

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Миливоје Ф. Милетић

**ШИРОКОПОЈАСНА
РЕФЛЕКТОРСКА АНТЕНА**

докторска дисертација

Београд, 2023

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Milivoje F. Miletić

BROADBAND REFLECTOR ANTENNA

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2023

Ментори:

др Драган Олћан, редовни професор
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Чланови комисије:

др Милан Илић, редовни професор
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Предраг Пејовић, редовни професор
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Весна Јавор, ванредни професор
Универзитет у Нишу – Електронски факултет

Датум одбране _____

Mojoj porodici

Захвалница

Желим најпре да се захвалим ментору проф. др Драгану Олћану који ме је усмерио ка теми ове дисертације, показао изразито стрпљење током читавог трајања докторских студија, и био непресушан извор драгоцених савета, како стручних, тако и пријатељских.

Захваљујем се колегама Саши Јорговановићу, Андријани Лазић и Предрагу Савићу из Идворски Лабораторија за стручну помоћ приликом експерименталне верификације у анехоичној соби, као и проф. др Бранку Колунџији на уступању софтвера за нумеричко моделовање и рачунарских ресурса компаније WIPL-D.

Захвалност дугујем и проф. др. Антонију Ђорђевићу који ме је усмерио ка научно-стручној области коју сам одмах заволео, и којом се и данас радо бавим.

Посебну захвалност дугујем својој породици, супрузи Милени, родитељима Слађани и Филипу, сестри Катарини, и бака Вери. Сигуран сам да без њихове трајне и безрезервне подршке ову дисертацију никада не бих довршио.

Широкопојасна Рефлекторска Антена

Сажетак:

Тема ове дисертације је посебна врста широкопојасних рефлекторских антена које носе акроним IRA (енглески: impulse radiating antenna, скраћено IRA). IRA-е су оригинално осмишљене за примене у којима је потребно емитовати веома кратке електромагнетске (ЕМ) импулсе. Главни циљ ове дисертације је унапређење дизајна IRA-а пре свега зарад проширивања примене ове класе антена на испитивање имуности електричних уређаја на простопериодичне и сложенопериодичне ЕМ сметње. Предложене модификације олакшавају пројектовање, повећавају максималну снагу и олакшавају и смањују цену израде ових антена.

Како би се олакшало пројектовање система за напајање, показано је на који начин се импеданса IRA-а може приближити 50Ω коришћењем три пара кракова уместо типичних два пара, а да се задржи практично исто усмерено појачање у главном правцу зрачења, у целом радном фреквенцијском опсегу антене. Поред тога, урађена је оптимизација геометријских параметара кракова, а резултати ове оптимизације могу служити као смернице приликом пројектовања IRA-а.

Код типичног дизајна користе се отпорничке мреже између кракова и рефлектора, обично на месту спајања крака са рефлектором. Њихова улога је да помогну у прилагођењу антене на извор на тај начин што ублажавају осцилације у импеданси, нарочито на нижим учестаностима. Прва модификација се односи на испитивање могућности њиховог уклањања, тачније краткоспајања кракова за рефлектор. Нумеричка анализа покаже која су ограничења ове модификације и како се нежељени утицаји могу ублажити.

Како IRA-е у жижи захтевају диференцијално напајање, а типично им је импеданса вишеструко већа од 50Ω , потребан је систем за напајање који ће служити као широкопојасни симетризатор и трансформатор импедансе. Решења која се најчешће користе су непрактична и скупа. У овој дисертацији предложено је решење које је уједно једноставно, економично за реализацију и које испуњава све унапред задате циљеве.

Кључне речи: пројектовање антена, рефлекторске антене, широкопојасне антене, антене за зрачење импулса, широкопојасно прилагођење, трансформатор импедансе, симетризатор, тејперовани водови, електромагнетска компатибилност, електромагнетске сметње

Научна област: Електротехника и рачунарство

Ужа научна област: Електромагнетика, антене и микроталаси

Broadband Reflector Antenna

Abstract:

The subject of this dissertation is a particular class of broadband reflector antennas with the acronym IRA (impulse radiating antenna). IRAs were originally developed for applications when radiating very short electromagnetic (EM) pulses is needed. The main objective of this dissertation is to enhance the design of IRAs for the purpose of extending the application of IRAs to testing the immunity of electrical equipment using time-harmonic and complex periodic EM waves. The suggested enhancements facilitate the design process, enhance the power handling capabilities, and simplify and reduce manufacturing costs.

To facilitate the design of the feeding system, it is shown how the impedance of IRAs can be reduced using six arms instead of the typical configuration of four arms, without sacrificing the gain. Furthermore, the geometrical parameters of the arms were optimized and results of this optimization can be used as design guidelines.

Typically, to aid in matching the antenna to the source, resistive networks are inserted between the arms and the dish, most commonly at the ends of the arms that connect to the dish. The first modification relates to the possibility of removing these matching networks and instead connecting the arms directly to the dish. The numerical analysis showed what are the limitations of this modification and how the negative effects can be reduced.

Since IRAs need a differential feed in the apex, and their impedance is typically multiple times larger than 50Ω , a feeding system that acts both as a balun and impedance transformer is needed. The most commonly used feeding systems are impractical and expensive. In this dissertation a simple and cost-effective solution is presented that meets all pre-defined requirements.

Key words: antenna design, reflector antennas, broadband antennas, impulse radiating antennas, broadband matching, impedance transformers, baluns, tapered transmission lines, electromagnetic compatibility, electromagnetic interference

Scientific field: Electrical and computer engineering

Scientific subfield: Electromagnetics, antennas and microwaves

САДРЖАЈ

1. Увод.....	1
1.1. Основне карактеристике разматраних антена	3
1.2. Доприноси дисертације	4
1.3. Организација дисертације	6
2. Принцип рада и преглед постојећих примена IRA-а	7
2.1. Дефиниције зрачећих карактеристика антена	7
2.2. Основе рефлекторских антена	9
2.3. Први аналитички описи, нумерички модели и прототипи IRA-е.....	13
2.4. Структура IRA-е	19
2.5. Преглед постојећих примена.....	28
2.6. Импулсни UWB извори	29
3. Пројектовање и оптимизација IRA-е	32
3.1. Мотивација, циљеви и методе пројектовања.....	32
3.2. Пројектовање IRA са традиционалним краковима	42
3.3. Пројектовање IRA-е са тејперованим краковима.....	48
3.4. IRA у импулсном режиму.....	58
3.5. Оптимизација IRA-е са тејперованим краковима	65
4. Пројектовање широкопојасног симетризатора и трансформатора импедансе.....	72
4.1. Основни концепт инвертованог тејперованог микрострип симетризатора и трансформатора импедансе	72
4.2. Пројектовање тејпера кроз нумеричко моделовање без диелектрика и остатка антене .	74
4.3. Пројектовање инвертовног микрострип тејперованог симетризатора и трансформатора импедансе.....	82
5. Израда прототипа и експериментална верификација.....	89
5.1. Израда прототипа	89
5.2. Експериментална верификација	93
6. Закључак	101
Референце	104
Биографија Аутора.....	116

1. Увод

Модерни свет је немогуће замислити без електронских уређаја са бежичним преносом информација. У просеку, сваки човек поседује барем један мобилни телефон. Велики број људи поседује лаптоп рачунаре, који имају могућност повезивања на интернет бежичним путем. Повезивања мобилних телефона и таблета на интернет у домаћинствима се углавном остварује путем Wi-Fi рутера, а ван њега помоћу инфраструктуре мобилних мрежа. Сваки аутомобил поседује ФМ радио пријемник, а већина аутомобила најновије генерације поседује уређај за навигацију помоћу сателитских навигационих система. Велики број домаћинства у свету ТВ сигнал и даље прима бежичним путем, било да је он емитован од стране емисионог торња на земљи, или од стране сателита. Многи модерни медицински импланти имају могућност бежичног слања и пријема података. Радари се користе и у војним и у цивилним примена, као и уређаји за детекцију закопаних објеката. Дакле, бежични уређаји чине незаобилазни део наше свакодневнице, где год да се налазимо, и чине наш живот безбеднијим и лагоднијим.

Део бежичног уређаја који радиофреквенцијски (РФ) сигнал генерисан од стране предајника претвара у електромагнетски (ЕМ) талас, назива се антена. Помоћу антене се и електромагнетски талас који наилази на уређај претвара у сигнал (напон или струју) који се, углавном коаксијалним каблом или штампаним водом, води ка пријемнику.

Прве антене и први систем за бежични пренос информација путем ЕМ таласа преписују се немачком физичару Хајнриху Херцу. Он је 1886. године по први пут демонстрирао рад ове врсте система [1]. Демонстрација се састојала од система са предајником и пријемном антенном. Предајник се састојао од предајне антене и електричног кола за генерисање варнице између прикључака те антене. За предајну антену користио је полуталасни дипол, а за пријем користио је рам-антену. Пријемна антена се налазила на пар метара од предајне. Када би предајну антену побудио варницом, електромагнетски талас који би створила предајна антена изазвао би варницу и на прикључцима пријемне антене.

Овај екперимент потврдио је постојање ЕМ таласа, што је неколико година пре тога предвидео шкотски физичар Џејмс Максвел. У раду објављеном 1873. године [2] он поставља основе електромагнетизма, а чине га систем од четири једначине које се данас називају Максвеловим једначинама. Ове једначине предвиделе су не само постојање ЕМ таласа, већ и да су светлост и електромагнетски таласи исте природе, као и да су брзине простирања светлости и електромагнетских таласа једнаке у слободном простору.

Италијански проналазач Гиљермо Маркони 1901. године успео је да успостави прву бежичну трансатлантску везу [3]. У 1920-им почињу са радом прве комерцијалне радио станице. У 1950-им емитују се први ТВ сигнали, а у 1960-им први сателитски сигнали. Мобилна телефонија прве генерације почиње са радом 1980-их.

Категоризација антена се најчешће ради према ширини радног фреквенцијског опсега (на ускопојасне и широкопојасне) и према усмерености зрачења (на омнидирекционе и усмерене). Примера ради, антене за примопредају Wi-Fi сигнала су ускопојасне омнидирекционе антене. Ускопојасне јер је потребно да примају и емитују сигнале у само два стандардом дефинисана фреквенцијска опсега (на 2,4 GHz и 5 GHz), а омнидирекционе јер није познато у ком правцу се налази уређај са којим је потребно комуницирати. Слично је и са антенама за пријем ФМ радио сигнала, за антене у мобилним телефонима, итд.

С друге стране, антене у радарским системима су веома усмерене, а њихов радни фреквенцијски опсег може бити мањи или већи у зависности од трајања и облика импулса које емитују (за емитовање краћих импулса потребна је антена већег опсега фреквенција). Уобичајно се користе антене са параболичним рефлектором или нека врста антенског низа. Антене са параболичним рефлектором се често користе и другим применама, као што су радиорелејни

линкови, у сателитској телевизији, радио астрономији, итд. Ове антене могу бити, у зависности од намене, ускопојасне или широкопојасне. У сателитској телевизији нпр., рефлекторске антене које користе корисници на земљи за пријем ТВ сигнала су ускопојасне, док се у радио астрономији користе широкопојасне рефлекторске антене.

Радари раде по принципу ехолокације. Антена радара емитује ЕМ талас у правцу циљаног објекта (рецимо неке врсте летелице), овај талас се рефлектује и на основу анализе детектованог рефлектованог таласа може се установити, у најмању руку, положај објекта у односу на радар. Конвенционални радари користе импулс простопериодичног сигнала одређене учестаности која зависи од жељене примене. Трајање импулса је обично око 1 μ s. Међутим, 1980-их година долази до развоја тзв. ултра-широкопојасних технологија (енглески: ultrawideband, скраћено UWB) [4]. Овој технологији припадају системи за генерисање (извор) и емитовање (антена) веома кратких ЕМ импулса, реда величине 1 ns. До развоја UWB технологија долази због потреба, пре свега, у војној индустрији. Радари који емитују овакве импуре називају се транзијентним радарима.

Транзијентни радари имају више предности у односу на конвенционалне радаре [5]. Транзијентни радари пре свега имају бољу резолуцију, односно, могу прецизније детектовати објекте који се налазе у густо збијеним окружењима. Такође, рефлектовни талас који потиче од транзијентног импулса носи више информација о детектованом објекту, тј. могуће је урадити и карактеризацију објекта, не само откривање његовог положаја и брзине и смера кретања. Транзијентни радари у принципу раде боље у лошијим атмосферским условима, као и у условима где постоје електромагнетске сметње, итд.

Како би се што ефикасније, у једном правцу, емитовали веома кратки импулси, крајем 1980-их и почетком 1990-их година у једном истраживачком центру америчких ваздухопловних снага осмишљена је нова врста рефлекторске антене, која у буквалном преводу носи назив „антена за зрачења импулса“ [6]–[9] (енглески: impulse radiating antenna, скраћено IRA). IRA-е су се показале као одлично решење у оквиру примена где је потребно емитовати импулсе чији се амплитудски спектар простире на више декада [10]–[14].

Због своје способности да ефикасно емитује UWB импулсе, IRA се користи и у другим применама у војној индустрији, као што је детекција закопаних мина [15]–[17] или испитивање суцептибилности електронских уређаја на јаке ЕМ импулсе [18]. Нашла је примену и у цивилном сектору, где год је потребно детектовати и урадити карактеризацију закопаних објеката, нпр. у геологији, археологији, грађевинарству, итд. IRA, и UWB технологија уопште, нашле су примену и у медицини [19]–[24].

Предмет истраживања ове дисертације представљају управо IRA-е. Међутим, наслов дисертације с разлогом не носи назив „антена за зрачење импулса“. Најпре јер основни опис ове класе антена јесте да је IRA широкопојасна рефлекторска антена. Самим тим што је у питању рефлекторска антена, подразумева се да је усмерена. Ове две особине, широкопојасност и усмереност, нису од користи само приликом емитовања ЕМ импулса, већ и у применама где се емитују простопериодични и сложенопериодични¹ сигнали, а где је потребно покривати веома широки фреквенцијски опсег једном антенном која емитује ЕМ таласе у само једном правцу.

Иако ових примена има много, основна мотивација за овај истраживачки рад јесте проширивање примене ове класе антена за примене у испитивању електромагнетске компатибилности, конктрено, за испитивање имуности електронских уређаја на простопериодичне и сложенопериодичне ЕМ сметње снаге реда неколико стотина вати.

¹ Ради лакше читљивости, у тексту где се спомиње побуђивање IRA-е само простопериодичним сигнаlima, исто важи и за сложенопериодичне.

1.1. Основне карактеристике разматраних антена

IRA спада у класу антена чија је проводна површина типично до око $500\lambda^2$ на највишој учестаности, где је λ таласна дужина у слободном простору на посматраној учестаности. Нумеричка анализа ових антена захтева значајне рачунарске ресурсе како би електромагнетско моделовање ове антене било довољно прецизно. Из овог разлога су ове антене од првих радова (објављених крајем 80-их и почетком 90-их) па до почетка 2000-их изучаване доминантно коришћењем математичких апроксимација [6]–[9], [25]–[29] и експерименталном анализом карактеристика израђених прототипова [30]–[36].

Тек у последње две деценије почињу да се објављују први радови у којима се IRA-е анализирају помоћу софтвера за електромагнетско моделовање [37]–[46]. Постојећи рачунарски ресурси дозвољавају детаљнију анализу ових антена нумеричким методама тек у последњој деценији. У овој дисертацији, доминантна метода истраживања јесте нумеричка електромагнетска анализа овог типа антена. За нумеричку анализу биће коришћена метода момената, заснован на површинској формулацији са функцијама базиса вишег реда за апроксимацију струја, јер је то једна од најефикаснијих нумеричких метода за анализу антена данас, а нарочито за антене код којих је укупна проводна површина више стотина пута већа од λ^2 . Описана поставка ће нам омогућити да у прихватљивом временском оквиру и коришћењем доступних рачунарских ресурса, довољно прецизно моделујемо IRA, и детаљно испитамо утицај свих параметара модела на карактеристике антене. Генерално говорећи, права систематска нумеричка анализа IRA антена по многим аспектима недостаје у јавно доступној научној литератури.

Основни принцип рада ове антене је да се електромагнетски талас који је побуђен у фокалној тачки рефлектора, посебним системом кракова води до рефлектора где се вођени електромагнетски талас претвара у слободни талас. Облик кракова, број кракова, и конфигурација, односно углови између кракова, имају велики утицај и на појачање и на импедансу IRA-е [41], [42]–[43], [45], [47]. Темељно испитати утицај свих геометријских параметара кракова и конфигурацију кракова, на карактеристике антене помоћу експерименталних прототипова одузело би пуно времена, па је електромагнетско моделовање веома користан алат у процесу пројектовања, али само уколико се користи одговарајућа нумеричка метода која са расположивим рачунарским ресурсима може дати прецизне резултате у прихватљивом временском року.

Практично све IRA-е у доступној литератури садрже отпорничке мреже између кракова и рефлектора. Главна улога ових отпорничких мрежа јесте да умире осцилације у импеданси антене на нижим учестаностима, а најчешће се постављају код места споја крака са рефлектором [6], [40], [41], односно стабилизују импедансу антене као функцију учестаности. Без њих, створили би се већи стојећи таласи на краковима, што би резултирало не само тиме да израчени импулс има мању амплитуду, већ и да наставак импулса садржи јаче осцилације, што би могло деградирати ефикасност радара. Ове отпорничке мреже неретко морају бити пројектоване тако да могу дуготрајно да издрже више десетина до стотине вати средње снаге, па је потребно користити већи број отпорника по краку (до више десетина) како би се снага дисипирана у отпорничким мрежама расподелила по довољно великом броју отпорника да не дође до њиховог оштећења [48], [49], [50], [51]. Разлог за ово је што иако средња снага појединачног импулса којим се IRA-е уобичајно побуђује мала због кратког времена трајања, неретко IRA-е емитују импулсе у репетитивном режиму са учестаношћу емитовања импулса до неколико стотина импулса у секунди [4], [11], [52], [53]. Ове отпорничке мреже знатно отежавају пројектовање IRA-е, а отежавају и израду и повећавају цену IRA-е. У доступној литератури недостаје подробније испитивање могућности уклањања ових отпорника, што би олакшало пројектовање

и израду антене, и повећало њену максималну снагу. У [41] показано је да се коришћењем тзв. једноструко тејперованих кракова, уместо тзв. традиционалних кракова [4], [11], [30]-[31], [40], ублажују стојећи таласи на краковима који настају као последица неприлагођења кракова на рефлектор. У овој дисертацији биће испитана могућност уклањања отпорника у комбинацији управо са тејперованим краковима.

Импеданса (у жижи) IRA-е са једним паром кракова је типично око 400Ω [46], [54]. IRA-е са једним паром кракова се врло ретко користе, пре свега због високе импедансе. У доступној литератури се практично искључиво срећу IRA-е са два пара, тј. четири крака. Импеданса ових IRA-а је типично око 200Ω , па уколико је намењено да IRA-а буде део 50-омског система, потребан је широкопојасни трансформатор импедансе. Поред тога, IRA у жижи захтева диференцијално напајање, па се трансформатор импедансе пројектује тако да представља и симетризатор. Најчешће се користи систем са т-спојем [7], који је релативно скуп, теже се инсталира у антену и тешко се моделује. Симетризатор се може избећи коришћењем велике проводне плоче у равни антисиметрије (раван која дели IRA-у на два идентична дела, један са групом кракова који представљају „плус“ вода, други са групом који представља „минус“). Наравно, ово су габаритнија решења, па се не могу користити у свим применама. Код оваквог решења је импеданса антене преполовљена, а уколико је потребно радити трансформацију импедансе, једно интегрално решење је коаксијални тејперован трансформатор импедансе испод проводне равни [55].

