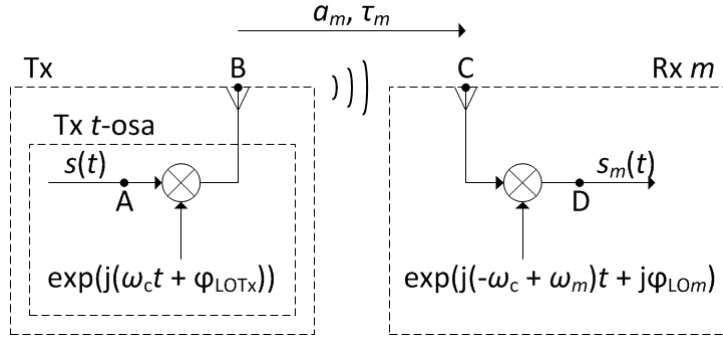
Размотримо феномене при пропагацији LOS компоненте сигнала од једног предајног до једног пријемног канала. Шема система је приказана на слици 2.2, где је предајник означен са Tx, а пријемник са Rx. Пријемни канал је означен индексом m (дакле, канал Rx _{m}), јер пријемни систем може да има више антена и више канала. У једној истој тачки система, Tx и Rx могу да виде различит сигнал, јер могу имати различите временске осе. То је последица одсуства **временске синхронизације** између предајника и пријемника. Подразумеваћемо временску осу пријемника (Rx _{m} t -осу), док ћемо сигнале по временској оси предајника експлицитно означити са ^(Tx).

Нека је у тачки A сигнал

$$s_A^{(Tx)}(t) = s(t) \in \mathbb{C}, \quad (2.18)$$

где $s(t)$ називамо и **комплексном амвелопом** или **таласним обликом**, а у дискретној варијанти **корисничком секвенцом**. Тада је сигнал у тачки B по Tx t -оси

$$s_B^{(Tx)}(t) = s(t)e^{j(\omega_c t + \varphi_{\text{ЛОТх}})}. \quad (2.19)$$



Слика 2.2: Помаци различите природе у сигнаlima.

Сматра се да сваки одабирач (нису приказани на слици) узима први одбирок у опсервационом интервалу у тренутку $t = 0$ по локалној временској оси (t -оси канала коме припада). У том тренутку фаза локалног носиоца не мора да буде 0, и ту раздешеност моделујемо чланом φ_{LOTx} у Tx каналу, а чланом φ_{LOm} у Rx_m каналу.

Ако Tx t -оса касни за t_{0m} у односу на t -осу m -тог пријемног канала, онда је сигнал у тачки B (по Rx_m t -оси)

$$s_B(t) = s_B^{(\text{Tx})}(t - t_{0m}) = s(t - t_{0m}) \exp(j(\omega_c t - \omega_c t_{0m} + \varphi_{\text{LOTx}})). \quad (2.20)$$

Сигнал се простире од тачке B до C за време τ_m . Његово укупно слабљење се моделује реалним мултипликативним фактором a_m . Тада је сигнал (посматра се само LOS компонента) у тачки C

$$s_C(t) = a_m s_B(t - \tau_m) = a_m s(t - t_{0m} - \tau_m) \exp(j(\omega_c(t - t_{0m} - \tau_m) + \varphi_{\text{LOTx}})). \quad (2.21)$$

Након демодулације, користан сигнал у тачки D је

$$s_m(t) = s_D(t) = a_m s(t - t_{0m} - \tau_m) e^{-j\omega_c(t_{0m} + \tau_m)} e^{j\omega_m t} e^{j\varphi_m}, \quad (2.22)$$

где се одсуство **фреквенцијске синхронизације** између канала моделује помаком ω_m , а коришћена је смена $\varphi_m = \varphi_{\text{LOTx}} + \varphi_{\text{LOm}}$, где се са φ_{LOm} здружено моделују 1) неусклађеност локалног носиоца са тактом унутар Rx_m канала (већ објашњено раније) и 2) одсуство **фазне синхронизације** између различитих Rx канала.

Пошто се дисертација бави локализацијом на основу релативно крат-

ких сегмената сигнала (примљених у кратким опсервационим интервалима), сматра се да је помак ω_m константан у току датог опсервационог интервала. Одсуство **временске синхронизације** између различитих Rx канала се моделује различитим вредностима t_{0m} за различите m .

Напомена: У изразу (2.22) се, поред таласног облика $s()$, појављују и три фазна члана **различите** природе. Први зависи од просторних односа између антена (ако се Tx или Rx антене поставе на друга места, овај члан добија нову вредност), други се мења са временом, а трећи зависи само од стања синхронизације и константан је (макар у датом опсервационом интервалу).

Дисертација се бави локализацијом помоћу Rx система чији су канали временски, фреквенцијски и фазно синхронизовани, из чега следи

$$t_{0m} = t_0 \quad (\forall m) \quad \omega_m = \omega \quad (\forall m) \quad \varphi_m = \varphi \quad (\forall m). \quad (2.23)$$

Ако се алгоритам за локализацију ослања на познавање корисничке секвенце (познат му је таласни облик $s(t)$), онда се захтева да буде $\omega = 0$ и $\varphi = 0$. Захваљујући познавању секвенце, пријемник може на основу неколико узастопних сегмената сигнала фино да процени фреквенцијски помак, ω , и да га искомпензује. Алтернатива је да се искористе послати пилот сигнали. Што се тиче φ , ако су у сваком уређају/каналу спрегнути локални носилац и такт, онда је већ задовољено $\varphi = 0$. Дакле, модел примљеног сигнала се своди на

$$s_m(t) = a_m e^{-j\omega_c(t_0 + \tau_m)} s(t - t_0 - \tau_m). \quad (2.24)$$

Ако се алгоритам за локализацију не ослања на познавање корисничке секвенце, услови су блажи. Вредност φ сме да буде произвољна, а дозвољен је и мали фреквенцијски помак ω (тако да сигнал и даље буде у пропусном опсегу филтра на пријему). Помаци t_0 , ω и φ се могу сматрати саставним деловима таласног облика на предаји, $s(t)$, који се у овом случају ионако сматра непознатим.

2.3 Нормализација и ознаке

Пошто ће се локализација вршити дигиталном обрадом сигнала, згодно је прилагодити моделе сигнала дигиталном домену. Напишимо модел корисног сигнала (2.24) на другачији начин:

$$s_m(t) = a_m \exp \left(-j \frac{\omega_c B}{B f_s} \left(\frac{t_0}{\Delta t} + \frac{\tau_m}{\Delta t} \right) \right) s(t - t_0 - \tau_m), \quad (2.25)$$

где је B ширина опсега одговарајућег радио сигнала, f_s је фреквенција одабирања, а $\Delta t = 1/f_s$ је сигнализациони интервал. Радио сигнал је у опсегу $(f_c - B/2, f_c + B/2)$, где је $f_c = \omega_c/(2\pi)$ фреквенција носиоца, док је демодулисани сигнал, $s_m(t)$, у опсегу $(-B/2, +B/2)$. Спектар сигнала $s_m(t)$ не мора да буде конјуговано симетричан, јер је сигнал комплексан. Одабирање се врши по Никвистовом критеријуму, дакле $f_s = 2 \cdot B/2 = B$. Приметити да су све величине (осим можда амплитуда) у изразу (2.25) у природним јединицама (секунда, Hz, $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$...). Битно је схватити и да су домени функција $s_m()$ и $s()$ такође у природним јединицама - прецизније у секундама.

Величине и домене функција који су по природи времена нормализујмо са Δt :

$$\frac{t}{\Delta t}, \frac{t_0}{\Delta t}, \frac{\tau_m}{\Delta t}, \dots \quad (2.26)$$

а величине које су по природи фреквенције нормализујмо са B :

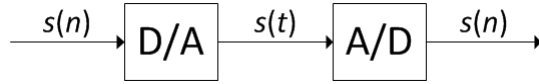
$$\frac{\omega_c}{B} = 2\pi \frac{f_c}{B}, \frac{f_c}{B}, \dots \quad (2.27)$$

Домене функција који су по природи фреквенције, дакле домene спектра, нормализујмо са B или са DFT резолуцијом, f_s/N (N је број одбирака у примљеном сегменту сигнала), што ће бити јасно из контекста.

Да би поједноставили писање симбола, уведемо конвенцију која ће важити надаље у тексту дисертације.

Конвенција. Подразумеваћемо да су величине и домени функција нормализовани, а ако буде потребно неке од њих експлицитно навести у природним (физичким, ненормализованим) јединицама, биће означени симболом $\tilde{\cdot}$.

Пример. $\tilde{t} = t\Delta t$ или $\tilde{t} = n\Delta t$, ако је време дискретно; $\tilde{s}_m(t\Delta t) = s_m(t)$; $\tilde{s}(t\Delta t) = s(t)$; $\tilde{\omega}_c = \omega_c B$; $\tilde{t}_0 = t_0\Delta t$; $\tilde{\tau}_m = d_m/\tilde{c} = \tau_m\Delta t = d_m\Delta t/c$



Слика 2.3: Однос сигнала у аналогном и дигиталном домену.

Дакле, добијамо нормализовани модел примљеног корисног сигнала,

$$s_m(t) = a_m e^{-j\omega_c(t_0 + \tau_m)} s(t - t_0 - \tau_m), \quad (2.28)$$

где су t , t_0 , τ_m , домен од $s_m()$ и домен од $s()$ изражени у одбирцима (уместо у секундама), а ω_c је изражено у радијанима по одбирку.

Пример. Ако је фреквенција носиоца радио сигнала $\tilde{f}_c = 60$ GHz, а сигнал је ширине $B = 100$ MHz, онда се он одабира фреквенцијом $\tilde{f}_s = 100 \frac{\text{Msample}}{s}$ и имамо да је нормализована фреквенција носиоца $f_c = \frac{60 \text{ GHz}}{100 \text{ MHz}} = 600$. Изражена је у “циклусима по одбирку”, што значи да се фаза носиоца промени за $600 \cdot 2\pi$ rad за време од једног сигнализационог интервала.

Пример. $s(3)$ је вредност датог сигнала у тренутку $3\Delta t$ након почетка опсервационог интервала, $s(0)$ је вредност у тренутку почетка тог интервала, $s(-1.7)$ је вредност у тренутку $1.7\Delta t$ пре почетка, а $s(3.2)$ је у тренутку $3.2\Delta t$ након тог почетка.

Напомена: Само зато што дигитални сигнал процесор од A/D конвертора не добија одбирке у тренуцима -1.7 и 3.2 , не значи да функција $s(t)$ није дефинисана у тим тачкама. Та функција може бити дефинисана у свим тачкама опсервационог интервала $[0, N)$, па и на целом интервалу $(-\infty, +\infty)$, по потреби. Ово је веома важно схватити, јер се дисертација ослања на врло мале временске помаке између сигнала који се простиру до различитих пријемних антена, да би се извршила локализација. Ти помаци скоро никад нису целобројни умношци од Δt .

2.4 Моделовање произвољних временских по-мака у дигиталном домену

Нека предајник шаље корисничку секвенцу, $s(n) = s_n$, представљену вектором одбирака $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^\top$, где $()^\top$ означава транспозицију.

На основу те секвенце, (идеални) D/A конвертор, приказан на слици 2.3, производи аналогни сигнал $s(t)$. Да бисмо на јединствен начин представили секвенцу s сигналом $s(t)$ на целом домену $(-\infty, +\infty)$, уведемо претпоставке да је $\tilde{s}(\tilde{t})$ периодичан са периодом $N\Delta t$ и да је ограничен у спектру на $[-B/2, B/2]$, $B = 1/\Delta t$. Ова два услова служе и да се $s(t)$ може представити преко DFT коефицијената, $S(k)$, дате секвенце за свако $t \in (-\infty, +\infty)$, не само за $t \in \{0, 1, \dots, N-1\}$, на следећи начин:

$$S(k) = \mathcal{F}\{s(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N}n\right), \quad k \in \mathbb{Z} \quad (2.29)$$

$$s(t) = \mathcal{F}^{-1}\{S(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} S(k) \exp\left(+j2\pi \frac{k}{N}t\right), \quad t \in (-\infty, +\infty). \quad (2.30)$$

Ако се такав сигнал модулише, добија се $x(t) = s(t)e^{j\omega_c t}$, где је $\tilde{x}(t)$ у опсегу $[\tilde{f}_c - B/2, \tilde{f}_c + B/2]$, тј. нормализована верзија, $x(t)$, је у опсегу $[f_c - 1/2, f_c + 1/2]$. Због тога је k у опсегу $\{-N/2, -N/2 + 1, \dots, N/2 - 1\}$. Тада се $x(t)$ може изразити преко DFT коефицијената полазне секвенце као

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} S(k) \exp\left(j\left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N}\right)t\right). \quad (2.31)$$

Унесимо у сигнал $x(t)$ кашњење за неко $\tau \in \mathbb{R}$:

$$x(t - \tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \exp\left(-j\left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N}\right)\tau\right) S(k) \exp\left(j\left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N}\right)t\right). \quad (2.32)$$

Дакле, нови DFT коефицијенти се добијају као

$$S_\tau(k) = \exp\left(-j\left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N}\right)\tau\right) S(k) \quad (2.33)$$

Ако се кашњење врши у основном опсегу, своди се на претходни случај тако што је $\omega_c = 0$, дакле

$$S_\tau^{(\text{BB})}(k) = \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N}\tau\right) S(k). \quad (2.34)$$

Претходна анализа нам омогућава да дефинишемо једноставан матрични модел сигнала у дигиталном домену. Прво, формирајмо век-

торе временских и фреквенцијских индекса, $\mathbf{n} = [0, 1, \dots, N-1]^\top$, $\mathbf{k} = [-\frac{N}{2}, -\frac{N}{2} + 1, \dots, \frac{N}{2} - 1]^\top$. Затим формирајмо модификовану DFT матрицу, \mathbf{F} . Свака њена врста одговара једној фреквенцији, а свака колона једном тренутку. Модификована је у односу на класичну матрицу из области обраде сигнала у томе што су јој врсте сортиране у складу са природним радио фреквенцијама сигнала и што је помножена са $1/\sqrt{N}$, тако да важи $\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^H$, где $()^H$ означава хермитацију. Дакле,

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}\mathbf{k} \cdot \mathbf{n}^\top\right), \quad (2.35)$$

где је $\exp()$ члан-по-члан експоненцијална функција. Затим формирајмо матрицу \mathbf{D}_τ која представља оператор кашњења у RF опсегу за дато τ који моделује одговарајуће кашњење фазе носиоца,

$$\mathbf{D}_\tau = e^{-j\omega_c\tau} \text{Diag}\left\{\exp\left(-j\frac{2\pi}{N}\tau\mathbf{k}\right)\right\}, \quad (2.36)$$

где је $\text{Diag}\{\}$ дијагонална матрица на чијој главној дијагонали су елементи њеног аргумента. Коначно добијамо дискретни матрични модел закашњеног сигнала

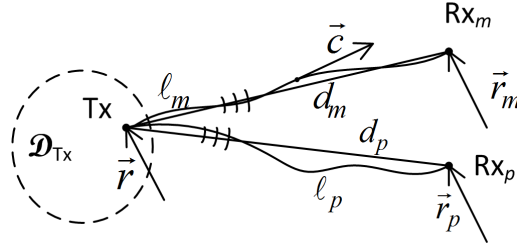
$$\mathbf{s}_\tau = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_\tau \mathbf{F} \mathbf{s}, \quad (2.37)$$

где је $\mathbf{s}_\tau = [s(0-\tau), s(1-\tau), \dots, s(N-1-\tau)]^\top$, или, описно, од полазне секвенце рачунамо спектар, множимо га коефицијентима којима моделујемо кашњење одговарајућег сигнала у RF опсегу и на крају се враћамо у временски домен.

Обратити пажњу на то да се овим, потпуно у дигиталном домену, моделује кашњење RF сигнала за вредности које не морају бити целобројни умношци сигнализационог интервала. Такође се овај модел може применити на произвољно широкопојасне сигнале.

2.5 Појам просторне кохеренције

Замислимо ћелију коју опслужује неки број пријемних антена, означених R_{x_m} , на позицијама \vec{r}_m , и извор сигнала, T_x , са вектором позиције \vec{r} , као на слици 2.4. Нека је скуп могућих позиција \vec{r} означен као \mathcal{D}_{Tx} (T_x домен). Нека је c номинална брзина пропагације датог сигнала, а



Слика 2.4: Објашњење појма просторне кохеренције.

расстојање од Tx до Rx_m је $d_m = |\vec{r} - \vec{r}_m|$.

Због (евентуалне) нехомогености медијума, сигнал не мора да се простира праволинијски, него од \vec{r} до \vec{r}_m прелази пут ℓ_m , $\ell_m \neq d_m$. Пријемни систем покушава да локализује Tx помоћу разлика у пропагационим кашњењима датог сигнала до различитих Rx_m, која су садржана у сировим сигналимa на пријему (локализација базирана на TDoA). Идеално време пропагације је $\tau_m = d_m/c$, а његова грешка, у ознаци ε_{τ_m} , зависи и од пређеног пута ℓ_m и од грешке у познавању брзине пропагације, ε_c , која се може мењати дуж пута ℓ_m . У пропагационом кашњењу се онда “нагомилава” грешка по формули

$$\tau_m + \varepsilon_{\tau_m} = \int_{\ell_m} \frac{dl}{c + \varepsilon_c}. \quad (2.38)$$

Што су ћелије веће, грешка може више да се нагомила због веће разлике $d_m - d_p$, $m \neq p$. Слично као у претходним одељцима, напишимо израз за користан сигнал на пријему,

$$e^{-j\varphi_{\text{DOD}m}} \exp(-j\omega_c(\tau_m + \varepsilon_{\tau_m})) s(t - \tau_m - \varepsilon_{\tau_m}), \quad (2.39)$$

где се може претпоставити додатна фазна грешка, $\varphi_{\text{DOD}m}$, на пример, услед компоненти вишеструког простирања које нису раздвојиве ни по правцу доласка ни по анвелопи (ако је простирање на неколико километара или слично). Да би TDoA-базирана локализација уопште била примењива, мора да важи $s(t - \tau_m - \varepsilon_{\tau_m}) \approx s(t - \tau_m)$ ($\forall m$), или макар $\varepsilon_{\tau_m} - \varepsilon_{\tau_p} \approx 0$ ($\forall m, p$). Проблем је што, у општем случају, није занемарљива фазна грешка $\omega_c \varepsilon_{\tau_m}$. Дакле, укупна грешка услед просторне некохерен-

ције се може моделовати као фаза

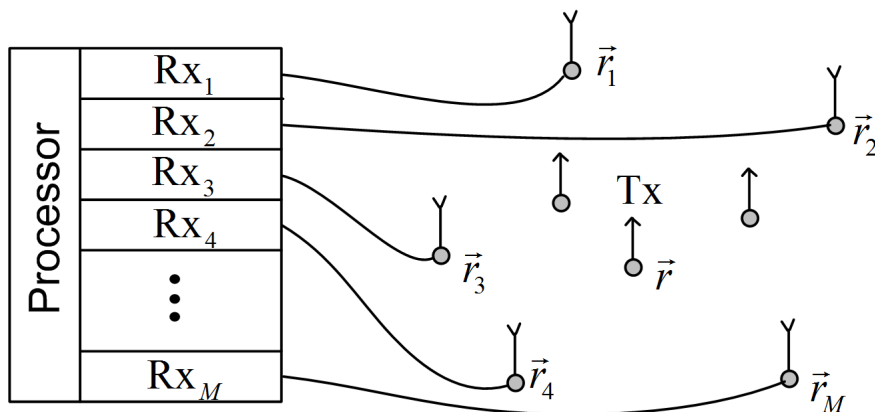
$$\varphi_{\text{PNK}m} = \omega_c \varepsilon \tau_m + \varphi_{\text{DOD}m}. \quad (2.40)$$

Дефиниција. Просторна кохеренција посматраног сигнала из датог извора на позицији \vec{r} , између дате две пријемне антене (тачке) на растојањима d_1 и d_2 од тог извора, постоји, ако важи $\varphi_{\text{PNK}1} = \varphi_{\text{PNK}2}$ ($\forall \vec{r} \in \mathcal{D}_{\text{Tx}}$). Другачије речено, просторна кохеренција постоји, ако је разлика фаза носиоца на тим двема антенама $\varphi_{12} = 2\pi(d_2 - d_1)/\lambda_c$, где је λ_c таласна дужина носиоца.

Дефиниција. Сценарио је **просторно кохерентан**, ако просторна кохеренција постоји између сваке две антене (дистрибуираног) пријемног антенског низа у том сценарију.

Ако посматрамо само LOS компоненту сигнала, долазимо до појма **просторна кохеренција LOS компоненти**. Ако су NLOS компоненте занемарљиве снаге или раздвојиве по анвелопи (касне за приближно један сигнализациони интервал или више) у односу на LOS компоненту, требало би да просторна кохеренција LOS компоненти на пријемном низу буде довољан услов да кохерентни алгоритми у дисертацији могу да функционишу. (Ово је блажи услов, јер NLOS компоненте смеју да имају произвољну фазу).

Захваљујући вишим фреквенцијама f_c и већим ширинама сигнала, B , због коришћења mmWave опсега, који је у фокусу дисертације, очекује се да NLOS компоненте не праве већи проблем при локализацији (већа раздвојивост у времену и простору и веће релативно слабљење NLOS компоненти). Просторна кохеренција LOS компоненти је задовољена, због малих ћелија, поготово ако су у затвореном простору, које су у фокусу дисертације. Мале ћелије значе да је интеграл у (2.38) над кратким путем ℓ_m , док се у затвореном простору очекује хомогенији медијум са предвидивјом брзином пропације за LOS компоненте (тамо где оне постоје).



Слика 2.5: Сценарио са дистрибуираним антенским низом.

2.6 Модел сигнала на дистрибуираном антенском низу

У посматраној ћелији се налази предајник, Tx, са антеном на непознатој позицији $\vec{r} = (x, y, z)$ (слика 2.5). Ту позицију треба проценити помоћу пријемног система са дистрибуираним антенским низом са M антена/канала, Rx_m , $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, где је m -та антена на познатој локацији $\vec{r}_m = (x_m, y_m, z_m)$, на растојању $d_m = |\vec{r} - \vec{r}_m|$ од Tx. Све антене (укључујући и Tx) су произвољно распоређене у 3D простору у оквиру ћелије и стационарне су у смислу да је Доплеров ефекат занемарљив. Сматра се да на датом пријемном низу постоји просторна кохеренција LOS компоненти, из чега следи да су времена пропагације до Rx антена $\tau_m = d_m/c$, где је c позната брзина пропагације (нормализована; у “метрима по одбирку”).

Такође се сматра да су све антене у LOS условима. У пракси би било постављено више од M Rx антена, од којих неке не би биле у LOS условима и сигнал процесор онда не би користио њихове сигнале.

Дистрибуиране Rx антене су повезане са колоцираним пријемним каналима (*front-ends*) помоћу калибрисаних коаксијалних каблова или оптичких каблова са електро-оптичким претварачима (аналогна RFoF, *Radio Frequency Over Fiber*, технологија). Постављањем пријемних канала на једно место се избегавају додатне компликације које би настале при временској, фреквенцијској и фазној синхронизацији између дистрибуираних канала. Такође, ово чини погоднијим коришћење централизованих

(тј. директних или једнокорачних) алгоритама за локализацију, јер такви алгоритми захтевају пренос сирових примљених сигнала до фузионог центра где ће се обрађивати.

Предајник није временски синхронизован са пријемним системом (немају исте координатне почетке на временској оси), што се моделује непознатим временским помаком t_0 заједничким за све Rx канале. Све антене се моделују као изотропне и са усклађеном поларизацијом. У пракси би се одступања од овог испољила кроз мање SNR односе. Да би се у пракси остварила велика прецизност локализације предајника, пријемне антене се морају поставити са још већом прецизношћу.

Предајник шаље радио сигнал ширине B на фреквенцији носиоца f_c тако што понавља заредом сегменте сигнала дужине $N\Delta t$, од којих сваки одговара комплексном вектору одбирака (секвенци) $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^\top$. Секвенца \mathbf{s} је позната пријемном систему. У пракси би Tx послао коначно много сегмената, нпр. 5 сегмената, а Rx систем би поставио свој опсервациони интервал у сред те емисије, тако да обухвата 17% трећег сегмента и 83% четвртог. Ове вредности су дате само као пример - произвољне су док год у целом опсервационом интервалу постоји емисија. По узору на (2.28), канал Rx_{*m*} прима сигнал $u_m(t)$,

$$u_m(t) = a_m s_m(t) + \eta_m(t) \quad (2.41)$$

$$s_m(t) = e^{-j\omega_c(t_0 + \frac{d_m}{c})} s\left(t - t_0 - \frac{d_m}{c}\right), \quad (2.42)$$

где, поред симбола који су већ уведени у претходним одељцима, η_m представља шум у каналу, а $a_m > 0$ је фактор који моделује слабљење. Приметити да вредности t_0 и d_m/c нису целобројне и да је функција (таласни облик) $s()$ дефинисана на целом интервалу $(-\infty, +\infty)$.

Без умањења општости, сматраћемо да је $a_m = 1$, а да је снага од η_m одређена односом сигнал-шум. Да би се ово постигло, сигнал процесор у предобради скалира зашумљене примљене сигнале са $1/a_m$, где се сматра да су снаге сигнала и шума познате. У пракси се оне процењују преко снаге шума у каналу у току калибрације система, као и укупне снаге на пријему за време локализације. Одабирање се врши по Никвистовом

критеријуму, $\Delta t = 1/B$, што даје дискретан модел сигнала на пријему

$$u_m(n) = s_m(n) + \eta_m(n), \quad (2.43)$$

за $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$, $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, а $\eta_m(n)$ има кружно симетричну комплексну Гаусову расподелу са варијансом σ_m^2 , $\mathcal{CN}(0, \sigma_m^2)$, где су одбирци $\eta_m(n)$ међусобно независни у различитим тренуцима, n , као и у различитим каналима, m , а независни су и од корисног сигнала, $s_m(n)$. Слабљења пропагације су моделована преко σ_m^2 , али модел сматра да та слабљења не носе информацију о Tx локацији. Један од разлога је тај што се у пракси очекује да је локализација на основу фаза сигнала робуснија од оне на основу амплитуда. Други разлог је што се овим смањује број димензија у домену за претрагу непознатих параметара. Без обзира на то, алгоритми смеју да користе вредности SNR_m за тежиновање канала, где је SNR у m -том каналу дат изразом $\text{SNR}_m = 1/(N\sigma_m^2) \sum_{n=0}^{N-1} |s(n)|^2$.

Матрични облик примљених сигнала, по узору на (2.37), је дат изразом

$$\mathbf{u}_m = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0+d_m/c} \mathbf{F} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_m, \quad (2.44)$$

где су $\mathbf{u}_m = [u_m(0), u_m(1), \dots, u_m(N-1)]^\top$ и $\boldsymbol{\eta}_m = [\eta_m(0), \eta_m(1), \dots, \eta_m(N-1)]^\top$.

Циљ локализације је да сигнал процесор, на основу MN датих одбирака $u_m(n)$, од свих непознатих параметара процени макар x , y и z .

Глава 3

Теоријске границе прецизности локализације

Без обзира на то које се методе (алгоритми) за локализацију користе, постоје теоријска ограничења за прецизност процене позиције која нису одређена самом методом, него следе из математичког модела сигнала, датог у претходној глави. Као доње ограничење прецизности за сваки од непознатих параметара у овом моделу, биће коришћена Крамер-Раова (*Cramér-Rao*) граница. Ова граница представља теоријски најмању могућу вредност коју може достићи варијанса произвољног непристрасног (*unbiased*) естиматора датог параметра. Ове границе за варијансе грешака процене непознатих параметара x , y и z одређују колико је теоријски најмање могуће средње квадратно еуклидско одступање процене позиције предајника $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ од стварне вредности (x, y, z) .

У општем случају, Крамер-Раова граница је везана за математички модел узорка, тј. густину вероватноће њега као случајног вектора, и за вектор непознатих параметара тог модела. Ако се било шта од овог промени, мења се и Крамер-Раова граница.