IRA-е су широкопојасане усмерене рефлекторске антене са константним фазним центром [56], и као такве могу представљати добру алтернативу многим постојећим решењима која представљају стандард у применама које захтевају широкопојасне рефлекторске антене. Ово укључује и примене где се емитују простоперидични и сложенопериодични сигнали. Основна мотивација истраживачког рада представљеног у овој дисертацији је проширивање примена ове класе антена на примене где се емитују овакви сигнали, а најпре на испитивање имуности електричних уређаја на електромагнетске сметње. Да би IRA могла бити конкурентна решење у односу на постојећа решења, потребно је најпре утврдити да ли се за потребне примене отпорници за прилагођење кракова на рефлектор могу уклонити. Овим би се олакшало пројектовање, олакшала и смањила цена израде и повећала максимална снага антене. Такође, потребно је практичније и јефтиније решење за систем за напајање, а и потребно је умањити импедансу антене како би се олакшало пројектовање овог система.

1.2. Доприноси дисертације

Главни доприноси ове дисертације састоје се у предложеним унапређењима дизајна IRA-е која знатно олакшавају пројектовање IRA-е, и олакшавају и смањују цену израде. Ове модификације су пре свега имале за циљ да прошире примену ове класе антена на испитивање имуности електронских уређаја на простопериодичне и сложенопериодичне електромагнетске сметње високих нивоа електричног поља, реда величине више десетина до стотине V/m. Наравно, применљиве су и у другим случајевима који захтевају коришћење широкопојасних усмерених антена, било у пријемном или у предајном режиму. У одређеним околностима применљиве су и у применама где се IRA користи у импулсном режиму. Ипак, већина предложених модификација има своја ограничења, па се могу применити само уколико примена то дозвољава. Та ограничења детаљно су испитана и описана у овој дисертацији.

Прва модификација која је разматрана је уклањање отпорничких мрежа између кракова и рефлектора, односно, анализирана је могућност директног спајања кракова за рефлектор. Нумеричким прорачунима показано је у којим околностима је могуће применити ову модификацију, која доноси различите предности. Најпре, нумеричка анализа показала је да су

отпорници доминантан ограничавајући фактор по питању максималне снаге антене када се она побуђује простопериодичним сигнаlima. Уклањањем ових отпорничких мрежа максимална снага антене ограничена је само максималном снагом конектора антене и пробојем ваздуха између блиских проводника, а што је типично више десетина пута већа од максималне снаге антене са отпорницима. Без отпорничких мрежа, знатно је олакшано пројектовање IRA-е, као и процес израде. Нумеричком анализом показано је и како се негативне последице ове модификације могу ублажити.

Импеданса IRA-а са четири крака, код којих је угао између кракова оптимизован тако да се постигне максимално појачање, је вишеструко већа од 50Ω , па захтева коришћење широкопојасног трансформатора импедансе да би се постигло прилагођење по снази јер већина комерцијалних извора има унутрашњу импедансу од 50Ω . У овој дисертацији показано је да се импеданса IRA-е може смањити без губитка усмереног појачања уколико се користи шест, уместо четири крака, али само ако се угао између кракова исправно изабере. Показано је такође да се даљим повећањем броја кракова вредност импедансе може даље спуштати, али се неминовно жртвује појачање антене. Коришћењем шест, уместо четири крака, импеданса мање осцилује са променом учестаности, па и то олакшава процес широкопојасног прилагођења антене.

Због своје ниже импедансе, IRA са шест кракова у далеком пољу производи импулс електричног поља веће амплитуде за исти напон побудног импулса. То омогућава релаксиранији дизајн фокалне регије по питању максималног напона пре настанка пробоја када се IRA користи у импулсном режиму. Уколико се користе отпорници, коришћењем шест кракова повећава се максимална снага антене, јер се снага дисипирана у отпорницима расподели по већем броју отпорника. Ово важи и за импулсни, и за простопериодични режим.

Нумеричком анализом IRA-е у временском домену, показано је такође да уколико се побуђује одговарајућим импулсима, IRA без отпорника може емитовати импулсе са вишим интензитетом електричног поља од исте IRA-е са отпорницима, за исту побуду.

Резултати добијени кроз процес оптимизације IRA-е могу се користити као смернице приликом пројектовања IRA-а. Ови резултати су, поред осталог, показали да се импеданса антене може додатно стабилизovati повећањем ширине крака, али се тиме такође смањује усмерено појачање у главном правцу зрачења, па је потребно наћи одговарајући компромис. Показано је такође да коришћењем једноструко тејперованих кракова не само да се постижу већа појачања у односу на IRA-у са традиционалним краковима, већ је и импеданса стабилнија, што олакшава прилагођење антене помоћу трансформатора импедансе.

Истражена је могућност и одвајања кракова рефлектора (процеп ширине 1 mm), и демонстриране су позитивне и негативне стране ове конфигурације.

IRA у фокалној тачки захтева диференцијалну побуду па је, пошто се од извора до антене сигнал типично води коаксијалним каблом, потребно користити широкопојасни симетризатор. Обично се симетризатор пројектује тако да представља и трансформатор импедансе. Најчешће решење које се може наћи у литератури захтева коришћење два додатна коаксијална кабла карактеристичне импедансе 100Ω , т-споја и феритних прстенова. Инсталација овог система у антену није лака, 100 -омски каблови широко доступни као 50 -омски, по правилу су скупљи, а феритни прстенови додатно компликују процес пројектовања. Решење за систем за напајање IRA-е (симетризатор и трансформатор импедансе) представљено у овој дисертацији је оригинално решење, које је уједно једноставно, економично за реализацију, а које испуњава све унапред задате циљеве. Овај систем реализован је у виду инвертованог тејперованог микротракастог вода, који у подножју има импедансу од 50Ω , а на врху се налази диференцијални вод карактеристичне импедансе приближно једнаке импеданси антене. Коаксијални кабл који повезује антену са извором, на антену се повезује преко РФ конектора

који се налази у подножју антене, чија је маса спојена са рефлектором, а средњи проводник са „врћим“ проводником микротракастог вода.

У дисертацији је описан и процес експерименталне верификације пројектоване IRA-е, што укључује и антенска мерења (прилагођење, појачање и дијаграм зрачења) и испитивање издржљивости антене на простопериодичне побуде великих снага реда стотина вати, приликом које је и мерена ефективна вредност емитованог електричног поља у оквиру типичне поставке за испитивање електромагнетске компатибилности према стандарду IEC 61000-4-3.

Већина кључних доприноса ове дисертације публикована је у:

- **M. F. Miletić** and D. I. Olćan, “Impulse Radiating Antenna With Six Feeding Arms and a Tapered Balun,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 8, pp. 6414-6422, Aug. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161572. (**M21, IF 2022 = 4,824**) [35]
- **M. F. Miletić** and D. I. Olćan, “Impulse Radiating Antennas with Four and Six Arms Excited with Differentiated Gaussian Pulses, ” *2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Portland, OR, USA, 2023, pp. 1733-1734, doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023.10238262. (**M33**) [189]

1.3. Организација дисертације

Дисертација је организована у шест поглавља. Прво поглавље је увод у ком је укратко описан значај разматраних антена. У другом поглављу су најпре дате дефиниције зрачећих карактеристика антена. Након тога је дат кратак историјат развоја рефлекторских антена, а затим и основни принципи рада антена са параболичним рефлектором и укратко је изложена проблематика око пројектовања ових антена. Затим је дат кратак историјат IRA-а, неки од основних аналитичких описа рада IRA-а, као и опис, фотографије и резултати мерења првих прототипова. Након тога, описана је улога сваког од делова IRA-е и описана су и/или референцирана постојећа решења. На крају овог поглавља урађен је преглед постојећих примена IRA-а и преглед постојећих техника за генерисање UWB импулса.

У трећем поглављу најпре су дати мотивација, циљеви и методе пројектовања IRA-е, а затим је детаљно описан поступак пројектовања и оптимизације. Пројектовање је претежно рађено у фреквенцијском домену, али краћи део овог поглавља представља и анализа IRA-е у временском домену.

У четвртном поглављу изложено је пројектовање мреже за ефикасно побуђивање IRA-е. Најпре је дат опис основног концепта ове мреже, затим је описан процес пројектовања ове мреже ван антене помоћу више различитих софтвера за нумеричко моделовање, а затим и анализа ефикасности ове мреже када се интегрише у антену.

У петом поглављу описан је поступак израде сваког од делова IRA-е, а затим и процес састављања антене. Након тога је описан процес експерименталне верификације пројектоване антене, и дати су резултати мерења прилагођења антене, појачања и дијаграма зрачења. На крају је описан и поступак испитивања издржљивости антене на побуде великих снага.

Шесто поглавље је закључак у којем су сажето наведени остварени резултати, а дате су и смернице за даља истраживања.

2. Принцип рада и преглед постојећих примена IRA-а

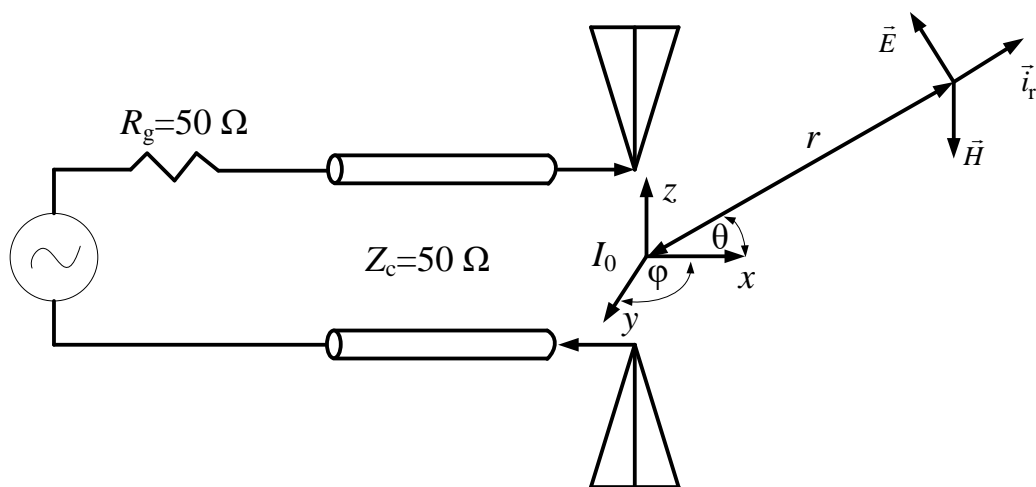
У овом поглављу су најпре дате дефиниције зрачећих карактеристика антена. Након тога следи кратак историјат развоја рефлекторских антена за зрачење импулса и основни принципи рада рефлекторских антена са параболичним рефлектором, као и основне смернице за њихово пројектовање. Затим следи кратак историјат типа широкопојасне рефлекторске антене која представља централну тему ове дисертације. Овај кратки историјат садржи прве аналитичке описе, прве нумеричке моделе и прве прототипе ових антена. Након тога се овај тип антена детаљније анализира, део по део. За сваки од делова биће анализирана постојећа техничка решења. Након тога следи преглед постојећих примена, и на крају преглед постојећих популарних технологија за изворе којима се ове антене побуђују.

2.1. Дефиниције зрачећих карактеристика антена

Посматрајмо антену (произвољног типа) на слици 2.1, која је преко вода карактеристичне импедансе 50Ω повезана на напонски извор унутрашње отпорности од 50Ω . За тачку која се налази на растојању r од антене за које важе следећа три израза кажемо да је у далеком пољу или зони зрачења антене [3]:

- $r > \frac{2D^2}{\lambda}$,
- $r \gg D$, и
- $r \gg \lambda$,

где је D највећа линеарна димензија антене, а λ таласна дужина. У далеком пољу се практично може сматрати да се електромагнетски таласи које емитује антена простиру као равни трансверзални електромагнетски таласи (ТЕМ таласи) [57]. Код ТЕМ таласа су вектори електричног и магнетског поља међусобно управни и управни на правац простирања таласа. Тачност неједнакости у случају другог и трећег израза зависи од типа антене и од тога шта се сматра задовољавајућим условом за равански талас [3].



Слика 2.1. Шематски приказ антене повезане на генератор унутрашње импедансе 50Ω преко вода карактеристичне импедансе од 50Ω .

Векторским производом у комплексном домену електричног и конјуговано-комплексног магнетског поља добија се вектор који представља површинску густину снаге зрачења и који се назива Поинтингов вектор [57]:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}^* = \vec{E} \times \frac{\vec{i}_r \times \vec{E}}{Z_0} = \frac{|\vec{E}|^2}{Z_0} \vec{i}_r = I_{zr} \frac{\vec{i}_r}{r^2}, \quad (2.1)$$

где се $I_{zr} = |\vec{E}|^2 r^2 / Z_0$ назива се интензитетом зрачења у датом правцу, где је Z_0 таласна импеданса вакуума. Укупна израчена снага антене добија се као реални део флукса Поинтинговог вектора кроз затворену површ која обухвата антену, односно интеграцијом интензитета зрачења по тој површи, а једноставности ради уобичајно се за ту површ узима сфера [57]:

$$P_z = \operatorname{Re} \oint_S \vec{P} d\vec{S} = \int_0^{4\pi} I_z d\Omega, \quad (2.2)$$

где је $d\Omega$ просторни угао под којим се види елемент површи dS из координатног почетка.

Величина која описује усмереност зрачења антене назива се директивност, и дефинише се као однос интензитета зрачења у правцу максималног зрачења и средњег интензитета зрачења:

$$D = \frac{I_{z\max}}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{4\pi} I_z d\Omega}. \quad (2.3)$$

Уколико је антена са слике 2.1 прилагођена на вод, односно уколико јој је импеданса једнака карактеристичној импеданси вода, снага која се доводи на приступ антене ће се једним делом потрошити у виду Џулових губитака у самој антени, а остатак ће се израчити. Величина којом се описује који део снаге доведен на приступ антене се израчи назива се степен корисног дејства или ефикасност антене, и дефинише као:

$$\varepsilon = \frac{P_z}{P_0}, \quad (2.4)$$

где је P_0 снага доведена на приступ антене. Величина која обухвата и директивност антене и ефикасност антене кроз производ ове две величине назива се појачање. По дефиницији, појачање је однос интензитета зрачења антене у правцу максималног зрачења и интензитета зрачења референтне антне, за коју се најчешће узима изотропни радијатор (фиктивна антена без губитака која зрачи подједнако у свим правцима), под условом да се обе антене побуђују истом снагом:

$$G = \varepsilon D = \frac{I_{z\max}}{I_{zi}}, \quad (2.5)$$

где је I_{zi} интензитет зрачења изотропног радијатора. Појачање антене се чешће изражава у dB у односу на изотропни радијатор, и ова јединица се пише dBi:

$$g[\text{dBi}] = 10 \log G. \quad (2.6)$$

Важно је дефинисати и појам Е- и Н-равни. Е-раван је било која раван која садржи правац максималног зрачења антене и вектор електричног поља у далеком пољу. Исто тако, Н-раван је раван која садржи правац максималног зрачења и вектор магнетског поља у далеком пољу.

Уколико антена са слике 2.1 није прилагођена на вод, део снаге која се доводи на приступ антене се рефлектује, па ће снага зрачења бити утолико мања. У инжењерској пракси се ефикасност антене која узима у обзир и ову рефлектовану снагу најчешће назива укупна ефикасност, а она која у обзир узима само губитке у антени ефикасност зрачења.

Појачање антене које у обзир узима и губитке услед неприлагођења антене на вод назива се погонским појачањем, и дефинише следећим изразом:

$$G_p = G(1 - |\underline{s}_{11}|^2), \quad (2.7)$$

где је \underline{s}_{11} комплексни коефицијент рефлексије антене.

Претпоставимо сада да антена са слике 2.1 ради у режиму пријемне антене која је прилагођена на вод и да на њу наилази раван униформан простопериодичан трансверзалан електромагнетски (ТЕМ) талас талас из одређеног правца. У овом сценарију, антена је преко истог вода повезана на 50-омски потрошач уместо на напонски генератор. Део енергије коју антена апсорбује антена ће израчити, део ће се потрошити у виду Џулових губитака, а остатак предати потрошачу (P_p). Величина која представља однос снаге коју антена преда потрошачу и Поинтинговог вектора таласа који наилази на антену назива се ефективна површина антене. Ова величина се може и изразити преко таласне дужине и појачања (извођење је дато у [57]):

$$S_{ef} = \frac{P_p}{|\underline{P}|} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G. \quad (2.8)$$

2.2. Основе рефлекторских антена

Усмеравање електромагнетске енергије помоћу рефлектора је концепт који се користи још од 1888. године када је немачки физичар Хајнрих Херц осмислио антену код које се енергија коју је емитовао дипол усмеравала помоћу цилиндрично-параболичног рефлектора [1]. Овај дипол, резонантан на 455 MHz, побуђиван је варничењем, а центар му се налазио у жижи рефлектора.

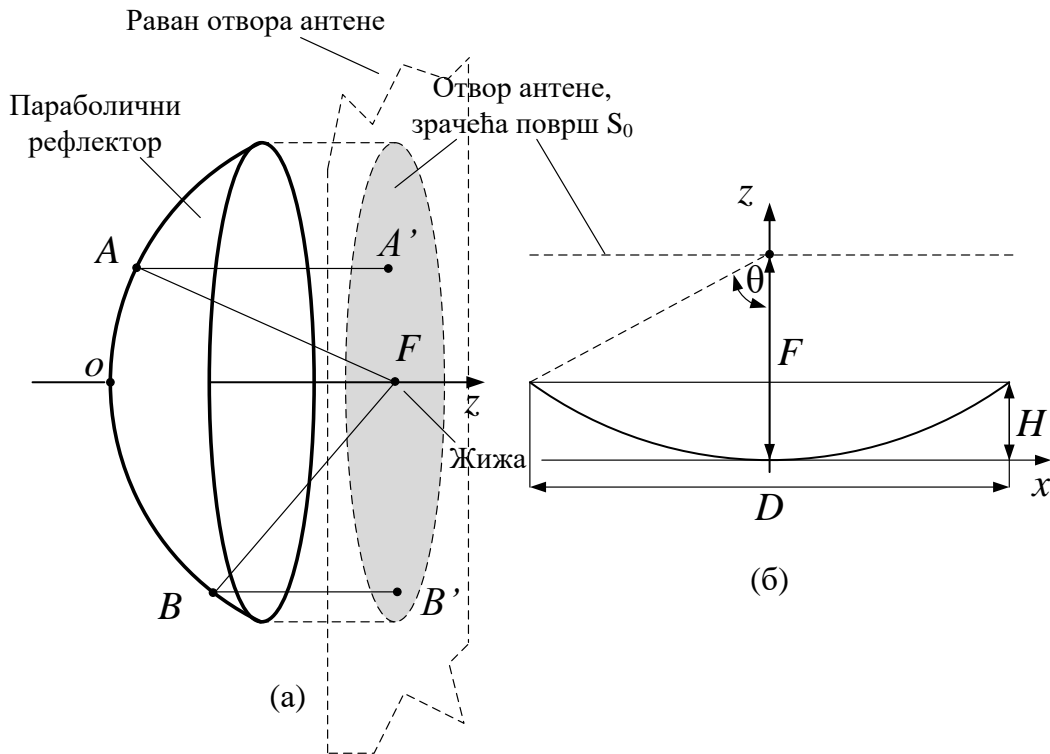
Амерички физичар Џон Данијел Краус је 1938. године осмислио антену са угаоним рефлектором [3]. Код ове антене се дипол или биконична антена поставља у оштар угао по средини савијене правоугаоне проводне плоче, а растојањем од плоче, димензијама плоче и углом под којим је плоча савијена, оптимизују се параметри антене. Оваквом, релативно једноставном антеном, могу се постићи појачања од 10 dBi до 15 dBi [3]. Нашироко је коришћена у војним (код радарских система) и цивилним применама (у UHF опсегу за пријем телевизијских сигнала, за аматерски радио у VHF и UHF опсезима, а касније и у бежичним WAN мрежама).