3.1 Крамер-Раова граница за познату секвенцу

Вектор непознатих параметара у овом случају је $\boldsymbol{\alpha} = [t_0, x, y, z]^T$. Из претпоставки о $\eta_m(n)$ у моделу (2.43), следи да $\text{Re} \eta_m(n)$ и $\text{Im} \eta_m(n)$ имају Гаусову расподелу са нултом средњом вредношћу и варијансом $\sigma_m^2/2$, $\mathcal{N}(0, \sigma_m^2/2)$. Из тога закључујемо да је $E u_m(n) = s_m(n)$, где је E оператор

математичког очекивања. Даље имамо да је густина вероватноће једног одбирка сигнала на пријему

$$g(u_m(n)|\boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{\pi\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_m^2} |u_m(n) - s_m(n)|^2\right). \quad (3.1)$$

Сви одбирци на пријему (узорак на основу ког се врши процена локације) се могу представити у облику случајног вектора

$$\begin{aligned} \mathbf{u} = & [u_1(0), u_1(1), \dots, u_1(N-1), \\ & u_2(0), u_2(1), \dots, u_2(N-1), \\ & \vdots \\ & u_M(0), u_M(1), \dots, u_M(N-1)]^\top. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Густина вероватноће вектора \mathbf{u} је

$$g(\mathbf{u}|\boldsymbol{\alpha}) = \prod_{m=1}^M \prod_{n=0}^{N-1} g(u_m(n)|\boldsymbol{\alpha}), \quad (3.3)$$

стога је логаритам густине, $\mathcal{L} = \ln g(\mathbf{u}|\boldsymbol{\alpha})$, дат изразом

$$\mathcal{L} = -N \sum_{m=1}^M \ln(\pi\sigma_m^2) - \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{\sigma_m^2} |s_m(n) - u_m(n)|^2. \quad (3.4)$$

Фишерава информациона матрица (*Fisher Information Matrix*, FIM) се дефинише изразом

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}) = [I_{ij}]_{4 \times 4}, \quad I_{ij} = -\mathbb{E}\left(\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \alpha_i \partial \alpha_j}\right) = I_{ji}, \quad (3.5)$$

где је са α_i означен i -ти елемент вектора $\boldsymbol{\alpha}$.

Нека је са SNR_0 означен SNR у каналу чија би антена била на растојању 1 m од предајника. У прилогу А је дато извођење елемената FIM, а на основу њих се показује да су приближне зависности CRB од SNR_0 , фреквенције носиоца и броја одбирака, дате изразима:

$$\text{CRB} \sim 1/\text{SNR}_0, \quad (3.6)$$

$$\text{CRB} \sim 1/\omega_c^2, \quad (3.7)$$

$$\text{CRB} \sim 1/N. \quad (3.8)$$

3.2 Крамер-Раова граница за Гаусову случајну секвенцу

У пракси има смисла очекивати од система за локализацију да одреди и позиције некооперативних корисника, тј. оних за које не зна секвенцу $s(n)$, тако да вреди наћи Крамер-Раову границу и за случај у коме је $s(n)$ случајан процес. Због широкопојасности (великих протока) нека то буде бели Гаусов процес. У овом случају можемо без умањења општости да претпоставимо да је $t_0 = 0$, јер овакав процес, помакнут у времену за t_0 , има исте статистичке особине као и оригиналан. Због тога имамо скраћени вектор непознатих параметара $\alpha = [x, y, z]^T$. Треба напоменути да се алгоритми у овој дисертацији ослањају на DFT-базиране временске помаке, који су циклични, па се очекује додатно мало одступање у односу на CRB у овом одељку (случајна секвенца), јер $s(n)$ није периодична са периодом N . Расподела шума је иста као и у случају познате секвенце (претходни одељак), тј. $\eta_m(n) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_m^2)$, док је користан сигнал овде случајан са расподелом $s(n) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_s^2)$.

За вектор \mathbf{U} , који одговара узорку у претходном одељку, је било једноставно наћи здружену густину, јер су његове случајне променљиве независне. За разлику од тога, у овом случају, сви канали садрже један исти користан, али случајан сигнал, $s(t)$, са различитим временским помацима. Ако се у сигнал $s(t)$ унесе кашњење за неко $\tau \notin \mathbb{Z}$, сваки од његових N одбирака, $s(0 - \tau), s(1 - \tau), \dots, s(N - 1 - \tau)$ ће бити зависан од оригиналног одбирка $s(0)$, а како од њега, тако и од осталих $N - 1$ оригиналних одбирака. Због тога постоји зависност између свака два одбирка која нису из истог канала, из узорка у временском домену у овом случају.

Да би се избегле компликације око формирања здружене густине за тај узорак, искористимо следећу идеју. Израчунајмо DFT коефицијенте за сегмент сигнала сваког канала из узорка. Тако добијених MN фреквенцијских коефицијената садрже све информације као и стари узорак и ништа више од тога, па их можемо сматрати еквивалентним узорком за исту процену. Спектри шума у каналима и спектар корисног сигнала

(он је заједнички) су Гаусови процеси са истим особинама као и у временском домену, само што имају другачије варијансе. Даље, временски помак сигнала се у његовом спектру огледа у множењу DFT одбирака на свакој фреквенцији посебно неким скаларом који је одређен тим помаком. Захваљујући овоме, не постоји зависност између одбирака на различитим фреквенцијама. Остаје само зависност између одбирака на истој фреквенцији, а на различитим каналима. На фреквенцији са индексом k имамо случајан вектор од M зависних DFT коефицијената. Они се добијају као детерминистичка функција $(M + 1)$ -е независне случајне променљиве - једна потиче од корисног сигнала, а остале од шума. Интегралењем по свим могућим вредностима тог (комплексног) коефицијента који потиче од корисног сигнала се добија густина за дати зависни M -точлани вектор. Детаљнији опис поступка је дат у тексту који следи.

DFT спектри корисног сигнала, као и шума у каналима, су

$$S(k) = \mathcal{F}(s(n)) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \exp\left(-j2\pi \frac{kn}{N}\right), \quad (3.9)$$

$$U_m(k) = \mathcal{F}(u_m(n)), \quad H_m(k) = \mathcal{F}(\eta_m(n)), \quad (3.10)$$

где \mathcal{F} означава DFT оператор.

Као што је у одељку 2.4 показано, да би се временски помаци реалистично представили у спектралном домену, нека је дискретна фреквенција у опсегу $k \in \{-\frac{N}{2}, -\frac{N}{2} + 1, \dots, \frac{N}{2} - 1\}$. Пошто је $s_m(n) = \exp(-j\omega_c d_m/c) s(n - d_m/c)$, имамо да је

$$S_m(k) = S(k) \exp(-j(\omega_c + 2\pi k/N)d_m/c), \quad (3.11)$$

$$U_m(k) = S_m(k) + H_m(k), \quad (3.12)$$

где је $S_m(k) = \mathcal{F}(s_m(n))$. Из особина $s(n)$ и $\eta_m(n)$ следи да $\text{Re } S(k)$, $\text{Im } S(k)$, $\text{Re } S_m(k)$ и $\text{Im } S_m(k)$ имају расподелу $\mathcal{N}(0, N\sigma_s^2/2)$, док $\text{Re } H_m(k)$, $\text{Im } H_m(k) \sim \mathcal{N}(0, N\sigma_m^2/2)$. Даље, сваки одбирак процеса S_m је независан од сваког одбирка процеса H_m , а такође су независне и случајне променљиве $S_m(k_1)$ и $S_m(k_2)$ (и слично $H_m(k_1)$ и $H_m(k_2)$) за $k_1 \neq k_2$. И коначно, реалне компоненте су независне од одговарајућих имагинарних.

Уместо да имамо временске одбирке у статистичком узорку, можемо да израчунамо и користимо DFT коефицијенте примљених сигнала. Да-

кле, цео узорак (који садржи MN комплексних скалара из фреквенцијског домена) је

$$\mathbf{U} = [U_1(-N/2), \dots, U_1(N/2-1), U_2(-N/2), \dots, U_M(N/2-1)].$$

За густину од \mathbf{U} , можемо да пишемо

$$g(\mathbf{U}) = \prod_{k=-N/2}^{N/2-1} g(U_1(k), U_2(k), \dots, U_M(k)), \quad (3.13)$$

јер су случајне променљиве за различите фреквенције независне. Такође, имамо да је

$$g(S(k)) = \frac{1}{\pi N \sigma_s^2} \exp\left(-\frac{1}{N \sigma_s^2} |S(k)|^2\right), \quad (3.14)$$

$$g(H_m(k)) = \frac{1}{\pi N \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{1}{N \sigma_m^2} |H_m(k)|^2\right), \quad (3.15)$$

где су $S(k), H_1(k), \dots, H_M(k)$ независне.

У прилогу В, прво показујемо да логаритам густине узорка можемо да напишемо као

$$\mathcal{L} = \ln g(\mathbf{U}) = N \ln \frac{\gamma \pi}{A} + \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\frac{1}{AN^2} \left| \sum_{m=1}^M \frac{C_m + jD_m}{\sigma_m^2} \right|^2 - \sum_{m=1}^M \frac{|C_m + jD_m|^2}{N \sigma_m^2} \right), \quad (3.16)$$

где је $\gamma = \frac{1}{\pi N \sigma_s^2} \prod_{m=1}^M \frac{1}{\pi N \sigma_m^2}$, $A = \frac{1}{N \sigma_s^2} + \sum_{m=1}^M \frac{1}{N \sigma_m^2}$ и где су C_m и D_m реални и

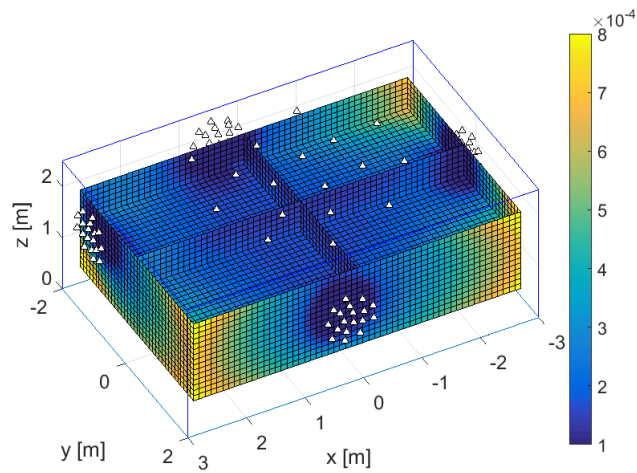
$$C_m + jD_m = U_m(k) \exp(j(\omega_c + 2\pi k/N)d_m/c). \quad (3.17)$$

Приметити да γ и A не зависе од $\boldsymbol{\alpha}$.

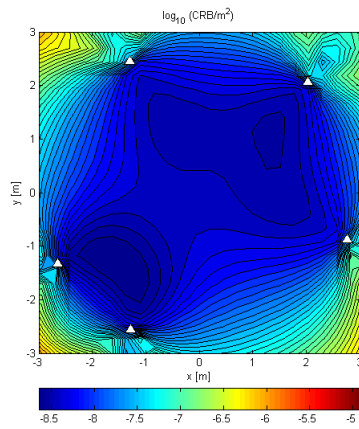
Матрица FIM је дата изразом

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}) = [I_{ij}]_{3 \times 3} \quad I_{ij} = -\mathbb{E} \left(\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \alpha_i \partial \alpha_j} \right) = I_{ji}. \quad (3.18)$$

У прилогу В су дати детаљни изрази за FIM елементе на основу којих је добијена Крамер-Раова граница. На основу тих израза се показује да CRB приближно зависи од SNR_0 , фреквенције носиоца и броја одбирака



Слика 3.1: Приказ вредности $\sqrt{\text{CRB}}/\lambda_c$ по простору за пример 3D локализације унутар просторије.



Слика 3.2: CRB за 2D локализацију помоћу низа од 5 елемената.

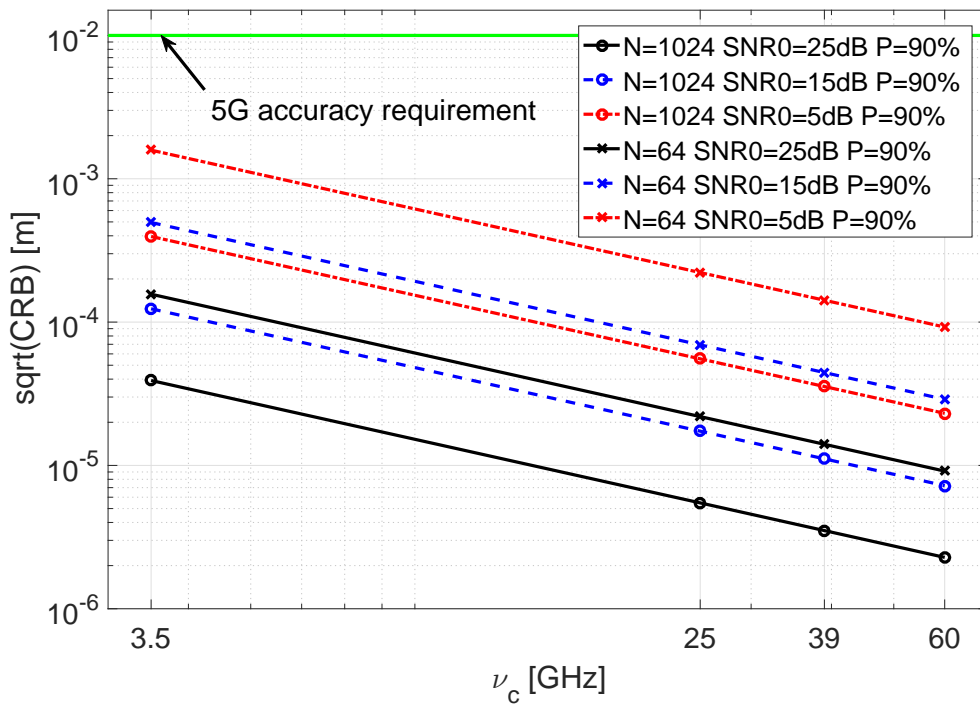
као:

$$\text{CRB} \sim 1/\text{SNR}_0^2, \quad \text{за ниске вредности SNR}, \quad (3.19)$$

$$\text{CRB} \sim 1/\text{SNR}_0, \quad \text{за високе вредности SNR}, \quad (3.20)$$

$$\text{CRB} \sim 1/\omega_c^2, \quad (3.21)$$

$$\text{CRB} \sim 1/N. \quad (3.22)$$

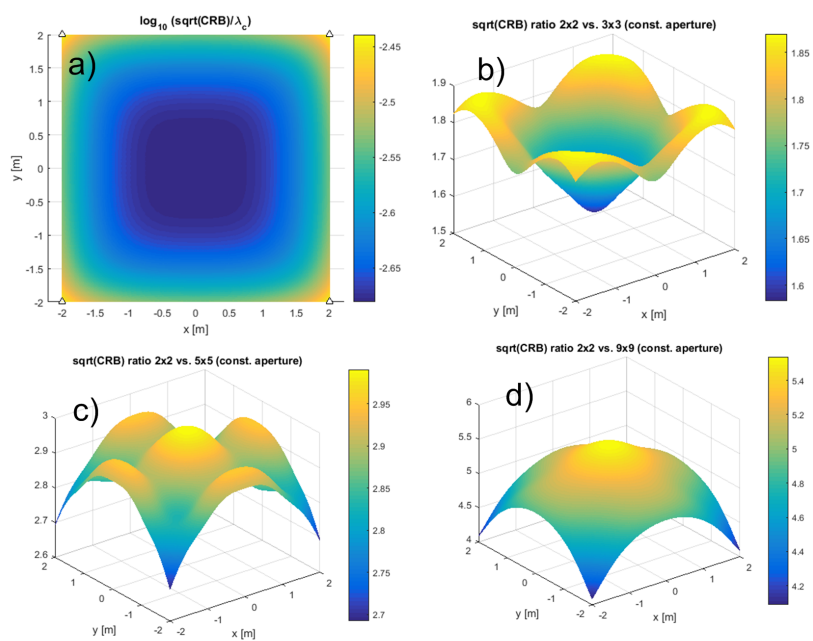


Слика 3.3: Просторни 0.9-квантил вредности $\sqrt{\text{CRB}}$ у зависности од \tilde{f}_c за случајну Гаусову секвенцу и $B = 100$ MHz, за различите SNR_0 и N .

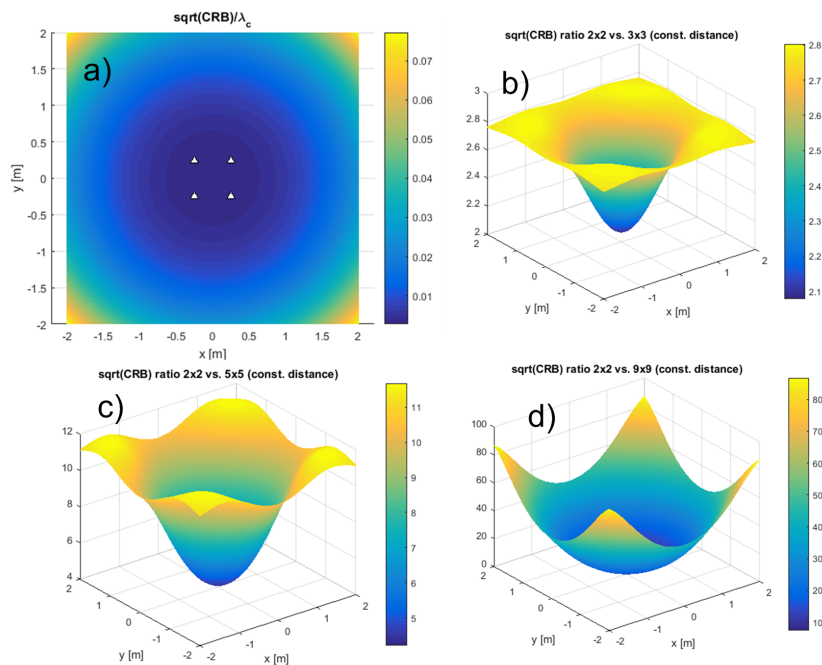
3.3 Дискусија

Слика 3.1 приказује вредност CRB у неколико равни, за 3D локализацију унутар просторије димензија $6\text{ m} \times 4\text{ m} \times 2.5\text{ m}$ са по 18 антена на плафону и сваком од зидова (укупно 90), означених троугловима, за $\text{SNR}_0 = 25\text{ dB}$, $N = 1024$, $f_c = 60\text{ GHz}/100\text{ MHz}$ и случајну Гаусову секвенцу. Слика 3.2 даје приказ вредности CRB за дистрибуиран низ од 5 произвољно постављених антена, за 2D локализацију у равни низа, за $\text{SNR}_0 = 10\text{ dB}$, $N = 64$ и случајну Гаусову секвенцу. Ове слике показују да је очекивана прецизност локализације знатно боља унутар отвора низа него ван. Ово је последица немогућности да се прецизно процени удаљеност предајника од низа, ако се он налази ван његовог отвора. Процена његове позиције тада све више почиње да се понаша као процена смера доласка сигнала, како се предајник удаљава од низа. Ово намеће закључак да дистрибуирани низ треба поставити тако да његов отвор обухвата простор у коме се очекује да ће предајници бити. Слика 3.3 приказује зависност 90%-тног квантила, добијеног униформним избором вредности $\sqrt{\text{CRB}}$ над доменом над којим је израчуната, од параметара \tilde{f}_c , SNR_0 и N , за случајну Гаусову секвенцу. Дати график показује предност коришћења mmWave опсега, јер се повећавањем фреквенције носиоца повећава прецизност локализације. Резултати за познату секвенцу су слични.

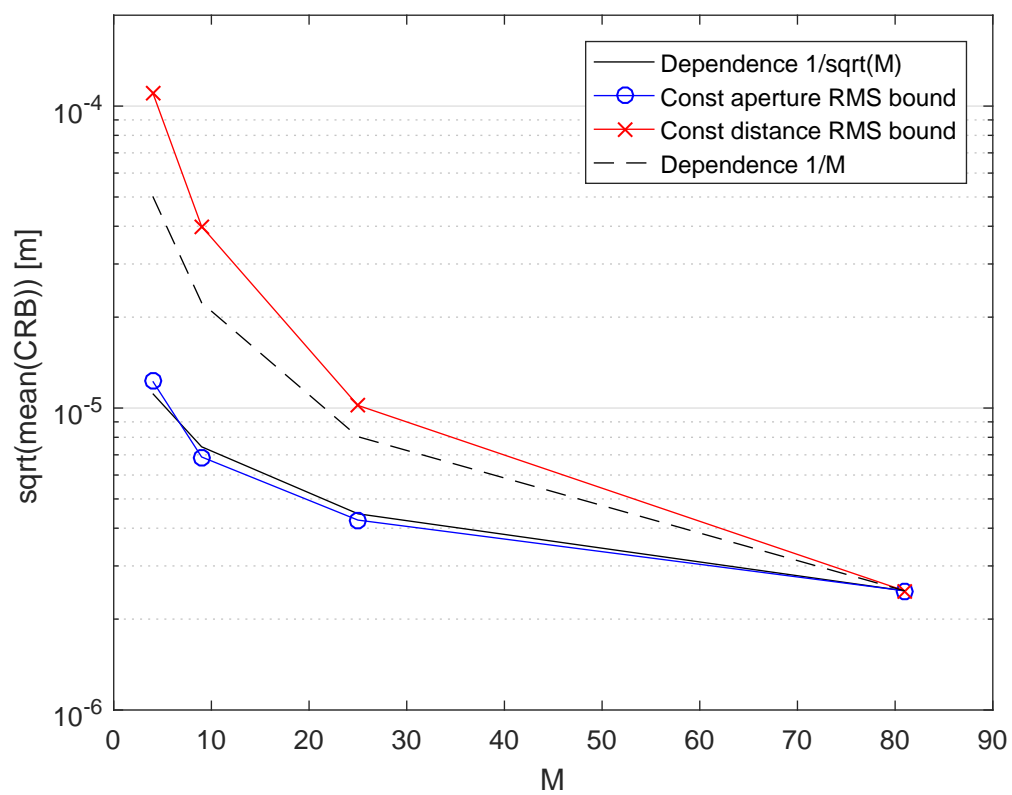
Такође вреди анализирати како CRB зависи од броја антена, M . Пошто су утицај (на CRB) релативних геометријских односа између антена и утицај повећања M увезани, анализа је ограничена на униформне квадратне (решеткасте) дистрибуиране низове (што је једна од могућих класа тих низова), са 2×2 , 3×3 , 5×5 и 9×9 антена (дакле, $M \in \{4, 9, 25, 81\}$). Низ је постављен на плафон просторије, а Крамер-Раова граница је израчуната над просторним доменом од $4\text{ m} \times 4\text{ m}$, центрираним на 1.2 m директно испод низа, у хоризонталној равни, за $N = 1024$, $f_c = 60\text{ GHz}/100\text{ MHz}$. Анализирани су два сценарија. У сценарију са константним отвором, отвор низа је константно био $4\text{ m} \times 4\text{ m}$, док су у сценарију са константном густином антена суседне антене биле на константном растојању од 0.5 m , тако да је низ од 9×9 био идентичан у та два сценарија. Слика 3.4 упоређује CRB вредности за низове у првом, а слика 3.5 у другом сценарију.



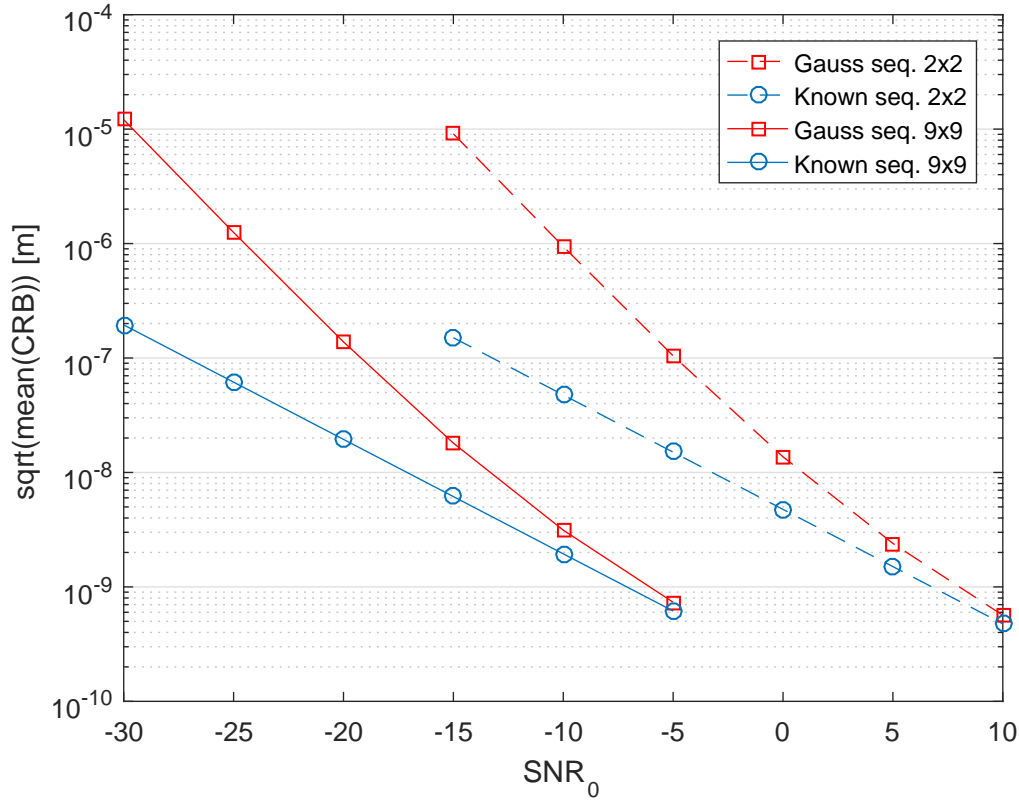
Слика 3.4: CRB вредности за низове са истим отвором и а) 2×2 , б) 3×3 , в) 5×5 и д) 9×9 антена.



Слика 3.5: CRB вредности за низове са истим растојањем између суседних антена и а) 2×2 , б) 3×3 , в) 5×5 и д) 9×9 антена.



Слика 3.6: Зависност CRB, усредњене по простору, од M за решеткасте низове константног отвора.



Слика 3.7: Зависност CRB, усредњене по простору, од SNR_0 за решеткасте низове константног отвора.

Ако се CRB усредњи над поменутиим доменом позиције предајника, добијају се резултати као на слици 3.6. На њој су приказане криве зависности од M Крамер-Раових граница које одговарају тим сценаријима, почевши од низа са 9×9 антена, као и њихово поређење са кривим идеалних зависности $\sim 1/M$ и $\sim 1/M^2$. Овим је показано колико повећавање броја антена побољшава очекивану прецизност локализације, што представља предност масивних MIMO система.

Израчунавање CRB кривих (усредњених над Tx доменом) у зависности од SNR_0 за случајне Гаусове секвенце и познате секвенце, показује да се те криве разилазе. Слика 3.7 пореди параметре за које се те две криве разилазе, за низ од 2×2 и 9×9 антена. У овом специјалном случају, повећавањем броја антена са 4 на 81, остварује се добитак од око 15 dB. Овим је показана предност масивних MIMO система у mmWave опсегу, јер се локализација може успешно извршити и при ниским односима сигнал-шум (малим предајним снагама, које су карактеристичне за

mmWave опсег), чак и за непознате секвенце (некооперативне предајнике).

Глава 4

Методе за директну широкопојасну кохерентну локализацију у дистрибуираним антенским системима

У овој глави су формулисани нови алгоритми за директну локализацију извора произвољно широкопојасних сигнала. Везани су за модел сигнала дат изразима (2.42) и (2.43), односно у матричном облику (2.44). Коришћени модел предвиђа да пријемни систем познаје послату секвенцу, али, поред алгоритама који се ослањају на ово својство, формулисани су и алгоритми који се на то не ослањају.

4.1 Кохерентни алгоритми максималне веродостојности

Уведимо ознаку $\mathbf{Q}_m = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + d_m/c} \mathbf{F}$. Тада је сигнал у каналу m дат изразом $\mathbf{u}_m = \mathbf{Q}_m \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_m$, а логаритам густине сигнала у свим каналима (без адитивне константе), помножен са -1 , је

$$f_{\text{LL}} = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \|\mathbf{u}_m - \mathbf{Q}_m \mathbf{s}\|_{\text{F}}^2, \quad (4.1)$$

где је $\|\cdot\|_F$ Фробениусова норма. На основу методе максималне веродостојности (ML, *Maximum Likelihood*), процена вектора непознатих параметара, $\boldsymbol{\alpha}$, је она која минимизира f_{LL} . Приметити да у изразу за f_{LL} једино \mathbf{Q}_m зависи од $\boldsymbol{\alpha}$ (d_m зависи од x , y и z). Формулисаћемо два алгоритма овог типа.

ML алгоритам за познату секвенцу (ML-KS, *Known Sequence*): Ако се секвенца \mathbf{s} сматра познатом, процена за (t_0, x, y, z) је она која максимизира критеријумску функцију

$$f_{KS} = \text{Re} \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{Q}_m \mathbf{s}. \quad (4.2)$$

Ослањање на познавање секвенце (тј. таласног облика), строго гледано, захтева да унутар сваког пријемног и предајног канала локални носилац буде фазно спрегнут са тактом А/D (или D/A) конвертора, како је и објашњено у одељку 2.2 ($\varphi = 0$).

ML алгоритам за непознату секвенцу (ML-US, *Unknown Sequence*): Ако се \mathbf{s} сматра непознатим, процена за (x, y, z) је она која максимизира критеријумску функцију

$$f_{US} = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_l^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{d_m/c - d_l/c} \mathbf{F} \mathbf{u}_l. \quad (4.3)$$

Извођење ова два алгоритма је дато у прилогу С.

Критеријумска функција f_{US} се може дати и у матричном облику на следећи начин. Тежиновани сигнали у спектралном домену су дати формулом $\mathbf{U}'_m = w_m \mathbf{F} \mathbf{u}_m$, где су тежински коефицијенти дати са $w_m = 1/\sigma_m^2$, $m \in \{1, 2, \dots, M\}$. Нека су сигнали, компензовани за пропациона кашњења за хипотетичку Tx позицију у домену претраге, \vec{r} , дати изразом $\mathbf{U}_{m,\text{comp}} = \mathbf{D}_{t_{\text{CM}} - d_m/c} \mathbf{U}'_m$, где је t_{CM} произвољно изабрана вредност, али константна по каналима. Да би се смањиле нумеричке грешке, дефинишимо t_{CM} као центар масе (тежинована или аритметичка средина) кашњења d_m/c , $m \in \{1, 2, \dots, M\}$. Дефинишимо блок матрицу $\mathbf{U}_{\text{comp}} = [\mathbf{U}_{1,\text{comp}}, \mathbf{U}_{2,\text{comp}}, \dots, \mathbf{U}_{M,\text{comp}}]$. *Steered* коваријациона матрица је тада $\mathbf{R}(\vec{r}) = \mathbf{U}_{\text{comp}}^H \mathbf{U}_{\text{comp}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$. Коначно добијамо израз за критеријумску функцију, $f_{US} = \mathbf{v}^H \mathbf{R}(\vec{r}) \mathbf{v}$, где је \mathbf{v} вектор-колона са свим јединицама.

Приметити да ML-US алгоритам не може да процени t_0 , јер је то

могуће само ако познаје секвенцу. Ово, са друге стране, смањује број димензија домена претраге за 1. Да би се алгоритам нумерички оптимизовао, производ $\mathbf{F}\mathbf{u}_m$, који представља DFT спектар сигнала у каналу m , па и $\mathbf{F}\mathbf{u}_m/\sigma_m^2$, се могу израчунати само једном за сваки канал у предобради. Такође, за сваку тачку у домену претраге у сваком каналу се може израчунати спектар сигнала испредњаченог за одговарајуће хипотетичко кашњење d_m/c , $\mathbf{D}_{-d_m/c}\mathbf{F}\mathbf{u}_m/\sigma_m^2$. Након тога се за сваки пар канала може израчунати производ, чиме се добијају елементи одговарајуће коваријационе матрице. Захваљујући томе што је ова матрица конјуговано симетрична и што су јој на главној дијагонали константе, рачун се може додатно упростити рачунањем само реалних делова елемената изнад главне дијагонале, које онда треба сабрати.

Ако се алгоритам не ослања на познавање таласног облика, захтеви за хардвер предајника су блажи, тако да се може користити било који комерцијално доступан предајник. Поред тога, примена овог типа локализације такође обухвата и некооперативне случајеве.

4.2 Кохерентни потпросторни алгоритми

ML алгоритми су статистички најефикаснији могући, али под условом да нема одступања од математичких модела за које су формулисани. У пракси се очекује вишекориснички сценарио, те би било добро формулисати и неки алгоритам који је селективнији по простору. Такви су алгоритми базирани на потпростору шума или сигнала и већи број њих је анализиран у литератури. Алгоритам за процену AoA широкопојасних акустичких сигнала базиран на *steered covariance matrix* (SCM) принципу је предложен у [3]. Статистички је ефикаснији за краће опсервационе интервале од спектралног фокусирања за процену AoA предложеног у [2]. Алгоритам за директну локализацију UWB сигнала који функционише у основном опсегу је предложен у [44]. Тај алгоритам је такође базиран на SCM принципу.

Овај приступ, који користи потпростор шума, је у дисертацији генерализован на директну локализацију извора широкопојасних сигнала у RF опсегу формулисањем алгоритма MUSIC типа. Сигнали који улазе у овај алгоритам су у предобради добијени као $\mathbf{U}'_m = w_m\mathbf{F}\mathbf{u}_m$, где су

тежински коефицијенти дати са $w_m = 1/\sigma_m$, $m \in \{1, 2, \dots, M\}$. То значи да су снаге шума у каналима након тог корака сведене на једнак ниво. *Steered* коваријациона матрица, $\mathbf{R}(\vec{r})$, се тада добија на идентичан начин као и код ML-US алгоритма из претходног одељка, осим што тежински коефицијенти, w_m , имају другачије вредности. Матрица потпростора шума, у ознаци $\mathbf{E}_n(\vec{r}) \in \mathbb{C}^{M \times (M-1)}$, се онда формира на основу $\mathbf{R}(\vec{r})$ на исти начин као и у [1, 3]. Дакле, то је блок матрица $\mathbf{E}_n(\vec{r}) = [\mathbf{v}_{s2}, \mathbf{v}_{s3}, \dots, \mathbf{v}_{sM}]$, где је \mathbf{v}_{sm} својствени вектор јединичне норме матрице $\mathbf{R}(\vec{r})$ који одговара њеној својственој вредности λ_m , где је $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$. Матрица $\mathbf{E}_n(\vec{r})$ има $M-1$ колону у случају да је број предајника једнак 1. Процена локације је она која максимизира критеријумску функцију:

$$f_{\text{MUSIC}} = \frac{\mathbf{v}^H \mathbf{v}}{\mathbf{v}^H \mathbf{E}_n(\vec{r}) \mathbf{E}_n^H(\vec{r}) \mathbf{v}}, \quad (4.4)$$

где је *steering* вектор $\mathbf{v} = [1/\sigma_1, 1/\sigma_2, \dots, 1/\sigma_M]^T$.

Упркос томе што критеријумска функција у (4.4) има сличан облик као и оригиналан MUSIC алгоритам формулисан у [1], разлике алгоритма MUSIC типа предложеног у овој дисертацији у односу на оне из литературе су следеће. Код предложеног се непознати параметри (Tx координате) налазе у коваријационој матрици (ово је тзв. SCM принцип), док се у [1, 33] они налазе у *steering* вектору. Захваљујући томе се могу локализовати произвољно широкопојасни сигнали користећи цео расположиви опсег. У дисертацији се моделују сигнали у RF опсегу, за разлику од [3, 44], где су сигнали у основном опсегу ([3] је за акустичке сигнале). Антенски низ у дисертацији је дистрибуиран, за разлику од [1, 3]. Уместо промене коефицијената слабљења по домену претраге, као у [33, 44], користимо тежинске коефицијенте канала одређене пријемним SNR вредностима, због робусности при лошијим пропагационим условима.

4.3 Некохерентни алгоритми

Пошто су алгоритми предложени у овој глави нумерички комплексни кад се примене на цео дистрибуирани низ, формулисаћемо субоптималну методу за претходно сужавање домена претраге. Користи се идеја из [5]

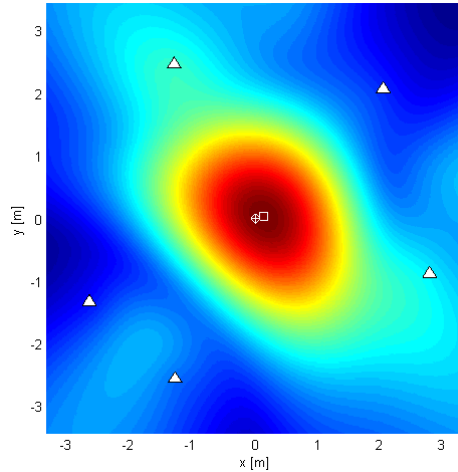
за дефинисање *maximum covariance matrix eigenvalue* (MCME) алгоритма. Његова критеријумска функција је једнака највећој својственој вредности коваријационе матрице $\hat{\mathbf{R}} = [R_{lm}]_{M \times M}$ за модел сигнала из дисертације, где је $R_{lm} = \frac{1}{\sigma_l^2 \sigma_m^2} \mathbf{u}_l^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{d_l/c - d_m/c} \mathbf{F} \mathbf{u}_m$. Приметити да је критеријумска функција у (4.3) једнака суми елемената из $\hat{\mathbf{R}}$. Овај алгоритам се не ослања на просторну кохеренцију између сигнала примљених дистрибуираним антенским низом.

4.4 Резултати Монте-Карло симулација

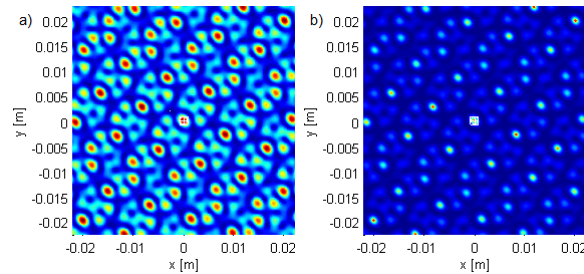
Овај одељак даје резултате симулација алгоритама предложених у овој глави, за геометрије три дистрибуирана пријемна антенска низа. Сматра се да снага LOS компоненте опада са квадратом растојања од предајника. Фреквенција носиоца постављена на $\tilde{f}_c = 60$ GHz.

Геометрија G_5 се састоји од 5 антена у хоризонталној равни $z = 0$ (као на слици 4.1) са (x, y) координатама у метрима $(-2.65, -1.32)$, $(-1.28, -2.55)$, $(2.77, -0.87)$, $(2.04, 2.07)$ и $(-1.30, 2.46)$, представљеним троугловима на сликама. Позиције антена су изабране насумично тако да не чине правилну геометријску фигуру, а одговарајућа Крамер-Раова граница је приказана на слици 3.2. Сlike 4.1, 4.2 и 4.3 приказују критеријумске функције алгоритама за различите Tx позиције $(T_1, T_2 \dots)$, случајне Гаусове секвенце и параметре $B = 100$ MHz и $N = 64$. Стварна Tx позиција је означена кружићем са крстом, а процењена позиција квадратом.

Критеријумска функција MCME алгоритма је приказана на слици 4.1 за G_5 , $T_1 = (0, 0, 0)$, $\text{SNR}_0 = 10$ dB (што значи да су SNR вредности у каналима биле приближно 1 dB). Специфично за критеријумску функцију овог алгоритма је да на њу не утичу фазе носиоца, да нема бочних лобова, имуна је на грешке у фазној синхронизацији и споро се мења по простору, тако да може да се користи и груба мрежа за претрагу (*search grid*, тј. дискретан домен над којим се критеријумска функција рачуна). Овај алгоритам нуди релативно малу прецизност (упоредиву са \tilde{c}/\tilde{f}_s). Користан је за бирање мање и финије мреже за претрагу за остале алгоритме који су овде поменути (са прецизношћу упоредивом са таласном дужином носиоца, $\lambda_c = \tilde{c}/\tilde{f}_c$), да би се смањила њихова нумеричка ком-



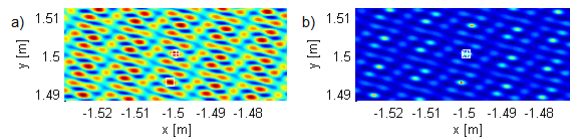
Слика 4.1: Критеријумска функција MSME алгоритма за G_5 и T_1 .



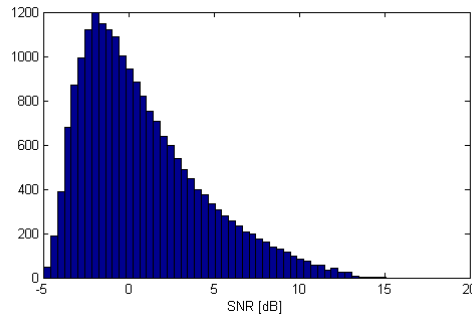
Слика 4.2: Критеријумске функције за G_5 и T_1 за а) ML-US (интензитет у линеарној размери), б) MUSIC (интензитет у логаритамској размери).

плексност.

Слике 4.2 и 4.3 приказују ML-US и MUSIC критеријумске функције за G_5 , $\text{SNR}_0 = 10 \text{ dB}$, над малим делом простора око предајника за две карактеристичне локације – T_1 , насумично изабрана близу “центра” и $T_2 = (-1.5, 1.5, 0) \text{ m}$, насумично изабрана близу ивице отвора низа, редом. Ова два алгоритма имају лобове на истим местима, али су они у MUSIC критеријумској функцији ужи, а бочни лобови су нижи. Приметити да



Слика 4.3: Критеријумске функције за G_5 и T_2 за а) ML-US (интензитет у линеарној размери), б) MUSIC (интензитет у логаритамској размери).



Слика 4.4: Расподела SNR вредности на Rx антенама за симулиране Tx локације, за $\text{SNR}_0 = 10 \text{ dB}$.

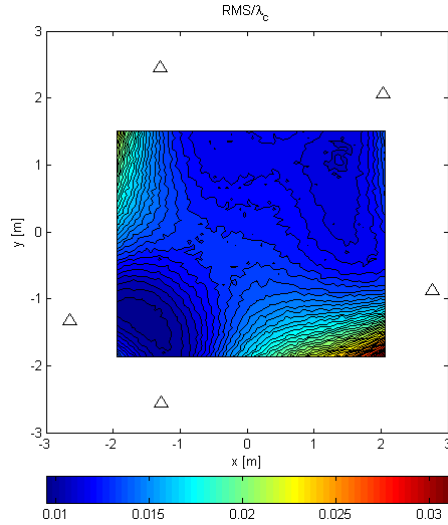
је овај низ релативно јефтин по питању хардвера и обраде сигнала, али има изражен тзв. проблем вишезначности (*ambiguity problem*, проблем високих бочних лобова), који се може видети на слици 4.3 а) – процењена локација (означена белим квадратом) је на једном од бочних лобова.

Овај проблем је својство геометрије низа и таласне дужине носиоца и испољава се на следећи начин. Ако се главни лоб налази у некој тачки А, *grating* лоб се појављује у свакој другој тачки В која има иста релативна (између Rx антена) пропагациона растојања од низа по модулу λ_c као и тачка А. Формалније речено, ако је d_{Am} растојање између А и антене Rx_m , и слично за d_{Bm} , тада се *grating* лоб налази у тачки В ако и само ако је $(d_{Am} - d_{A1} - d_{Bm} + d_{B1}) / \lambda_c \in \mathbb{Z} (\forall m)$. Последица тога је да је структура бочних лобова за T_1 и T_2 различита, као што се види на сликама 4.2 и 4.3.

Слике 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8 и 4.9 приказују статистичке особине везане за G_5 . Метрика која је коришћена за исказивање прецизности алгоритама је средње квадратно еуклидско одступање процене од стварне Tx локације, у ознаци MSE. Такође је коришћен и корен те вредности, у ознаци RMSE.

Слика 4.4 приказује расподелу SNR вредности на свим антенама низа G_5 , за све симулиране локације предајника (Tx тачке), за $\text{SNR}_0 = 10 \text{ dB}$. Види се да је већина стварних вредности SNR у каналима између -5 и 10 dB .

Контурни графици на сликама 4.5, 4.6 и 4.7 су генерисани над Tx мрежама (Tx *grid*) са униформним растојањима између тачака, у равни $z = 0$. За сваку Tx тачку је симулацијом добијено по 8192 процена. Ко-



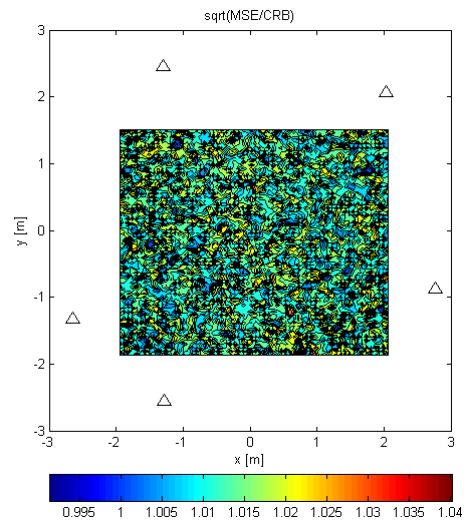
Слика 4.5: ML-US RMSE/ λ_c за случајне Гаусове сигнале.

ришћени су параметри $B = 100$ MHz, $\text{SNR}_0 = 10$ dB и $N = 64$. Симулације су извршене користећи или реализације случајног Гаусовог процеса или познату детерминистичку секвенцу, прецизније, први тип ортогоналних секвенци предложених у [45], за дато N . Пошто су резултати за сценарио са детерминистичким секвенцама били врло слични онима из сценарија са случајним Гаусовим, нису приказани овде због обимности.

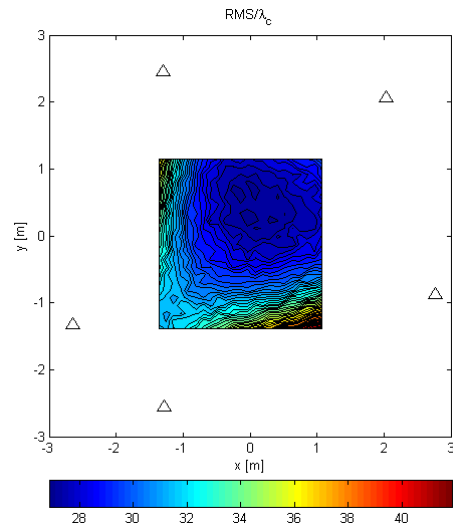
Слике 4.5 и 4.6 дају резултате за ML-US алгоритам над Тх мрежом од 64×64 тачке која покрива главнину простора унутар отвора низа. Слика 4.5 приказује RMSE вредности у односу на таласну дужину носиоца, λ_c , за сценарио са случајним Гаусовим сигнаlima. За овај релативно мали SNR и релативно кратке секвенце, остварује се прецизност од око $\lambda_c/100$. Слика 4.6 приказује статистичку ефикасност алгоритма (количник MSE и CRB) за сценарио са случајним Гаусовим сигнаlima. Ефикасност не зависи од Тх локације у мрежи и блиска је јединици, тј. грешка тежи Крамер-Раовој граници униформно по простору.

Резултати за MUSIC алгоритам су врло слични онима за ML-US.

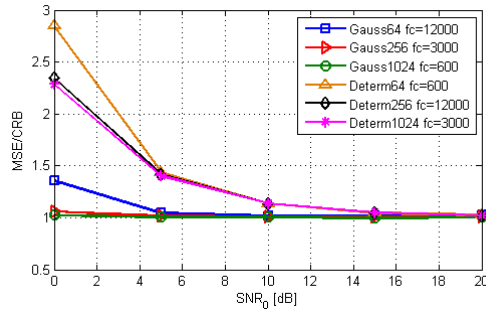
Слика 4.7 приказује RMSE вредности у односу на λ_c , за сценарио са случајним сигнаlima и MCME алгоритам, над мрежом 23×23 која покрива мањи простор него што је код ML и MUSIC алгоритама. Разлог за то је што MCME почиње да се понаша као алгоритам за процену AoA за неке Тх тачке близу ивице отвора низа и грешка му нагло расте. У том случају, еуклидско одступање није одговарајућа метрика, па су резул-



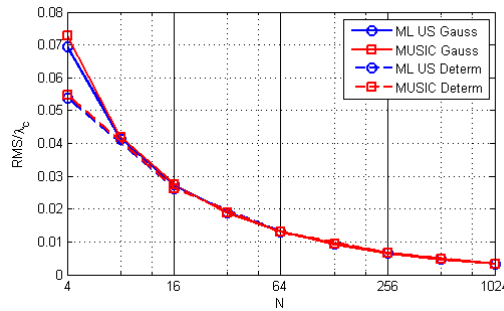
Слика 4.6: ML-US MSE/CRB за случајне Гаусове сигнале.



Слика 4.7: MCME RMSE/λ_c за случајне Гаусове сигнале.



Слика 4.8: Зависност статистичке ефикасности ML-US алгоритма од SNR_0 .



Слика 4.9: Зависност RMSE/λ_c од N за различите алгоритме и сценарије.

тати за тај део простора изостављени. Чак и унутар низа, RMSE вредности су доста веће него код претходних алгоритама (превазилазе $27\lambda_c$), јер овај алгоритам не користи информације садржане у фази носиоца. Упркос томе, корисно је покренути га над грубом мрежом пре примене неког од прецизнијих алгоритама над фином мрежом. Ова MCME прецизност је око $0.04\tilde{c}/\tilde{f}_s$, што одговара прецизности конвенционалних метода (оних које не користе разлике у фазама носиоца између примљених сигнала).

Статистичка ефикасност ML-US алгоритма, усредњена над мрежом од 32×32 униформно распоређене тачке које покривају простор сличан оном на слици 4.5, у зависности од SNR_0 дата је на слици 4.8. Криве су приказане за различите комбинације дужине секвенце $N \in \{64, 256, 1024\}$ и нормализоване фреквенције $f_c \in \{600, 3000, 12000\}$, тј. $B \in \{100, 20, 5\}$ MHz, и за детерминистичке и за случајне сигнале. Код ML-US алгоритма, статистичка ефикасност за сценарио са случајном Гаусовом секвенцом је близу 1 у приказаном SNR опсегу, док у сценарију са детерминистичком

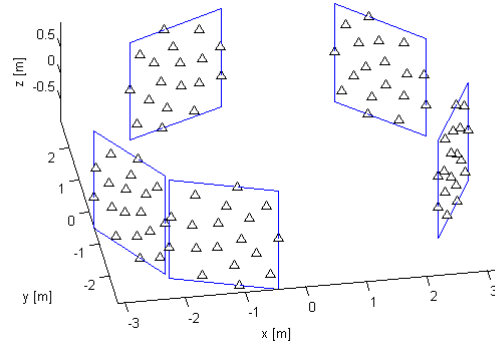
секвенцом почиње да дивергира. Статистичка ефикасност MUSIC алгоритма је слична као код ML-US алгоритма у приказаном SNR опсегу (у најгорем случају је за 15% већа).

Слика 4.9 приказује перформансе алгоритама за $f_c = 600$, $SNR_0 = 10$ dB и различите дужине секвенце, усредњене над истим простором као и за слику 4.8. Криве не показују изражени праг. То значи да се чак и кратке секвенце (исечци сигнала) могу користити за локализацију, што омогућава да *spectrum sensing* има брз одзив.

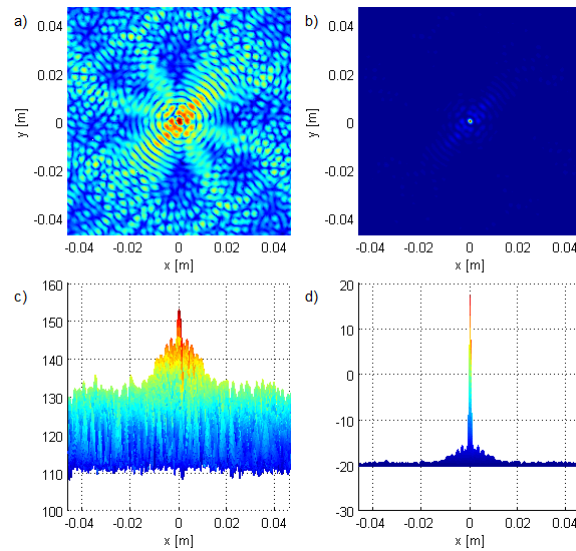
Као што претходни резултати показују, G_5 има изражен проблем вишезначности (високи бочни лобови), па због тога уводимо геометрију масивног MIMO типа. Геометрија G_{90} је 90-елементни низ формиран заменом сваке антене G_5 поднизом геометрије као код 18-елементне акустичке камере у [46], скалиране 17/3 пута. Сваки подниз је заротиран тако да буде у једној од вертикалних равни, означених правоугаоницима на слици 4.10, а да му оса нормална на раван буде уперена ка центру целокупног низа. На основу модела система, сигнали са свих антена из G_{90} се обрађују као да је то један велики низ, али, груписање антена у поднислове може да поједностави механички дизајн и постављање система. У даљем тексту су дати резултати за Tx у тачки T_1 и различите сценарије везане за присуство/одсуство вишеструког простирања и интерферирајућих сигнала. Параметри LOS компоненте су $B = 100$ MHz, $SNR_0 = 10$ dB и $N = 64$. Статистички резултати су добијени на основу узорака од по 8192 процене. Сви интензитети су у [dB]. Слично као и код G_5 , $SNR_0 = 10$ dB значи да су односи сигнал-шум у каналима око 1 dB.

На слици 4.11 су приказане критеријумске функције у једнокорисничком сценарију са само LOS компонентом, за ML-US и MUSIC алгоритме. ML-US бочни лобови су бар за 8 dB испод главног, а бочни код MUSIC алгоритма су за 33 dB испод главног.

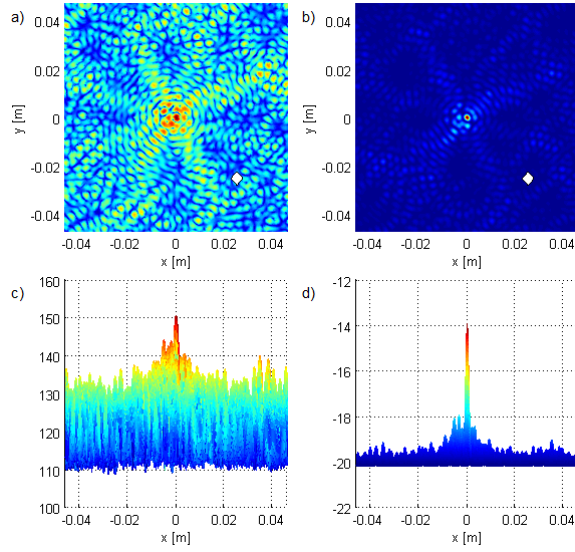
Слике 4.12 и 4.13 приказују резултате за сценарије са малом групом расејача и идеалним рефлектором, редом, постављеним у $(0.025, -0.025, 0)$ (означено ромбом). Снага рефлектованих компоненти је песимистично моделована да опада са квадратом збира пређених путева пре и после рефлексије (иначе би брже опадала). Једина разлика између слика је што су фазе носиоца моделоване као случајне (са униформном расподе-



Слика 4.10: G_{90} геометрија Rx низа.



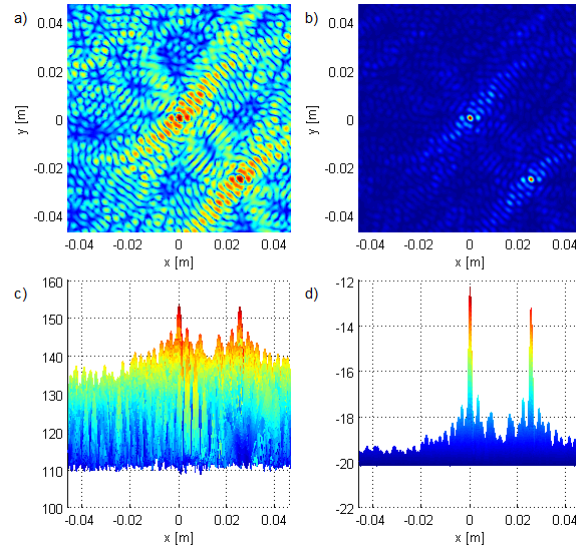
Слика 4.11: Једнокориснички LOS сценарио: Погледи одозго на критеријумске функције за G_{90} и T_1 , за а) ML-US, б) MUSIC и одговарајући погледи са стране под с) и d).



Слика 4.12: Један корисник и мала група расејача: Погледи одозго на критеријумске функције за G_{90} и T_1 , за а) ML-US, б) MUSIC и одговарајући погледи са стране под с) и d).

лом на $[0, 2\pi)$) и детерминистичке (као у (2.42)), редом. У првом сценарију, алгоритми не детектују рефлектор јер су фазе носиоца рефлектованих компоненти раздешене и не одговарају хипотетичким тачкама у којима је вршена претрага (ово је повољно, нарочито за масивне MIMO системе). Лоша страна је да је таласни облик NLOS компоненте корелисан са корисном (LOS) компонентом, што за последицу има повећање интензитета бочних лобова. У другом сценарију, нема осетног повећања бочних лобова, а рефлектор је детектован као засебан извор. MUSIC захтева познавање броја “извора”, па је у симулацијама сматрано да је познат. Ова два сценарија представљају крајње случајеве, па се у пракси може очекивати нешто између.

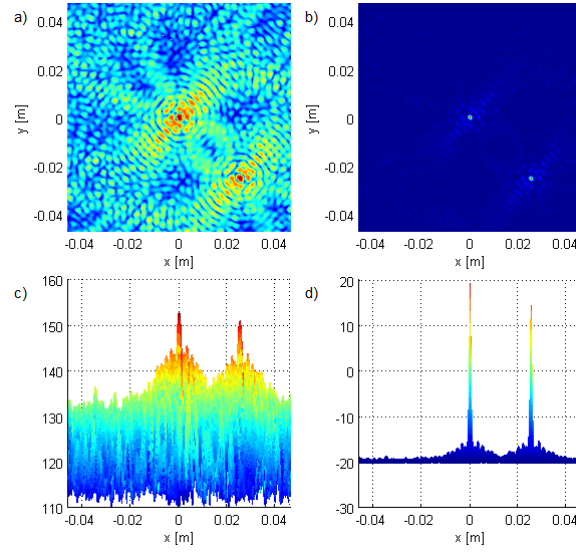
Табела 4.1 приказује статистичке перформансе алгоритама за поменуте сценарије. Притом, да би се нагласио утицај вишеструке пропагације у односу на утицај шума, повећан је однос SNR_0 (који важи за LOS компоненту) на 20 dB. Резултати су дати за различите количнике снага NLOS и LOS компоненти, у ознаци δ_{NLOS} , као и за случај са само LOS компонентом, поређења ради. Алгоритми се слично понашају при повећању утицаја вишеструке пропагације, али је RMSE и даље доста испод λ_c . За NLOS нивое од 10 dB или више испод LOS компоненте, што је реалистично у затвореном простору у mmWave опсегу, на основу [22], RMSE је



Слика 4.13: Један корисник и један идеалан рефлектор: Погледи одозго на критеријумске функције за G_{90} и T_1 , за а) ML-US, б) MUSIC и одговарајући погледи са стране под с) и d).