За време другог светског рата, због потребе за брзим технолошким напретком на пољу радарске технике, долази до великих напора да се оптимизује облик рефлектора и његово побуђивање изворном антеном како би се остварило што веће појачање, па у том периоду долази до развоја многих експерименталних и аналитичких техника како би се ово постигло.

Параболична рефлекторска антена је вероватно најпознатији тип рефлекторске антене, а неретко се колоквијално назива и сателитском антеном због њене примене у сателитској телевизији. Ова антена нашла је примену у цивилном (навигациони системи, микроталасни линкови, WLAN мреже, итд.), научно-истраживачком (радио-астрономија) и војном сектору (радарски системи, детекција мина, сателитске комуникације, итд.). Параболичне рефлекторске антене користио је још 1930-их италијански истраживач Гиљермо Маркони [58] за комуникацију у UHF опсегу, али је прву електрички велику (пречник рефлектора је већи од неколико таласних дужина) параболичну антену конструисао амерички истраживач Гроут Ребер 1937. године, коју је користио за потребе радио-астрономских истраживања [3]. Ова антена имала је пречник од 9 m и као побудну антену користио је отвор таласовода. Сматра се да је ово прва рефлекторска антена код које се за примарну побуду користи антена са зрачећом површи. Током 1960-их година параболичне рефлекторске антене нашироко су коришћене у микроталасним релејним мрежама за пренос телефонских и телевизијских сигнала, а прва антена овог типа, коришћена за потребе сателитских комуникација конструисана, је још 1962. године [58].

Параболични рефлектор је параболоид пресечен на одређеној висини H , а његов попречни пресек је парабола на тој висини. На слици 2.2а дат је тродимензионални приказ параболичног рефлектора, а на слици 2.2б дат је његов попречни пресек. Овај попречни пресек математички се описује изразом $z=x^2/4F$, $|x|\leq D/2$, где је F жижа, а D пречник рефлектора. Површ S_0 која представља пројекцију физичког отвора антене на раван која је њему паралелна, односно управна на z осу и пролази кроз жижу, назива се отвор антене. Приликом анализе антене се, ради једноставности, уобичајно занемарују еквивалентни извори ван ове кружне површи, па у тим случајевима ова кружна површ практично представља зрачећу површ антене. Све путање од жиже до било које тачке на рефлектору па затим паралелно са z осом до зрачеће површи, исте су дужине, и износе $2F$. На пример на слици 2.2а дат је пример за путање FAA' и FBB' . Ова геометријска особина је први разлог за високу ефективност параболичних антена. Друга је та да према принципима геометријске оптике, сви зраци који потичу од извора постављеном у жижи, након рефлексије о рефлектор биће међусобно паралелни и паралелни са z осом. Па тако, уколико се у жижу постави извор електромагнетског таласа који се простире ка рефлектору у облику сферног таласа, на месту зрачеће површи добиће се планарни талас који се зрачи у позитивном смеру z осе, што ће допринети великом појачању ове антене у том смеру. Антена која побуђује рефлектор назива се изворном антеном или примарним радијатором (зрачећим елементом).

Пречник рефлектора, висина и жижна даљина повезани су изразом $F=D^2/16H$, а угао између z осе и ивице рефлектора повезан је са односом F/D изразом $F/D=1/4\tan(\theta/2)$.



Слика 2.2. а) Тродимензионални приказ параболичног рефлектора, и б) његов попречни пресек.

Пре појаве комерцијалних и академских софтвера који су омогућавали потпуно тродимензионално електромагнетско моделовање (енглески: full-wave 3D EM modelling), методе које су се користиле за анализу рефлекторских антена су: метода расподеле по отвору (енглески: aperture distribution method), која користи геометријску оптику, и метода расподеле струја (енглески: current distribution method), која користи апроксимацију физичке оптике [1], [3], а има и других метода. Уобичајно је да се код обе методе, једноставности ради, користе апроксимације као што су занемаривање дисконтинуитета густине струја на ивици рефлектора или занемаривање утицаја примарног радијатора на рефлектовани талас. Ипак, овим методама се могу добити инжењерски употребљиви резултати приликом прорачуна дијаграма зрачења за главни и суседне бочне лобове. За прецизније прорачуне морају се користити поменути софтвери.

Као и у случају других антена са зрачећом површи, да би се добило максимално појачање за задате димензије антене, расподела поља по зрачећој површи мора бити униформна и по амплитуди и по фази [3]. У том случају, као и код других антена са зрачећом површи, теоријски максимално појачање које се може остварити ограничено је искључиво величином зрачеће површи, и износи:

$$G_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S = \frac{(\pi D)^2}{\lambda^2}, \quad (2.9)$$

где је λ таласна дужина на радној учестаности у слободном простору, а $S = S_0$ површина зрачаће површи рефлекторске антене, и у том случају појачање је једнако директивности антене. Ово се не може постићи ни теоријски савршеном конструкцијом антене са произвољним дијаграмом зрачења примарног радијатора јер он сам би покупио део рефлектоване електромагнетске енергије. Интересантно је да, чак и у случају тачкастог примарног радијатора

са савршеним дијаграмом зрачења који униформно побуђује рефлектор, на месту зрачеће површи добиће се расподела поља униформна по фази, али не по амплитуди, чиме се не може добити максимално појачање. Разлог је тај што, иако су путање свих зрака од фокалне тачке до зрачеће површи истих дужина, сви зраци сферног таласног фронта не ослабе у истој мери до тренутка додира са рефлектором, након чега не настављају да слабе на исти начин јер више не постоји сферни таласни фронт, већ планарни.

У пракси постоји много фактора, што конструкцијских, што електромагнетских, који утичу на смањење појачања рефлекторске антене. Сви они се могу свести под један заједнички коефицијент који се назива коефицијент ефикасности зрачећег отвора, а реализовано појачање се у том случају добија као умножак овог коефицијента, који се креће између нуле и један, и максималног појачања. Овај коефицијент се затим може рашчланити на више коефицијената сваки од којих се креће између 0 и 1 и покрива један физички ефекат који доводи до смањења појачања, а множењем свих ових коефицијената добија се укупна ефикасност:

$$G = G_{\max} \varepsilon = G_{\max} \varepsilon_{\text{rad}} \varepsilon_{\text{at}} \varepsilon_s \varepsilon_{\text{ab}} \varepsilon_{\text{fpc}} \varepsilon_o, \quad (2.10)$$

где је:

- ε коефицијент укупне ефикасности,
- ε_{rad} коефицијент ефикасности зрачења (енглески: radiation efficiency) који покрива Цулове губитке и неприлагођење изворне антене,
- ε_{at} (енглески: aperture taper efficiency) је мера униформности поља по зрачећој површи,
- ε_s коефицијент ефикасности преливања електромагнетске енергије у сферном таласном фронту преко ивице рефлектора (енглески: spillover efficiency)
- ε_{ab} коефицијент ефикасности блокирања рефлектованог таласа од стране примарног радијатора (енглески: aperture blockage efficiency),
- ε_{fpc} коефицијент ефикасности фазног центра изворне антене (енглески: feed phase center efficiency), и
- ε_o коефицијент ефикасности који покрива све остало, а најчешће се може занемарити.

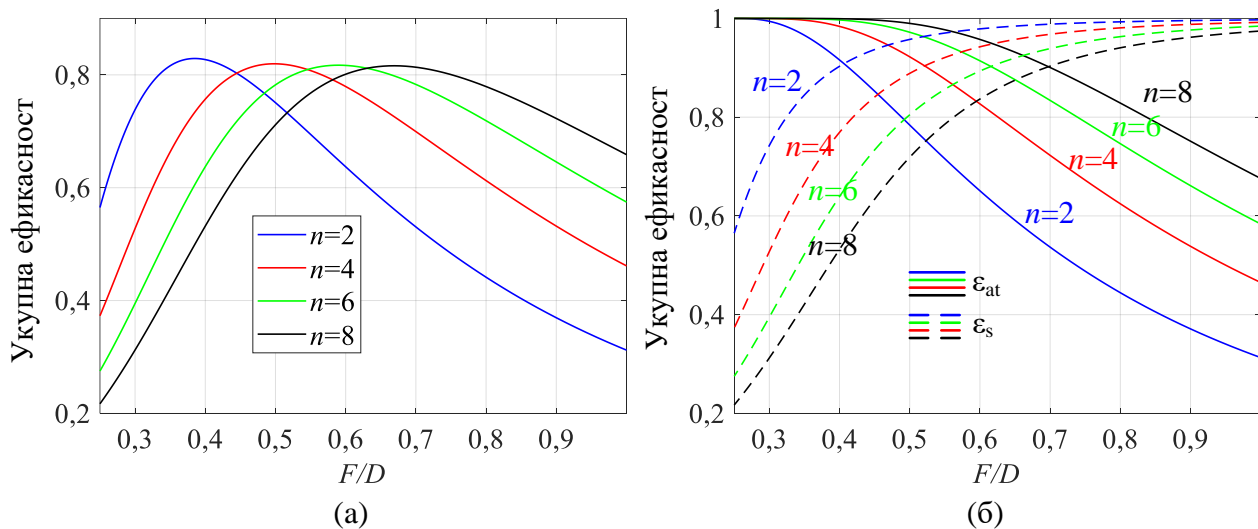
Укупна ефикасност се у литератури некад назива и ефикасност зрачећег отвора (енглески: aperture efficiency), или само ефикасност антене. Уколико је изворна антена добро прилагођена, уколико се Цулови губици могу занемарити и уколико се фазни центар изворне антене налази у фокалној тачки, онда практично остаје да се оптимизацијом максимизују ε_{at} и ε_s како би се постигао висок коефицијент ефикасности. Ово се постиже оптимизацијом односа F/D , и одговарајућим дијаграмом зрачења примарног радијатора. Када се врши оптимизација односа F/D , веће вредности ће уобичајено дати веће вредности ε_{at} , али ће дати мање вредности за ε_{at} , и обратно, па је потребно усвојити компромис, односно F/D , за које се добија највећа вредност за умножак ова два коефицијента. Слично је и са обликом главног лоба изворне антене којим се побуђује рефлектор. Ширим главним лобом се обично добије веће ε_{at} , а мање ε_s , а ужим главним лобом обратно.

Још 1949. године у [59] дат је прорачун зависности ефикасности рефлекторске антене од угла θ , односно F/D , када су једино ε_{at} и ε_s мањи од 1, за замишљену групу антена чији је дијаграм зрачења апроксимација дијаграма зрачења левак антена. Дијаграм зрачења ове замишљене групе антене дефинисан је на следећи начин:

$$G_f(\theta) = \begin{cases} G_0^{(n)} \cos^n(\theta), & 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0, & \pi/2 \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (2.11)$$

где је $G_0^{(n)}$ константа за задату вредност n и износи $2(n+1)$, и помоћу овог израза се аналитички може наћи израз за ефикасност као функција од θ . На слици 2.3а дата је израчуната ефикасност као функција угла θ (или односа F/D) за неколико вредности параметра n (за веће n добија се ужи дијаграм зрачења) [1]. На слици се може уочити да се у свим случајевима добија приближно иста максимална ефикасност која се може постићи, и она износи око 80 %. Такође се може уочити да ужи дијаграм зрачења захтева већи однос F/D како би се постигла максимална ефикасност. На слици 2.3б дат је графички приказ компромиса између високог ϵ_{at} и високог ϵ_s који се мора постићи како би се постигла максимална ефикасност. Изрази за израчунавање ових коефицијената дати су у [1]. У пракси се однос F/D уобичајно креће између 0,3 и 1, што је релативно добро усклађено са оним што показује резултат са слике 2.3а.

У пракси се типична ефикасност креће између 0,55 и 0,65 због утицаја свих коефицијената ефикасности из (2.11), а за добро пројектоване рефлекторске антене она у пракси достиже 0,75 [3]. Међутим, што је антена широкопојаснија, овакву ефикасност постаје све теже постићи због промене дијаграма зрачења и померања фазног центра код примарног радијатора.



Слика 2.3. а) Израчуната ефикасност као функција F/D за неколико ширина главног снопа примарног радијатора дефинисаног кроз (2.11). б) Графички приказ компромиса између високог ϵ_{at} и високог ϵ_s који се мора постићи како би се постигла максимална ефикасност.

2.3. Први аналитички описи, нумерички модели и прототипови IRA-е

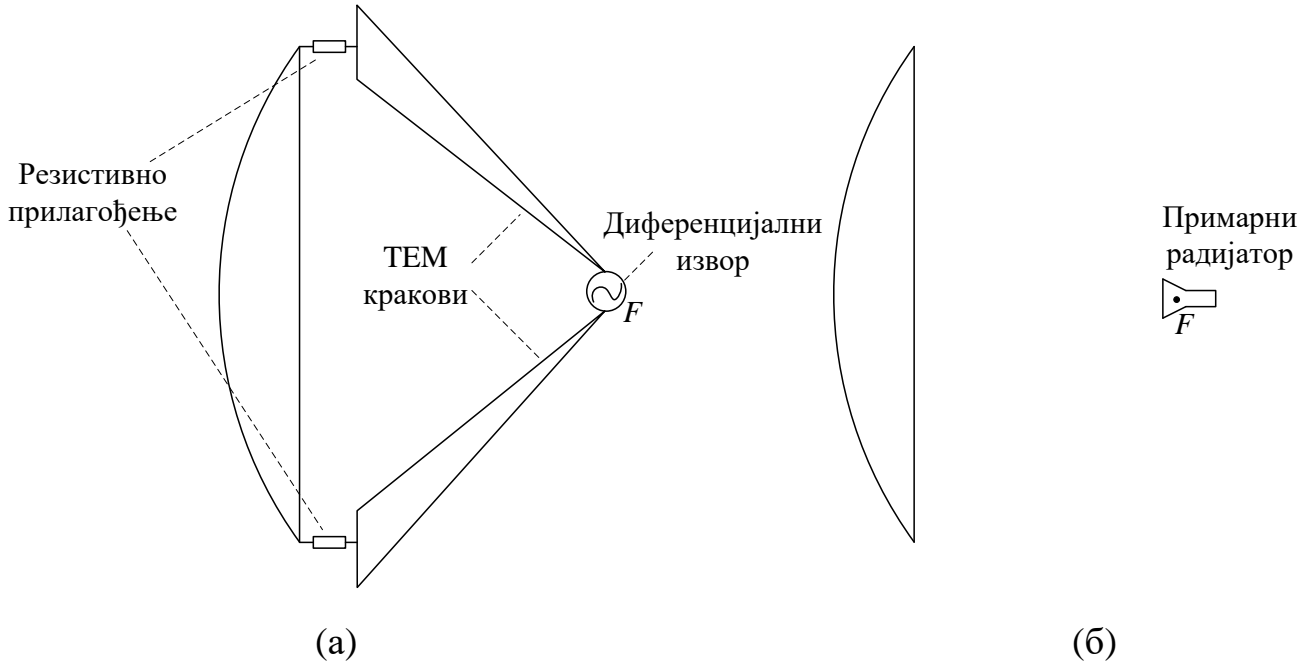
Уколико се за побуђивање рефлектора уместо примарног радијатора постављеног у жижи користи вод којим се електромагнетска енергија води од жиже до рефлектора, добија се класа рефлекторских антена која се назива IRA. Добро пројектована IRA је веома усмерена антена која покрива фреквенцијски опсег већи од две декаде и поседује константни фазни центар. Ово је, поред осталог, чини веома погодном за емитовање кратких електромагнетских импулса у једном смеру. Овај концепт приказан је на слици 2.4. Концептуализација ове класе антена се по

правилу преписује Carl E. Baum-у који је у време објављивање рада у коме је по први пут описао концепт IRA-е из 1989. године [6] радио као истраживач при научно-истраживачким центрима Америчке војске. Зборник радова у коме су објавени први радови и који садржи далеко највећи број оних радова код којих је тема IRA носи назив Sensor and Simulations Notes [6]–[10], [18], [25]–[39], [42]–[44], [48]–[50], [55], [60]–[129] који јавно доступан (<http://ece-research.unm.edu/summa/notes/Sensor.html>), а творац овог зборника је управо Carl E. Baum.

Ова антена је и настала из војних потреба, тачније из потреба за радаром који би емитовао веома кратке електромагнетске импулсе, трајање реда величине 1 ns. Међутим, прва IRA конструисана је још 1968. године [56], али је ова антена тада названа антенном са конусним водом (енглески: conical feed antenna). Тада је у [56] објашњено да се електромагнетска енергија овим конусним водом води у облику сферног TEM таласа до рефлектора, и да су предности оваквог система побуђивања рефлектора у односу на коришћење примарног радијатора фреквенцијски независан фазни центар, габарити антене и једноставност конструисања, а да је недостатак преливање велике количине енергије преко рефлектора. Наиме, како су краци постављени по ивици рефлектора, и обично леже на кругу симетрије TEM вода који са рефлектором чини саморечипрочну структуру, 50 % енергије која се води TEM водом промашује рефлектора [8], [28], [40]–[47], [47], [82], [83], па је максимална ефикасност која се може остварити 50 %.

Највећи број радова у којима се обрађује ова класа антена објавили су Carl E. Baum, Everette G. Farr и D.V. Giri који су први 90-их година радили на аналитичкој карактеризацији IRA-е [6]–[9], [25]–[29], изради првих прототипа [26], [30]–[36], и оптимизацији перформанси IRA-а [62], [70], [77]. Током 2000-их почињу да се објављују први радови у којима се IRA-е анализирају помоћу софтвера за електромагнетско моделовање [37]–[41], што је алат који ће се након тога све чешће користити за анализу и оптимизацију ових антена [42], [43], [44], [45], [46]. Треба напоменути да су Baum и Farr 90-их година користили бесплатан код за електромагнетско моделовање NEC [9], [129], али се ове симулације по прецизности рудиментарне.

Још у раду у коме Baum по први пут излаже основни концепт IRA-е [6], наводи се да се сферни TEM талас води краковима до рефлектора, где се он помоћу параболичног рефлектора претвара у планарни, што се најчешће у литератури користи као базични опис ове класе антена [11], [40], [41], [46] и [130]. IRA је антена која захтева диференцијалну побуду [7], [131], [132], па се за ефикасно побуђивање IRA-е у жижи мора користити диференцијални извор који побуђује диференцијални вод кога чине кракови који се најчешће у литератури називају TEM краковима (енглески: TEM feed arms или само TEM arms) или TEM вод (енглески: TEM feed или TEM transmission line) [7] [11], [25], [40], [41], [60]. Кракови се са рефлектором спајају преко отпорника који служе за прилагођење импедансе вода, нарочито при нижим учестаностима [6]–[7], [40], [41], [48], [65]. Како би се за задати пречник рефлектора максимизирало појачање, потребно је оптимизовати облик крака, број парова кракова, отпорност отпорника за прилагођење кракова на рефлектор, угао између кракова и однос F/D .



Слика 2.4. (а) Основни концепт IRA-а, (б) основни концепт конвенционалне рефлекторске антене.