Табела 4.1: RMSE за сценарије са вишеструком пропагацијом и $\text{SNR}_0 = 20$ dB.

δ_{NLOS}	ML-US		MUSIC	
	ид. реф.	расејач	ид. реф.	расејач
0 dB	$\frac{\lambda_c}{45.21}$	$\frac{\lambda_c}{40}$	$\frac{\lambda_c}{45.09}$	$\frac{\lambda_c}{39.67}$
-5 dB	$\frac{\lambda_c}{76.29}$	$\frac{\lambda_c}{71.26}$	$\frac{\lambda_c}{75.95}$	$\frac{\lambda_c}{70.31}$
-10 dB	$\frac{\lambda_c}{131.3}$	$\frac{\lambda_c}{126.3}$	$\frac{\lambda_c}{130.7}$	$\frac{\lambda_c}{124.1}$
-15 dB	$\frac{\lambda_c}{225.2}$	$\frac{\lambda_c}{221.7}$	$\frac{\lambda_c}{223.8}$	$\frac{\lambda_c}{220.1}$
-20 dB	$\frac{\lambda_c}{380.6}$	$\frac{\lambda_c}{371.7}$	$\frac{\lambda_c}{380.4}$	$\frac{\lambda_c}{375.9}$
само LOS	$\frac{\lambda_c}{1090}$		$\frac{\lambda_c}{1070}$	

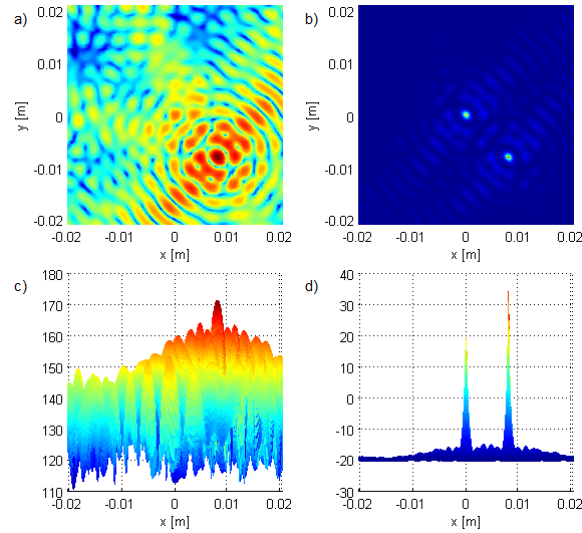


Слика 4.14: LOS сценарио са два корисника са једнаким снагама: Погледи одозго на критеријумске функције за G_{90} и T_1 , за а) ML-US, б) MUSIC и одговарајући погледи са стране под с) и d).

за 2 реда величине мања од λ_c . Ова прецизност је битна, јер омогућава базној станици да концентрише енергију ка мобилном терминалу за *downlink* комуникацију, након што он буде локализован. Поред поменутих, генерисани су и резултати за различите позиције рефлектора/расејача унутар низа (на већем растојању од Tx позиције), као и за $N = 512$, али су се они незнатно разликовали, па стога нису приказани.

Слика 4.14 приказује резултате за сценарио са другим корисником, постављеним у $(0.025, -0.025, 0)$ m, са истом снагом као и код првог (постојећег), тако да су корисници на међусобном растојању од $7.07\lambda_c$. Оба алгоритма их успешно разазнају. На слици 4.15 су приказани резултати за сценарио у коме је други корисник у $(0.008, -0.008, 0)$ (раздаљина је овде $2.26\lambda_c$) са предајном снагом већом за 10 dB. ML-US не може да одреди позицију првог корисника, јер му је главни лоб утопљен у бочне лобове од другог корисника (интерферера). MUSIC алгоритам, са друге стране, успешно локализује оба извора.

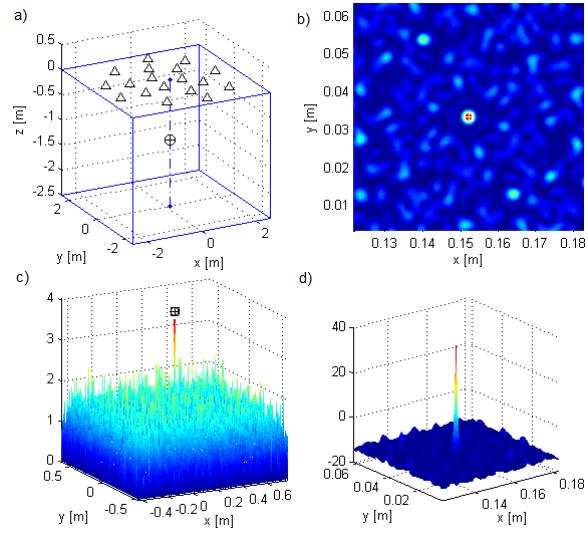
У табели 4.2 су приказане статистичке перформансе алгоритама у сценарију са интерферером у тачки $(0.025, -0.025, 0)$ за различите количнике снага између тог интерферера и првог корисника, у ознаци δ_{IF} . Коришћен је $\text{SNR}_0 = 20$ dB из истог разлога као и у сценаријима са више-струким простирањем. За $\delta_{IF} \leq 0$ dB, оба алгоритма имају добре пер-



Слика 4.15: LOS сценарио са два корисника са разликом снага од 10 dB: Погледи одозго на критеријумске функције за G_{90} и T_1 , за а) ML-US, б) MUSIC и одговарајући погледи са стране под с) и d).

Табела 4.2: RMSE за сценарије са другим корисником/интерференцијом, за $\text{SNR}_0 = 20$ dB код првог корисника.

δ_{IF}	ML-US	MUSIC
+30 dB	N/A	$\frac{\lambda_c}{604.6}$
+20 dB	N/A	$\frac{\lambda_c}{1019}$
+10 dB	N/A	$\frac{\lambda_c}{1061}$
0 dB	$\frac{\lambda_c}{248.2}$	$\frac{\lambda_c}{1059}$
-10 dB	$\frac{\lambda_c}{776.3}$	$\frac{\lambda_c}{1063}$
без интерф.	$\frac{\lambda_c}{1090}$	$\frac{\lambda_c}{1070}$



Слика 4.16: Резултати локализације за G_{18} : а) геометрија Rx низа и Tx позиција, б) ML-US критеријумска функција над мањим доменом, с) ML-US над већим доменом, д) MUSIC над мањим доменом.

формансе, при чему се MUSIC понаша скоро као да интерференција није ни присутна. За $\delta_{\text{IF}} \geq 10$ dB, ML-US не успева да локализује Tx (видети слику 4.15), док MUSIC успешно ради чак и када је Tx снага за 30 dB испод интерференције. Ово је једна предност MUSIC алгоритма над ML-US, што оправдава његово коришћење упркос томе што је нумерички комплекснији од ML-US.

Као алтернативу геометрији G_{90} , уводимо геометрију G_{18} , која такође потискује бочне лобове, али је јефтинија и хардверски и по питању обраде сигнала. Геометрија G_{18} одговара акустичкој камери из [46], само је скалирана 12 пута и постављена у равни $z = 0$, видети слику 4.16 а). Слика 4.16 б)-д) приказује резултате за G_{18} и извор у тачки $T_3 = (0.152, 0.033, -1.2)$, што одговара сценарију у коме је низ причвршћен за плафон просторије, а предајник је 1.2 m испод. SNR_0 је постављен на 12 dB, тако да су SNR вредности у каналима биле између 4 и 10 dB. Мрежа за претрагу је била у равни $z = -1.2$ m. CRB за дату Tx локацију је 2.93×10^{-9} m², чији је корен једнак $0.011\lambda_c$. Бочни лобови критеријумске функције су потиснути (испод главног лоба су за бар 43 dB).

Глава 5

Директна локализација у дистрибуираним масивним вишеантенским системима коришћењем фазираних антенских решетки

У глави 4 је показано како се кохерентном локализацијом помоћу дистрибуираног антенског низа може остварити прецизност за више редова величине боља од таласне дужине носиоца. Ипак, овакав приступ има за последицу тзв. проблем вишезначности. Показано је, такође, да се повећавањем броја антена и избором одговарајућих позиција за њих тај проблем може решити или ублажити. Ипак, повезивање фузионог центра са великим бројем појединачних антена дистрибуираних по ћелији, тако да раде кохерентно, може бити непрактично/неисплативо. Антене се, онда, могу груписати у класичне поднизове (оне са растојањима између суседних антена реда $\lambda_c/2$). Поред тога, ако би свака антена имала посебан канал, систем би имао превелику потрошњу енергије и цену (пре свега због А/D конвертора), због великих очекиваних протока у будућим генерацијама бежичних система. Једно решење је задржати велики број антена (масивни ММО), а смањити број дигиталних канала коришћењем фазираних антенских решетки. Ове решетке су аналогне мреже за линеарно комбиновање сигнала, са електронски изабраним тежинским кое-

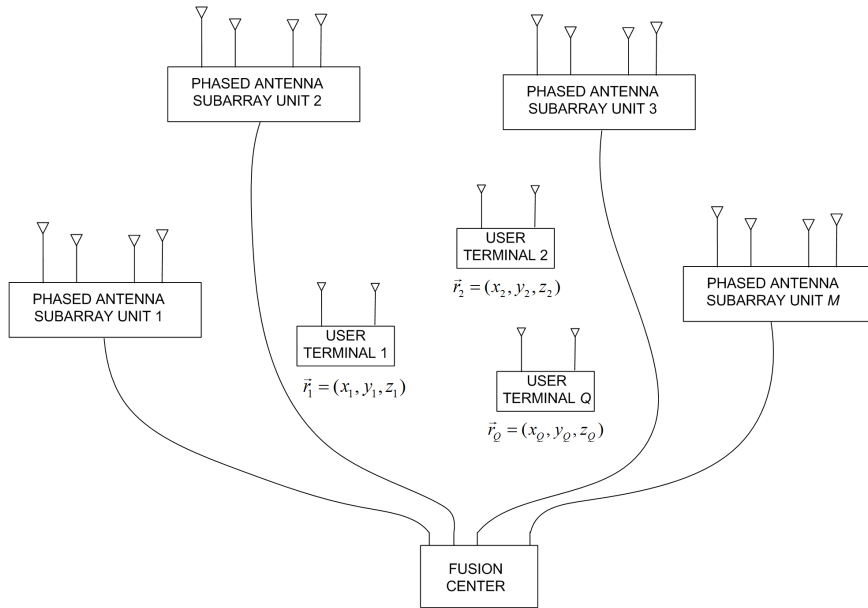
фицијентима. У овој глави ће бити предложена једна таква нова архитектура пријемног система. Такође ће бити дат одговарајући модел сигнала, предложена вишеетапна стратегија претраживања/скенирања и предложени алгоритми за ту стратегију. Главни циљ ове главе је да се, користећи стратегију која комбинује добре особине различитих алгоритама, не само оствари велика прецизност локализације, него уједно и реши проблем вишезначности, који је својствен кохерентној локализацији.

5.1 Архитектура система

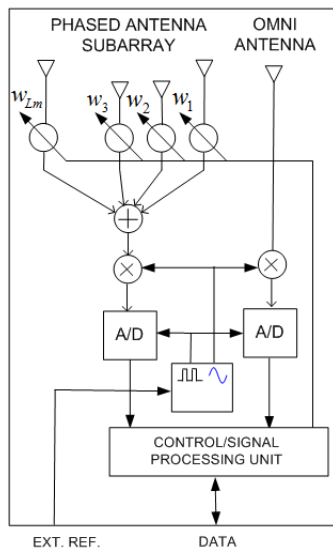
Систем који се предлаже користи дистрибуирани антенски низ да селективно одреди позицију изабраног RF предајника, T_x , на основу његове корисничке секвенце (познате пријемном систему). Све антене, укључујући и предајну, су распоређене у затвореном простору и стационарне су у смислу да је занемарљив Доплеров ефекат (слика 5.1). Пријемне антене су груписане у M “поднизова”, или прецизније, “антенских чворова”.

У овом систему, m -ти подниз има L_m антена на познатим позицијама $\vec{r}_{m,l} = (x_{m,l}, y_{m,l}, z_{m,l})$, $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, $l \in \{1, 2, \dots, L_m\}$. Сигнали са тих антена се доводе на улаз фазиране решетке, која их множи коефицијентима, у комплексном облику означеним $w_{m,l}$, чије су вредности унапред електронски постављене (видети слику 5.2). Излаз m -те решетке се демодулише да би се добили одбирци у m -том каналу. Сваком поднизу је придружена и једна омнидирекциона (“омни”) антена на познатој позицији $\vec{r}_{m,0} = (x_{m,0}, y_{m,0}, z_{m,0})$ са сопственим дигиталним каналом. Уопште нији назив за ту антену је “референтна” антена датог подниза. Све у свему, сигнал процесор у фузионом центру има приступ сигнаlima из $2M$ канала. Сви елементи пријемног (Rx) система су међусобно временски, фреквенцијски и фазно синхронизовани. Временска синхронизација T_x канала са Rx системом није потребна, само се сматра да користе исту (познату) фреквенцију носиоца.

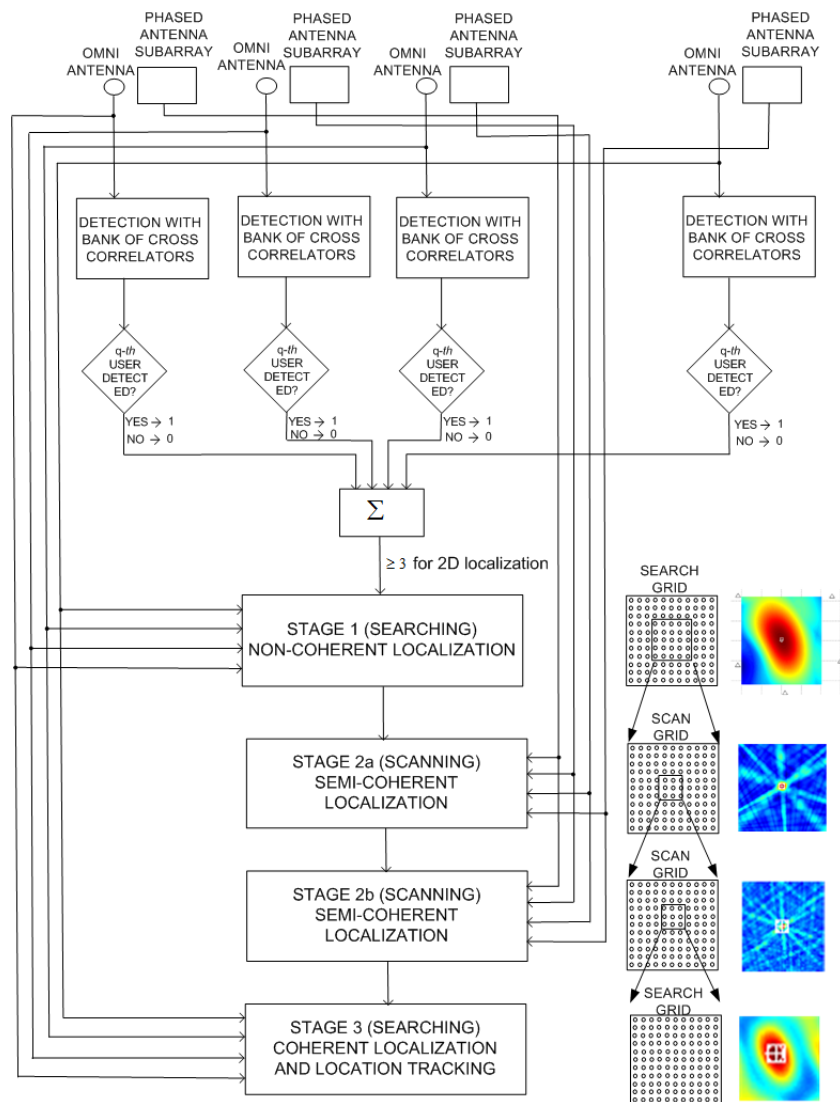
На нижим фреквенцијама, калибрисани коаксијални каблови би могли да се искористе за аналогно повезивање антенских чворова са фузионим центром, али у mmWave опсегу ово би било непрактично због великог



Слика 5.1: Архитектура система.



Слика 5.2: Антенски чвор са фазираном решетком и придруженом референтном антенном.



Слика 5.3: Блок шема вишеетапне стратегије претраживања/скенирања.

изобличења сигнала. Друга могућност је да унутар антенских чворова постоје А/Д конвертори и остали потребни електронски склопови. Тада би чворови дигиталним линковима били повезани са центром. Ова варијанта захтева развођење синхронизационих сигнала од центра до чворова (користе их (де)модулатори и А/Д и Д/А конвертори).

5.2 Вишеетапна стратегија претраживања и скенирања

Систем врши детекцију присуства и процену локације корисничких предајника у три етапе, као на слици 5.3. У етапи 1, систем извршава

алгоритам мале нумеричке комплексности да би детектовао присуство RF емисија и добио грубе процене позиција предајника. Само се референтне антене користе у етапи 1 и оне се могу користити непрестано. Да би започео локализацију, алгоритму је довољно да сачека само један период T_x секвенце. Канал сваке референтне антене има банку са онолико кроскорелатора колико има корисничких секвенци од интереса. Када бар 3 кроскорелатора детектују присуство секвенце s за 2D локализацију (или 4 за 3D локализацију), алгоритам даје грубу процену позиције овог корисника (са секвенцом s) над мрежом за претрагу која прекрива цео простор од интереса (ћелију). Грешка те процене се очекује да буде реда величине $10\lambda_c$ или више.

У етапи 2, други алгоритам побољшава процену из претходне етапе скенирајући простор око ње поднизовима. Пошто сваки подниз може да ради са само једним вектором коефицијената $w_{m,l}$ у једном тренутку, потребно је примити већи број сегмената сигнала за добијање једне процене. Дужина сваког сегмента једнака је периоду корисничке секвенце. Такође се морају оставити временски интервали између тих сегмената за прелазне режиме у којима фазирани решетки успостављају нове вредности коефицијената. Ова ограничења су последица смањивања енергетске и хардверске цене система увођењем фазираних решетки.

Етапа 2 може, по потреби, да се подели на више подетапа, 2а, 2б итд., од којих свака има своју ширину снопова поднизова, област и резолуцију скенирања. Број подетапа зависи од количника грешке (RMSE) етапе 1 и захтеване RMSE етапе 2. Што је већи количник, треба искористити више подетапа, да би се смањило укупан број потребних сегмената сигнала. Коефицијенти у (под)етапи 2а се бирају тако да снопови поднизова буду релативно широки (секторски), да би се смањило број тачака у мрежи скенирања, а да ипак постоји SNR добитак у односу на референтне антене. Мањи број тачака значи и мањи број захтеваних сегмената.

Последња подетапа етапе 2 користи најуже снопове и скенира над најужом мрежом. Свака тачка скенирања захтева нови сегмент. Мрежа скенирања мора да буде довољно фина да би резултујућа грешка била испод λ_c . Главна сврха ове етапе је да довољно сузи мрежу претраге за етапу 3 тако да буде решен проблем вишезначности који постоји код њеног алгоритма.

У етапи 3, само је потребан један сегмент сигнала и то само са референтних антена. Алгоритам у овој етапи се ослања на односе фаза носиоца између различитих канала да би дао најпрецизније процене. Мрежа претраге је мала, али врло фина, јер се од алгоритма очекује прецизност реда $\lambda_c/100$ или боља. Када се Tx локализује са овом прецизношћу и онда се помери, позиција му се може пратити узастопним покретањем истог алгоритма.

Очекује се да овај систем, поред локализационог аспекта, има и комуникациони аспект. У фази праћења, ако се фазиране решетке не користе у етапи 2 за локализацију других терминала, комуникациони протоколи могу да их искористе да усмере енергију на *downlink*-у ка датом терминалу. Слично важи и за *uplink*. Овим се смањује интерференција и повећава енергетска ефикасност у хелијском систему.

5.3 Модел сигнала

Модел сигнала за предложену хибридную архитектуру представља уопштење модела из одељка 2.6. Преузимају се претпоставке из њега, осим што је другачији пријемни систем и што се коефицијенти слабљења сматрају непознатим. Дакле, претпоставке везане за предајник (и послати сигнал) и пропагацију су идентичне као у одељку 2.6, док су претпоставке о пријемном низу дате у одељку 5.1.

Из ових претпоставки следи математички модел сигнала на пријему у оваквом масивном ММО систему. l -та антена у m -том поднизу прима сигнал чији је еквивалент у основном опсегу

$$u_{m,l}(t) = s_{m,l}(t) + \eta_{m,l}(t) \quad (5.1)$$

$$s_{m,l}(t) = a_{m,l} e^{-j\omega_c(t_0 + \tau_{m,l})} s(t - t_0 - \tau_{m,l}), \quad (5.2)$$

где је $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, $l \in \{0, 1, \dots, L_m\}$, индекс $l = 0$ означава референтну антену придружену одговарајућем поднизу; $a_{m,l}$ је непознати реални коефицијент слабљења; $\tau_{m,l} = d_{m,l}/c$ је пропагационо кашњење од Tx антене до одговарајуће пријемне антене, где је $d_{m,l} = |\vec{r} - \vec{r}_{m,l}|$; $\eta_{m,l}(t)$ је независни комплексни Гаусов шум у фреквенцијском опсегу $(-1/2, 1/2)$; остале ознаке су преузете из основног модела (одељак 2.6). Сигнал на излазу

m -те фазиране решетке је

$$u_m(t) = s_m(t) + \eta_m(t) \quad (5.3)$$

$$s_m(t) = \sum_{l=1}^{L_m} w_{m,l} a_{m,l} e^{-j\omega_c(t_0 + \tau_{m,l})} s(t - t_0 - \tau_{m,l}) \quad (5.4)$$

$$\eta_m(t) = \sum_{l=1}^{L_m} w_{m,l} \eta_{m,l}(t). \quad (5.5)$$

Дигитални сигнал процесор има на располагању одбирке $u_m(n)$ и $u_{m,0}(n)$ за $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ и $n \in \{0, 1, \dots, N - 1\}$.

Одговарајући матрични модел (дискретан у времену), изведен из (5.1)–(5.5), је

$$\mathbf{u}_{m,0} = \mathbf{s}_{m,0} + \boldsymbol{\eta}_{m,0} \quad (5.6)$$

$$\mathbf{s}_{m,0} = a_{m,0} \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + \tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s} \quad (5.7)$$

$$\mathbf{u}_m = \mathbf{s}_m + \boldsymbol{\eta}_m \quad (5.8)$$

$$\mathbf{s}_m = \sum_{l=1}^{L_m} w_{m,l} a_{m,l} \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + \tau_{m,l}} \mathbf{F} \mathbf{s}, \quad (5.9)$$

где су

$$\mathbf{u}_{m,0} = [u_{m,0}(0), u_{m,0}(1), \dots, u_{m,0}(N - 1)]^T \quad (5.10)$$

$$\boldsymbol{\eta}_{m,0} = [\eta_{m,0}(0), \eta_{m,0}(1), \dots, \eta_{m,0}(N - 1)]^T \quad (5.11)$$

$$\mathbf{u}_m = [u_m(0), u_m(1), \dots, u_m(N - 1)]^T \quad (5.12)$$

$$\boldsymbol{\eta}_m = [\eta_m(0), \eta_m(1), \dots, \eta_m(N - 1)]^T, \quad (5.13)$$

све $N \times 1$ комплексне вектор-колоне.

5.4 Алгоритми за директну локализацију

У овом одељку су предложени алгоритми за сваку етапу поменуте стратегије претраживања/скенирања. Задатак им је да процене позицију корисника са датом секвенцом \mathbf{s} . Ти алгоритми се разликују по прецизности и нумеричкој комплексности. Формулисани су за једнокориснички сценарио, али, ако су корисничке секвенце осталих корисника ортогоналне са \mathbf{s} , могу се применити и у вишекорисничком сценарију.

Ако корисничке секвенце нису ортогоналне, а корисници су довољно раздвојени у простору, очекује се да и тада алгоритми добро функционишу.

5.4.1 Кохерентни алгоритми

Кохерентни алгоритми се ослањају не само на разлике у комплексним анвелопама, него и на разлике у фазама носиоца, и то између сваке две од коришћених антена. Приметити да се информација о Тх позицији налази и у амплитудама сигнала, али она овде неће бити коришћена због робусности у пракси.

Предложени кохерентни алгоритми користе сигнале само са референтних антена, тако да су за обраду на располагању одбирци $u_{m,0}(n)$ за $1 \leq m \leq M$, $0 \leq n \leq N - 1$. Сматра се да су снаге шума у каналима међусобно једнаке и познате, тако да $\eta_{m,0}(n)$ има кружно симетричну комплексну Гаусову расподелу са средњом вредношћу 0 и варијансом σ^2 , тј. $\eta_{m,0}(n) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, ($\forall m$). У пракси, ако су снаге шума различите, зашумљени сигнали се могу скалирати одговарајућим факторима тако да задовоље претходни услов. Густина која одговара узорку је

$$f_C(\mathbf{u}_0) \propto \prod_{m=1}^M \exp(-\|\mathbf{u}_{m,0} - \mathbf{s}_{m,0}\|_{\mathbb{F}}^2 / \sigma^2). \quad (5.14)$$

Циљ је проценити непознате параметре, који се налазе у $\mathbf{s}_{m,0}$, ($\forall m$), чиме добијамо процену Тх локације.

На основу ML методе, максимизира се логаритам густине дате изразом (5.14) над непознатим параметрима $(a_{1,0}, \dots, a_{M,0}, t_0, x, y, z)$. Ово је еквивалентно минимизацији $\sum_{m=1}^M \|\mathbf{u}_{m,0} - \mathbf{s}_{m,0}\|_{\mathbb{F}}^2$, или прецизније минимизацији

$$g_1 = \sum_{m=1}^M (a_{m,0}^2 \|\mathbf{s}\|_{\mathbb{F}}^2 - 2a_{m,0} \operatorname{Re}(\mathbf{u}_{m,0}^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + \tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s})). \quad (5.15)$$

Приметити да пропагациона времена $\tau_{m,0}$ зависе од Тх координата, x , y , z .

Минимизација се може прво извести над $a_{m,0}$ ($\forall m$), а онда над (t_0, x, y, z) .

За дате t_0, x, y, z , ML процена амплитуда $a_{m,0}$ је дата изразом

$$\begin{aligned}\widehat{a}_{m,0} &= \arg \min_{a_{m,0} \in [0, +\infty)} (a_{m,0}^2 \|\mathbf{s}\|_{\mathbb{F}}^2 - 2a_{m,0} \operatorname{Re}(\mathbf{u}_{m,0}^{\mathrm{H}} \mathbf{F}^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_{t_0+\tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s})) = \\ &= \max \left\{ 0, \frac{1}{\|\mathbf{s}\|_{\mathbb{F}}^2} \operatorname{Re}(\mathbf{u}_{m,0}^{\mathrm{H}} \mathbf{F}^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_{t_0+\tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s}) \right\}.\end{aligned}\quad (5.16)$$

Приметити да негативне вредности за амплитуде $a_{m,0}$ нису дозвољене и да је функција која се минимизира полином другог степена по $a_{m,0}$. Уврштавањем (5.16) у (5.15), добијамо процене за t_0, x, y , и z на основу

$$(\widehat{t}_0, \widehat{x}, \widehat{y}, \widehat{z}) = \arg \max_{t_0, x, y, z} \sum_{m=1}^M (\max \{0, \operatorname{Re}(\mathbf{u}_{m,0}^{\mathrm{H}} \mathbf{F}^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_{t_0+\tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s})\})^2. \quad (5.17)$$

Ови кораци представљају кохерентан ML алгоритам.

Претраживање за најбоље вредности параметара (t_0, x, y, z) мора да буде над врло фином мрежом, али ово би за последицу имало велику нумеричку комплексност. Као алтернативу предлажемо статистички подоптимални приступ који је нумерички доста ефикаснији. Без губитка општости, изаберимо први канал да буде референтни. У предобradi процењујемо укупно кашњење у том каналу, $t_1 = t_0 + \tau_{1,0}$ на основу

$$\widehat{t}_1 = \arg \max_{t_1} (\operatorname{Re}(\mathbf{u}_{1,0}^{\mathrm{H}} \mathbf{F}^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_{t_1} \mathbf{F} \mathbf{s})). \quad (5.18)$$

Ова максимизација може додатно да се поједностави дељењем на три корака. У првом кораку се процењује целобројно кашњење $\widehat{t}_{1,\text{int}}$, одбацујући притом фазу носиоца, на основу

$$\widehat{t}_{1,\text{int}} = \arg \max_{t_{1,\text{int}}} |\mathbf{u}_{1,0}^{\mathrm{H}} \mathbf{F}^{\mathrm{H}} \mathbf{D}_{t_{1,\text{int}}} \mathbf{F} \mathbf{s}|, \quad (5.19)$$

што се, због $t_{1,\text{int}} \in \mathbb{Z}$, своди на

$$\widehat{t}_{1,\text{int}} = \arg \max_{t_{1,\text{int}}} \left| \mathbf{u}_{1,0}^{\mathrm{H}} [s(N - t_{1,\text{int}}), \dots, s(N - 1), s(0), \dots, s(N - t_{1,\text{int}} - 1)]^{\top} \right|. \quad (5.20)$$

У другом кораку се тражи разломљена, али и даље релативно груба, процена $\widehat{t}_{1,r}$, претражујући у ужем интервалу, рецимо, $t_1 \in (\widehat{t}_{1,\text{int}} - 0.5, \widehat{t}_{1,\text{int}} + 0.5)$,

такође одбацујући фазу носиоца и користећи (5.19), тј.

$$\hat{t}_{1,r} = \arg \max_{t_{1,r} \in \mathcal{R}} |\mathbf{u}_{1,0}^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_{1,r}} \mathbf{F} \mathbf{s}|, \quad \mathcal{R} = (\hat{t}_{1,\text{int}} - 0.5, \hat{t}_{1,\text{int}} + 0.5). \quad (5.21)$$

У трећем кораку се процењује \hat{t}_1 са највећом прецизношћу, претражујући у најужем интервалу око $\hat{t}_{1,r}$, овог пута се ослањајући на фазу носиоца и користећи (5.18).

На крају, након што се добије \hat{t}_1 , процењује се Tx локација по формули

$$(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = \arg \max_{x,y,z} \sum_{m=1}^M \left(\max \left\{ 0, \text{Re} \left(\mathbf{u}_{m,0}^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{\tau_{m,0} - \tau_{1,0} + \hat{t}_1} \mathbf{F} \mathbf{s} \right) \right\} \right)^2. \quad (5.22)$$

Ово је алгоритам који ће бити коришћен у етапи 3 процеса естимације. Треба напоменути да ова последња мрежа за претрагу не садржи димензију t_0 и да се рачунање првог члана суме ($m = 1$) може прескочити јер је константан. Такође, у пракси, канал 1 може некад да има низак SNR и, због тога, неки други канал треба изабрати као референтни.

Један недостатак својствен кохерентним алгоритмима је да постоји велики број високих и уских лобова у критеријумској функцији у близини стварне Tx локације (поменути проблем вишезначности). Етапа 3 локализације се ослања на етапу 2 да исправно разазна главни лоб од бочних лобова.

Поред проблема вишезначности у просторном домену, тај проблем постоји и при процени t_1 , у временском домену. Последица тога је додатна грешка која је целобројни умножак од $1/f_c$. Срећом, ова грешка је константна по каналима и по (x, y, z) . За ускопојасне сигнале, њен утицај је занемарљив. За широкопојасне сигнале, у просеку, та грешка је мања него за ускопојасне.

5.4.2 Некохерентни алгоритми

За разлику од кохерентних алгоритама, некохерентни алгоритми одбацују (не користе) фазе носиоца у сигнаlima из пријемних канала при процени локације. Упркос томе што користе исти статистички узорак као и алгоритми у 5.4.1, њихове критеријумске функције немају ни приближно толико велику варијацију по (x, y, z) -простору, због чега имају доста мању прецизност. Са друге стране, предности некохерентних ал-

горитама су то што се може користити знатно грубља мрежа за претрагу и то што проблем вишезначности не постоји.

Да бисмо извели некохерентан ML алгоритам, претпоставимо непознате константне фазне чланове у свим коришћеним каналима, $\psi_{m,0}$, тако да имамо

$$\mathbf{s}_{m,0} = a_{m,0} e^{j\psi_{m,0}} \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + \tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s}. \quad (5.23)$$

Примењујемо исти поступак као и у 5.4.1, осим што су негативне вредности за $a_{m,0}$ дозвољене, јер ионако бирамо најбољу могућу фазу $\psi_{m,0}$. Овим се формулише оптимизациони проблем као

$$\left(\hat{\psi}_{1,0}, \dots, \hat{\psi}_{M,0}, \hat{t}_0, \hat{x}, \hat{y}, \hat{z} \right) = \arg \max_{\substack{\psi_{1,0}, \dots, \psi_{M,0} \\ t_0, x, y, z}} \sum_{m=1}^M \left(\operatorname{Re} \left(e^{j\psi_{m,0}} \mathbf{u}_{m,0}^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + \tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s} \right) \right)^2. \quad (5.24)$$

Можемо прво да нађемо решења за $\psi_{m,0}$. Наиме, за дате t_0 , x , y и z , решења за $\psi_{m,0}$ су дата изразом

$$\hat{\psi}_{m,0} = -\arg \left(\mathbf{u}_{m,0}^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + \tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s} \right), \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (5.25)$$

Када се ова решења уврсте у (5.24), надаље оптимизујемо по (t_0, x, y, z) , тј.

$$\left(\hat{t}_0, \hat{x}, \hat{y}, \hat{z} \right) = \arg \max_{t_0, x, y, z} \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{u}_{m,0}^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0 + \tau_{m,0}} \mathbf{F} \mathbf{s} \right|^2. \quad (5.26)$$

Алгоритам заснован на решењима у (5.25) и оптимизацији у (5.26) називамо некохерентни ML алгоритам.

Поред њега предлагемо и његову варијанту са смањеном нумеричком комплексношћу. Као и код кохерентног алгоритма, прво се процени укупно кашњење у каналу 1, а онда се оно искористи да се изврши претрага по Tx координатама, по формули

$$\left(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z} \right) = \arg \max_{x, y, z} \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{u}_{m,0}^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{\tau_{m,0} - \tau_{1,0} + \hat{t}_1} \mathbf{F} \mathbf{s} \right|^2. \quad (5.27)$$

Ово је алгоритам који ће бити коришћен у етапи 1 процеса естимације. Први члан суме је константа, па се не мора рачунати (индекс m може да узме само вредности $2, 3, \dots, M$). Такође треба приметити да нема потребе да процена \hat{t}_1 буде толико прецизна као при имплементацији ко-

херентног алгоритма. Дакле, прескаче се трећи корак методе за процену t_1 . Уместо \hat{t}_1 , може се искористити $\hat{t}_{1,r}$.

5.4.3 Полукохерентни алгоритми

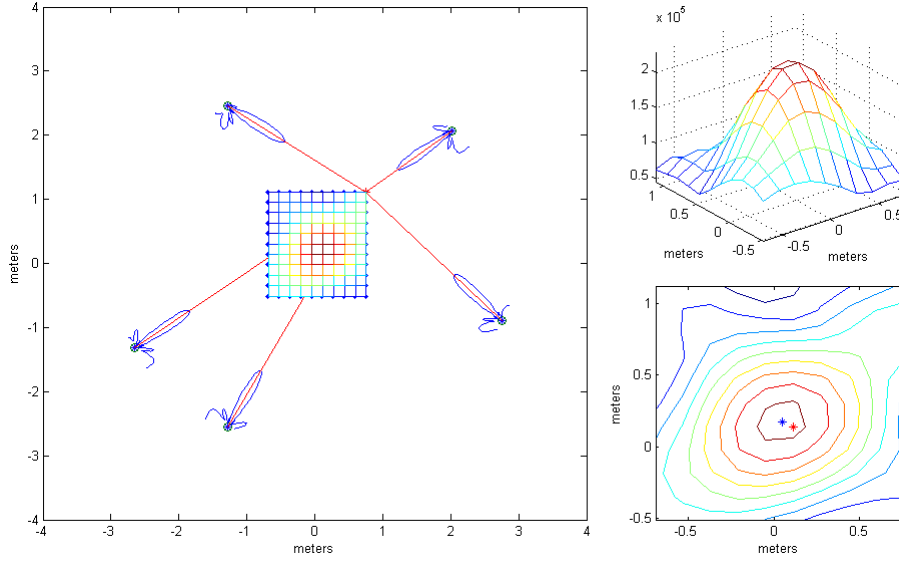
Разлика између кохерентног и некохерентног алгоритма је у томе како се врши сабирање по каналима у критеријумској функцији; код кохерентног се узимају реални делови, а код некохерентног модули сабирака (упоредити (5.22) са (5.27)). Узимањем модула, разлике константних фаза између канала су изгубљене, тј. не утичу на резултат. Можемо искористити ову идеју да формулишемо полукохерентни алгоритам тако што бисмо узели одговарајуће модуле пре сумирања по каналима (по m), али након сумирања по антенама у сваком поднизу (по l). На овај начин, разлике фаза између антена из истог подниза су очуване, док су разлике фаза између поднизова изгубљене.

Изаберимо мрежу за скенирање (*scan grid*) унутар датог простора од интереса, као на сликама 5.4 и 5.5. Нека је $\vec{r}_{\text{SG}p}$ позиција p -те тачке у мрежи за скенирање. За разлику и од кохерентних и од некохерентних алгоритама, за сваку тачку у мрежи за скенирање је потребно примити нови сегмент сигнала дужине N , у ознаци $\mathbf{u}_m^{(p)}$, ($\forall m$), усмеравањем снопова поднизова ка датој тачки. Снопови се усмеравају постављањем одговарајућих вредности коефицијената $w_{m,l}$. Тродецибелске ширине снопова се бирају да буду веће од растојања између суседних тачака у мрежи за скенирање, да би се избегла деградација услед саме мреже. Циљ је проценити p и t_0 помоћу

$$(\hat{p}, \hat{t}_0) = \arg \max_{p, t_0} \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{u}_m^{(p)\text{H}} \left(\sum_{l=1}^{L_m} \mathbf{F}^{\text{H}} \mathbf{D}_{t_0} \mathbf{D}_{\tau_{m,l}}^{(\text{B})} \mathbf{F} \mathbf{s} \right) \right|, \quad (5.28)$$

где је $\mathbf{D}_{\tau}^{(\text{B})} = \text{Diag} \left\{ \exp \left(-j \frac{2\pi}{N} \tau \mathbf{k} \right) \right\}$ оператор кашњења у основном опсегу учестаности, без помака фазе носиоца, за разлику од \mathbf{D}_{τ} . Процена Tx позиције је онда $\hat{\vec{r}} = \vec{r}_{\text{SG}\hat{p}}$.

Слично као и раније, можемо да избегнемо претрагу по t_0 тако што бисмо нашли процену \hat{t}_m за референтну антену сваког подниза у предо-



Слика 5.4: Скенирање у етапи 2а.

бради, а онда максимизирали по p , тј.

$$\hat{p} = \arg \max_p \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{u}_m^{(p)H} \left(\sum_{l=1}^{L_m} \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{\hat{t}_m - \tau_{m,0}} \mathbf{D}_{\tau_{m,l}}^{(B)} \mathbf{F} \mathbf{s} \right) \right|. \quad (5.29)$$

Ово је алгоритам који ће бити коришћен у етапи 2 процеса естимације.

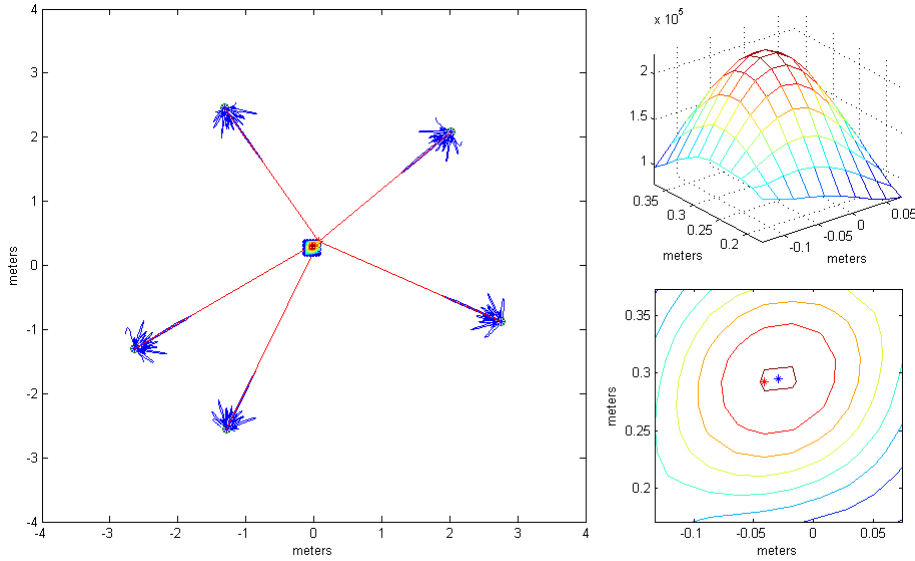
Ако су сигнали ускопојасни, изрази (5.28) и (5.29) се свODE на (5.30) и (5.31), редом:

$$(\hat{p}, \hat{t}_0) = \arg \max_{p, t_0} \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{u}_m^{(p)H} e^{-j\omega_c t_0} \mathbf{s} \right|, \quad (5.30)$$

$$\hat{p} = \arg \max_p \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{u}_m^{(p)H} e^{-j\omega_c (\hat{t}_m - \tau_{m,0})} \mathbf{s} \right|. \quad (5.31)$$

5.5 Нумерички резултати и дискусија

Овај одељак приказује нумеричке резултате Монте-Карло симулација добијене за алгоритме формулисане у претходном одељку, за 2 сценарија – сценарио само са LOS компонентама и сценарио са вишеструком про- пагацијом. Коришћене су две геометрије антенског низа дистрибуиране масивне МИМО архитектуре у оба сценарија. Геометрија G_1 се састоји од 5 поднизова, од којих сваки има геометрију 18-елементне акустичке



Слика 5.5: Скенирање у етапи 26.

камере скалирану фактором $1/3$, [46]. Сваки подниз има по фазирану решетку и придружену референтну антену у свом центру, како је објашњено у одељку 5.1. Центри се налазе у равни $z = 0$. Референтне антене имају следеће x и y координате у метрима: $(-2.20, -1.24)$, $(0.18, -2.64)$, $(2.96, -1.06)$, $(2.53, 2.21)$ и $(-2.18, 2.24)$. Антене су представљене белим троугловима у овом одељку.

Позиције поднизова су изабране слободном руком тако да геометрија буде неправилна и да одговарају случају у коме су поднизови постављени на зидове просторије. Поднизови су у вертикалним равнима заротираним тако да им нормале буду усмерене приближно ка центру области између поднизова (центар те просторије). Геометрија G_2 је формирана од G_1 скалирањем геометрије сваког подниза фактором 5 у односу на своју референтну антену. У симулацијама су предајници користили познате детерминистичке секвенце – први тип ортогоналних секвенци предложених у [45], за дато N . Вредности параметара су биле: $\tilde{f}_c = 60$ GHz, $B = 10$ MHz и $\text{SNR}_0 = 10$ dB (ако није другачије речено). У целом овом одељку се сматра да снага LOS компоненте опада са квадратом растојања од предајника.

У сценарију са вишеструком пропагацијом су симулиране квазиоптичке рефлексије (*specular multipath*). Због специфичности mmWave опсега, од рефлектованих компоненти су симулиране само оне првог реда, од 4 вертикалне равни ($x = -2.4$ m, $y = -2.85$ m, $x = 3.15$ m и $y = 2.45$ m),

које представљају зидове просторије, тако да су поднизови фиксирани на око 20 cm од њих. Као и у [22], сматрано је да су количници снаге LOS компоненте и снаге збира осталих (NLOS) компоненти са вредностима од бар 10 dB. Ради једноставније нотације, овај количник ћемо звати Рајсов фактор. На основу *ray-tracing* методе, рефлектоване компоненте су моделоване као да су потекле од виртуелних слика стварног предајника у односу на зидове, а на основу LOS модела (5.7) (који узима у обзир временски помак, помак фазе носиоца и слабљење). Рефлектоване компоненте су онда померене по фази за π и њихова сума на свакој пријемној антени је скалирана тако да се добије задати Рајсов фактор.

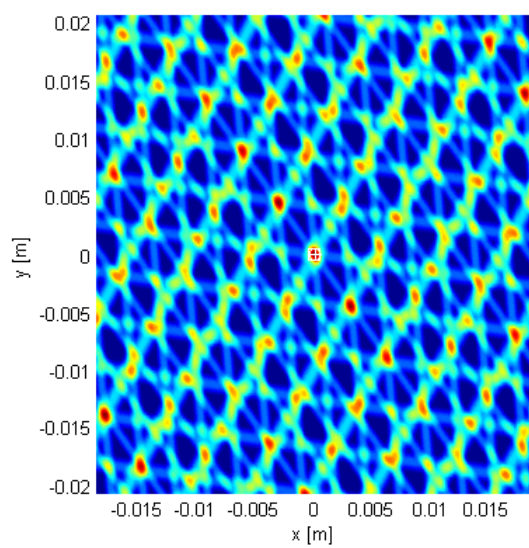
5.5.1 Квалитативан опис критеријумских функција

Овде је приказано квалитативно понашање критеријумских функција предложених алгоритама за сваку од три етапе локализације. Тх се налазио у $(0,0,0)$, близу “центра” било G_1 било G_2 . Пошто етапе 1 и 3 користе само референтне антене поднизова, избор геометрија поднизова не утиче на њих. Критеријумске функције су приказане над доменима који припадају равни $z = 0$. На сликама 5.6-5.11, стварна Тх позиција је означена кружићем са крстом, а процењена квадратом.

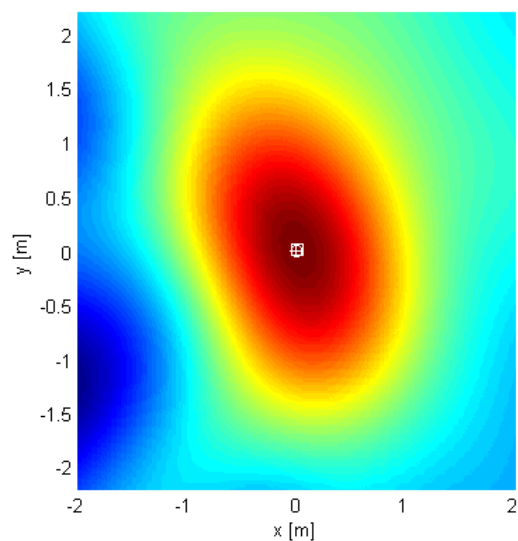
Да би локализовали Тх са прецизношћу знатно бољом од λ_c , користимо кохерентни алгоритам. Његова критеријумска функција има високе бочне лобове и захтева веома фину мрежу за претрагу (видети слику 5.6). Због тога не можемо одмах да га искористимо, него прибегавамо вишеетапној претрази.

Слика 5.7 приказује критеријумску функцију (са само LOS компонентама) из етапе 1 (дату изразом (5.27)) над доменом унутар антенског низа, за $N = 1024$. Ова функција нема бочне лобове, на њу не утичу фазе носиоца, имуна је на грешке у фазној синхронизацији и споро се мења по простору, захваљујући чему се може користити груба мрежа за претрагу.

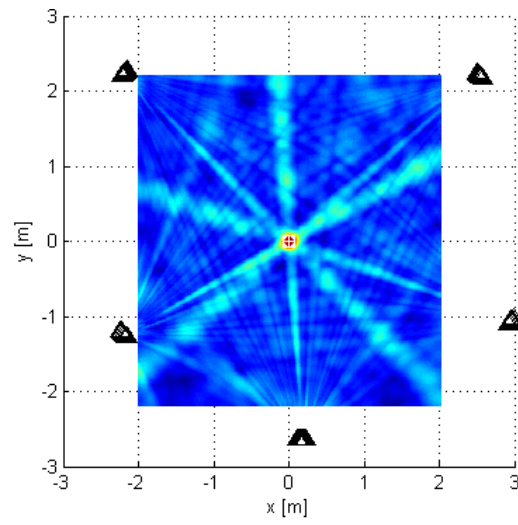
На слици 5.8 је критеријумска функција (само LOS) из етапе 2 над доменом унутар низа, за G_1 и $N = 1024$. Такође је генерисана и одговарајућа функција за $N = 16$, али није приказана јер има исти облик. Нема изражене бочне лобове, али се нешто наглије мења по простору у поређењу са критеријумском функцијом етапе 1. Поред тога, нуди већу



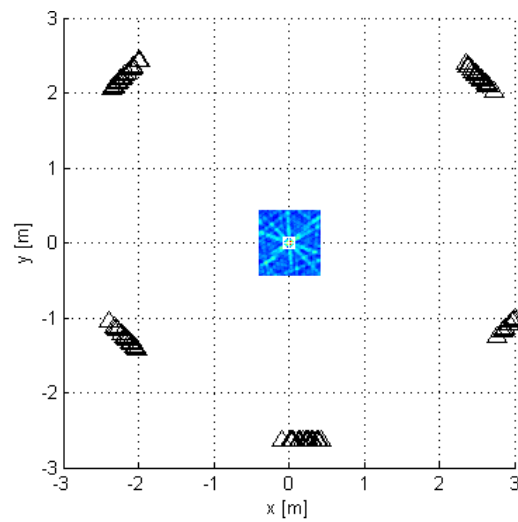
Слика 5.6: Критеријумска функција етапе 3, дата са (5.22), за $N = 1024$.



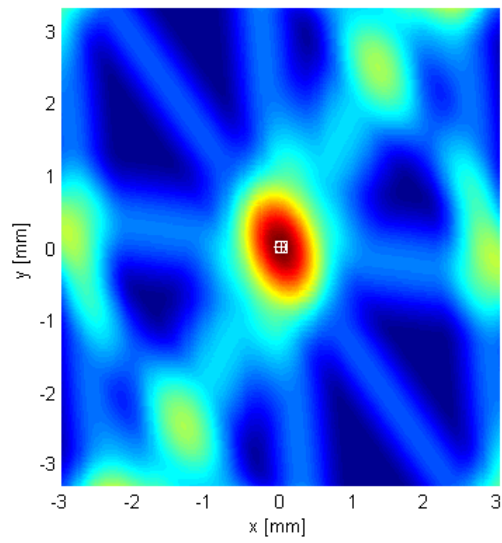
Слика 5.7: Критеријумска функција етапе 1, дата са (5.27), за $N = 1024$.



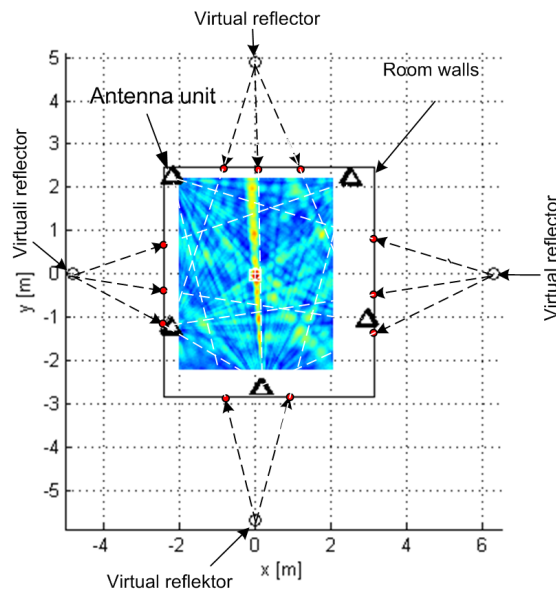
Слика 5.8: Критеријумска функција етапе 2, дата са (5.29), за G_1 и $N = 1024$.



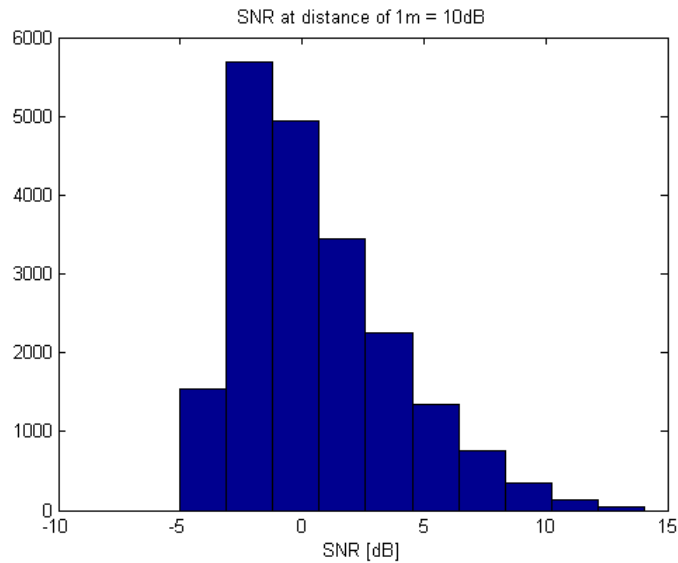
Слика 5.9: Критеријумска функција етапе 2 за G_2 и $N = 1024$.



Слика 5.10: Критеријумска функција етапе 3, дата са (5.22), за $N = 1024$.



Слика 5.11: Критеријумска функција етапе 2, за G_1 , Рајсов фактор 10 dB и $N = 1024$ са *ray-tracing* методом.



Слика 5.12: Расподела SNR вредности сведених на антене, за симулиране Tx локације, за $\text{SNR}_0 = 10 \text{ dB}$.

прецизност процене. Слика 5.9 приказује исте резултате, али за геометрију G_2 и над мањим доменом. На основу ових слика се види да претпоставка раванских таласа не би била оправдана, због величина отвора поднизова.

Слика 5.10 приказује критеријумску функцију (случај само LOS) из етапе 3 за $N = 1024$ над делом простора око предајника који је једва мало већи од главног лоба. Пошто је коришћени алгоритам кохерентан (користи информације у фазама носиоца за локализацију), критеријумска функција има лобове на међусобном растојању од око $2\lambda_c/3$. Пошто је за добијање резултата за ову етапу коришћена адаптивна мрежа за претрагу, алгоритам налази максимум лоба на ком је иницијализован (тачка од које креће етапа 3 је процена добијена у етапи 2). Очигледно, да би се спречило да алгоритам етапе 3 исконвергира ка врху неког од бочних лобова, локализација у етапи 2 мора да да процену која се налази унутар главног лоба критеријумске функције етапе 3. Другим речима, ако је грешка локализације у етапи 2 мања од приближно $\lambda_c/3$, проблем вишеструкости је решен, јер је расипање врха главног лоба у етапи 3 услед шума занемарљиво у односу на његову ширину када нема шума.

На слици 5.11 је дата критеријумска функција етапе 2 у сценарију са вишеструким простирањем, за $N = 1024$, над доменом унутар низа, за G_1 , заједно са позицијама зидова и “зрацима” из *ray-tracing* методе. Рајсов

фактор је био 10 dB. Слика показује да је овај локализациони алгоритам робустан на вишеструко простирање, јер су лобови који одговарају рефлектованим компонентама занемарљиви. Критеријумске функције за етапе 1 и 3 са вишеструким простирањем нису приказане, јер су скоро идентичне онима са само LOS компонентама.

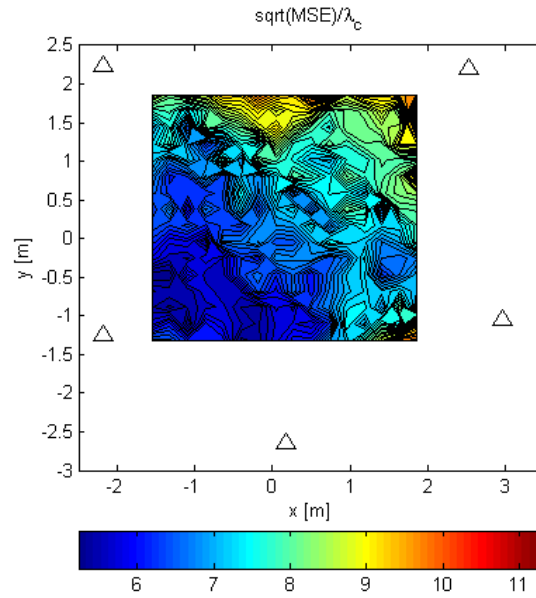
5.5.2 Квантитативна анализа алгоритама

У оквиру овог пододељка ће бити изложене мере перформанси алгоритама у свакој од етапа претраге.

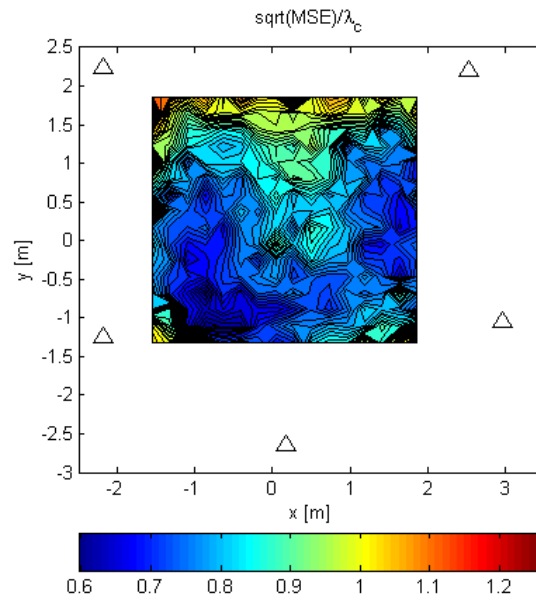
Да би се добио осећај за тумачење вредности параметра SNR_0 , на слици 5.12 је дат хистограм SNR вредности на антенама низа G_1 (слично је и за G_2) за све симулиране позиције предајника (тачке у Tx мрежи) за $\text{SNR}_0 = 10$ dB. Већина SNR вредности је између -5 и 10 dB.