Електрично поље које у далеком пољу у правцу z -осе ствара планарна зрачећа површ произвољног облика може се у временском домену израчунати познавајући расподелу поља по зрачећој површи на следећи начин [40], [41]:

$$\vec{E}_{\text{rad}}(z,t) = \frac{1}{2\pi z c} \frac{\partial}{\partial t} \int_{S_0} \vec{E}_a \left(x', y', t - \frac{z}{c} \right) dx' dy', \quad (2.12)$$

где је S_0 површина зрачеће површи, c брзина светлости, и \vec{E}_a тангенцијална компонента електричног поља. Уколико је расподела поља униформна, онда овај израз постаје:

$$\vec{E}_{\text{rad}}(z,t) = \frac{S_0}{2\pi z c} \frac{\partial}{\partial t} \vec{E}_a \left(t - \frac{z}{c} \right). \quad (2.13)$$

Из овог израза види се да је у овом случају електрично поље у далеком пољу сразмерно првом изводу тангенцијалног електричног поља. На основу овога се може закључити да је електрично поље у далеком пољу у правцу максималног зрачења идеалне IRA-е сразмерно првом изводу струје импулса којим се та IRA у жижи побуђује. Такође се може закључити да идеална IRA у далеком пољу емитује импулсе који имају облик првог извода побудног импулса. Велики број нумеричких симулација и мерења су ово и потврдила [9], [11], [12], [33], [40], [41].

До истог се закључка може доћи на основу израза за израчено електрично поље IRA-е у правцу максималног зрачења који се може извести применом апроксимације физичке оптике [47], [130]:

$$\vec{E}_{\text{rad}}(z,t) = \frac{1}{V_0 2\pi z c} \frac{\partial V(t)}{\partial t} \int_{S_0} \vec{E}_a(x,y) dx dy, \quad (2.14)$$

где је $V(t)$ напонски облик импулса којим се побуђује IRA, V_0 амплитуда импулса, а S_0 зрачећа површ антене (слика 1).

Baum у [133] уводи параметар под називом висина зрачећег отвора (енглески: aperture height):

$$h_a = -\frac{f_g}{V_0} \int_{S_0} \vec{E}_a(x,y) dx dy, \quad (2.15)$$

где је $f_g = \frac{Z_{\text{ТЕМ}}}{Z_0}$, $Z_{\text{ТЕМ}}$ карактеристична импеданса вода кога чине кракови, а $Z_0 = 120\pi \Omega$ је

импеданса слободног простора. Увођење овог параметра омогућава да се једначине за израчено електрично поље и за напонски облик сигнала у жижи приликом пријема планарног таласа изразе помоћу заједничког параметра [47], [134]:

$$\vec{E}_{\text{rad}}(z,t) = -\frac{h_a}{2\pi z c f_g} \frac{\partial V(t)}{\partial t}, \quad (2.16)$$

$$V_{\text{rec}} = -h_a E_{\text{inc}}(t), \quad (2.17)$$

где је $E_{\text{inc}}(t)$ магнитуда главне компоненте инцидентног равног таласа. Треба напоменути да изрази (2.16)–(2.17) важе за временски интервал у коме на емитовано електрично поље не утичу тзв. секундарне интеракције, као што су дифракција о ивицу рефлектора или расејање од кракова [130]. Другачије речено, у оквиру апроксимације физичке оптике, на временски облик импулса електричног поља које емитује IRA не утиче само талас који емитује рефлектор, већ и други физички ефекти, али у једном одређеном интервалу времена електрично поље практично искључиво потиче од рефлектора. Пре овог главног импулса, импулс знатно мањи по амплитуди стварају кракови који зраче део енергије која се њима води [11], [25], [40]. На енглеском се овај рани импулс назива "prepulse". Након главног импулса код реалистичних симулационих модела и физичких прототипа IRA-а јавиће се осцилације које се називају репови импулса (енглески: tail waveform), а које стварају разни физички ефекти као што су стојећи талас на воду или утицај вода на простирање планарног таласа који емитује рефлектор [40].

На основу израза (2.16)–(2.17) види се да ће приликом коришћења IRA-е као предајне антене, емитовани импулс електричног поља имати облик првог извода напонског импулса којом се она побуђује. Међутим, у режиму пријемне антене, напон који се ствара у жижи представља реплику инцидентног импулса.

На основу (2.10) појачање у правцу максималног зрачења идеалне рефлекторске антене, па и IRA-е, у простопериодичном режиму је пропорционално квадрату учестаности. Како је електрично поље у далеком пољу сразмерно квадратном корену појачања [135], електрично поље у далеком пољу у правцу максималног зрачења пропорционално је учестаности. Фуријеова трансформација израза (2.13) такође ово показује [40]. Ширина главног лоба идеалне IRA-е обрнуто је пропорционална учестаности [40].

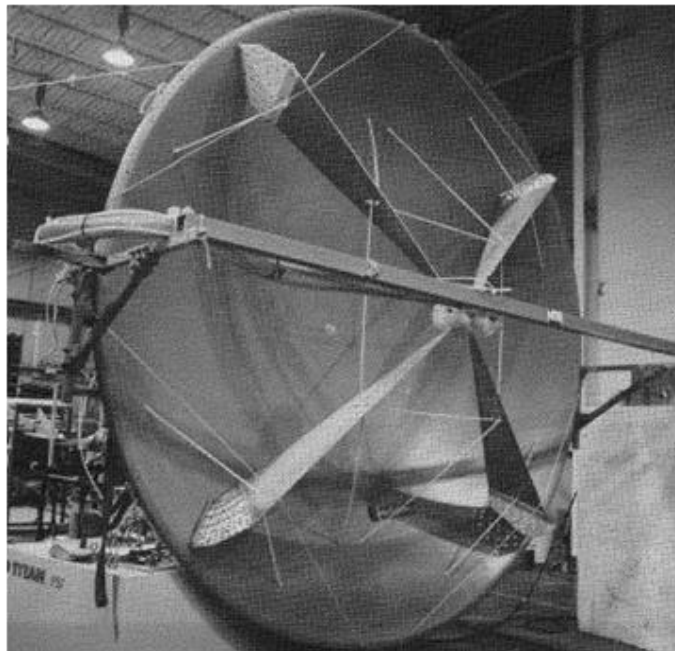
На основу до сада изложеног, за добро пројектовану IRA-у без губитака очекује се да може приближно да задовољи следеће особине идеалне IRA-е [40]:

1. Антена је добро прилагођена у веома широком опсегу учестаности.
2. Појачање је пропорционално квадрату учестаности.
3. Електрично поље у далеком пољу је пропорционално изводу поља зрачеће површи, као и струје импулса којим се та антена у жижи побуђује.
4. Све спектралне компоненте импулса електричног поља у далеком пољу имају исто кашњење. Другачије речено, фазна карактеристика преносне функције којом се од напонског импулса добија импулс у далеком пољу је линеарна.
5. Правац максималног зрачења се не мења у целом радном фреквенцијском опсегу, а ширина главног лоба обрнуто је пропорционална учестаности.

На слици 2.5а приказана је фотографија једног од првих прототипова IRA-е [31] конструисане 1995. године. Пречник рефлектора ове IRA-е је 3,66 m, а побуђивана је импулсом амплитуде 120 kV и успонске ивице од око 100 ps трајања. Почевши од (2.16) и користећи израз за h_a изведен у [62], за антену побуђену импулсом у облику Хевисајдове функције изведен је израз за процену амплитуде електричног поља на растојању r од антене:

$$E_{\max} = -\frac{V_0 D \sqrt{2}}{4\pi r c f_g} 10^{15} \frac{\text{V}}{\text{s}}, \quad (2.18)$$

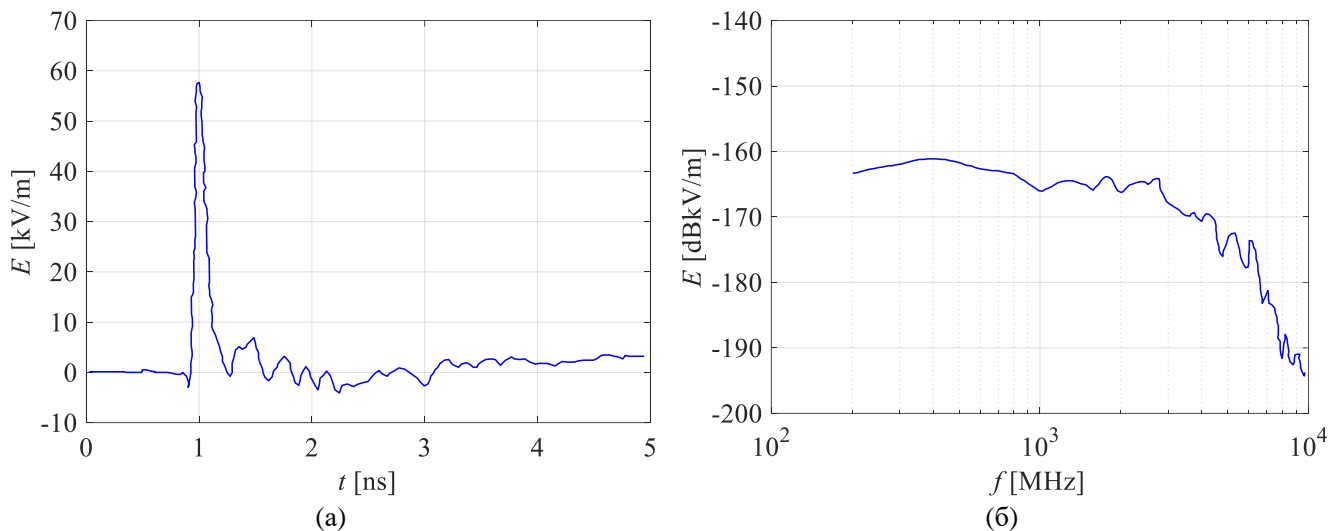
где је за f_g израчунато да је 1,06. На основу овог израза процењено је да се на 305 m добија импулс амплитуде близу 5 kV/m. Приликом мерења измерена је вредност од 4,2 kV/m [31].



Слика 2.5. а) Фотографија једног од првих прототипова конструисаних 1995. године [31]. Пречник рефлектора је 3,66 m.

IRA са рефлектором пречника 2 m сличног дизајна чија су фотографија и кратак опис налази у [4], побуђивана је импулсом успонске ивице од око 100 ps, а измерени временски облик

електричног поља у блиском пољу антене приказан је на слици 2.6а. Његов амплитудски спектар приказан је на слици 2.6б. На основу резултата види се да је овај систем (антена и извор) веома широкопојасан, тачније, како је амплитудски спектар релативно раван од 200 MHz до 3 GHz, радни опсег је већи од једне декаде.



Слика 2.6. а) Измерени временски облик емитованог електричног поља IRA-е побуђене импулсом амплитуде са трајањем успонске ивице од 100 ps [4]. б) Његов амплитудски спектар [4].

Са наглим развојем широкопојасних технологија током 80-их година створила се потреба за категоризацијом извора, антена или система по ширини радног фреквенцијског опсега. Иако не постоји категоризација која је универзално прихваћена, уобичајна подела је на три категорије приказане у табели 2.1. Радни фреквенцијски опсег у процентима дефинисан је као:

$$РФО[\%] = \frac{2(f_h - f_l)}{f_h + f_l} \times 100, \quad (2.19)$$

где је f_h горња учестаност опсега, а f_l доња.

Табела 2.1. Уобичајена категоризација по ширини радног фреквенцијског опсега [4].

Назив категорије	РФО
Ускопојасна (енглески: narrow bandwidth, NB)	<1%
Средње широкопојасна (енглески: moderate bandwidth, MBW)	1 % – 25 %
Ултра-широкопојасна (енглески: ultrawideband, UWB)	>25 %

IRA-е припадају UWB категорији, али је њихов РФО по правилу много већи од 25 %, и понекад достижу скоро 200 % (две декаде). Из овог разлога Giri у [136] предлаже алтернативу

првобитној категоризацији која је приказана у табели 2.2. Међутим, ова категоризација се користи само у научним и инжењерским круговима који се баве веома широкопојасним технологијама.

Табела 2.2. Категоризација по ширини радног фреквенцијског опсега коју је предложио Giri [136].

Назив категорије на енглеском	РФО
hypoband/narrowband	<1%
mesoband	$1 \% < \text{РФО} \leq 100 \%$
sub-hyperband	$100 \% < \text{РФО} < 163.4 \%$
hyperband	$163.4 \% < \text{РФО} < 200 \%$

2.4. Структура IRA-е

У овом поглављу ће један по један бити представљени структурни делови IRA-е. За сваки од њих биће укратко описани различити типови који се могу наћи у литератури, као и који типови и варијанте типова се данас сматрају најефикаснијим, имајући у виду конкретне примене.

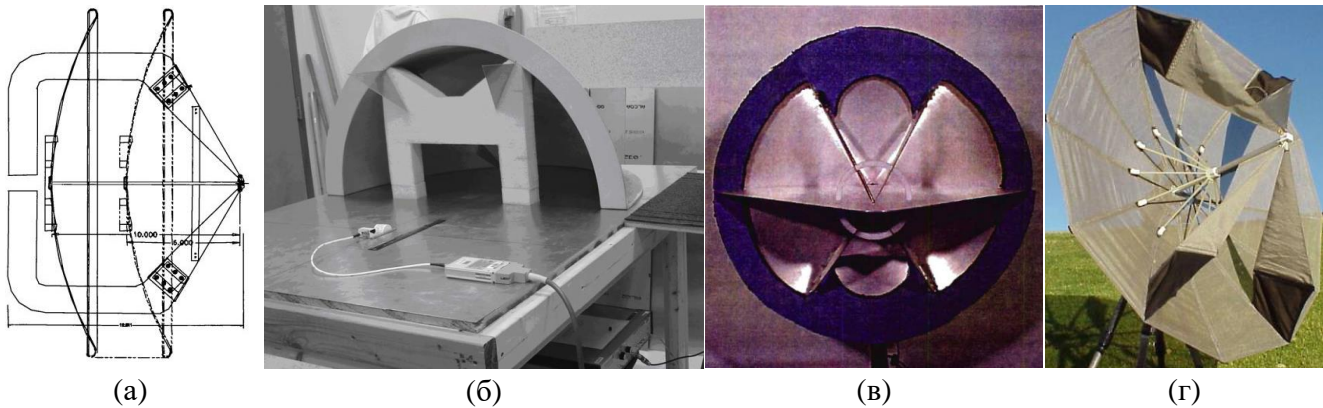
2.4.1. Рефлектор

У применама где је потребно емитовати електромагнетску енергију у далеком пољу са што већим појачањем користи се параболични рефлектор. Диференцијални извор на који су повезани кракови се у том случају поставља у жижу. Знајући да се за добро пројектоване IRA-е без губитака може остварити укупну ефикасност између 25% – 35% [41], [47], [137], [138], и узимајући у обзир очекиване губитке код физичких прототипова, на основу (4.9) и (4.10) се може одредити најмањи одговарајући пречник рефлектора. За F/D се обично узима вредност између 0,3 и 0,5 [40], [41], [46], [48], [139], мада у доступној литератури недостаје детаљно испитан утицај овог параметра на карактеристике IRA-е. У [37] упоређени су нумерички модели две IRA-е, једне са $F/D = 0,25$ и друге са $F/D = 0,5$. Испоставило се да друга има бољу ефикасност зрачења на нижим учестаностима. У [140] упоређени су нумерички модели IRA-а код којих је овај однос 0,3, 0,5 и 0,7. Посматрајући израчене импулсе у далеком пољу, резултати су показали да се са мањим F/D добија већа амплитуда. С друге стране, IRA-е се већим F/D имале су импедансу ближу 50Ω .

IRA се може пројектовати тако да јој се ширина главног снопа зрачења може подешавати. Наравно, ширење главног снопа има природно за последицу и смањење појачања. Имати овакву реконфигурабилност корисно је када се IRA користи у оквиру радарских система. Ово се нпр. постиже померањем диференцијалног извора ближе или даље рефлектору, односно измештањем извора из жиже. Ово се у литератури назива дефокусирањем [33] и [141]. Алтернативно се може рефлектор приближавати извору и постићи сличан ефекат. Скица једне овакве антене приказана је на слици 2.7а [33]. У [10], [106], [141] разматра се могућност коришћења хиперболичног рефлектора или равног рефлектора како би се постигло проширење главног снопа зрачења.

Други начин да се постигне реконфигурабилност ширине главног снопа јесте да се IRA пројектује тако да јој се може мењати величина рефлектора, нпр. конструисањем рефлектора од течног метала [46]. Тачније, рефлектор се може конструисати од цеви у којима се налази течни

метал. Извлачењем течног метала из одређених цеви ефективно се постиже смањење величине рефлектора. Код IRA-е конструисане у [46] може се проширивати сноп зрачења у H-равни, док у E-равни он практично остаје исти, а ни импеданса антене се практично не мења.



Слика 2.7. а) Скица антене са реконфигурабилном ширином снопа зрачења помоћу приближавања рефлектора диференцијалном извору [33]. б) Фотографија антене са сфероидним рефлектором [116] за фокусирање импулса у једну тачку у блиском пољу. в) Фотографија антене са апсорберском пеном [48]. г) Фотографија склопиве IRA-е [50].

Када је потребно фокусирати импулс у једну тачку у блиском пољу (нпр. за потребе детекције објеката у блиском пољу или у медицинске сврхе), испоставило се да је ефикасно користити сфероидни рефлектор (енглески: prolate spheroidal reflector) [20], [21] и [142]. Фотографија једне овакве антене приказана је на слици 2.7б. Некада се користи и тзв. диелектрично сочиво (енглески: dielectric lens) ради ефикаснијег фокусирања импулса у блиском пољу [19], [21] и [24]. Оно чини фокусирање импулса ефикаснијим, с једне стране јер омогућава постепени прелаз електромагнетског импулса из једне у другу средину, а с друге стране умањује величину фокусне регије [21]. Оно се обично користи у медицинским применама, а потребно је познавање диелектричне особине ткива чија се карактеризација врши како би се сочиво прилагодило томе [19], [21].

Део експерименталне оптимизације рађене у [48] односи се и на покушај смањења бочних лобова постављањем апсорберске пене близу ивица рефлектора. На слици 2.7в приказана је фотовграфија ове антене. Резултати су показали да апсорберска пена практично није имала никаквог утицаја на карактеристике антене.

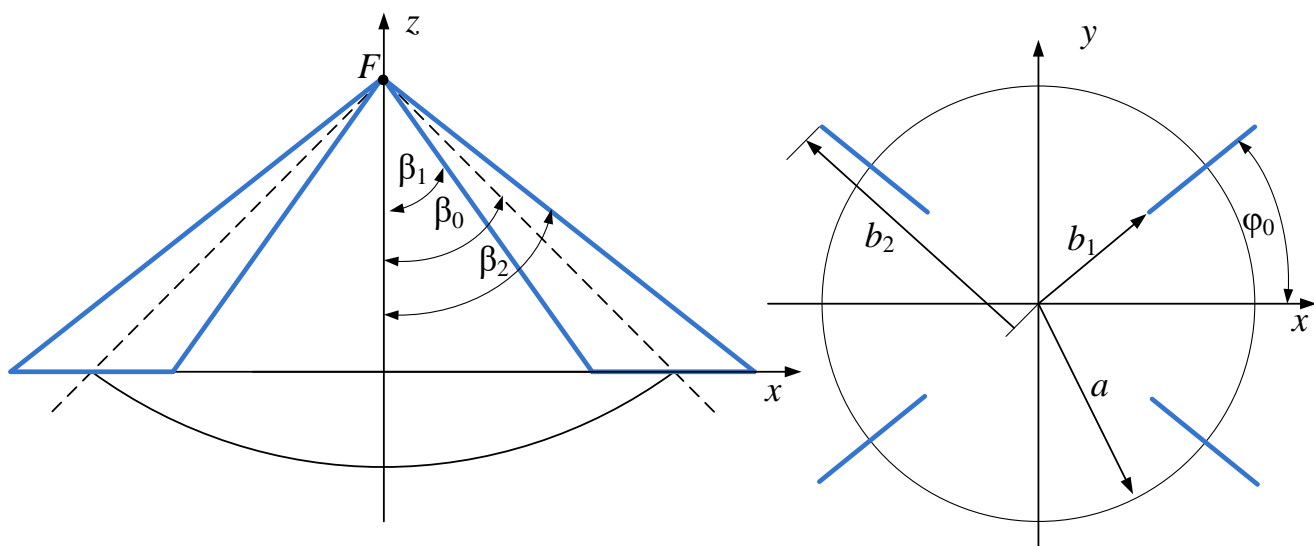
У [88], [89] и [91] описане су IRA-е код којих су рефлектор и кракови направљени од флексибилног проводног материјала. Ово IRA-е чини склопивим што омогућава много лакши транспорт ових антена и олакшава манипулисање с њима. Фотографија једне такве антене приказана је на слици 2.7г. У литератури се овакве антене често називају CIRA (енглески: collapsible IRA, скрећено CIRA).

2.4.2. Кракови

Кракови IRA-е чине вод којим се електромагнетски талас води од жиже до рефлектора где се врши конверзија вођеног таласа у слободни талас. Кракови су груписани у две групе, једна с једне стране равни антисиметрије, која чини један проводник вода, и друга с друге стране која чини други проводник. Обе групе имају исти број кракова, односно IRA мора имати паран број кракова где кракови једног пара припадају различитим групама.

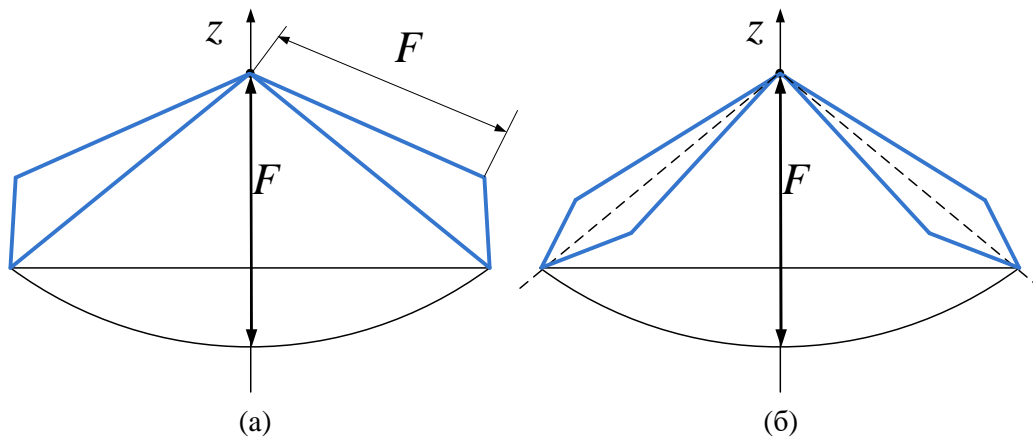
На имедансу и на појачање IRA-е велики утицај имају облик кракова, број кракова и конфигурација, односно угао од равни антисиметрије до првог крака једне групе.

На слици 2.8 дат је шематски приказ (са геометријским параметрима) кракова који се у литератури називају традиционалним краковима, због тога што се овај облик, или варијанта овог облика (нпр. кад је β_0 такво да се цела страница крака наспрамна жижи налази унутар рефлектора), користи код првих прототипова и најчешће је коришћен тип кракова све до почетка 2000-их година [4], [11], [30], [31], [33], [40], [91]. Иницијално су се IRA-е са четири крака углавном пројектовале са $\varphi_0 = 45^\circ$ због тога што је за овај случај постојало аналитичко решење [133], али је нумеричком анализом у [47] показано да се оптималне перформансе добијају за $\varphi_0 = 70^\circ$ и $b_1/a = 0,89$. У том случају се добија да је импеданса антене око 250Ω , а ефикасност близу $0,35$. У оптималном случају када је $\varphi_0 = 45^\circ$ импеданса антене је око 150Ω , што се слаже са неким експерименталним прототиповима [11], а ефикасност око $0,27$. Резултати су такође показали да како се φ_0 повећава, импеданса антене за коју се добија максимална ефикасност се такође повећава, као и да се 50-омска антена може добити, али за ефикасност мању од $0,15$.



Слика 2.8. Скица са геометријским параметрима традиционалних кракова.

У [47] коришћена је метода коначних елемената (енглески: Finite Elements Method, скраћено FEM) и програм Matlab [143], а при нумеричким прорачунима је занемрен утицај дифракције и утицај блокирања слободног таласа који се шири од рефлектора од стране кракова. Ипак, најважнији закључак који је проистекао из резултата у [47], је да се максимална ефикасност добија за $\varphi_0 = 70^\circ$, потврђен је прецизнијим нумеричким моделовањем у [41], а показано је да је ово оптималан угао за различите типове кракова. Моделовањем расподеле струја по рефлектору за неколико учестаности показано је да је расподела струје по рефлектору најближа униформној баш у овом случају, а ширине главних снопова у Е- и Н-равни су практично исте. Након овога, $\varphi_0 = 70^\circ$ практично постаје стандард приликом пројектовања IRA-е са 4 крака.

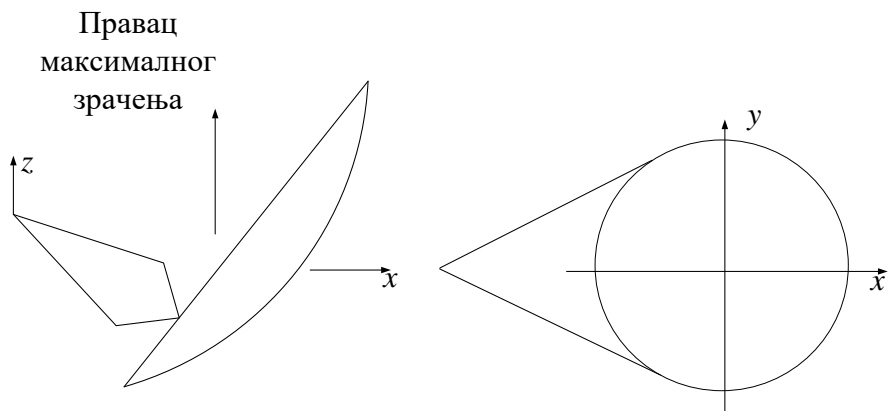


Слика 2.9. а) Скица једноструко тејперованих кракова. б) Скица двоструко тејперованих кракова.

IRA-е са традиционалним краковима су по појачању упоређене са једноструко и двоструко тејперованим краковима у [41], чији је шетматски приказ дат на слици 2.9. Испоставило се да се тејперованим типовима кракова може постићи веће појачање на скоро свим учестаностима између 1 и 10 GHz, али и да се тејперовањем ублажују стојећи таласи на краковима који настају као последица неприлагођења кракова на рефлектор.

У литератури постоји неколико радова у којима се анализирају IRA-е са краковима закривљеног облика [41]–[43], [45], јер се испоставило да се правилним пројектовањем са оваквим типовима кракова може добити антена упоредива или чак боља по перформансама (појачање или амплитуда израченог импулса) од линеарно тејперованих кракова, а да се притом добија нижа импеданса. Ипак, још не постоји експериментална верификација за већи број објављених резултата добијених нумеричким прорачунима.

Најчешћи број кракова који се појављује у литератури је 4, односно 2 пара кракова. Овим се уобичајено добија IRA са импедансом од око 200 Ω . IRA са једним паром кракова се практично уопште не користи, пре свега због високе импедансе, а изузетак је IRA-е са нагибљеном геометријом [54] (енглески: *offset geometry*), код које се побуда не налази у жижи. Скица IRA-е са оваком геометријом приказана је на слици 2.10. Како је показано у [54] оваква геометрија има својих предности у односу на центрирану геометрију, рецимо приликом коришћена у оквиру моностатичких и бистатичких радарских система, смањен је VSWR јер је стојећи талас који постоји између кракова и рефлектора ублажен, боља је радијациона ефикасност, и др. Неки од недостатака су да се може користити само један пар кракова, што значи да је импеданса антене значајно већа па је теже и прилагодити антену на 50 Ω , као и то да је потребно користити већи рефлектор да се добије практично исто појачање.



Слика 2.10. Скица IRA-е са нагљибеном геомтеријом (побуда није у жижи).

У [47] наведено је да се интуитивно може очекивати да ће са повећањем броја кракова у моделу који занемарује утицај кракова на простирање планараног таласа ефикасност оптималне конфигурације бити све већа, јер би расподела струја по рефлектору била све ближе униформној. Коришћење већег броја кракова од 4 разматра се само у појединим публикацијама [34], [35], [85]. У [34] демонстрирано је пројектовање вишеканалних IRA-а са поларизацијоним диверзитетом, и у овом случају коришћено је 6 и 8 кракова. Пројектовање IRA-а са поларизацијоним диверзитетом где се за сваку поларизацију користи по један пар кракова објављено је и у [104]. У [35] показали смо да се коришћењем 6 кракова уместо 4 може постићи практично исто појачање, а да се импеданса антене приближи 50-омској импеданси, што олакшава прилагођење антене на 50 Ω . Такође је показано да се коришћењем 6 кракова повећава максимална допустива снага антене када се користе отпорничке мреже за прилагођење између кракова и рефлектора јер се снага која се дисипира у отпорницима распореди по већем броју отпорника.

Уметањем проводне плоче у раван антисиметрије као на слици 2.7г обезбеђује се већа механичка стабилност и смањује крос-поларизација [48]. Вектори електричног поља планарног таласа управни су на ову раван па је утицај на доминатну поларизацију минималан уколико је димензија плоче довољно велика, а паразитна поларизација је додатно сузбијена јер је она лежи у овој равни. Наравно, због коначних димензија плоче може се очекивати одређени утицај на доминатну поларизацију, а ограничено потискивање паразитне поларизације. Поред овога, овим је омогућено да се кабл за побуђивање антене води дуж проводне равни што обезбеђује бољи прелаз на диференцијални вод који чине кракови, односно смањује се рефлексија на месту тог прелаза.

2.4.3. Отпорници за прилагођење кракова на рефлектор

Кракови се са рефлектором по правилу спајају преко отпорничких мрежа које служе да се умире осцилације у импеданси антене као функције устаности [6], [40], [41]. Практично све IRA-е у доступној литератури садрже ове отпорнике. Без њих, посматрањем импедансе антене у временском домену TDR техником [144] (енглески: Time Domain Reflectometry, скраћено: TDR) видело би се нагло одступање мерене од референтне импедансе (обично 50 Ω) на месту које одговара споју кракова и рефлектора [13], [48], [49]. Овим би се створили стојећи таласи већих амплитуда на краковима [40], [41], што би резултирало не само томе да израчени импулс има мању амплитуду, већ и да наставак импулса садржи јаче осцилације (тзв. репови), што би могло деградирати ефикасност радара.

Експерименталном анализом рађеном још над првим прототиповима (претежно користећи TDR технику) утврђено је да је оптимално сваки пар кракова терминисати импедансом која је једнака карактеристичној импеданси вода кога чини један пар кракова, што је у пракси најчешће било око 400 Ω [13], [48], [49], односно, сваки крак се у пракси по правилу терминише са 200 Ω . Касније су нумеричке симулације потврдиле да кратак спој изазива јаче стојеће таласе на краковима, али и да је отворена веза (откачени кракови) такође веома неефикасна као мрежа за прилагођење кракова на рефлектор [40]. У [118] је нумеричким симулацијама потврђено да је 200 Ω заиста по многим критеријумима најбоља отпорност за терминацију кракова, али да нема великих разлика у односу на коришћење 100-омских терминација, што је такође констатовано и у [40]. У [41] су такође вршени нумерички прорачуни за више различитих вредности за резистивну терминацију, и утврђено је да је стојећи талас на краковима видљиво најјачи у случају кратког споја, а да су резултати за остале испробане отпорности међусобно слични. У [40], [41] је закључено да се ниједном резистивном терминацијом не могу уклонити стојећи таласи на краковима, али и да се они вероватно не могу уклонити ни комбинацијом реактивних и резистивних концентричних компоненти, нарочито ако је овај ефекат потребно постићи у ширем опсегу учестаности. У [48] се експериментисало са коришћењем комбинације индуктивних и резистивних компоненти у мрежама за терминацију кракова и коришћењем TDR технике утврђено је да је постигнуто одређено побољшање.

Поред избора отпорности којом ће се сваки крак терминисати, утицај на перформансе резистивне мреже за прилагођење има и технологија у којој су отпорници фабриковани, као и конфигурација отпорничке мреже. Наиме, уколико је потребно пројектовати IRA-у која би се користила као пријемна антена, или као предајна антена за емитовање електромагнетских таласа мањих снага (до неколико десетина вати), онда је најбоље изабрати да отпорничка мрежа за терминацију кракова буде један SMD отпорник као у [41], или више SMD отпорника у паралели као у [131]. Наравно, када се користи више отпорника у паралели, вредности отпорника би требало изабрати тако да еквивалентна отпорност те мреже буде отпорност којом треба терминисати крак.

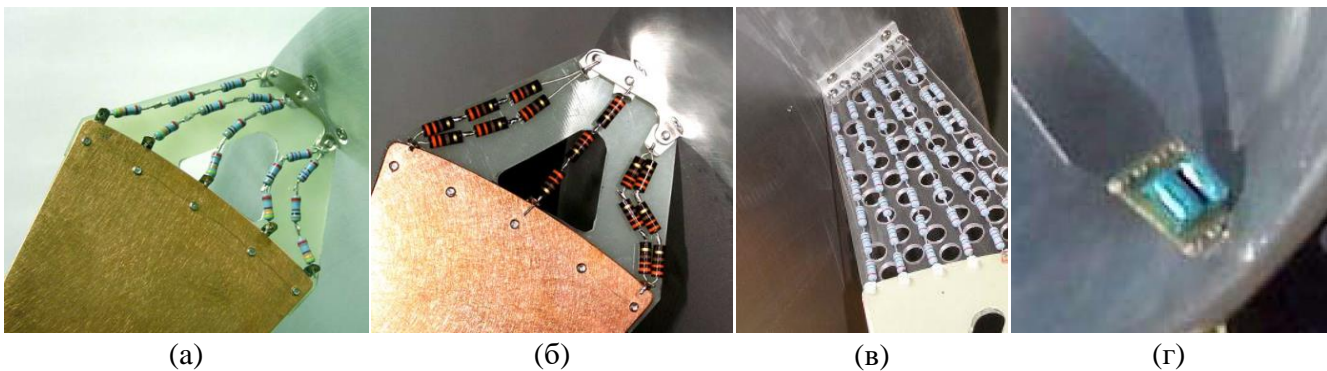
Када се користе традиционални кракови, уколико то конфигурација отпорничке мреже дозвољава, препоручено је отпорнике постављати близу ивица кракова јер је ту максимум функције расподела струје [40]. У пракси се ипак ово ретко среће због потребе за великим бројем отпорника, па су отпорници постављени дуж целе ширине крака. Када се користе тејперовани кракови, ове отпорничке мреже треба да буду постављене што ближе рефлектору, не само због тога што је сврха ове мреже да прилагоди кракове на рефлектор, већ и због тога што је једино у близини споја са рефлектором расподела струје концентрисана на једном месту. Код тејперованих кракова је такође расподела струје претежно концентрисана по ивицама кракова [41].

Коришћење мањег броја SMD (енглески: surface mount device) отпорника омогућава једноставније пројектовање антене кроз нумеричко моделовање, нарочито ако се користе SMD отпорници чија је технологија фабрикације таква да они задржавају своје карактеристике до неколико GHz.

Уколико се IRA-а пројектује за емитовање електромагнетских таласа већих снага, треба пажљиво пројектовати отпорничку мрежу да не дође до њеног оштећења. Иако су импулси којима се у пракси најчешће побуђују IRA-е веома кратки (већи део енергије је концентрисан у неколико ns [11], [13], [52], [145]), средња снага којом се заправо побуђује IRA може бити веома велика, реда величине неколико десетина или стотина вати. Разлог је тај што су амплитуде тих импулса обично веома велике (реда величине више десетина па чак и стотине kV), и због тога што се неретко континуално побуђују са учестаношћу од пар стотина Hz [11], [13], [52]. Због тога се у пракси далеко чешће користе конвенционални отпорници у технологији танких

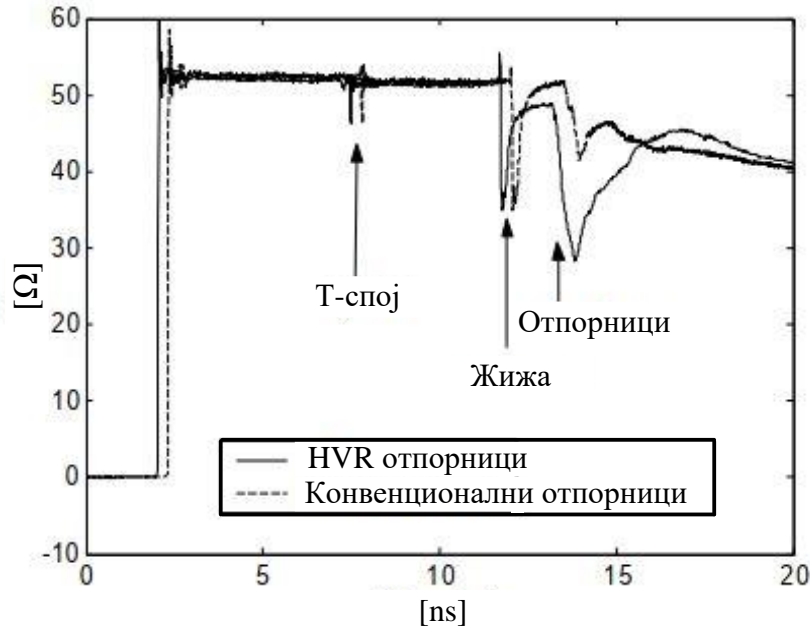
филмова или угљенични отпорници. На сликама 2.11а и 2.11б приказане су фотографије две отпорничке мреже које се користе код исте IRA-е и које се разликују само по технологији израде отпорника које их чине [49]. Иако технологија у којој су направљени отпорници може да утиче на карактеристике IRA-е, у овом случају експериментално је показано да нема практичних разлика између ове две опције.

У [51] грубо је израчунато да се код IRA-е у том раду на једној отпорничкој мрежи приликом периодичног побуђивања антене импулсом амплитуде 80 kV са учестаношћу од 400 Hz развије средња снага од 255 W. Да би отпорничка мрежа могла издржати ову снагу а да не дође до оштећења отпорника, у [51] коришћено је 8 отпорника у паралели, и 9 ових паралелних веза на ред. Ова отпорничка мрежа приказана је на слици 2.11в. У описаном случају користе се конвенционални отпорници јер је потребно да у сваки од њих може да се дисциплира пар вати. Због чињенице да на вишим учестаностима ови отпорници не задржавају своје карактеристике, као и због саме конфигурације отпорничке мреже, пројектовање кроз нумеричко моделовање је знатно отежано.



Слика 2.11. Отпорници за терминисање кракова. а) Мрежа од 15 отпорника (3 отпорника повезаних редно, а 5 група у паралелој вези) у технологији танких филмова [49]. б) Мрежа од 15 угљеничних отпорника (3 отпорника повезаних редно, а 5 у паралелој вези) [49]. в) Мрежа са великим бројем отпорника ради повећања максималне снаге IRA-е [50]. г) Високонапонски отпорници (енглески: high voltage resistors, HVR) [48].