Контурни графици у остатку овог пододељка су генерисани над Tx мрежом од 16×16 тачака која покрива главнину простора унутар низа, да би се приказала зависност мера перформанси по простору. Мрежа има униформно распоређене тачке и припада равни $z = 0$.

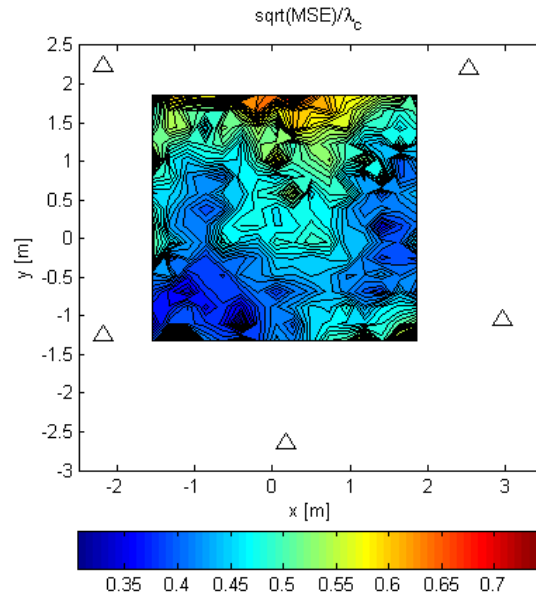
Слика 5.13 приказује RMSE у односу на таласну дужину носиоца, λ_c , (само за LOS компоненте) за етапу 1, за $N = 1024$. За сваку тачку Tx мреже, извршено је по 100 Монте-Карло опита и над њима је резултат усредњен. Приметити да је прецизност генерално боља близу прве антене (од укупно 5), јер је она коришћена као референтна за процену t_1 . Ако процена позиције у овој етапи буде далеко од референтне антене, онда се нека друга антена може изабрати као референтна и поступак локализације поновити. Етапа 3 може да има још већу корист од избора боље референтне антене. RMSE етапе 1 је у опсегу од 6 до $12 \lambda_c$ у да тој области. Ове вредности одређују колико уска сме да буде мрежа за претрагу/скенирање у следећој етапи у зависности од Tx позиције, зато што та мрежа треба да обухвата стварну Tx позицију. Другим речима, грешка у етапи 1 може толико да помери мрежу етапе 2, да она, због недовољне своје ширине, уопште не обухвати стварну Tx позицију. Ако грешке процене координата имају Гаусове расподеле, мрежа у следећој етапи треба да садржи област са распоном од ± 2 стандардне девијације текуће етапе дуж сваке од димензија, да би обухватила стварну локацију са вероватноћом од бар 0.95.



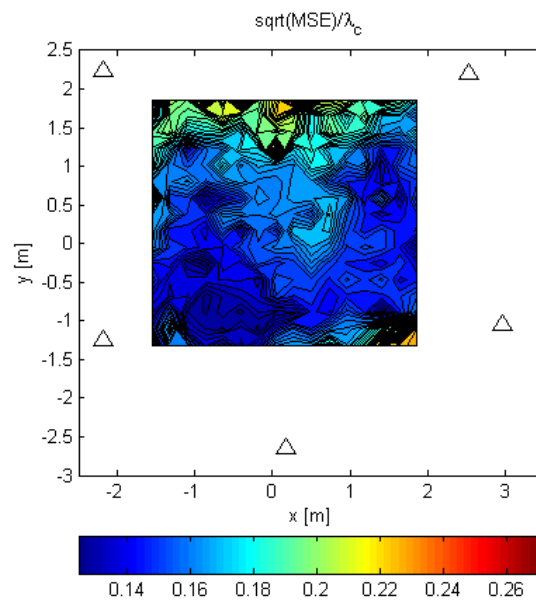
Слика 5.13: RMSE/λ_c за етапу 1 и $N = 1024$.



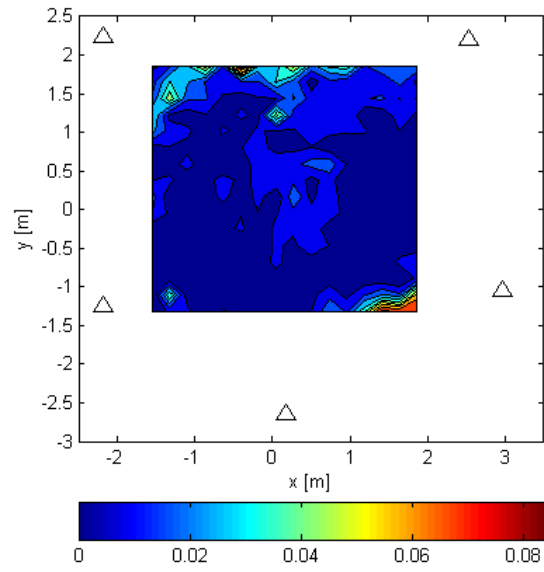
Слика 5.14: RMSE/λ_c за етапу 2, за G_1 и $N = 1024$.



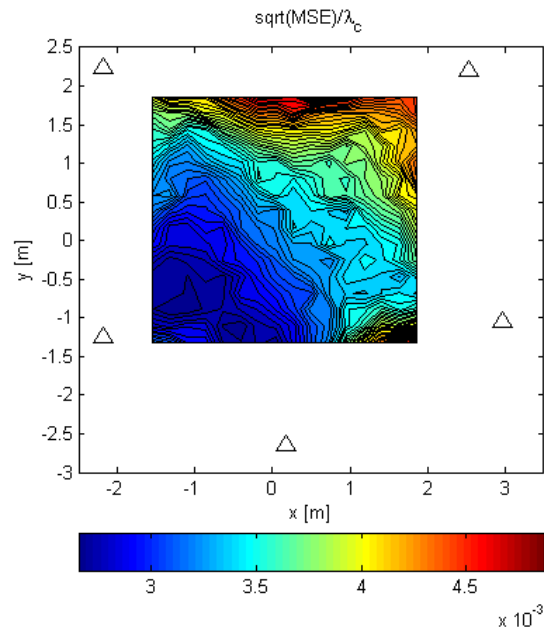
Слика 5.15: RMSE/λ_c за етапу 2, за G_2 и $N = 16$.



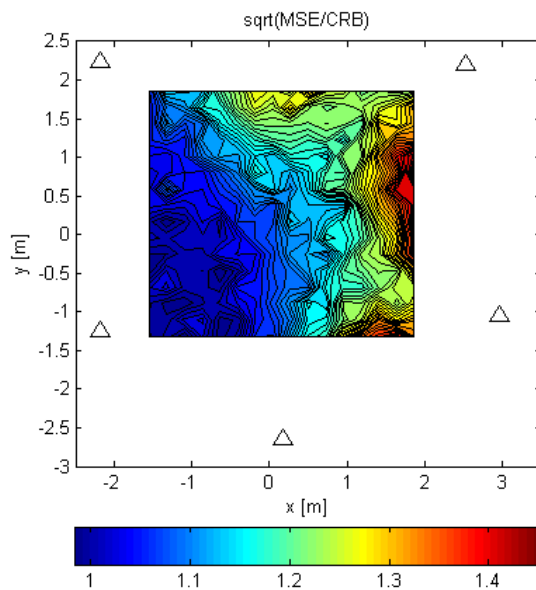
Слика 5.16: RMSE/λ_c за етапу 2, за G_2 и $N = 1024$.



Слика 5.17: Вероватноћа промашаја главног лоба етапе 3 услед грешака у етапи 2, за G_2 коришћену у етапи 2 и $N = 1024$.



Слика 5.18: $RMSE/\lambda_c$ за етапу 3 и $N = 1024$ када је главни лоб погођен.



Слика 5.19: MSE/CRB за етапу 3 и $N = 1024$ када је главни лоб погођен.

Релативне RMSE вредности у односу на λ_c , за само LOS компоненте, етапу 2, G_1 и $N = 1024$ су приказане на слици 5.14. Као и раније, RMSE је израчуната усредњавањем над 100 Монте-Карло опита за сваку тачку Tx мреже. Исти резултати, али за G_2 и $N = 16$ и $N = 1024$, су дати на сликама 5.15 и 5.16, редом. Ови резултати су бољи од претходних због повећаног размака између антена унутар поднизова. Повећањем размака се добијају “ужи снопови”, тј. већа просторна селективност. За $N = 1024$ и G_2 RMSE вредности су испод $\lambda_c/6$ у значајном делу простора унутар низа. Ово омогућава да претрага у етапи 3 почне негде унутар главног лоба своје критеријумске функције са вероватноћом од бар 0.95. Стога, можемо сматрати да је проблем вишезначности избегнут са великом вероватноћом.

Симулације у којима су фазиране решетке имале квантизацију по фази са резолуцијом од 3° су такође извршене. Резултати нису приказани јер су скоро идентични онима без квантизације фазе коефицијената $w_{m,l}$.

Резултати етапе 3 са само LOS компонентама, за $N = 1024$ су приказани на сликама 5.17, 5.18 и 5.19. За њихово добијање, за сваку тачку Tx мреже је извршено 1,000 Монте-Карло опита. На слици 5.17 се види како вероватноћа добијања процене на неком од бочних лобова (тј. да је главни лоб промашен) зависи од Tx позиције. Ова вероватноћа зависи

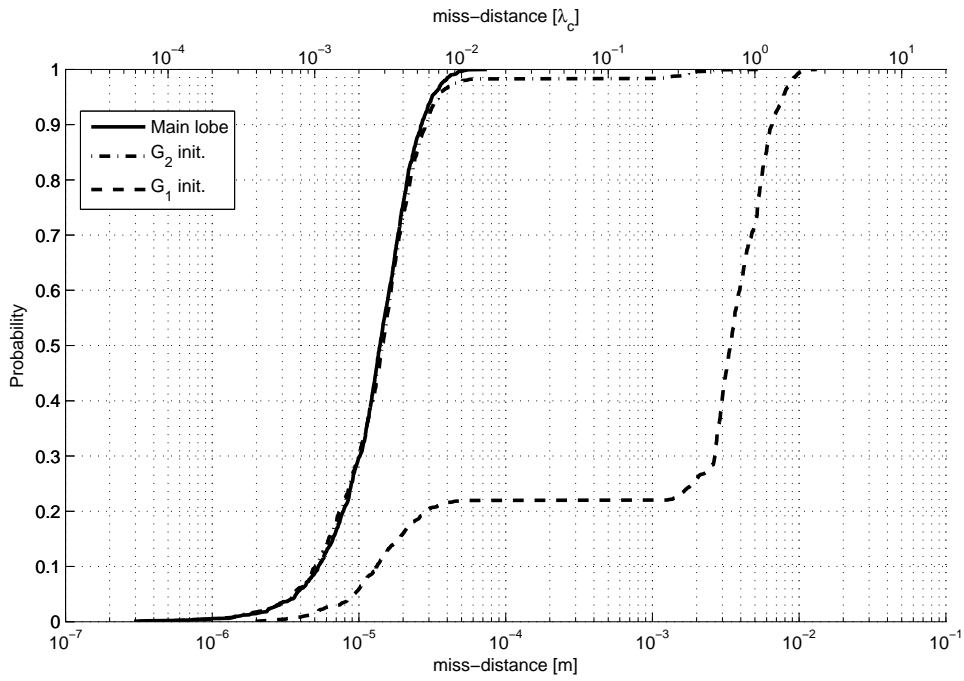
Табела 5.1: RMSE за етапе претраге/скенирања (G_2 и $N = 1024$)

	етапа 1	етапа 2	етапа 3
ср. RMSE	$7.56\lambda_c$ (37.8 mm)	$0.162\lambda_c$ (0.81 mm)	$0.00365\lambda_c$ (0.0182 mm)
цент. RMSE	$6.74\lambda_c$ (33.7 mm)	$0.16\lambda_c$ (0.8 mm)	$0.00317\lambda_c$ (0.0159 mm)
80% RMSE	$8.61\lambda_c$ (43.1 mm)	$0.176\lambda_c$ (0.88 mm)	$0.00419\lambda_c$ (0.021 mm)

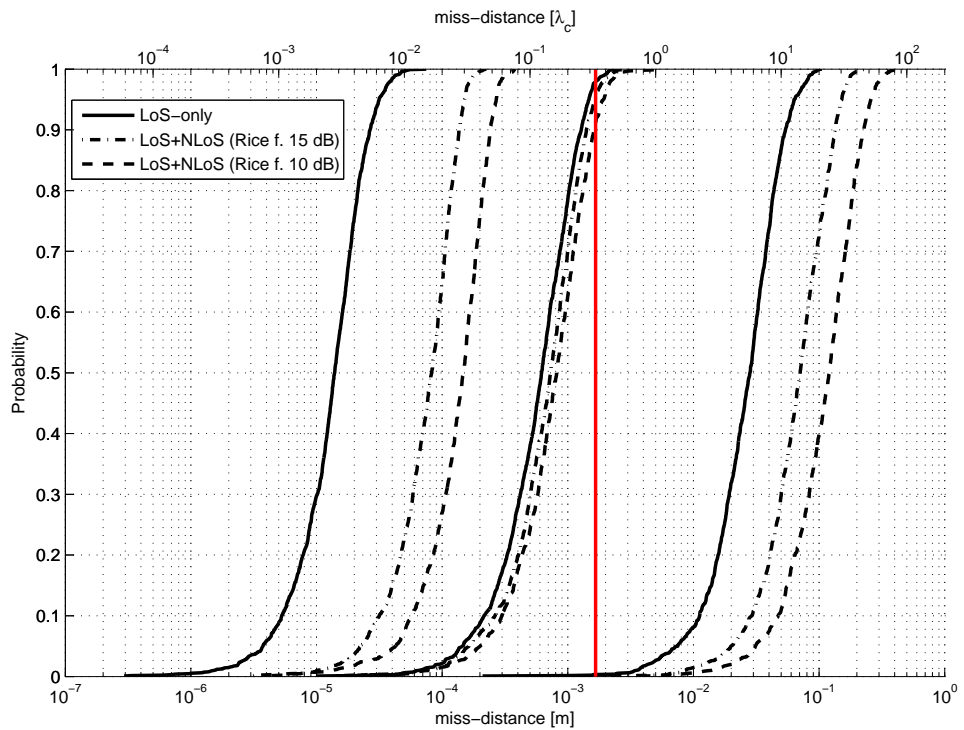
од процене из етапе 2, јер је алгоритам у етапи 3 користио адаптивну мрежу која конвергира ка максимуму лоба на коме је иницијализована. Слика 5.18 приказује RMSE над Tx мрежом, под условом да главни лоб није промашен. Као и код етапе 1, виде се последице избора референтне антене (јер је прецизност боља близу ње). У овом случају остварена прецизност је реда величине $\lambda_c/100$. Поређења ради, такође су извршене симулације за $\text{SNR}_0 = 20$ dB и RMSE за Tx у $(0, 0, 0)$ је била $\lambda_c/963$. На слици 5.19 се види статистичка ефикасност, рачуната као однос MSE и Крамер-Раове границе, за алгоритам етапе 3 када главни лоб није промашен. Слика 5.20 приказује процењену функцију расподеле (случај само LOS) грешке локализације у етапи 3, за $N = 1024$, за три случаја: 1) главни лоб није промашен, 2) алгоритам етапе 3 је иницијализован резултатима етапе 2 за G_2 (видети слику 5.16) и 3) алгоритам етапе 3 је иницијализован резултатима етапе 2 за G_1 (видети слику 5.14). Функције расподеле су добијене за исту Tx мрежу као и контурни графици (као нпр. слика 5.13), са по 5 опита за сваку Tx тачку. У складу са очекивањима, алгоритам у случају 2) промашује главни лоб са вероватноћом од само 2%. Са друге стране, алгоритам у случају 3) промашује главни лоб са вероватноћом 78%.

Ради лакшег поређења нумеричких резултата за сценарио са само LOS компонентама, резултати су дати у табели 5.1. Прва врста приказује RMSE усредњену над Tx мрежом, друга RMSE у тачки близу центра низа (приближно $(0, 0, 0)$), а трећа приказује вредност од које је RMSE мања или једнака у 80% тачака Tx мреже. Резултати су за случај када главни лоб у етапи 3 није промашен.

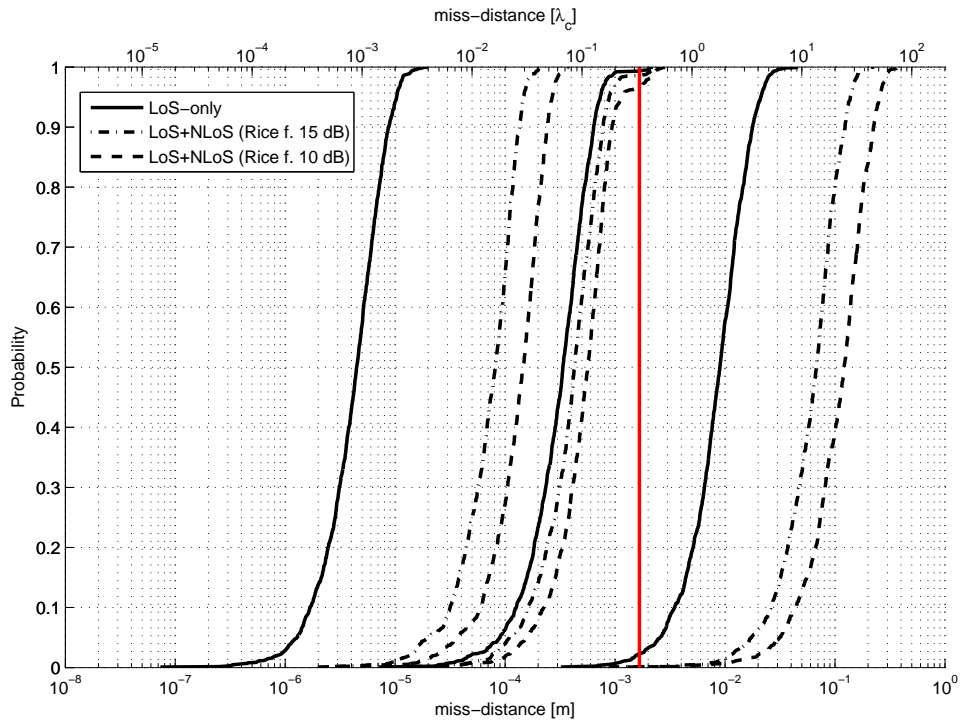
Слика 5.21 приказује процењене функције расподеле грешке локализације за различите Рајсове факторе, за све три етапе, за $N = 1024$. За сваку етапу су приказане по три криве – за сценарио са само LOS компонентама и за Рајсове факторе 15 dB и 10 dB. Геометрија G_2 је коришћена



Слика 5.20: Функције расподеле грешке етапе 3 за различите иницијализације.



Слика 5.21: Функције расподеле грешке локализације за различите етапе и Рајсове факторе, за $SNR_0 = 10$ dB.



Слика 5.22: Функције расподеле грешке локализације за различите етапе и Рајсове факторе, за $\text{SNR}_0 = 20 \text{ dB}$.

(у етапи 2, а у етапама 1 и 3 се G_1 и G_2 свде на исто). Као и малопре, ови резултати важе за исходе у којима главни лоб етапе 3 није промашен. У етапи 1 (група кривих са десне стране, тј. оних са највећим грешкама), у односу на криву када нема NLOS компоненти, грешка је повећана око 2.5 и 4.3 пута, за Рајсове факторе 15 dB и 10 dB, редом. У етапи 2 (група кривих у средини), грешка је повећана 1.2 и 1.3 пута. У етапи 3 (група кривих са леве стране), грешка је повећана 6 и 10 пута. Етапа 2 је најмање погођена утицајем вишеструког простирања, захваљујући усмерености снопова поднизова. Вертикална линија на $\lambda_c/3$ показује да ли је процена из етапе 2 унутар главног лоба етапе 3 или не. Ово је критична вредност за решавање проблема вишезначности. Чак и за Рајсов фактор од 10 dB, овај проблем је решен у 90% случајева (што се види са ове слике).

На слици 5.22 су приказане криве одговарајућих функција расподеле за $\text{SNR}_0 = 20 \text{ dB}$ (за разлику од 10 dB као на слици 5.21). Као што је и очекивано, резултати за сценарио са само LOS компонентама су бољи. Ипак, резултати за сценарије са вишеструким простирањем су практично

непромењени. Дакле, погоршање прецизности услед вишеструког простирања је веће за више односе сигнал-шум.

Све у свему, за разлику од већине постојећих метода из литературе, које остварују субметарску прецизност локализације, предложене методе спуштају грешку до малог процента таласне дужине носиоца, што омогућава прелазак са локационих сервиса на *location aided communication* концепт, за драматично побољшање перформанси 5G система.

Глава 6

Експериментални резултати

У оквиру истраживања је реализована сензорска платформа на бази софтверски дефинисаних радио уређаја за експерименталну проверу концепта локализације изложеног у претходним главама. Платформа се састоји из хардверског и софтверског дела. Хардверски део је осмишљен и реализован да омогући кохерентну директну локализацију дистрибуираним низом и приказан је на слици 6.1. Софтверски део је испрограмиран да омогући управљање хардвером и да извршава алгоритме за локализацију који су предложени у овој дисертацији. Поред приказа хардверског и софтверског дела, у овој глави је изложен део експерименталних резултата са дискусијом. Експериментални резултати су потврдили оправданост претпоставки математичког модела.

6.1 Хардверска платформа

Срж хардвера је шасија са 4 USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) уређаја, који чине (четвороканални) пријемни систем. Они су преко *ethernet* свича повезани са рачунаром опште намене (видети слику 6.2). USRP је уређај који, у режиму предаје, добија одбирке од рачунара и генерише одговарајући RF сигнал на изабраном порту, или, у режиму пријема, претвара RF сигнал примљен на изабраном порту у одбирке и прослеђује их рачунару на захтев.

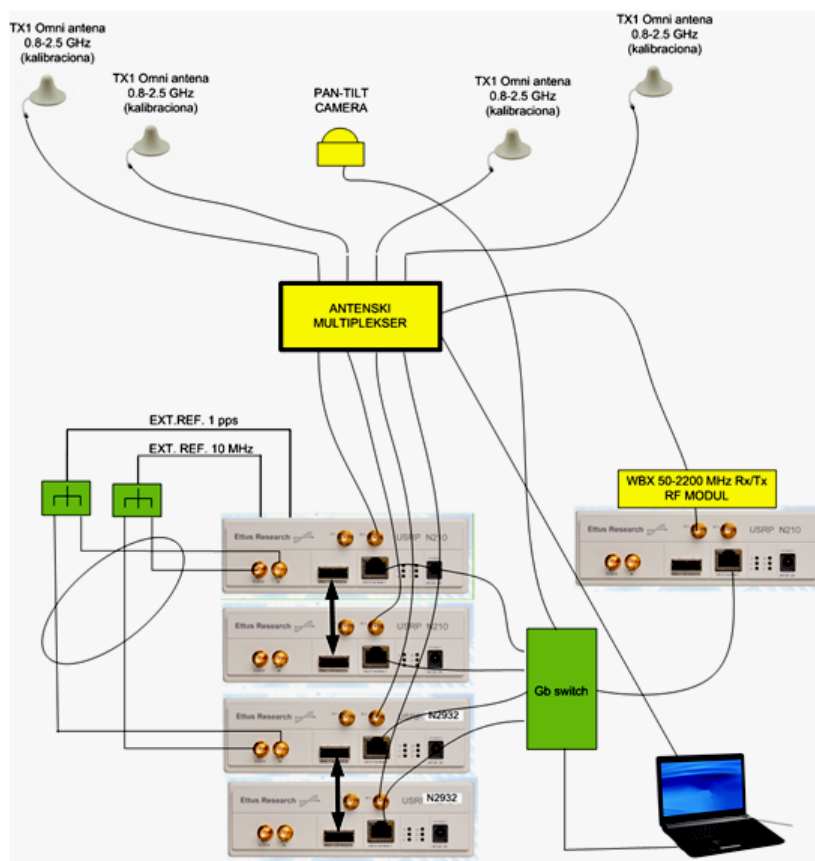
Пријемници морају да раде кохерентно, па је одлучено да се искористи GPSDO модул у једном од тих USRP уређаја. Овај модул уз помоћ антене прима GPS (*Global Positioning System*) сигнал и на основу њега ге-



Слика 6.1: Приказ хардверске платформе коришћене у експериментима.

нерише фреквенцијску референцу и PPS (*Pulse Per Second*) сигнал. PPS сигнал служи да наметне заједнички почетак временских оса USRP уређаја који га користе. Та два референтна сигнала се онда помоћу два сплитера и међусобно умерених каблова (са истим пропагационим кашњењем) разводе до улазних портова за екстерне референце на пријемним USRP уређајима. Овим се постиже **временска** и **фреквенцијска**, али не и фазна, синхронизација међу пријемницима. Напомена: У овом систему се уопште не користи позициони GPS сервис, него се GPS користи само за временско-фреквенцијску референцу, и то само једну. Ако би сваки USRP директно (преко свог GPSDO модула) добијао ову референцу са сателита, синхронизација не би била довољно прецизна, мада прецизнија него да се користе локални осцилатори.

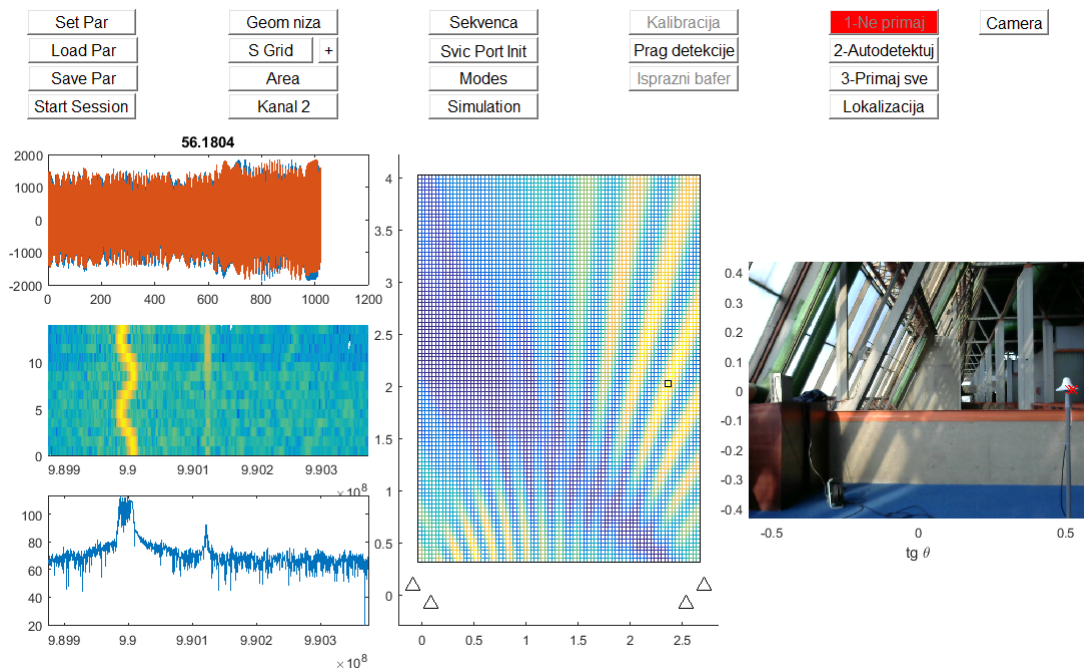
За постизање **фазне** синхронизације се користи друга шасија са уређајима за калибрацију и помоћни предајник (пети USRP). Рачунар даје предајнику широкопојасну секвенцу за калибрацију, која се од њега води преко атенуатора и кабла (дакле вођеним путем) до сплитера 1-на-4 у



Слика 6.2: Блок шема хардверске платформе.

шасији. Та 4 сигнала се онда умереним кабловима воде до 4 мултиплексера на које су везане и пријемне антене. Рачунар командује ARDUINO контролером (који је такође у калибрационој шасији, заједно са мултиплексерима) који даје бинарни сигнал мултиплексерима да пропусте или сигнале са антена или калибрационе сигнале. Са излаза мултиплексера се сигнали воде до пријемних USRP уређаја. Овим се калибришу пропагациони путеви од мултиплексера надаље (дакле до А/Д конвертора).

Пријемне антене се, уз помоћ сталака и шаблона од стиродура или дрвета, постављају на жељене позиције у простору (слика 6.1). Антене су умереним коаксијалним кабловима дужине десетак метара (антенски каблови) везане за мултиплексере. Као извор радио сигнала се користи сигнал генератор са посебном антенном, мобилни телефон или оближња базна станица. Последње две варијанте су могуће захваљујући томе што је систем способан за некооперативну локализацију.



Слика 6.3: Графички интерфејс – кохерентна локализација у Сава центру.