У [48] је испробано више конфигурација са различитим типовима отпорника за исту еквивалентну отпорност отпорничке мреже, које су међусобно упоређене, поред осталог, и помоћу TDR технике. Примера ради, на слици 2.12 дат је резултата TDR мерења за IRA-у која користи отпорничку мрежу налик оној приказаној на слици 2.11а, и ону која користи мрежу приказану на слици 2.11г. За мрежу са конвенционалним отпорницима се може претпоставити да је декларисана снага отпорника реда величине 1 W. Отпорници на слици 2.11г су високонапонски отпорници (енглески: high voltage resistors, тј. скраћено HVR отпорници), и као што се са слике може видети у случају мреже са овим типом отпорника потребно је користити само два у паралели да се добијер мрежа са истом максималном снагом као код оне са конвенционалним отпорницима. Испоставило се да, иако се на овај начин модификује много мањи део крака, рефлексија на споју са рефлектором је много већа (слика 2.12), што говори у прилог томе колико је битан избор технологије израде отпорника.



Слика 2.12. TDR мерење IRA-е [48] у случају две отпорничке мреже истих еквивалентних отпорности али различитих конфигурација и технологије израде отпорника. Мрежа са HVR отпорницима дата је на слици 2.11г, а мрежа са конвенционалним је налик оној на слици 2.11а.

У [43], уместо дискретних компоненти, мреже за прилагођење кракова на рефлектор сачињене су од бакарних трака штампаних на супстрату RT/Duroid 5870 код којих је на појединим местима уметнут резистивни материјал од никл-фосфора.

Поред прилагођења кракова на рефлектор, други разлози за уметање отпорника између кракова и рефлектора који се могу наћи у литератури су: ради одвођења заосталог нагомиланог наелектрисања када се IRA користи у импулсном режиму и побуђује импулсима великих амплитуда [53], и да ови отпорници помажу да се поравнају електрични и магнетни диполни моменти, што би теоријски требало обезбедити боље перформансе зрачења, нарочито на нижим учестаностима [6], [7], [26].

У [35] смо показали да се за простопериодичне побуде отпорници могу уклонити за одређене примене, јер се тиме постиже веће појачање у практично целом радном фреквенцијском опсегу антене, осим на нижим учестаностима.

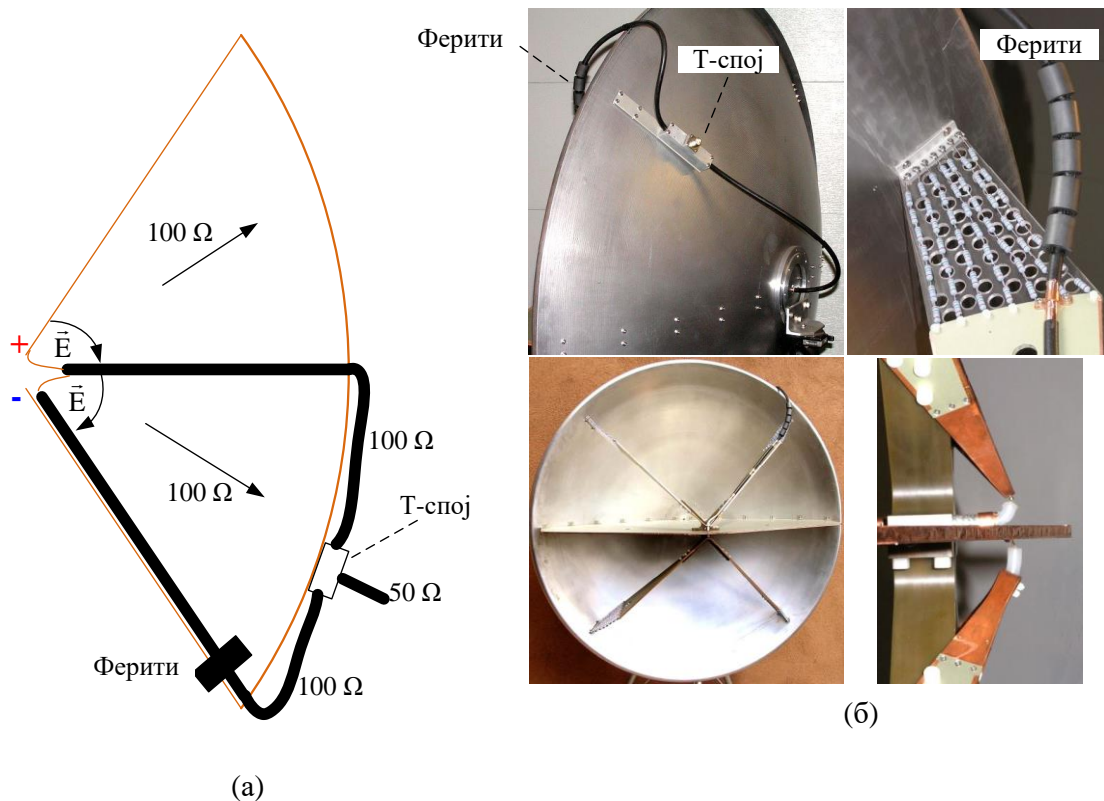
2.4.4. Систем за напајање

Да би се IRA повезала на извор преко стандардног коаксијалног кабла, потребан је симетризатор, јер IRA у жижи захтева диференцијално напајање. Симетризатор мора бити широкопојасан, а у великом броју примена мора бити издржљив на побуде великих снага. Уз то, како је импеданса IRA-е обично вишеструко већа од 50 Ω, тај симетризатор у исто време мора представљати и широкопојасни трансформатор импедансе ради прилагођења антене на вод, под претпоставком да се IRA користи у оквиру 50-омског система.

Један од најчешће коришћених система за напајање (симетризатор и трансформатор импедансе) код IRA-а јесте систем са Т-спојем које је осмислио Ваит [7]. Принцип рада овог решења је следећи. Од извора до једног порта Т-споја (улазни порт) сигнал се води 50-омским коаксијалним каблом. На друга два порта (излазни порта) повезују се коаксијални каблови

карактеристичне импедансе једнаке половини импедансе антене, која у већини случајева износи око 200Ω . Уколико би се ови 100-омски коаксијални каблови терминисали са 100Ω , гледано у улазни порт видело би се прилагођење. Да би се то постигло повезивањем ових каблова на IRA-у, један кабл се води по средини антене, и његов унутрашњи проводник се у жижи повезује на једну групу кракова, која представља позитивну страну диференцијалног вода. Спољашњи проводник повезан је на унутрашњи проводник другог коаксијалног кабла, који се води уз један од кракова који припада другој групи кракова. Спољашњи проводник другог крака електрички је спојен са краком уз који се кабл води. Повезивањем 100-омских каблова код T-споја у паралелу, а у фокалној тачки на ред, обезбеђује се не само трансформација импедансе $4:1$, већ и диференцијално напајање. На слици 2.13а скициран је принцип рада овог система, а на слици 2.13б фотографије IRA-е са овим системом.

Треба напоменути да, уколико импеданса IRA-е није 200Ω , користе се други одговарајући каблови на излазним портovima T-споја, а за улазни порт се или користи 50-омски кабл, и тиме свесно жртвује део снаге на неприлагођење, или се повезује одговарајући кабл који се води до 50-омског извора на који је повезан коаксијални трансформатор импедансе. Такође, пошто је један од каблова електрички повезан на крак целом дужином крака, потребно је при дну на спољашњи проводник кабла поставити ферите којима би се спречавало да се део струја које би преко отпорничке мреже отишле на рефлектор, преко спољашњег проводника одвуку са крака, чиме би се пореметила жељена расподела струје по рефлектору. Уколико се кабл провлачи кроз рефлектор пре повезивања на T-спој, рецимо помоћу двостраног конектора на рефлектору, онда се тиме практично кратко спајају отпорници на краку уз који се води овај кабл.



Слика 2.13. а) Принцип рада система за напајање IRA-е са T-спојем. б) Фотографије једне IRA-е са овим системом [50].

Уколико се жели избећи коришћење 100-омских каблова, ферита и Т-споја, и генерално поједноставити побуђивање антене, уместо IRA-е се може пројектовати HIRA (енглески: half IRA). Великом проводном равни која по средини пресеца антену у равни антисиметрије природно се у фокалној тачки обезбеђује диференцијално напајање. Овим се и импеданса антене преполови, па уколико је IRA пројектована да има импедансу близу 100 Ω , није потребно ни вршити широкопојасно прилагођење [11], [42], [43], [140]. Уколико је њена импеданса значајно већа, може се нпр. искористити коаксијални трансформатор импедансе повезан директно на IRA-у [55], чиме се добија једно интегрално решење, односно антена са 50-омским коаксијалним приступом.

Наравно, HIRA-е су габаритнија решења, па се не могу користити у свим ситуацијама. Једна од алтернатива систему са Т-спојем код IRA-а је коришћење једне врсте штампаног симетризатора и трансформатора импедансе са спрегнутим водовима [131] (енглески: trifilar coupled-line balun). Овај систем у облику штампаног кола поставља се по средини антене и омогућава приступ антени преко 50-омског конектора у подножју антене. На средини штампане плочице налази се 50-омски микротракасти вод, а са леве и десне стране овог вода налазе се микротракасти водови спрегнути са средишњим водом чије су карактеристичне импедансе половина импедансе антене. При врху се они повезују на кракове антене, један на једну групу кракова с једне стране равни антисиметрије, а други на другу групу кракова. На овај начин се обезбеђује одговарајућа импеданса побуде. На страни штампане плоче која се налази близу рефлектора, један од водова који се налази с једне стране 50-омског вода има отворену везу, а други кратак спој. На овај начин се постиже да напонски таласи који се воде једним и другим микротракастим водом буду у контрафази, па се у фокалној тачки на овај начин обезбеђује диференцијално напајање.

Друга алтернатива је да се коаксијални кабл води дуж једног крака, електрички повезан са краком целом дужином. Уколико се ово уради тако да кабл додирује крак тамо где расподела струје има најмањи интензитет, а нарочито на месту где се он одваја од крака и води ка извору, може се избећи одвођење дела струја са крака преко спошљашње површи проводника коаксијалног кабла [132]. Унутрашњи проводник кабла се код жиже извлачи из кабла и повезује на групу кракова којој не припада крак по коме се коаксијални кабл води. На овај начин обезбеђено је диференцијално напајање у жижи. Међутим, уколико антена није пројектована тако да јој је импеданса у жижи 50 Ω , мора се користити коаксијални трансформатор импедансе на страни извора уколико се желе избећи губици услед неприлагођења, а такође се мора користити и кабл чија карактеристична импеданса одговара импеданси антене. Ово практично значи да се IRA-а мора пројектовати тако да јој импеданса буде једна од вредности за које се стандардно производе коаксијални кабли, 75 Ω , 100 Ω , 150 Ω , итд. Наравно, друга могућност је да се произведе коаксијални вод специјално за ову намену, одговарајуће карактеристичне импедансе.

Слично решење се добија и ако се користи проводна плоча по средини IRA-е, и у том случају се коаксијални кабл води по средини ове проводне плоче [48], [50].

У [35] описали смо пројектовање система за напјање у виду штампаног кола које представља оригинално решење, које је уједно и једноставно, и јефтино за реализацију, које се интегрише у раван антисиметрије и које служи и као трансформатор импедансе и као симетризатор.

2.5. Преглед постојећих примена

Као што је већ речено, IRA је настала у истраживачким центрима из потреба у домену радарске технике. IRA је врло усмерена антена која омогућава емитовање веома кратких

електромагнетских импулса, што омогућава бољу резолуцију приликом детектовања објеката у густо збијеном окружењу [5], [15], [21], [27] и [75]. Неке од других војних примена у којима се користе IRA-е су детекција мина [15]–[17], испитивање суцептибилности електронских уређаја на јаке електромагнетске импулсе [4], [18], [53], електронско ратовање [53], [139], и др.

IRA је примену нашла и у многобројним цивилним применама, нпр. за потребе детекција закопаних објеката [4], [11] (нпр. подземних цеви, и детектовања места цурења подземних цеви) и у радиоастрономији [131]. Разматра се и њена потенцијална примена у медицини. Наиме, одређена истраживања су показала да излагање биолошког ткива електромагнетским импулсима краћим од 1 ns може помоћи приликом лечења рана или борбе против канцерогеног ткива [19], [20], [23], [24]. Оваквим импулсима могуће је и радити диелектричну карактеризацију биолошког ткива што би се могло искористити за тражење одређених абнормалности у ткиву [21].

У [4] објављеном 2004. године дат је преглед постојећих лабораторија широм света које располажу технологијом за генерисање и емитовање кратких и јаких електромагнетских импулса. Систем за који су подаци објављени којим се емитују до сада најјачи електромагнетски импулси јесте систем (извор са антеном) под називом JOLT [11], пројектован и конструисан од 1997. до 1999. године при истраживачком центру Америчких ваздухопловних снага у Киртланду. За антену је коришћена 85-омска HIRA пречника 3,66 m која је побуђивана импулсом са узлазном ивицом од око 100 ps и амплитудом од око 1 MV. На растојању од 85 m овај систем је могао произвести електрично поље са амплитудом од око 60 kV/m.

2.6. Импулсни UWB извори

Генератори кратких импулса чији амплитудски спектар задовољава услов за UWB категорију из табеле 2.1 називају се UWB извори (енглески: Ultra-wideband sources). UWB извори се пројектују у различитим технологијама у зависности од жељене примене. UWB извори мањих снага пројектују се у CMOS технологији [146]–[152] или помоћу диода са скоковитим опоравком [153]–[157] (енглески: step recovery diode, скраћено SRD). Помоћу ових кола могуће је генерисати UWB импулсе приближног облика као Гаусов импулс, или његови изводи првог или вишег реда. Овакви UWB извори су нашли примену у медицини (комуникација са имплантима, формирање слике, итд.), радарима за пенетрацију земље (детекција мина, подземних цеви, итд.), итд.

Избор облика импулса у применама ове технологије је веома битан, поред осталог и због тога што постоји ограничење у виду спектралне маске у коју мора да се уклопи спектрална густина снаге импулса да би се испоштовала регулатива коју прописује FCC [148], савезна комисија за комуникације САД-а.

Као што је речено у претходном поглављу, постоје истраживања у којима се антене попут IRA-е користе за концентрисање кратких ЕМ импулса у људско ткиво које се налази у блиском пољу антене, као и склопу радара за пенетрацију земље. У овим применама у комбинацији са IRA-ом неретко се користе извори са поменути облицима импулса.

У применама у којима је IRA-у потребно побуђивати UWB импулсима великих амплитуда (реда величине од десетине до стотине kV) најчешће се користе кола са репетативним пуњењем и пражњењем високонапонског кондензатора на приступ антене преко гасног варничара [11], [13], [18], [52], [53] који има улогу високонапонског прекидача. Импулси ових извора имају облик тзв. двоструког експоненцијалног импулса [11], [17], [55], [53] (енглески: double exponential pulse). Аналитички модел који се вероватно најчешће користи за временски облик овог импулса је следећи [11], [52]:

$$v(t) = \begin{cases} V_0 e^{-(\beta t/t_d)} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\pi} |t|/t_d) \right], & t < 0 \\ V_0 e^{-(\beta t/t_d)} \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\pi} t/t_d) \right], & t > 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

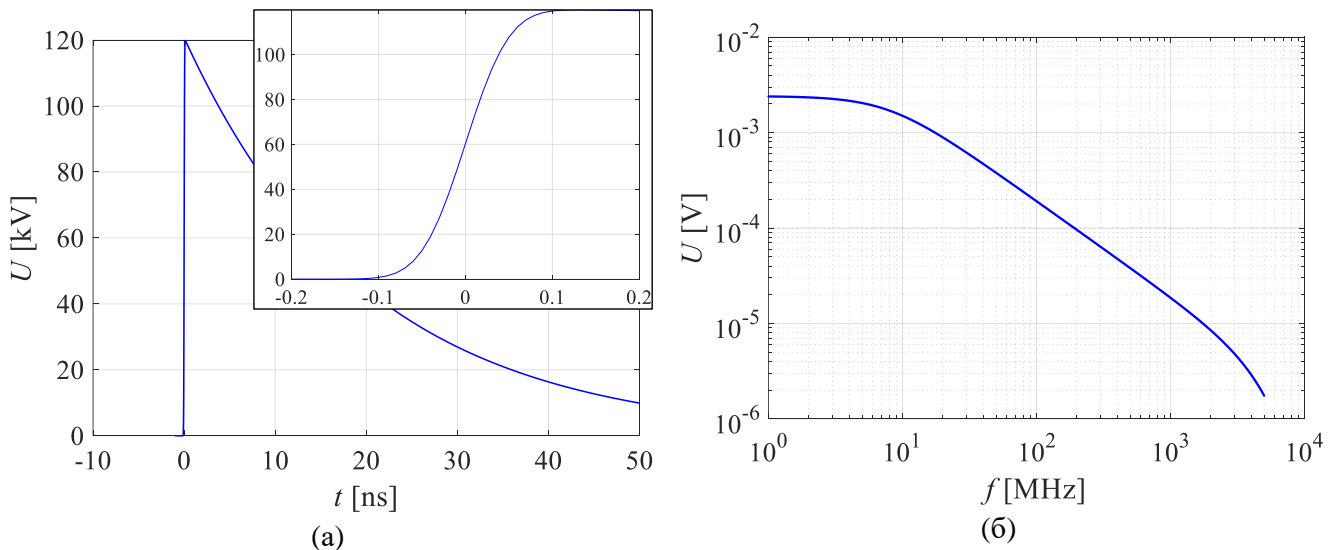
где је V_0 амплитуда импулса, t_d трајање успонске ивице (10% – 90% амплитуде), β однос t_d и трајање опадање напона до 50% амплитуде, а његова Фуријеова трансформација је:

$$V(\omega) = \frac{V_0 t_d}{(\beta + j\omega t_d)} e^{[(1/4\pi)(\beta + j\omega t_d)^2]}. \quad (2.21)$$

Временски облик и његов амплитудски спектар једног оваквог импулса приказани су на слици 2.14. Параметри овог импулса су $V_0 = 120,72 \text{ kV}$, $t_d = 100 \text{ ps}$, и $\beta = 0,005$. Овај импулс коришћен је за побуђивање IRA-е у [52]. Коришћењем израза (2.16) и (2.20) може се доћи до аналитичког израза да израчено електрично поље на жељеном растојању од антене на основу кога се може проценити амплитуда импулса електричног поља који ће IRA израчити. У [52] овим прорачуном добијена је амплитуда од око 5 kV/m на 305 m од IRA-е, а измерена је амплитуда од $4,2 \text{ kV/m}$.

Када се IRA побуди једним оваквим импулсом, у далеком пољу добија се импулс налик импулсу са слике 2.6а, који је по облику приближно представља извод експоненцијалног импулса. Обично се извор пројектује да успонска ивица побудног импулса буде што бржа ради постизања што веће широкопојасности. Главни фактор који утиче на овај параметар је редна паразитивна индуктивност кондензаторског извора. Неке од примена у којима се користе овакви извори су транзијентни радар, испитивање суцептибилности електронских уређаја на ЕМ импулсе, електронско ратовање, и др.

Уколико је за примену битно да средња снага емитованог таласа буде што већа, онда је потребно да учестаност вишеструко поновљеног пражњења буде што већа. Код оваквих система ова учестаност је обично око пар стотина Hz [4], [11], [52], [53]. Показано је да коришћењем тригatrona као прекидача у овим колима постижу се не само веће учестаности вишеструко поновљеног пражњења, већ је и повећана поузданост система због минимизирања заостале енергије у примарном складишту енергије. У [159] постигнута је учестаност емитовања импулса од 600 Hz . У [4] наведено је неколико система који имају учестаност вишеструко поновљеног пражњења од 800 Hz и преко 1 kHz .



Слика 2.14. а) Временски облик аналитичког модела импулса коришћеног у [52] и б) његов амплитудски спектар.

Уколико је потребно генерисати импулс амплитуде стотине kV, уместо коришћења комерцијалних извора једносмерног напона за пуњење високонапонског кондензатора, обично се коло за пуњење пројектује као део UWB система [11]. Најчешће се ово коло пројектује тако да цео UWB систем практично представља Теслин трансформатор, где се на месту трансформатора у секундарном колу налази антена, која генерисани импулс претвара у електромагнетски талас. Примарни извор у оваквом систему јесте кондензатор који се обично помоћу комерцијалног једносмерног извора или батерија и високонапонског прекидача, вишеструко пуни и празни на примар резонантног трансформатора. Овај примарни кондензатор, који се понекад реализује као банка кондензатора, је много веће капацитивности, а много мањег напона од кондензатора који се празни на антену. Нпр. у [11] примарни кондензатор има капацитивност од 50 nF, и он се напуни до 50 kV за око 900 μ s, а 400 μ s касније се преко тригatronа празни на примар резонантног аутотрансформатора са односом 1:22. На излазу се добија напонски облик са амплитудом од око 1 MV којим се пуни кондензатор за пражњење на антену. Временски облик напона којим се помоћу овог извора побуђује IRA налик је оном приказаном на слици 2.14а, само је трајање успонске ивице 180 ps а амплитуда око 1 MV.

Неки UWB системи са IRA-ом користе Марксов генератор као извор кратких импулса великих амплитуда [18], [103], [109], [110], [145], [160]. Марксови генератори се ређе користе од UWB извора у виду Теслиног трансформатора из више разлога [18], [160], а један од њих је што су показали као лошији за веће учестаности вишеструко поновљеног пражњења.

3. Пројектовање и оптимизација IRA-е

У овом поглављу су најпре изложене мотивација, циљеви и методе пројектовања IRA-е са жељеним карактеристикама. Након тога анализиран је значај модификације импедансе антене ради лакшег прилагођења антене помоћу трансформатора импедансе, а затим је урађена процена издржљивости IRA-е на простопериодичне побуде на основу постојеће доступне научне литературе. Следи пројектовање антене помоћу нумеричких анализа, најпре IRA-е са традиционалним краковима, а затим и са тејперованим краковима. Након тога следи анализа антене у временском домену и на крају оптимизација антене.

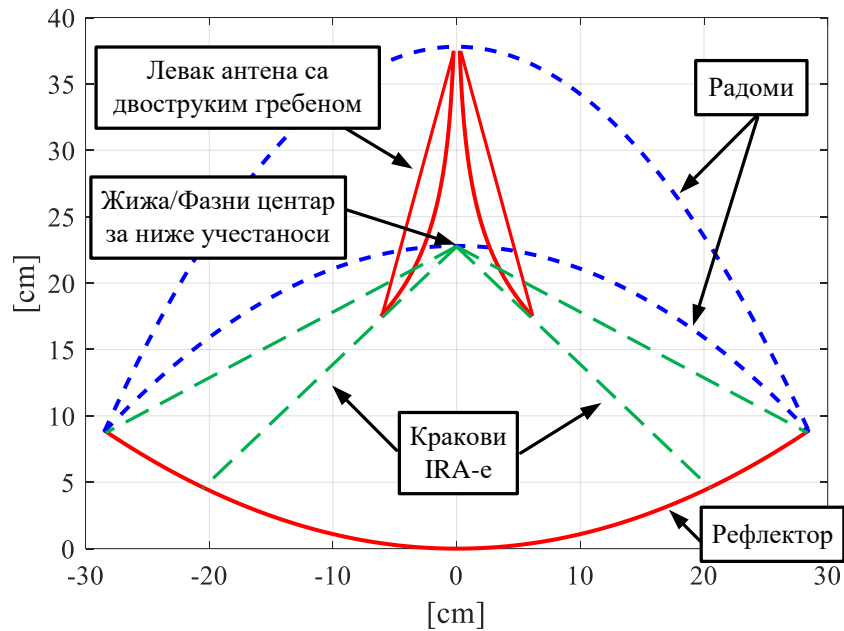
3.1. Мотивација, циљеви и методе пројектовања

Примарни циљ је да се пројектује и конструише IRA за емитовање простопериодичних и сложенопериодичних електромагнетских таласа чија максимална средња (активна) снага мора бити реда величине до неколико стотина вати. Потенцијалне примене оваквих IRA-а су многобројне: испитивање електромагнетске компатибилности (ЕМК), сателитске комуникације, електронско ратовање и друге војне примене, итд.

Овај начин коришћења IRA-е разликује се од конвенционалних примена описаних у 2.5, код којих се IRA користи за емитовање кратких импулса, док се за емитовање простопериодичних ЕМ таласа уобичајно користе левак антене или рефлекторске антене код којих се као примарни извор користи нека врста усмерене антене. Ипак, коришћење IRA-а за емитовање простопериодичних ЕМ таласа може представљати компактније решење у односу на остале рефлекторске антене.

Ово је пре свега изражено у ситуацијама у којима су габарити примарног радијатора слични рефлектору који он побуђује. Наиме, уколико је нпр. потребно остварити декадну широкопојасност (прилагођење на 50Ω у опсегу учестаности 1:10) са доњом граничном учестаности од око 1 GHz, потребно је користити неку врсту широкопојасне усмерене антене као извор, као што су левак антена са двоструким гребеном, Вивалди антена или логпериодична антена. На основу до сада познатих решења, да би поменуте антене могле покрити поменути опсег учестаности, морају бити дужине око 20 cm [161]–[167]. Претпоставимо да се користи рефлектор пречника 50 cm. Коришћењем усмерене антене постављене у жижи, уместо кракова за вођење таласа, могло би повећати висину антене и до неколико пута. На то утиче и однос F/D и то који део изворне антене се налази у жижи.

Уколико се користи радом (чврсти покривач ради механичке заштите и заштите од спољних атмосферских услова, енглески: radar dome, односно radome), онда је ефекат повећања габарита антене још израженији. На слици 3.1 дато је поређење по габариту IRA-е и рефлекторске антене са левак антенном. Рефлектор је пречника 57 cm, а дужина левак антене са двоструким гребеном је 20 cm. На нижим учестаностима фазни центар левак антене са двоструким гребеном биће ближе отвору него почетку антене [168], [169]. У овом примеру узето је да је фазни центар за ниже учестаности постављен у жижи (5 cm од отвора). Значајна разлика у габариту две антене је на датој слици јасно уочљива.



Слика 3.1. Подужни пресеци IRA-е и рефлекторске антене код које се вивлади антена користи као изворна антена нацртани су ради поређења габарита.

У литератури се обично наводи податак да је ефикасност за добро пројектоване рефлекторске антене између 0,55 и 0,65 [3]. Међутим, ту се мисли на антене које као извор користе левак антену која није широкопојасна и код којих је површина рефлектора много већа од површине зрачећег отвора левак антене. У таквим случајевима је лакше постићи да коефицијенти ϵ_{fpe} и ϵ_{ba} (видети поглавље 2.2) буду близу 1. Међутим, када то није случај, онда је за очекивати да ти коефицијенти буду значајно мањи од 1.

Наиме, када је потребно остварити декадну широкопојасност, фазни центар ће се померати дуж антене у њеном радном фреквенцијском опсегу, па ће и коефицијент ϵ_{fpe} у великој мери зависити од учестаности. Ово знатно отежава пројектовање антене. Постоје алгоритми за проналажење оптималне позиције изворне антене да се средња вредност коефицијента ϵ_{fpe} максимизира у датом фреквенцијском опсегу [169], али и у овим ситуацијама на одређеним учестаностима слабљење услед варијације фазног центра може бити и неколико dB.

Што се тиче коефицијента ϵ_{ba} , односно пригушења рефлектованог таласа изворном антенном, када је величина зрачећег отвора левак антене само неколико пута мања од пречника рефлектора, коефицијент ϵ_{ba} је значајно мањи од 1. У [3] је степен пригушења побудном

антенном дато изразом (апроксимација) $\epsilon_{ba} = \left[1 - \frac{1}{\epsilon_t} \frac{A_b}{A_p} \right]^2$, где је ϵ_t коефицијент ефикасности

тејпера, A_b површина отвора изворне антене, A_p , површина рефлектора. Уколико претпоставимо да је $\epsilon_t = 1$, пречник рефлектора 50 cm, а отвор левак антене 15 cm, онда ће однос A_b / A_p бити око 0,25. У том случају је $\epsilon_t = 0,56$. Овај пример показује да није реалистично очекивати да рефлекторске антене које користе широкопојасне левак антене имају ефикасност преко 0,5 када су им димензије отвора упоредиве са димензијама рефлектора. У [170] говори се о ефекту блокирања таласа који емитује рефлектор од стране логпериодичне антене која се користи као примарни радијатор. Показало се да то има значајан утицај на појачање када је логпериодична антена упоредивих габарита у односу на рефлектор.

У сваком случају, целокупан процес оптимизације облика и положаја примарног радијатора у циљу максимизације појачања рефлекторске антене много је отежан тиме што је

потребно покривати широки опсег учестаности, као и због габарита примарног радијатора. У доступној литератури нема великог броја радова о пројектовању широкопојасних извора за рефлекторске антене. Примери објављених радова су [167]–[175], где се као побудне антене користе левак са двоструким гребеном или логпериодична антена, а ефикасност рефлекторских антена се креће између 25 % и 50 %. У [171] процењено је да када се рефлектор побуђује логпериодичном антенном, максимално појачање које се може постићи у случају широкопојасног система је око 2 dB мање у односу на ускопојасни.

Посебна врста рефлекторских антена код којих се уместо у жижу, изворне антене постављају близу центра рефлектора (односно близу подножја система) су Касегрејн (енглески: Cassegrain) антене [57]. Код ових антена се у жижу поставља хиперболични рефлектор (субрефлектор) који рефлектује талас који потиче од примарног радијатора, и овим рефлектованим таласом побуђује се главни рефлектор (параболични рефлектор). Тачније, једна жижа субрефлектора се поставља у жижу главног рефлектора, а у другу се поставља изворна антена. Тиме се добија компактнији систем са краћим системом за вођење таласа до антене, чиме су смањени губици у систему. Међутим, у анализираним случајевима код којих су габарити примарног радијатора упоредиви са габаритима рефлектора, бесмислено је уопште и разматрати могућност коришћења Cassegrain антена. Треба напоменути да је у [69] дата кратка анализа која описује који би били основни принципи приликом пројектовања Cassegrain IRA, али се том пројектовању у овој дисертацији не приступа. У јавно доступној литератури аутор није пронашао примери пројектовања Cassegrain IRA.

Претходна анализа показује да, не само да IRA као класа антена може представљати компактније решење од конвенционалних рефлекторских антена, већ је и због широкопојасне природе система за вођење таласа до рефлектора и фиксног фазног центра у многоме олакшано пројектовање широкопојасне рефлекторске антене.

Такође, IRA-е код којих се користе отпорници између кракова и рефлектора (видети поглавље 2.4.3) задржавају усмерени дијаграм зрачења чак и на учестаностима на којима је пречник рефлектора вишеструко мањи од таласне дужине [120], иако је остварено појачање мање од 0 dBi (првенствено због великих губитака у отпорницима [54]). Ипак, због тога што на овим учестаностима не долази до већих промена у импеданси антене, IRA-е би се могле користити и као пријемне антене, нпр. у оквиру антенских мерења. Због стабилне импедансе, губици у отпорницима би се могли лако компензовати 50-омским нискошумним појачавачем.

Мотивација за пројектовање IRA-е као извора сталних ЕМ таласа настала је из потребе за остваривањем већих нивоа електричног поља приликом испитивања имуности електричних уређаја на простопериодичне и сложенопериодичне електромагнетске сметње у оквиру испитивања електромагнетске компатибилности (ЕМК) уређаја [135]. Наиме, у ЕМК, код ове врсте испитивања обично се користе логпериодичне или левак антене са двоструким гребеном. Разлог је што, пре свега, оне задовољавају захтеве стандарда (нпр. IEC 61000-4-3, CISPR 25, MIL STD, итд.) да испитне антене буду линијски поларизоване. Затим, из практичних разлога неопходно је да то буду усмерене широкопојасне антене. Усмерене да би се лакше обезбедило електрично поље неопходне јачине са ограниченом снагом појачивача снаге, као и да би се минимизирала количина нежељених рефлексија унутар мерног места. Широкопојасне како би се убрзао процес испитивања тиме што би се минимизирао број коришћених антена да се покрије опсег учестаности од једне декаде, а неретко и шири, у коме се врши ово испитивање а који се захтева ради задовољења стандарда. IRA-е задовољавају сва три захтева, а појачање им је, са сличним габаритима, знатно веће од поменутих типова антена. Из тог разлога представљају добру алтернативу овим антенама када је једини начин да се оствари већи ниво електричног поља да се користи антена са већим појачањем.

Тест поставке су у основи исте код свих стандарда који покривају овај тест. Уређај који се испитује поставља се у семианехоичну собу или у Фарадејев кавез. Коришћењем усмерене антене уређај се поставља у простор у коме је успостављено ЕМ поље задате фреквенције, модулације и интензитета електричног поља. Сигнал који се овом антенном претвара у слободан талас генерише се помоћу сигнал генератора, а појача се помоћу појачавача снаге. Сигнали се воде коаксијалним кабловима. Интензитет поља контролише се помоћу излазне снаге сигнал генератора а мери се сондом за мерење интензитета поља. Снага којом се побуђује антена прати се помоћу мерача снаге повезаног на усмерени спрежњак који се поставља на излаз појачивача. Испитивања се раде независно са обе линијске поларизације. Испитивања се у најмању руку врше од 80 MHz до 1000 MHz, а горња гранична фреквенција зависи од типа уређаја који се тестира.

У ЕМК је уобичајно да се испод 1 GHz користе логпериодичне антене, а изнад 1 GHz, уколико је потребно остварити веће нивое електричног поља, левак антене са двоструким гребеном [135]. Разлог је следећи: да би левак антене са двоструким гребеном биле употребљиве у ове сврхе на почетној учестаности од 80 MHz, морале би бити толико великог габарита да би биле веома непрактичне за употребу. Наиме, оне које се користе за учестаности од око 1 GHz, типично су дужине између 20 cm и 30 cm, као нпр. [176] и [177]. Примери комерцијалних левак антене са двоструким гребеном које покривају учестаности од око 200 MHz дате су у [178], а оне су дужине скоро 1 m.

Од поменутих левак антена које су употребљиве за учестаности од око 1 GHz ни једна нема појачање веће од 12 dBi до 10 GHz, а максимално појачање им је око 15 dBi (у опсегу до 18 GHz). С друге стране, IRA са рефлектором од око 50 cm обично се пројектују тако да однос F/D буде између 0,3 и 0,5 (видети поглавље 2.4.1) што резултира укупном дужином антене од око 20 cm. Од IRA-е оваквих димензија је реалистично очекивати појачање од 5 dBi на 1 GHz и око 20 dBi изнад 5 GHz [40], [48].

Наравно, у овом случају би IRA била више него дупло шира од левак антена, али у анехоичним собама где се врше ова испитивања, ширина није критична с обзиром на то да у анехоичну собу морају стати би-лог антене које су доста шире. Примера ради, комерцијална би-лог антена [179] (комбинација лог-периодичне и биконичне антене) широка је 98 cm.

Битно је напоменути да се левак антене са двоструким гребеном пројектују тако да не захтевају нити симетризатор, нити трансформатор импедансе, већ се коаксијални кабл карактеристичне импедансе 50 Ω може директно повезати на антену. IRA захтева систем за напајање који врши обе функције, и овде лежи један од ограничавајућих фактора по питању издржљивости антене на велике снаге. Други фактор су отпорници за прилагођење који се налазе на споју између кракова и рефлектора. С друге стране, левак антене немају резистивних нити реактивних компоненти за прилагођење већ су то структуре сачињене само од добрих проводника и могу да поднесу пар стотина вати према спецификацијама произвођача (ограничења која задају конектори). Стога је један од главних задатака ове дисертације показати да се IRA може пројектовати тако да може да издржи снаге сличне онима које може и левак антена, односно да максимална снага буде ограничена доминантно конектором који се на њу монтира.

Треба напоменути да неки стандарди имају одређене захтеве за униформност поља на месту на коме се поставља уређај који се тестира. Са рефлекторским антенама се ови захтеви не могу испунити због веома усмереног дијаграма зрачења па у овим случајевима су прикладније левак антене са двоструким гребеном. Међутим, уколико се рецимо испитују модули који могу стати у тродецибелску ширину снопа (површина коју на неком растојању од антене пројектује снаг тродецибелске ширине), онда се могу искористити IRA-е, а нарочито уколико је потребно

остварити јака поља од више десетина па и стотина V/m, као по неким стандардима у аутомобилској или војној индустрији.

На основу изложене анализе, постављају се следећи циљеви пројектовања IRA-е:

- Пречник рефлектора не сме бити већи од 60 cm, а укупна дужина не сме прећи 30 cm.
- Доња гранична учестаност антене мора бити барем 700 MHz, а горња барем 10 GHz.
- У оквиру фреквенцијског опсега од интереса остварено појачање IRA-е мора бити веће од 5 dBi на свим учестаностима, веће од 10 dBi изнад 1 GHz и веће од 15 dBi изнад 3 GHz.
- Коефицијент рефлексије мора бити мањи од -10 dB (у односу на номиналну импедансу од 50Ω) у целом радном фреквенцијском опсегу.
- IRA мора имати интегрисани систем за напајање којим би се обезбедило да антена може директно да се повеже на 50-омски извор помоћу стандардних коаксијалних каблова и конектора.
- Антена мора бити у стању да трајно издржава до пар стотина вати средње снаге.

Главни алат који је коришћен за пројектовање IRA-е је софтвер WIPL-D [180]. IRA спада у класу антена чија је проводна површина типично до око $500\lambda^2$ на највишој учестаности, где је λ таласна дужина у слободном простору на посматраној учестаности. Нумеричка анализа ових антена захтева значајне рачунарске ресурсе како би електромагнетско моделовање ове антене било довољно прецизно, па су из овог разлога ове антене све до почетка 2000-их изучаване коришћењем математичких апроксимација и експерименталном анализом карактеристика израђених прототипа. Постојећи рачунарски ресурси дозвољавају детаљнију анализу ових антена нумеричким методама тек у последњој деценији. WIPL-D за нумеричку електромагнетску анализу користи метод момената, заснован на површинској формулацији са функцијама базиса вишег реда за апроксимацију струја. Ово је најефикаснији нумерички метод за анализу антена данас и он је омогућио да се у прихватљивом временском оквиру и коришћењем доступних рачунарских ресурса, довољно прецизно моделује IRA и детаљно испита, утицај свих параметара модела, укључујући и броја кракова, на карактеристике антене. Нумеричке симулације верификоване су експериментално, антенским мерењима.

Треба напоменути да, иако је главни циљ пројектовање IRA-е за емитовање простопериодичних и сложенопериодичних ЕМ таласа, резултати у фреквенцијском домену могу итекако бити од користи и када се она пројектује за емитовање импулса. Анализа у временском домену дата је у поглављу 3.4 која ово и демонстрира.

У првом од наредна два поглавља је најпре анализаран значај спуштања импедансе антене ради лакшег прилагођења антене помоћу трансформатора импедансе, који је пројектован за оптимизовани, тј. финални модел IRA-е. У другом, урађена је процена издржљивости IRA-е на простопериодичне побуде на основу резултата приказаних у [54], показујући да отпорници представљају критичан елемент у том погледу. Такође је и анализирано на који начин модификација импедансе антене може повећати издржљивост антене на побуде великих снага.

Дакле, могућност уклањања отпорника и технике за модификацију импедансе IRA-е представљају срж ове дисертације у погледу остваривања поменутих циљева.