6.2 Софтверска платформа

Да би се USRP користио, потребно је са њим успоставити драјверску сесију. У њој се задају потребни параметри и започиње се пријем/предаја. У случају да је USRP пријемни, он генерисане одбирке ставља у свој бафер. На програму који је успоставио сесију са њим је одговорност да вади одбирке из тог бафера на време (у једном драјверском позиву се вади сегмент са задатим бројем одбирака). Ако се бафер препуни, сесија се неправилно завршава. Слично је и са предајним USRP уређајем, само што је ту проблем да се бафер не испразни. Дакле, део софтвера који контролише USRP уређаје мора да има брз одзив. Са друге стране, коришћени локализациони алгоритми су нумерички комплексни, па не могу довољно брзо да се извршавају на рачунару опште намене да се обради сваки примљени сегмент на време. Због тога се софтверска платформа састоји из три програма који се извршавају паралелно – (1) Tx C програм, који контролише предајни USRP, (2) Rx C програм, који контролише пријемне и (3) кровни (главни) Matlab програм, који се ослања на претходна два, имплементира графички интерфејс ка кориснику (*Graphical User Interface, GUI*) и извршава локали-

зационе алгоритме.

Tx C програм добија од главног програма калибрациону секвенцу, добија параметре сигнала (антенски порт, фреквенције одабирања и носивоца и појачање) које треба да подеси на калибрационом (предајном) USRP уређају, започиње сесију са њим и шаље нулти сигнал. Када, у оквиру калибрационе рутине, стигне команда да треба да шаље секвенцу, нулти сигнал замењује периодично поновљеном задатом секвенцом, а на крају ове рутине поново почиње да шаље нулти сигнал. Приметити да калибрациони USRP не шаље непрекидно задату секвенцу, јер је циљ да прави што мању интерференцију пријемницима ван калибрационе рутине (онда када треба да примају сигнале са антена).

Rx C програм од главног програма добија поменуте параметре сигнала, број одбирака у сегменту на пријему, величину софтверског бафера (број сегмената које може да садржи), синхронизационе параметре и друге потребне параметре. Затим се започиње сесија са пријемницима. Пошто непрестано треба да вади сегменте сигнала из бафера унутар пријемних USRP уређаја, овај програм ради у циклусима. У једном циклусу ослушкује да ли му је главни програм послао неке команде (ако јесте, онда одреагује), вади један сегмент из пријемника и одлучује да ли да га одбаци или убаци у свој (софтверски) бафер. Команде главног програма могу да мењају параметре/стање Rx C програма, као и да затраже сегмент. Ако се затражи сегмент, Rx C програм вади одговарајући сегмент из свог бафера и прослеђује га главном програму. Да би се повећала вероватноћа обраде сегмената који имају емисију (која се тешко може контролисати), Rx C програм за сегмент рачуна некакву меру присутности емисије, а главни програм може да зада праг са којим се ова мера пореди. Рачунање мере мора брзо да се извршава да би Rx C програм радио у реалном времену. Постоје три режима одбацивања – (1) одбацивање сваког сегмента, (2) одбацивање сегмената са мером испод прага (условно одбацивање) и (3) пријем свих сегмената (ако има места у баферу, наравно).

Главни (Matlab) програм имплементира GUI приказан на слици 6.3. Помоћу њега корисник може да зада потребне параметре за сигнале/USRP уређаје, изабере геометрију низа (координате Rx антена), калибрациону секвенцу, праг за меру сегмената, домен приказа на централном графика

и домен претраге (*search grid*). На три графика са леве стране се приказује сигнал, његов спектрограм и спектар из изабраног канала (од 1 до 4). Такође постоји дугме за покретање сесије (мерења). При успешном покретању сесије се параметри аутоматски сниме на диск, а корисник има могућност и да их ручно сними у жељени фајл и да их накнадно учита. GUI садржи и дугме за иницијализацију ARDUINO контролера. При покретању сесије, главни програм покрене помоћне (Tx C и Rx C), отвори по један TCP/IP *socket* за сваки од та два програма и преко њих пошаље потребне параметре. TCP/IP *socket* омогућава двосмерну комуникацију између главног и датог помоћног програма, разменом структурираних низова бајтова. Постоји и дугме за подешавање режима рада (избор локализационог алгорита, дијагностика задржавања синхронизације између Rx канала, снимање резултата мерења на диск, избор између кохерентне, полукохерентне и некохерентне обраде сигнала). Док сесија траје, помоћу три дугмета са десне стране се може мењати режим одбацивања сегмената. Такође се посебним дугметом може започети калибрациона рутина. Притиском на дугме за покретање сесије се оно претвара у дугме за заустављање сесије. При заустављању се аутоматски издају команде помоћним програмима за завршетак њиховог рада и гашење TCP/IP веза са њима, али се тиме не гаси главни програм. Већи број сесија се може остварити у једном покретању главног програма. Ван сесије, GUI омогућава и покретање симулација, чиме се омогућава лакше поређење са резултатима добијеним мерењем (експериментално).

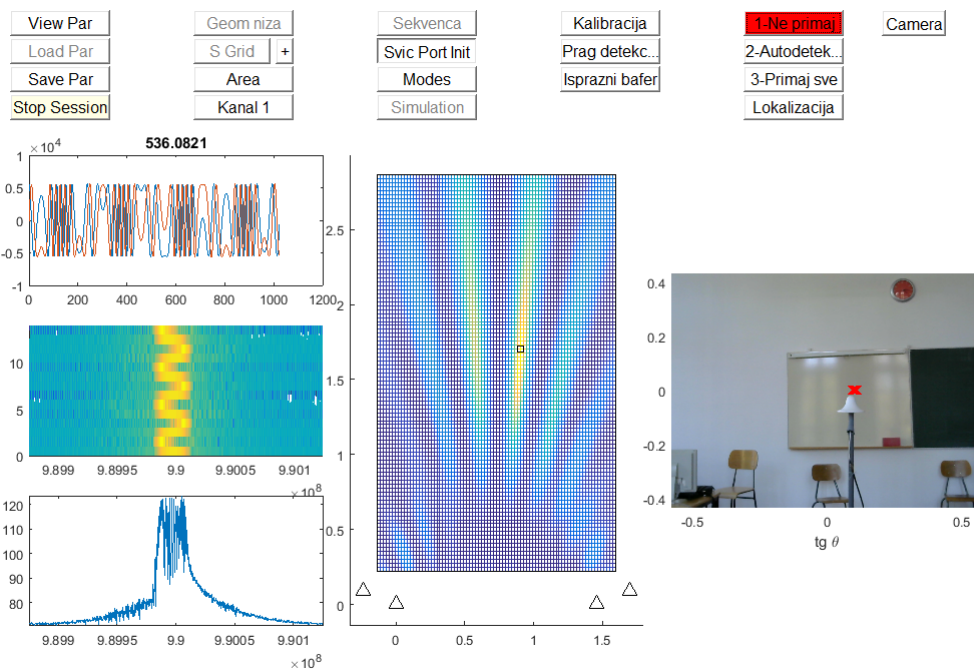
У новијим GUI верзијама се са десне стране може приказати слика са камере која снима сцену. Приликом локализације, поред исцртавања сигнала на левим графицима, црта се и критеријумска функција локализационог алгорита на графику у средини и на њему се означава добијена процена. Ако се захтева, на слику са камере се мапира та иста процена.

6.3 Експериментални резултати и дискусија

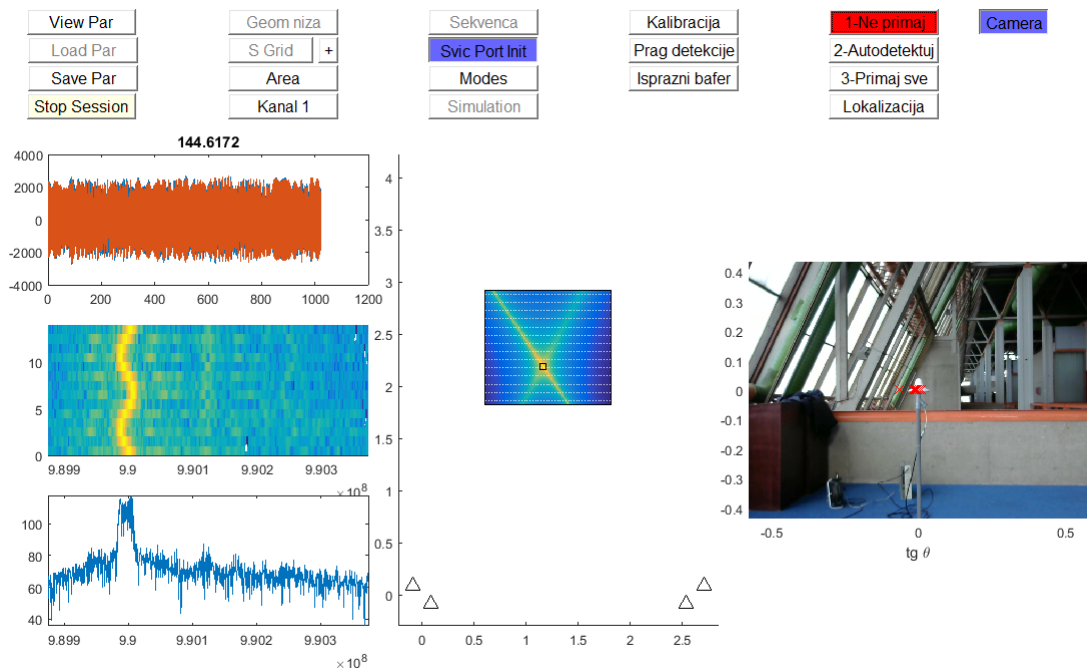
Због малог броја пријемних канала (4 синхронизована USRP уређаја), испробана су два типа низа – колоцирани, као на слици 6.4 и дистрибуирани са два подниза са по две антене, као на сликама 6.1 и 6.3. У



Слика 6.4: Фотографија колоцираног антенског низа испред Иновационог центра Електротехничког факултета.



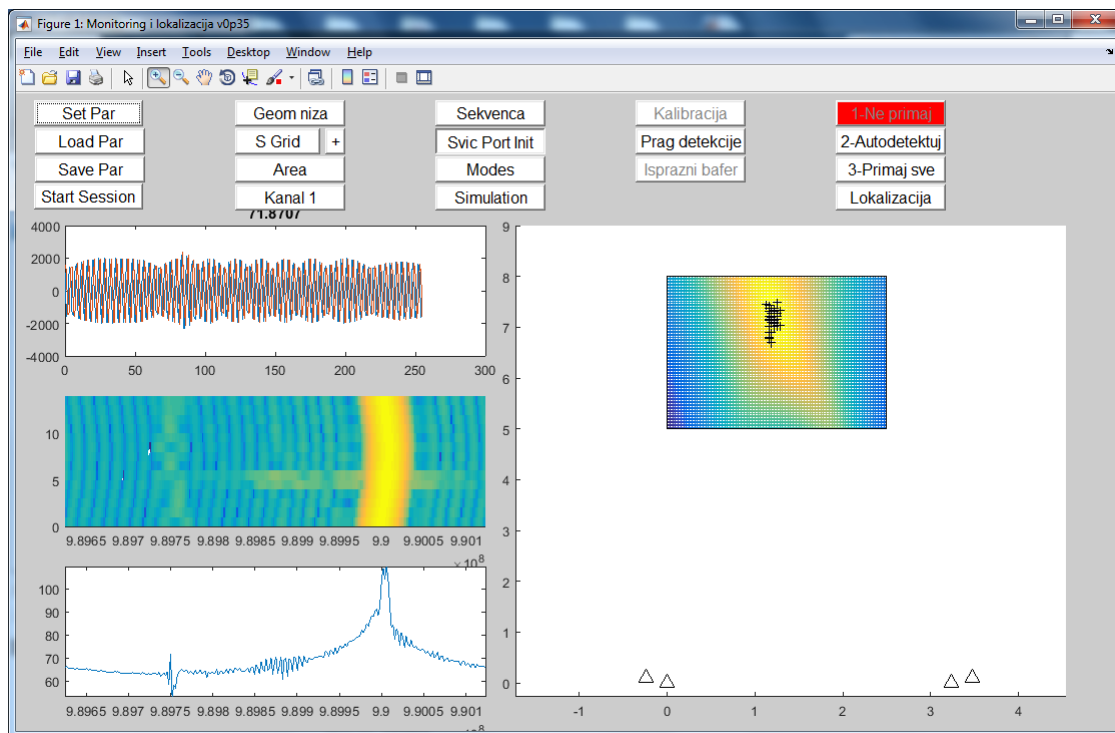
Слика 6.5: Графички интерфејс – кохерентна локализација у учионици.



Слика 6.6: Графички интерфејс – полукохерентна локализација у Сава центру (MUSIC тип алгоритма).

првом случају је тестирана процена смера, али и груба процена растојања до предајника. У другом случају су отвори поднизова били окренути приближно ка центру простора у којем је вршена претрага. Притом је тестирана кохерентна (слике 6.3 и 6.5) и полукохерентна локализација (слике 6.6 и 6.7). У полукохерентној варијанти је тестирано више конфигурација, али је главна била она у којој се користе односи фазе носиоца између антена у истом пару, а не користе између парова.

Локализација је била тестирана и на отвореном простору (слика 6.4) и у затвореном (слике 6.1, 6.3, 6.5, 6.6 и 6.7), и то у више различитих окружења. Коришћене су разне фреквенције носиоца, као на пример око 400, 800, 900, 1000 и 1900 MHz. Локализација је функционисала упркос вишеструком простирању. Ово је уједно и потврда претпоставки математичког модела о просторној кохеренцији LOS компоненти. Приметити да су коришћене фреквенције релативно ниске (због хардверских ограничења су морале да буду у опсегу [400, 2200] MHz) и да треба очекивати богатије вишеструко простирање него у mmWave опсегу. Овим је показано да су методе функционисале и у неповољнијим условима него што су они за које су првенствено развијане.



Слика 6.7: Графички интерфејс – расипање процена (полукохерентна локализација).

У експериментима је примећено расипање резултата око средње вредности (видети слику 6.7) као и извори помака саме средње вредности (*bias*). Извори помака средње вредности су (због несавршености хардвера) разни. Одступање од умерености свих вођених путева пре мултиплексера стварају помак, а то обухвата прикључке антена и антенске каблове. Уопштено говорећи, ако делови који треба да буду умерени то нису, последице ће бити системске грешке локализације (помереност процене). Такође, постоји преслушавање сигнала због недовољне електромагнетне изолације код коришћеног комерцијалног хардвера. Још један, и то значајан, извор помака је недовољно прецизно постављање антена. Услед механичког постављања, позиције антена нису биле исте као што су биле у задатој геометрији у виртуелном простору. Идеално би било развити методу за електронско мерење растојања између антена, чиме би се ова одступања смањила.

Глава 7

Закључак и правци даљих истраживања

У дисертацији су изложени резултати истраживања везаних за директну кохерентну широкопојасну 2D и 3D локализацију у просторно кохерентном сценарију LOS компоненти сигнала, типичном за мале ћелије у mmWave опсегу у 5G. Сигнали предајника који се лоцира су произвољно широкопојасни, а пријемни низ има произвољну познату дистрибуирану геометрију. Теоријске границе прецизности локализације су изведене за модел формулисан за овај сценарио, за два типа корисничких сигнала – познату секвенцу и случајан Гаусов сигнал. Први тип одговара сценарију локализације кооперативног терминала, док други одговара некооперативном сценарију.

Предложено је више алгоритама који, поред анвелопа, користе и информације садржане у фазама носиоца (кохерентни алгоритми). Алгоритми су статистички ефикасни. Показује се да коришћење фазе носиоца и синхронизације хардвера омогућава прецизност сразмерну фреквенцији носиоца (уместо сразмерну ширини опсега, као код класичних метода за двокорачну и једнокорачну локализацију) и то тако да су вредности грешке за 2 до 3 реда величине мање од таласне дужине носиоца, за разумне вредности системских параметара. Показано је и да ови алгоритми функционишу и у условима вишеструког простирања и интерферирајућих корисника и да притом остварују грешку за 2 реда величине мању од таласне дужине носиоца. Предложена верзија MUSIC алгоритма функционише чак и када је снага интерферера за 30 dB већа

од снаге датог корисника. Алгоритми такође функционишу и за мале опсервационе интервале и мале односе SNR (захваљујући томе што сви припадају директној локализацији). Иако остварена прецизност није потребна за већину локационих сервиса, битна је у LAC концепту, у коме се информација о локацији користи за побољшање перформанси комуникационог линка (спектралне и енергетске ефикасности). Поред повећане нумеричке комплексности, недостатак кохерентних алгоритама је проблем вишезначности процене, услед високих бочних лобова. Могућа решења овог проблема су повећање ширине опсега, оптимизација геометрије низа и слање у више одвојених опсега.

Резултати истраживања су показали да је дистрибуирани масивни MIMO ћелијски систем, поред комуникације, погодан и за локализацију у mmWave опсегу. Постоје и варијанте оваквих система са смањеним бројем дигиталних канала у односу на број антена, са циљем да цена хардвера и потрошња енергије буду мање. У дисертацији је предложена једна оваква хибридна архитектура. Једно решење проблема вишезначности прилагођено овој архитектури је предложена вишеетапна стратегија претраге. Ова стратегија обједињује добре особине три различита типа алгоритама (етапа 1 – некохерентни, етапа 2 – полукохерентни, етапа 3 – кохерентни), тако да се уједно остварује поменути прецизност и решава проблем вишезначности. Ако систем доспе у лоше пропагационе услове, може се привремено одустати од етапе 3, чиме се и даље омогућује локализација, мада са смањеном прецизношћу.

Висока прецизност процене позиције се може искористити за усмеравање енергије у мали део простора око антене терминала (пример за LAC), за побољшање енергетске и спектралне ефикасности у вишекорисничком сценарију и смањење интерференције. Овим се омогућује чешће понављање фреквенције носиоца по простору (*frequency reuse*), што додатно повећава капацитет система. Приметити да за ову примену није битно да процена локације буде на главном лобу (решен проблем вишезначности), јер ће се сигнали конструктивно сабрати чак и да је процена на *grating* лобу. Аналогно се побољшавају и перформансе *uplink* преноса.

Поред теоријске и симулационе анализе, локализација је проверена и експериментално. Резултати експеримената у затвореном и отвореном простору су потврдили оправданост претпоставки математичког модела

и указали на изворе пристрасности (помака средње вредности) процене локације.

Један од могућих **праваца даљег истраживања** је детаљнија анализа и решавање проблема вишезначности. Као природан наставак истраживања је и праћење предајника док се он креће. Притом, ако је у почетном тренутку решен проблем вишезначности, надаље се праћењем фазе носиоца може остати на главном лобу. Даље, због великог слабљења линка у mmWave опсегу, треба размотрити како да се алгоритми намењени етапи 3 (можда и етапи 1) прилагоде да искористе усмереност снопова поднизова.

Алгоритми у овој дисертацији су нумерички релативно комплексни, јер је приоритет била висока прецизност, а и делом због широкопојасности и сферних таласних фронтова. У даљем истраживању треба нумерички оптимизовати алгоритме и стратегију претраге. Поред тога, обрада сигнала се ослања на представљање сваке од антена тачком у виртуелном простору, што је оправдано за једноставније неусмерене антене. Због потребе за усмереношћу у mmWave опсегу, потребно је анализирати како да се искомпензују изобличења услед недостатка фазног центра код компликованијих антена.

Пошто је за прецизну локализацију битно познавање позиција пријемних антена са још већом прецизношћу од саме локализације, потребно је развити метод за електронско мерење растојања између антена низа у систему за лоцирање – прецизно позиционирање антена након што се оне поставе за експлоатацију.

Једном кад се оствари локализација са грешком много мањом од таласне дужине носиоца, треба направити комуникациони алгоритам за побољшање перформанси линка. Такође, вреди осмислити стратегију за комбиновање LAC и геометријски слепих (тј. CSI базираних) метода за побољшање перформанси, у зависности од квалитета услова простирања.

Аналогне фазиране решетке обично имају ограничење грубе квантизације фаза, што није проблем за усмеравање снопа, али јесте за усмеравање нула у дијаграму зрачења. Вредело би формулисати алгоритам који, под задатим ограничењем, успева додатно да потисне интерференцију ка осталим корисницима у ћелији који користе исти носилац као и циљани корисник.

Што се тиче хардверско-софтверске платформе коришћене за експерименталну проверу локализације, треба направити напреднију рутину за препознавање и издвајање сегмената сигнала са присутном емисијом, као и развити методе за отклањање извора системских грешака у процњивању локације (калибрисање компоненти и прецизно позиционирање антена).

Литература

- [1] R. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, 1986.
- [2] H. Wang and M. Kaveh, “Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources,” *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 4, pp. 823–831, 1985.
- [3] J. Krolik and D. Swingler, “Multiple broad-band source location using steered covariance matrices,” *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 10, pp. 1481–1494, 1989.
- [4] M. Wax and T. Kailath, “Decentralized processing in sensor arrays,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-33, no. 4, pp. 1123–1129, 1985.
- [5] A. J. Weiss, “Direct position determination of narrowband radio frequency transmitters,” *IEEE signal processing letters*, vol. 11, no. 5, pp. 513–516, 2004.
- [6] A. J. Weiss and A. Amar, “Direct position determination of multiple radio signals,” *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2005, no. 1, pp. 37–49, 2005.
- [7] S. Jeong, O. Simeone, A. Haimovich, and J. Kang, “Positioning via direct localisation in C-RAN systems,” *IET Communications*, vol. 10, no. 16, pp. 2238–2244, 2016.
- [8] M. A. Jensen and J. W. Wallace, “A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 2810–2824, 2004.

- [9] D. Gesbert and J. Akhtar, “Breaking the barriers of Shannon’s capacity: An overview of MIMO wireless systems,” *Telenor’s Journal: Telektronikk*, vol. 98, no. 1, pp. 53–64, 2002.
- [10] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Sälzer, “From single user to multiuser communications: Shifting the MIMO paradigm,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 36–46, 2007.
- [11] T. L. Marzetta, *Fundamentals of Massive MIMO*. Cambridge University Press, 2016.
- [12] T. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, 2010.
- [13] E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, and T. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, 2014.
- [14] F. Wen, H. Wymeersch, B. Peng, W. P. Tay, H. C. So, and D. Yang, “A survey on 5G massive MIMO localization,” *Digital Signal Processing*, 2019.
- [15] M. Koivisto, M. Costa, J. Werner, K. Heiska, J. Talvitie, K. Leppänen, V. Koivunen, and M. Valkama, “Joint device positioning and clock synchronization in 5G ultra-dense networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 5, pp. 2866–2881, 2017.
- [16] M. Koivisto, A. Hakkarainen, M. Costa, P. Kela, K. Leppänen, and M. Valkama, “High-efficiency device positioning and location-aware communications in dense 5G networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 8, pp. 188–195, 2017.
- [17] M. Ruble and I. Güvenc, “Wireless localization for mmWave networks in urban environments,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2018, no. 35, pp. 1–19, 2018.
- [18] A. Swindlehurst, E. Ayanoglu, P. Heydari, and F. Capolino, “Millimeter-wave massive MIMO: The next wireless revolution?,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 9, pp. 56–62, 2014.

- [19] W. Roh, J.-Y. Seol, J. Park, B. Lee, J. Lee, Y. Kim, J. Cho, K. Cheun, and F. Aryanfar, “Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 2, pp. 106–113, 2014.
- [20] C. Gustafson, K. Haneda, S. Wyne, and F. Tufvesson, “On mm-wave multipath clustering and channel modeling,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 3, pp. 1445–1455, 2014.
- [21] F. Lemic, J. Martin, C. Yarp, D. Chan, V. Handziski, R. Brodersen, G. Fettweis, A. Wolisz, and J. Wawrzyniek, “Localization as a feature of mmWave communication,” in *Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, pp. 1033–1038, 2016.
- [22] H. Xu, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, “Spatial and temporal characterization of 60 GHz indoor channels,” in *Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 6–13, 2000.
- [23] T. S. Rappaport, J. N. Murdock, and F. Gutierrez, “State of the art in 60-GHz integrated circuits and systems for wireless communications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 8, pp. 1390–1436, 2011.
- [24] V. Venkateswaran and A.-J. van der Veen, “Analog beamforming in MIMO communications with phase shift networks and online channel estimation,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 8, pp. 4131–4143, 2010.
- [25] R. W. Heath, N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. Sayeed, “An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems,” *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 436–453, 2016.
- [26] A. Alkhateeb, J. Mo, N. Gonzalez-Prelcic, and R. W. Heath, “MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 12, pp. 122–131, 2014.
- [27] A. F. Molisch, V. V. Ratnam, S. Han, Z. Li, S. L. H. Nguyen, L. Li, and K. Haneda, “Hybrid beamforming for massive MIMO: A survey,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 55, no. 9, pp. 134–141, 2017.

- [28] I. Uchendu and J. Kelly, "Survey of beam steering techniques available for millimeter wave applications," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 68, no. 3, pp. 35–54, 2016.
- [29] J. Brady, N. Behdad, and A. Sayeed, "Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 7, pp. 3814–3827, 2013.
- [30] S. Han, C.-l. I, Z. Xu, and C. Rowell, "Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 53, no. 1, pp. 186–194, 2015.
- [31] J.-C. Chen, "Hybrid beamforming with discrete phase shifters for millimeter-wave massive MIMO systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 8, pp. 7604–7608, 2017.
- [32] A. Guerra, F. Guidi, and D. Dardari, "On the impact of beamforming strategy on mm-wave localization performance limits," in *2017 IEEE International Conference on Communication Workshops*, pp. 809–814, 2017.
- [33] M. Oispuu and U. Nickel, "3D passive source localization by a multi-array network: Noncoherent vs. coherent processing," in *International ITG Workshop on Smart Antennas*, pp. 300–305, 2010.
- [34] N. Hadaschik, B. Sackenreuter, M. Schäfer, and M. Faßbinder, "Direct positioning with multiple antenna arrays," in *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, pp. 1–10, 2015.
- [35] M. Scherhäufl, M. Pichler, and A. Stelzer, "UHF RFID localization based on phase evaluation of passive tag arrays," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 4, pp. 913–922, 2015.
- [36] H. Godrich, A. M. Haimovich, and R. S. Blum, "Target localization accuracy gain in MIMO radar-based systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 56, no. 6, pp. 2783–2803, 2010.
- [37] T. Wei and X. Zhang, "mTrack: High-precision passive tracking using millimeter wave radios," in *Proc. 21st Annual International Conference on Mobile Computer Networks Mobicom '15*, 2015.

- [38] M. Janjić, N. Vukmirović, and M. Erić, “TDOA, frequency and phase offsets estimation taking into account carrier phase of arrival,” *Radioengineering*, vol. 26, no. 4, pp. 1143–1150, 2017.
- [39] N. Vukmirović, M. Janjić, and M. Erić, “TOA/TDOA estimation based on carrier phase of arrival,” in *5th International Conference on Electrical, Electronics and Computing Engineering (IcETRAN 2018)*, 2018.
- [40] R. Di Taranto, S. Muppirisetty, R. Raulefs, D. Slock, T. Svensson, and H. Wymeersch, “Location-aware communications for 5G networks: How location information can improve scalability, latency, and robustness of 5G,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 102–112, 2014.
- [41] K. Witrals, P. Meissner, E. Leitinger, Y. Shen, C. Gustafson, F. Tufvesson, K. Haneda, D. Dardari, A. Molisch, A. Conti, and M. Z. Win, “High-accuracy localization for assisted living: 5G systems will turn multipath channels from foe to friend,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 59–70, 2016.
- [42] E. Schreiber, A. Heinzl, M. Peichl, M. Engel, and W. Wiesbeck, “Advanced buried object detection by multichannel, UAV/drone carried synthetic aperture radar,” in *13th European Conference on Antennas and Propagation*, 2019.
- [43] N. Vukmirović, M. Janjić, P. M. Djurić, and M. Erić, “Position estimation with a millimeter-wave massive MIMO system based on distributed steerable phased antenna arrays,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2018, no. 1, p. 33, 2018.
- [44] M. Eric and D. Vucic, “Method for direct position estimation in UWB systems,” *Electronics Letters*, vol. 44, no. 11, pp. 701–703, 2008.
- [45] N. Suehiro and M. Hatori, “Modulatable orthogonal sequences and their application to SSMA systems,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 34, no. 1, pp. 93–100, 1988.
- [46] “Pulse beamforming system with 18-channel sector wheel array based on beamforming type 8608 Bruel Kjoer product information.” <https://www.bksv.com/~media/literature/Product%20Data/bn1467.ashx>.

Прилог А

Извођење Крамер-Раове границе – позната секвенца

Полазимо од логаритма густине датог једначином (3.4), $\mathcal{L} = \ln g(\mathbf{u}|\boldsymbol{\alpha})$,

$$\mathcal{L} = -N \sum_{m=1}^M \ln(\pi\sigma_m^2) - \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{\sigma_m^2} |s_m(n) - u_m(n)|^2. \quad (\text{A.1})$$

FIM је дата изразом

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}) = [I_{ij}]_{4 \times 4} \quad I_{ij} = -\text{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \alpha_i \partial \alpha_j} = I_{ji}. \quad (\text{A.2})$$

У даљем извођењу се користи идентитет $\frac{\partial}{\partial \alpha} |z|^2 = 2 \text{Re} \left(z^* \frac{\partial z}{\partial \alpha} \right)$, где $(\cdot)^*$ означава конјугацију. Пошто важи

$$d_m = \sqrt{(x - x_m)^2 + (y - y_m)^2 + (z - z_m)^2}, \quad (\text{A.3})$$

имамо да је

$$\frac{\partial d_m}{\partial x} = \frac{x - x_m}{d_m}, \quad \frac{\partial d_m}{\partial y} = \frac{y - y_m}{d_m}, \quad \frac{\partial d_m}{\partial z} = \frac{z - z_m}{d_m}. \quad (\text{A.4})$$

Уведимо смену

$$s_{pm}(t) = s' \left(t - t_0 - \frac{d_m}{c} \right) \exp \left(-j\omega_c \left(t_0 + \frac{d_m}{c} \right) \right), \quad (\text{A.5})$$

где $(\cdot)'$ означава први извод. Тада су први изводи логаритма густине

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial t_0} = \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} (s_m(n) - u_m(n))^* (j\omega_c s_m(n) + s_{pm}(n)), \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial x} = \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} (s_m(n) - u_m(n))^* \frac{x - x_m}{cd_m} (j\omega_c s_m(n) + s_{pm}(n)), \quad (\text{A.7})$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial y} = \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} (s_m(n) - u_m(n))^* \frac{y - y_m}{cd_m} (j\omega_c s_m(n) + s_{pm}(n)), \quad (\text{A.8})$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial z} = \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} (s_m(n) - u_m(n))^* \frac{z - z_m}{cd_m} (j\omega_c s_m(n) + s_{pm}(n)). \quad (\text{A.9})$$

Ако уведемо смену $P_m = |j\omega_c s_m(n) + s_{pm}(n)|^2$, добијамо изразе за друге изводе

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0^2} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} (P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_1(n, m, \boldsymbol{\alpha})), \quad (\text{A.10})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0 \partial x} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{x - x_m}{cd_m} P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_2(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.11})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0 \partial y} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{y - y_m}{cd_m} P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_3(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0 \partial z} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{z - z_m}{cd_m} P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_4(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.13})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x^2} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\left(\frac{x - x_m}{cd_m} \right)^2 P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_5(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.14})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x \partial y} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{x - x_m}{cd_m} \frac{y - y_m}{cd_m} P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_6(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.15})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x \partial z} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{x - x_m}{cd_m} \frac{z - z_m}{cd_m} P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_7(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.16})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial y^2} = - \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\left(\frac{y - y_m}{cd_m} \right)^2 P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_8(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.17})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial y \partial z} = -\operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{y - y_m}{cd_m} \frac{z - z_m}{cd_m} P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_9(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.18})$$

$$\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial z^2} = -\operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\left(\frac{z - z_m}{cd_m} \right)^2 P_m - (s_m(n) - u_m(n))^* f_{10}(n, m, \boldsymbol{\alpha}) \right), \quad (\text{A.19})$$

где су $f_i(n, m, \boldsymbol{\alpha})$ детерминистичке функције, чије вредности, захваљујући овој особини, не утичу на резултат у следећем кораку. Тада добијамо израз за елемент (1, 1) из FIM

$$I_{11} = \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \sum_{n=0}^{N-1} |j\omega_c s_m(n) + s_{pm}(n)|^2.$$

Ако дефинишемо β као

$$\beta = \sum_{n=0}^{N-1} |j\omega_c s(n) + s_{pm}(n)|^2,$$

једноставним извођењем се показује да је

$$\beta = \sum_{n=0}^{N-1} |j\omega_c s(n) + s'(n)|^2, \quad (\text{A.20})$$

јер померање сигнала у времену не мења његову енергију. Приметити да β не зависи од m . Тада се I_{11} и остали елементи FIM могу изразити у скраћеном облику као

$$I_{11} = -\operatorname{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0^2} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2}, \quad (\text{A.21})$$

$$I_{12} = -\operatorname{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0 \partial x} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \frac{x - x_m}{cd_m}, \quad (\text{A.22})$$

$$I_{13} = -\operatorname{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0 \partial y} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \frac{y - y_m}{cd_m}, \quad (\text{A.23})$$

$$I_{14} = -\operatorname{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial t_0 \partial z} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \frac{z - z_m}{cd_m}, \quad (\text{A.24})$$

$$I_{22} = -\mathbb{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x^2} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{x - x_m}{cd_m} \right)^2, \quad (\text{A.25})$$

$$I_{23} = -\mathbb{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x \partial y} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \frac{(x - x_m)(y - y_m)}{c^2 d_m^2}, \quad (\text{A.26})$$

$$I_{24} = -\mathbb{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x \partial z} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \frac{(x - x_m)(z - z_m)}{c^2 d_m^2}, \quad (\text{A.27})$$

$$I_{33} = -\mathbb{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial y^2} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{y - y_m}{cd_m} \right)^2, \quad (\text{A.28})$$

$$I_{34} = -\mathbb{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial y \partial z} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \frac{(y - y_m)(z - z_m)}{c^2 d_m^2}, \quad (\text{A.29})$$

$$I_{44} = -\mathbb{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial z^2} = \beta \sum_{m=1}^M \frac{2}{\sigma_m^2} \left(\frac{z - z_m}{cd_m} \right)^2. \quad (\text{A.30})$$

CRB вредности за појединачне непознате параметре су онда елементи на главној дијагонали инверзије од FIM, тј.

$$\text{Var } \hat{t}_0 \geq \text{CRB}_{t_0} = [\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})^{-1}]_{11}, \quad (\text{A.31})$$

$$\text{Var } \hat{x} \geq \text{CRB}_x = [\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})^{-1}]_{22}, \quad (\text{A.32})$$

$$\text{Var } \hat{y} \geq \text{CRB}_y = [\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})^{-1}]_{33}, \quad (\text{A.33})$$

$$\text{Var } \hat{z} \geq \text{CRB}_z = [\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})^{-1}]_{44}. \quad (\text{A.34})$$

Ако са $\Delta r = \sqrt{(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2 + (\hat{z} - z)^2}$ означимо грешку при локализовању предајника, за доњу границу њене средње квадратне вредности добијамо

$$\begin{aligned} \text{CRB} &= \text{CRB}_x + \text{CRB}_y + \text{CRB}_z \\ &= \frac{K_{22} + K_{33} + K_{44}}{\det \mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})}, \end{aligned} \quad (\text{A.35})$$

где је K_{ij} кофактор (i, j) -ог елемента од $\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})$. Ради једноставности, ову границу ћемо једноставно звати CRB (локације предајника).

Ако је z -координата предајника позната (што одговара дводимензионалној, тј. 2D, локализацији), одговарајућа FIM, $\mathbf{I}^{(2D)}$, се добија избаци-

вањем последње врсте и колоне из FIM за 3D случај, $\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})$. Наиме,

$$\mathbf{I}^{(2D)} = \begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} & I_{13} \\ I_{12} & I_{22} & I_{23} \\ I_{13} & I_{23} & I_{33} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.36})$$

те је CRB за 2D локализацију

$$\text{CRB}^{(2D)} = \text{CRB}_x^{(2D)} + \text{CRB}_y^{(2D)} = \quad (\text{A.37})$$

$$= \frac{I_{11}I_{33} - I_{13}^2 + I_{11}I_{22} - I_{12}^2}{\det \mathbf{I}^{(2D)}}. \quad (\text{A.38})$$

Нека је са SNR_0 означен SNR у каналу чија би антена била на растојању 1 m од предајника. Ако снага сигнала опада са квадратом растојања од предајника и ако сви пријемни канали имају исту снагу шума пре скалирања са $1/a_m$, тада се, почевши од изведених израза у претходном тексту, израза $\text{SNR}_m = \text{SNR}_0 d_0^2/d_m^2$, $d_0 = 1$ m и претпоставке да је ω_c велико у смислу $\beta \approx \sum_{n=0}^{N-1} |j\omega_c s(n)|^2$, може показати да су приближне зависности CRB од SNR_0 , фреквенције носиоца и броја одбирака, дате изразима:

$$\text{CRB} \sim 1/\text{SNR}_0, \quad (\text{A.39})$$

$$\text{CRB} \sim 1/\omega_c^2, \quad (\text{A.40})$$

$$\text{CRB} \sim 1/N. \quad (\text{A.41})$$

Напомена: Пошто су величине ω_c и s нормализоване са $f_s = B$, добија се и да граница зависи од апсолутне фреквенције носиоца као $\text{CRB} \sim 1/\tilde{f}_c^2$ и то за произвољну ширину B док год су задовољене поменуте апроксимације.

Прилог В

Извођење Крамер-Раове границе – Гаусова случајна секвенца

Почнимо од здружене густине $g(U_1(k), U_2(k), \dots, U_M(k))$. Ако уведемо
смене $\text{Re } S(k) = S_R(k)$ и $\text{Im } S(k) = S_I(k)$, имамо да је

$$g(U_1(k), U_2(k), \dots, U_M(k)) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(S_R(k)) g(S_I(k)) g_{H_1(k)}(U_1(k) - S_1(k)) \\ \times g_{H_2(k)}(U_2(k) - S_2(k)) \cdot \dots \cdot g_{H_M(k)}(U_M(k) - S_M(k)) dS_R(k) dS_I(k), \quad (\text{B.1})$$

где је $g_{H_m(k)}(U_m(k) - S_m(k))$ вредност густине комплексне случајне про-
менљиве $H_m(k)$ у тачки $U_m(k) - S_m(k)$. Након преуређивања израза доби-
јамо

$$g(U_1(k), \dots, U_M(k)) = \gamma \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{1}{N\sigma_s^2} |a + jb|^2\right) \\ \times \prod_{m=1}^M \exp\left(-\frac{1}{N\sigma_m^2} |a + jb - C_m - jD_m|^2\right) da db, \quad (\text{B.2})$$

где су C_m, D_m (који су реални) и γ дати изразима

$$C_m + jD_m = U_m(k) \exp(+j(\omega_c + 2\pi k/N)d_m/c), \quad (\text{B.3})$$

$$\gamma = \frac{1}{\pi N \sigma_s^2} \prod_{m=1}^M \frac{1}{\pi N \sigma_m^2}. \quad (\text{B.4})$$

Користећи $\int_{-\infty}^{+\infty} 1/(\sqrt{2\pi w}) \exp(-x^2/(2w)) dx = 1$ и (3.13), након извођења добијамо

$$g(\mathbf{U}) = \left(\gamma \frac{\pi}{A} \right)^N \exp \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\frac{1}{AN^2} \left| \sum_{m=1}^M \frac{C_m + jD_m}{\sigma_m^2} \right|^2 - \sum_{m=1}^M \frac{|C_m + jD_m|^2}{N\sigma_m^2} \right), \quad (\text{B.5})$$

где је $A = \frac{1}{N\sigma_s^2} + \sum_{m=1}^M \frac{1}{N\sigma_m^2}$. Дакле, логаритам густине је

$$\mathcal{L} = \ln g(\mathbf{U}) = N \ln \frac{\gamma\pi}{A} + \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\frac{1}{AN^2} \left| \sum_{m=1}^M \frac{C_m + jD_m}{\sigma_m^2} \right|^2 - \sum_{m=1}^M \frac{|C_m + jD_m|^2}{N\sigma_m^2} \right). \quad (\text{B.6})$$

FIM је

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}) = [I_{ij}]_{3 \times 3} \quad I_{ij} = -\mathbb{E} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \alpha_i \partial \alpha_j} = I_{ji}. \quad (\text{B.7})$$

Приметити да γ и A не зависе од $\boldsymbol{\alpha}$. За \mathcal{L} даље добијамо

$$\begin{aligned} \mathcal{L} = & N \ln \frac{\gamma\pi}{A} - \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=1}^M \frac{1}{N\sigma_m^2} |U_m(k)|^2 \\ & + \frac{1}{AN^2} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left| \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \right|^2. \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Приметити да прва два члана у \mathcal{L} не зависе од $\boldsymbol{\alpha}$, али трећи члан зависи.

У наставку користимо следеће идентитете: $\frac{\partial}{\partial \alpha} |z|^2 = 2 \operatorname{Re} \left(z^* \frac{\partial z}{\partial \alpha} \right)$, $\frac{\partial d_m}{\partial x} = \frac{x-x_m}{d_m}$, $\frac{\partial d_m}{\partial y} = \frac{y-y_m}{d_m}$, анд $\frac{\partial d_m}{\partial z} = \frac{z-z_m}{d_m}$. За прве изводе од \mathcal{L} добијамо изразе

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial x} = & \frac{2}{AN^2} \operatorname{Re} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m^*(k) \exp \left(-j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \right) \\ & \times \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) j \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \frac{x-x_m}{cd_m}, \quad (\text{B.9}) \\ \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial y} = & \frac{2}{AN^2} \operatorname{Re} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m^*(k) \exp \left(-j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \right) \end{aligned}$$

$$\times \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) j \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \frac{y - y_m}{cd_m}, \quad (\text{B.10})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial z} &= \frac{2}{AN^2} \operatorname{Re} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m^*(k) \exp \left(-j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \right) \\ &\times \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) j \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \frac{z - z_m}{cd_m}. \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

Други изводи логаритма густине су

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x^2} &= \\ &= \frac{2}{AN^2} \operatorname{Re} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\left| \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \frac{x - x_m}{cd_m} \right|^2 \right. \\ &+ \left. \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m^*(k) \exp \left(-j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \right) \right. \\ &\times \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) j \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \\ &\times \left. \left(j \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \left(\frac{x - x_m}{cd_m} \right)^2 + \frac{1}{cd_m} - \frac{(x - x_m)^2}{cd_m^3} \right) \right), \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x \partial y} &= \\ &= \frac{2}{AN^2} \operatorname{Re} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \left(\left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m^*(k) \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \exp \left(-j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \frac{y - y_m}{cd_m} \right) \right. \\ &\times \left. \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \frac{x - x_m}{cd_m} \right) \right. \\ &+ \left. \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m^*(k) \exp \left(-j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \right) \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} U_m(k) j \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) \right. \\ &\times \left. \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{2\pi k}{N} \right) \frac{d_m}{c} \right) \frac{x - x_m}{cd_m} \frac{y - y_m}{cd_m} \left(j \left(\omega_c + 2\pi \frac{k}{N} \right) - \frac{c}{d_m} \right) \right). \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

Изрази за $\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial x \partial z}$, $\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial y^2}$, $\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial y \partial z}$ и $\frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial z^2}$ се добијају на исти начин. Приметити да су једине случајне променљиве у другим изводима од \mathcal{L} фреквенцијске компоненте $U_m(k)$. Ако се оператор математичког очекивања примени на

другим изводима, постојаће чланови облика

$$\mathbb{E} U_m^*(k) U_p(k) = \mathbb{E} (S_m^*(k) + H_m^*(k)) (S_p(k) + H_p(k)) = \quad (\text{B.14})$$

$$= \mathbb{E} (S_m^*(k) S_p(k)) = \quad (\text{B.15})$$

$$= \exp(j(\omega_c + 2\pi k/N)(d_m - d_p)/c) \mathbb{E} |S(k)|^2 = \quad (\text{B.16})$$

$$= N\sigma_s^2 \exp(j(\omega_c + 2\pi k/N)(d_m - d_p)/c), \quad \text{for } m \neq p, \quad (\text{B.17})$$

и

$$\mathbb{E} U_m^*(k) U_m(k) = N\sigma_s^2 + N\sigma_m^2. \quad (\text{B.18})$$

Ови изрази се користе да се изведу чланови FIM. Извођење је дуго, али директно, и као резултат даје

$$I_{11} = \beta \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_p^2} \frac{x - x_p}{cd_p} \left(\frac{x - x_p}{cd_p} - \frac{x - x_m}{cd_m} \right), \quad (\text{B.19})$$

$$I_{12} = \beta \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_p^2} \frac{x - x_p}{cd_p} \left(\frac{y - y_p}{cd_p} - \frac{y - y_m}{cd_m} \right), \quad (\text{B.20})$$

$$I_{13} = \beta \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_p^2} \frac{x - x_p}{cd_p} \left(\frac{z - z_p}{cd_p} - \frac{z - z_m}{cd_m} \right), \quad (\text{B.21})$$

$$I_{22} = \beta \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_p^2} \frac{y - y_p}{cd_p} \left(\frac{y - y_p}{cd_p} - \frac{y - y_m}{cd_m} \right), \quad (\text{B.22})$$

$$I_{23} = \beta \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_p^2} \frac{y - y_p}{cd_p} \left(\frac{z - z_p}{cd_p} - \frac{z - z_m}{cd_m} \right), \quad (\text{B.23})$$

$$I_{33} = \beta \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_p^2} \frac{z - z_p}{cd_p} \left(\frac{z - z_p}{cd_p} - \frac{z - z_m}{cd_m} \right), \quad (\text{B.24})$$

где је

$$\beta = \frac{2\sigma_s^2}{\frac{1}{\sigma_s^2} + \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2}} \left(N\omega_c^2 - 2\pi\omega_c + \frac{N^2 + 2}{3N} \pi^2 \right). \quad (\text{B.25})$$

CRB вредности су онда дате изразима

$$\text{Var } \hat{x} \geq \text{CRB}_x = [\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})^{-1}]_{11}, \quad (\text{B.26})$$

$$\text{Var } \hat{y} \geq \text{CRB}_y = [\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})^{-1}]_{22}, \quad (\text{B.27})$$

$$\text{Var } \hat{z} \geq \text{CRB}_z = [\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})^{-1}]_{33}. \quad (\text{B.28})$$

Коначно, граница за средњу квадратну грешку процене локације предајника је онда

$$\begin{aligned}
\text{CRB} &= \text{CRB}_x + \text{CRB}_y + \text{CRB}_z \\
&= \frac{K_{11} + K_{22} + K_{33}}{\det \mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})} \\
&= \frac{I_{22}I_{33} - I_{23}^2 + I_{11}I_{33} - I_{13}^2 + I_{11}I_{22} - I_{12}^2}{\det \mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})}, \tag{B.29}
\end{aligned}$$

где је K_{ij} кофактор (i, j) -ог елемента матрице $\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})$. Ако је z -координата предајника позната (случај 2D локализације), избацивањем последње врсте и колоне из $\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha})$ се добија FIM за 2D случај,

$$\mathbf{I}^{(2D)} = \begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} \\ I_{12} & I_{22} \end{bmatrix}. \tag{B.30}$$

Дакле, CRB за 2D локализацију је

$$\text{CRB}^{(2D)} = \text{CRB}_x^{(2D)} + \text{CRB}_y^{(2D)} \tag{B.31}$$

$$= \frac{I_{11} + I_{22}}{I_{11}I_{22} - I_{12}^2}. \tag{B.32}$$

Под сличним претпоставкама као и у случају познате секвенце, почевши од изведених израза, користећи апроксимације

$$N\omega_c^2 - 2\pi\omega_c + \frac{N^2 + 2}{3N}\pi^2 \approx N\omega_c^2, \tag{B.33}$$

$$1 + \sum_{m=1}^M \text{SNR}_m \approx 1, \quad \text{за ниске вредности SNR}, \tag{B.34}$$

$$1 + \sum_{m=1}^M \text{SNR}_m \approx \sum_{m=1}^M \text{SNR}_m, \quad \text{за високе вредности SNR}, \tag{B.35}$$

може се показати да CRB приближно зависи од SNR_0 , фреквенције носиоца и броја одбирака као:

$$\text{CRB} \sim 1/\text{SNR}_0^2, \quad \text{за ниске вредности SNR}, \tag{B.36}$$

$$\text{CRB} \sim 1/\text{SNR}_0, \quad \text{за високе вредности SNR}, \tag{B.37}$$

$$\text{CRB} \sim 1/\omega_c^2, \tag{B.38}$$

$$\text{CRB} \sim 1/N. \tag{B.39}$$

Прилог С

Извођење алгоритама максималне веродостојности

Уведимо ознаку $\mathbf{Q}_m = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{t_0+d_m/c} \mathbf{F}$. Сигнал у каналу m је тада $\mathbf{u}_m = \mathbf{Q}_m \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_m$. Логаритам густине целог узорка на пријему, као случајног вектора, (без адитивне константе и помножен са -1) је онда

$$\begin{aligned} f_{\text{LL}} &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \|\mathbf{u}_m - \mathbf{Q}_m \mathbf{s}\|_{\text{F}}^2 = \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} (\mathbf{u}_m^H - \mathbf{s}^H \mathbf{Q}_m^H) (\mathbf{u}_m - \mathbf{Q}_m \mathbf{s}) = \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} (\mathbf{u}_m^H \mathbf{u}_m - 2 \operatorname{Re} (\mathbf{u}_m^H \mathbf{Q}_m \mathbf{s}) + \mathbf{s}^H \mathbf{s}), \end{aligned} \quad (\text{C.1})$$

јер је $\mathbf{Q}_m^H \mathbf{Q}_m = \mathbf{I}_N$ јединична матрица. На основу методе максималне веродостојности, процена вектора непознатих параметара, $\boldsymbol{\alpha}$, је она која минимизира f_{LL} .

ML-KS алгоритам: Ако се секвенца \mathbf{s} сматра познатом, чланови $\mathbf{u}_m^H \mathbf{u}_m$ и $\mathbf{s}^H \mathbf{s}$ у (C.1) су константе, те је минимизација f_{LL} еквивалентна максимизацији

$$f_{\text{KS}} = \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{Q}_m \mathbf{s}. \quad (\text{C.2})$$

Коначна процена ML-KS алгоритма је онда

$$(\hat{t}_0, \hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = \arg \max_{t_0, x, y, z} f_{\text{KS}}. \quad (\text{C.3})$$

ML-US алгоритам: Ако се секвенца \mathbf{s} сматра непознатом, минимизација f_{LL} се може извршити тако што се прво, за задате x , y и z , минимизира по \mathbf{s} , а онда се резултат за \mathbf{s} уврсти у (C.1) и минимизира по (x, y, z) . Приметити да је код овог алгоритма $t_0 = 0$ јер је закашњена непозната секвенца и даље непозната секвенца.

Да бисмо нашли решење по \mathbf{s} , представимо је помоћу $2N$ реалних скалара, у ознаци s_{nR} и s_{nI} , $n \in \{1, 2, \dots, N\}$, као

$$\mathbf{s} = [s_{1R} + js_{1I}, s_{2R} + js_{2I}, \dots, s_{NR} + js_{NI}]^T. \quad (C.4)$$

Члан $\mathbf{u}_m^H \mathbf{u}_m$ у (C.1) је константа, тако да је критеријумској функцији f_{LL} еквивалентна функција

$$f_1 = \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \mathbf{s}^H \mathbf{s} \right) - 2 \operatorname{Re} \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{Q}_m \mathbf{s} = \zeta \mathbf{s}^H \mathbf{s} - 2 \operatorname{Re} (\mathbf{Z} \mathbf{s}), \quad (C.5)$$

где је $\zeta = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \in \mathbb{R}^+$, $\mathbf{Z} = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{Q}_m \in \mathbb{C}^{1 \times N}$. Пошто је

$$\mathbf{s}^H \mathbf{s} = (s_{1R}^2 + s_{1I}^2) + (s_{2R}^2 + s_{2I}^2) + \dots + (s_{NR}^2 + s_{NI}^2), \quad (C.6)$$

f_1 је збир $2N$ конвексних квадратних функција, свака по једној од променљивих s_{nR} и s_{nI} . Дакле, стационарна тачка од f_1 је решење за \mathbf{s} . Решавамо за свако $n \in \{1, 2, \dots, N\}$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_1}{\partial s_{nR}} &= 2\zeta s_{nR} - 2 \operatorname{Re} (\mathbf{Z} \mathbf{e}_n) = 0 \\ \frac{\partial f_1}{\partial s_{nI}} &= 2\zeta s_{nI} - 2 \operatorname{Re} (\mathbf{Z} \mathbf{e}_n j) = 0, \end{aligned} \quad (C.7)$$

где је \mathbf{e}_n вектор-колона чији је n -ти елемент јединица, а остали су нуле. Решења су $s_{nR} = \frac{1}{\zeta} \operatorname{Re} (\mathbf{Z} \mathbf{e}_n) = \frac{1}{\zeta} \operatorname{Re} Z_n$ и $s_{nI} = \frac{1}{\zeta} \operatorname{Re} (\mathbf{Z} \mathbf{e}_n j) = -\frac{1}{\zeta} \operatorname{Im} Z_n$, где је Z_n n -ти члан вектор-врсте \mathbf{Z} . Даље имамо да је

$$\begin{aligned} \mathbf{s} &= \sum_{n=1}^N \mathbf{e}_n (s_{nR} + js_{nI}) = \frac{1}{\zeta} \sum_{n=1}^N \mathbf{e}_n (\operatorname{Re} Z_n - j \operatorname{Im} Z_n) = \\ &= \frac{1}{\zeta} \sum_{n=1}^N \mathbf{e}_n Z_n^* = \frac{1}{\zeta} \mathbf{Z}^H = \frac{1}{\zeta} \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \mathbf{Q}_m^H \mathbf{u}_m. \end{aligned} \quad (C.8)$$

Уврстимо ово решење за \mathbf{s} у f_1 ,

$$f_1 = \frac{1}{\zeta} \mathbf{Z}\mathbf{Z}^H - 2 \operatorname{Re} \left(\frac{1}{\zeta} \mathbf{Z}\mathbf{Z}^H \right) = -\frac{1}{\zeta} \mathbf{Z}\mathbf{Z}^H, \quad (\text{C.9})$$

јер је $\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H$ реално. Пошто је ζ константа, уместо да минимизирамо f_1 , можемо да максимизирамо $f_2 = \mathbf{Z}\mathbf{Z}^H$,

$$\begin{aligned} f_2 &= \left(\sum_{m=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{Q}_m \right) \left(\sum_{l=1}^M \frac{1}{\sigma_l^2} \mathbf{u}_l^H \mathbf{Q}_l \right)^H = \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_l^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{Q}_m \mathbf{Q}_l^H \mathbf{u}_l. \end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

Даље је

$$\mathbf{Q}_m \mathbf{Q}_l^H = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{d_m/c} \mathbf{F} \mathbf{F}^H (\mathbf{D}_{d_l/c})^H \mathbf{F} = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{d_m/c} \mathbf{D}_{-d_l/c} \mathbf{F} = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{d_m/c - d_l/c} \mathbf{F}, \quad (\text{C.11})$$

тако да је коначно критеријумска функција

$$f_{\text{US}} = f_2 = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^M \frac{1}{\sigma_m^2 \sigma_l^2} \mathbf{u}_m^H \mathbf{F}^H \mathbf{D}_{d_m/c - d_l/c} \mathbf{F} \mathbf{u}_l. \quad (\text{C.12})$$

Коначна процена ML-US алгоритма је онда

$$(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = \arg \max_{x, y, z} f_{\text{US}}. \quad (\text{C.13})$$

Биографија аутора

Ненад Вукмировић рођен је 04.10.1988. године у Београду. Основну школу и Математичку гимназију завршио је у Београду, обе са просечном оценом 5. Електротехнички факултет у Београду уписао је школске 2007/08. године. Дипломирао је на Одсеку за телекомуникације 2011. године, са просечном оценом 9,84. Дипломски рад под насловом “Веб сајт IEEE HPSR 2012”, одбранио је са оценом 10. Ментор дипломског рада била је Др Александра Смиљанић. Мастер студије на истом факултету уписао је школске 2011/12 године и завршио их 2013. године са просечном оценом 10. Мастер рад под називом “Имплементација RSVP протокола на платформама отвореног кода” одбранио је са оценом 10. Ментор мастер рада био је Др Зоран Чича. Докторске студије уписао је школске 2013/2014. године на Електротехничком факултету у Београду, на модулу Телекомуникације, где је положио све испите са оценом 10. Освојио је 3 пута прву награду на савезним (државним) такмичењима из физике, а из математике трећу награду на републичком и треће место на савезном такмичењу. На такмичењу Архимедес из математике освојио је прво место. Био је стипендиста Фонда за младе таленте Министарства просвете, науке и технолошког развоја. Аутор/коаутор је 2 рада публикована у часописима са SCI листе, 4 рада на међународним конференцијама и 5 техничких решења. Коаутор је уџбеника “Увод у обраду сигнала са антенских низова”. Завршио је курсеве енглеског језика на Институту за стране језике у Београду закључно са конверзацијским. Освојио је прво место на такмичењу за ниво Виши 2 енглеског језика при Институту.

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-а Ненад Вукмировић, Ненад Вукмировић
број уписа 2013/5023

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Кохерентна директна локализација у
дистрибуираним масивним вивентенским системима

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, 20. ЈУН 2019.

Ненад Вукмировић

Прилог 2.

**Изјава о истоветности штампане и електронске
верзије докторског рада**

Име и презиме аутора Ненад Вукмировић
Број уписа 2013/5023
Студијски програм ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И РАЧУНАРСТВО
Наслов рада КОХЕРЕНТНА ДИФРАКЦИЈА ЛОКАЛИЗАЦИЈА У ВИСТРИЈУИРАНИМ МЕДИЈНИМ
Ментор ДР Милошко Бркић, ВОЧЕНТ ВИСОКОТЕХНИКИ СИСТЕМА

Потписани Ненад Вукмировић

изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис докторанда

У Београду, 20 Јун 2019.

Ненад Вукмировић

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Кохерентна директна локализација у дистрибуцијским и интерактивним вишеантенским системима

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, 20. јун 2019.

Ненад Вукотић

1. Ауторство - Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.