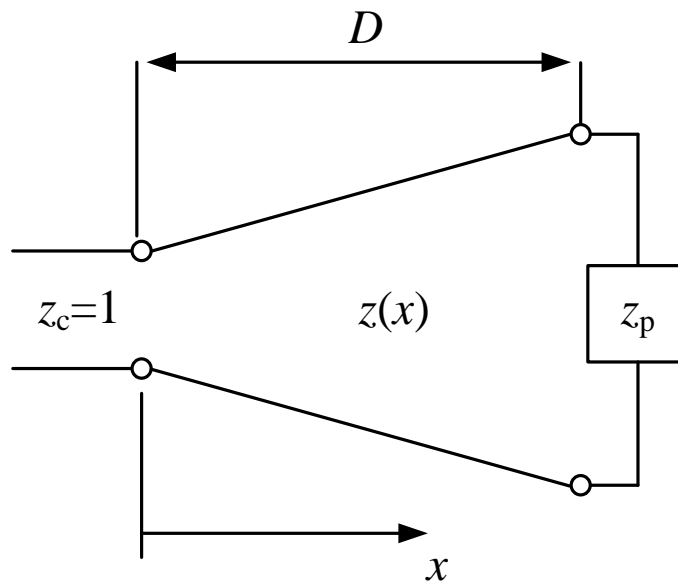
3.1.1. Модификација импедансе IRA-е у циљу лакшег прилагођења на 50-омски систем

У поглављу 2.4.4 описано је неколико система за напајање IRA-е. Међутим, у доступној литератури која покрива и пројектовање система за напајање IRA-а (мрежа за прилагођење и симетризатор) недостаје пројектовање једног типа мреже за широкопојасне прилагођење који је нашироко познат и коришћен за побуду других врста антена много пре појаве IRA-е. У питању

је тејперовани трансформатор импедансе (скраћено тејпер) у микротракастој техници [181]. По потреби, он може уједно представљати и симетризатор [182]–[184]. Управо је овај тип трансформатора импедансе пројектован у овој дисертацији за потребе напајања финалног дизајна IRA-е. Вреди напоменути да Baum у [185] аналитички анализира тејпероване трансформаторе импедансе у оквиру примена где се користе транзијенти, а у [55] представљено је пројектовање коаксијалног тејпера за HIRA-е. У овој дисертацији од интереса су пре свега простопериодичне побуде IRA-а у одређеном фреквенцијском опсегу. У складу са овим је и пројектована мрежа за широкопојасно прилагођење, а пројектована је у техници штампаних водова и то као инвертовани микротракасти вод [186], [187].

Тејперовани трансформатори импедансе су нехомогени водови чија се карактеристична импеданса мења континуално дуж вода (слика 3.2) [181]. На почетку вода карактеристична импеданса одговара импеданси извора, а на крају, импеданси потрошача. Код ових водова се могу поставити две врсте задатка. Први је да се за познати тејпер одреди коефицијент рефлексije на улазу у вод. У [181] анализаране су три врсте трансформатора, и за сваки од њих изведена је формула за коефицијент рефлексije у функцији електричне дужине вода. То су експоненцијални, троугаони и чебишевљев. Назив тејперованог трансформатора не осликава геометрију физичког уређаја, већ указује на облик функције која дефинише како се карактеристична импеданса мења дуж вода. Помоћу ове формуле они се могу дискретно поредити, али се и може наћи потребна дужина вода како би се избегло неприлагођење.

Други задатак је значајно тежи, а састоји се у томе да се за жељени коефицијент рефлексije одреди потребан тејпер. Он се може аналитички решавати помоћу Фуријеове трансформације [181], али уобичајна пракса је да се на основу задатог циља изабере већ постојећа врста тејпера.



Слика 3.2. Тејперовани трансформатор импедансе. Параметри z_c , z_p и $z(x)$ означавају нормализоване импедансе извора (или номиналне импедансе), потрошача (антене) и вода на одређеној позицији дуж вода, респективно.

Јасно је да се за већу електричну дужину тејпера постиже боље прилагођење, као и да се боље прилагођење постиже када се крајња импеданса мање разликује од почетне. Однос улазних коефицијената рефлексije за два тејпера исте дужине где се разликују само крајње импедансе је исти у случају било која од три поменута тејпера и износи:

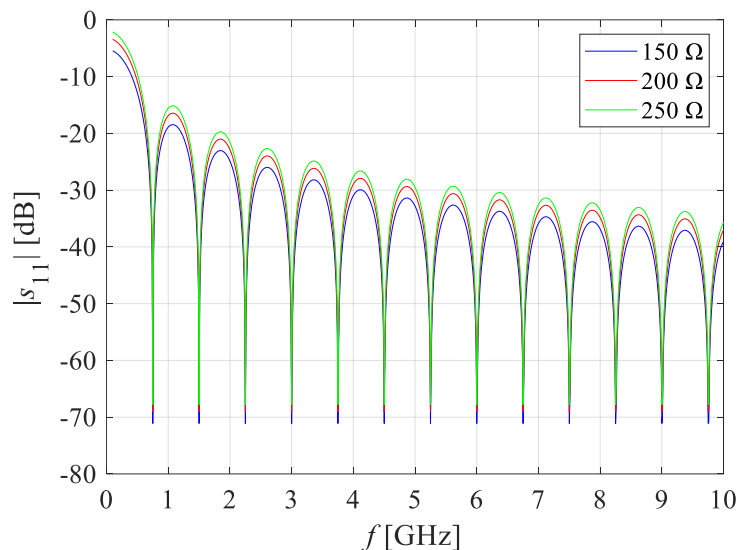
$$\frac{\rho_1}{\rho_2} = \frac{\ln z_{p1}}{\ln z_{p2}}, \quad (3.1)$$

где је ρ коефицијент рефлексије а z_p нормализована импеданса потрошача, тј. антене. Уколико се тејпер пројектује за IRA-у за коју је већ дефинисана фокална дужина, корисно је да импеданса антене која се види у фокалној тачки буде што ближа 50Ω ради лакшег прилагођења. Примера ради, уколико упоредимо коефицијенте рефлексије након прилагођења у случају две IRA-е са импедансама од 200Ω и 150Ω , коефицијент рефлексије је на основу израза (3.1) 21 % нижи у другом случају, и овај однос важи на свим учестаностима.

На учестаностима на којима је $D < \lambda/2$, експоненцијални тејпер представља најбољи избор, јер се њиме најбрже постиже прилагођење [181]. Како би се проверила могућност коришћења овог тејпера за IRA-е где је пречник рефлектора реда величине $0,5 \text{ m}$ искоришћена је једначина из [181]. У доступној литератури, за рефлекторе ових димензија, није познат ни један дизајн IRA-е где је однос F/D мањи од $0,3$. Стога, анализа је урађена за тејпер дужине $0,3 \times 0,5 \text{ m} = 15 \text{ cm}$. На слици 3.3 приказан је резултат прорачуна коефицијента рефлексије на учестаностима од 100 MHz до 10 GHz за три импедансе IRA-е – 150Ω , 200Ω и 250Ω (опсег у коме се импедансе IRA-а са четири крака крећу у доступној литератури). Резултат показује да је у сва три случаја коефицијент рефлексије мањи од -10 dB изнад 700 MHz . У случају $Z_p = 150 \Omega$, коефицијент рефлексије је мањи од -10 dB изнад 550 MHz , у случају $Z_p = 200 \Omega$ изнад 650 MHz , а у случају $Z_p = 250 \Omega$ изнад 680 MHz . На основу анализе из претходног параграфа, коефицијент рефлексије за највећу импедансу је 46% већи од оног за најмању, односно $3,28 \text{ dB}$, на свим учестаностима, а ово се и види на слици 3.3. Ово значи да се око дупло више снаге рефлектује.

Овај резултат потврђује могућност коришћења тејперованог трансформатора импедансе за димензије IRA-е и фреквенцијски опсег који је од интереса у овој дисертацији, и указује на значај модификације импедансе антене како би се омогућило лакше прилагођење. Треба напоменути да је ова анализа рађена пре пројектовања самог тејпера за IRA-у како би се потврдила могућност коришћења овог типа широкопојасне мреже за прилагођење у фреквенцијском опсегу од интереса. Финални прототип тејпера има линеарни геометријски профил (поглавље 4.2), код кога промена импедансе дуж вода није описана експоненцијалном функцијом, али се њиме постигао претходно дефинисани циљ па је једноставности ради он употребљен код финалног дизајна антене.

Треба напоменути да је прорачун чији су резултати дати на слици 3.3 урађен за ваздушни (микротракасти) тејпер, што је екстремни случај по питању електричне дужине. Коришћењем супстрата релативне пермитивности нпр. $\epsilon_r = 2,2$, електрична дужина тејпера продужена је за $\sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{2,2} \approx 1,5$ пута [188].



Слика 3.3. Поређење коефицијената рефлексије у случају експоненцијалног тејпера дужине 15 cm за три различите импедансе потрошача.

3.1.2. Анализа издржљивости IRA-е на простопериодичне сигнале великих средњих снага

Уколико се изузме конектор за повезивање антене са коаксијалним каблом, постоје два главна ограничавајућа фактора када је у питању способност антене да издржи стотине вати простопериодичног сигнала. То су отпорници за прилагођење и систем за напајање (симетризатор и трансформатор импедансе).

Као што је већ објашњено, отпорници за прилагођење умећу се између кракова и рефлектора, обично близу тачке спајања кракова са рефлектором. У [54] дат је резултат нумеричког прорачуна ефикасности IRA-е моделоване користећи савршено проводне површине и која садржи отпорнике за прилагођење у виду δ -процепа [3], [54] а на месту споја кракова са рефлектором. Овај прорачун показао је да, како се учестаност напајања IRA простопериодичним сигналом смањује, тако се снага која се дисипира у отпорницима нагло повећава.

На основу прорачуна у [54], 50 % снаге се изгуби у виду Џулових губитака када је $D/\lambda < 0,7$ (оквирни податак с обзиром да је резултат прочитан са графика), а 25 % када је $D/\lambda < 2,5$. Уколико узмемо нпр. да је пречник рефлектора 57 cm (пречник прототипа у овој дисертацији, пречник прототипа и нумеричких модела у [40], [41]), 50 % снаге се губи у отпорницима испод 300 MHz, а 25 % испод 900 MHz. Треба напоменути да су ово подаци дати за модел антене са једним паром кракова (центрираним).

Конструкцијски најједноставније решење је да се на краку који је израђен у штампаној техници направи процеп близу рефлектора и ту залепи SMD отпорник, као нпр. у [41]. Како је за SMD отпорнике уобичајна максимална декларисана снага реда величине 0,125 – 0,5 W, антена из претходног примера би могла издржати максималну снагу од 2 W на 300 MHz, а 4 W на 900 MHz. Уколико се користе 4 крака, претпостављајући исту ефикасност антене, онда су ове снаге дупло веће јер се због симетрије снага дисципирана у отпорницима равномерно распореди на дупло већем броју отпорника.

Наравно, издржљивост отпорничке мреже за прилагођење на простопериодичне побуде се на једноставан начин може повећати повезивањем више отпорника у паралелу [131]. Коришћењем n отпорника (где би отпорност сваког била n пута већа од отпорности у случају коришћења једног отпорника) максимална снага антене повећа се теоријски n пута.

Ипак и са паралелном везом SMD отпорника, да би се достигла максимална снага антене од неколико стотина вати, морао би се користити велики број отпорника на сваком од кракова, реда величине више десетина отпорника. Ово није добро решење јер ограничава слободу при пројектовању кракова, а и питање је како би се овакво коло понашало при простопериодичним побудама учестаности реда величине 1 GHz због расподеле струје по краку.

Уместо да се сви отпорници повежу у паралелу, алтернативно се може користити комбинација редне и паралелне везе. Наравно, ово додатно компликује процес пројектовања и исто тако се отежава нумеричко моделовање и тиме се вероватноћа за озбиљније неслагање карактеристика прототипа са прорачунатим карактеристикама додатно повећава.

Да би се смањио број отпорника, уместо SMD отпорника се могу користити стандардни отпорници (енглески: through-hole), чије максималне снаге обично достижу пар вати. У пракси где се IRA користи у сврхе које захтевају да IRA буде издржљива на јаке импулсне побуде управо се ови отпорници најчешће и користе [51]. У оваквим применама улогу игра не само максимална декларисана снага отпорника, већ максимални напон за који не долази до оштећења отпорника услед пробоја, као и максимална енергија претворена у топлоту пре него што дође до трајног оштећења.

Ипак, и поред добрих постигнутих резултата у погледу појачања, недостаје детаљно истраживање утицаја оваквих отпорника на импедансу антене због њихових паразитних индуктивности и капацитивност. У сваком случају, компликују конструкцију антене и стварају већу дискрепанцу између нумеричког модела и прототипа што отежава пројектовање.

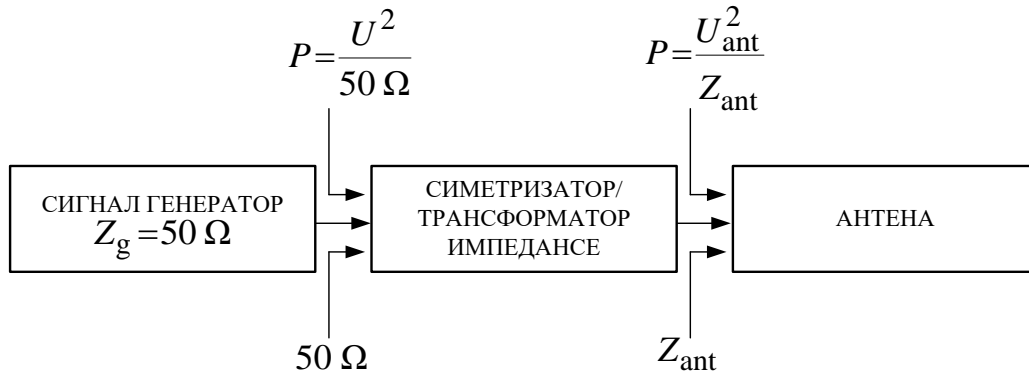
У доступној литератури недостају детаљнија испитивања утицаја отпорника на карактеристике антене, нарочито за простопериодични режим побуде, било експериментална, било нумеричка. У овој дисертацији ово је један од главних задатака јер, уколико примена антене то дозволи, уклањањем отпорника уклања се главни ограничавајући фактор издржљивости антене не само на континуалне побуде, већ и када се антена користи у импулсном режиму. Уз то, њихово уклањање би прилично олакшало пројектовање и конструкцију антене.

Уколико примена ипак захтева коришћење отпорника за прилагођење, један потенцијални начин да се повећа максимална снага је да се смањи оптерећење на самим отпорницима кроз повећање броја кракова. У овој дисертацији детаљно је испитан утицај броја кракова на карактеристике антене али и у којој мери се може очекивати смањење дисципиране снаге у виду Цулових губитака по отпорнику.

Други ограничавајући фактор је систем за напајање. У одељку 2.4.4 описано је више различитих система за напајање IRA, а избор одговарајућег система највише зависи од намене IRA за коју се систем пројектује. У овој дисертацији биће изложено пројектовање система за напајање у микротракастој техници у виду тејпера. Како је један од задатака да издржљивост антене на простопериодичне побуде буде стотине вати, корисно је да ширина водова овог тејперованог система за напајање буде што већа ради бржег хлађења. На основу теорије микротракастих водова [188], шири водови дају нижу карактеристичну импедансу. Ово значи да би се системом за напајање пројектованим за IRA са нижом импедансом могле пренети веће снаге у односу на систем пројектован за IRA са већом импедансом.

IRA са нижом импедансом (односно импедансом ближом 50Ω) је боља опција и када се IRA користи у импулсном режиму. Први разлог је то што омогућава релаксиранији дизајн фокалне регије у погледу издржљивости на пробој [140]. На основу скице система у коме се IRA побуђује сигналом генератором преко симетризатора и трансформатора импедансе (слика 3.4) однос напона у фокалној регији две антене једнак је квадратном корену односа њихових импеданси (ради једноставности ова анализа подразумева да су импедансе антена чисто

резистивне) за исту снагу антене, $\frac{U_{ant1}}{U_{ant2}} = \sqrt{\frac{Z_{ant1}}{Z_{ant2}}}$. Уколико упоредимо IRA-у са импедансом од 200 Ω и IRA-у са импедансом од 150 Ω , за исту снагу антене се код IRA-е са нижом импедансом развије $\sqrt{\frac{4}{3}} \approx 1,15$ мањи напон у фокалној регији.



Слика 3.4. Скица система са импедансама и снагама на различитим позицијама дуж система.

Други разлог је то што, уколико се користи систем за напајање са Т-спојем (поглавље 2.4.4), мања импеданса антене омогућава коришћење коаксијалних каблова мање карактеристичне импедансе, што омогућава пренос импулса већег максималног напона, а да не дође до пробоја диелектрика. Наиме, карактеристична импеданса коаксијалног вода се може апроксимирати са [188]:

$$Z_c \approx \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a}, \quad (3.2)$$

а максимални напон који вод може издржати је:

$$U_{max} = E_{cr} a \ln \frac{b}{a}, \quad (3.3)$$

где је E_{cr} критично електрично поље, ϵ_r релативна пермиитвност диелектрика, b спољашњи и a унутрашњи полупречник проводника вода. Како би два коаксијална вода истог габарита и испуњена истим диелектриком упоредили по максималном напону, исказаћемо изразе тако да не зависе од унутрашњег полупречника и упоредити их:

$$\frac{U_{max1}}{U_{max2}} = \frac{E_{cr} a_1 \ln \frac{b}{a_1}}{E_{cr} a_2 \ln \frac{b}{a_2}} = \frac{\frac{b}{\frac{Z_{c1} \sqrt{\epsilon_r}}{60}} \frac{Z_{c1} \sqrt{\epsilon_r}}{60}}{\frac{b}{\frac{Z_{c2} \sqrt{\epsilon_r}}{60}} \frac{Z_{c2} \sqrt{\epsilon_r}}{60}} = \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \frac{e^{\frac{Z_{c2} \sqrt{\epsilon_r}}{60}}}{e^{\frac{Z_{c1} \sqrt{\epsilon_r}}{60}}} = \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} e^{\frac{\sqrt{\epsilon_r}}{60} (Z_{c2} - Z_{c1})}. \quad (3.4)$$

Уколико је релативна пермитивности 2,1 (типично за тefлон), прва карактеристична импеданса 100 Ω , а друга 75 Ω , однос максималних напона је око 3/4. Претпоставимо да је потребно напајати IRA-у од 200 Ω , и IRA-у од 150 Ω . У том случају је потребно користити 100-омске и 75-омске каблове, респективно. То значи да се IRA-а од 200 Ω може побудити напонским импулсом знатно мање амплитуде у поређењу са IRA-ом од 150 Ω .

Ова анализа наравно важи и када се IRA коаксијалним каблом директно повезује на изворе импулсних побуда без интерне импедансе од 50 Ω [11], [13]. У овим случајевима, уколико то примена дозвољава, обично се користи HIRA јер не захтева симетризатор. Алтернативно, IRA се директно на извор може повезати на начин описан у [132], где се спољашњи проводник коаксијалног кабла залема уз један од кракова и на тај начин оствари симетрично напајање, али без трансформације импедансе.

У сваком случају, било да се IRA побуђује импулсним или простопериодичним побудама, смањење импедансе повољно утиче на издржљивост антене, а један од начина на који би се ово могло остварити је повећање броја кракова. Уколико би се користила IRA са отпорницима, већи број кракова би могао смањити и снагу која се развија на појединачном отпорнику. Тиме би се такође утицало на повећање издржљивости антене на јаке побуде.

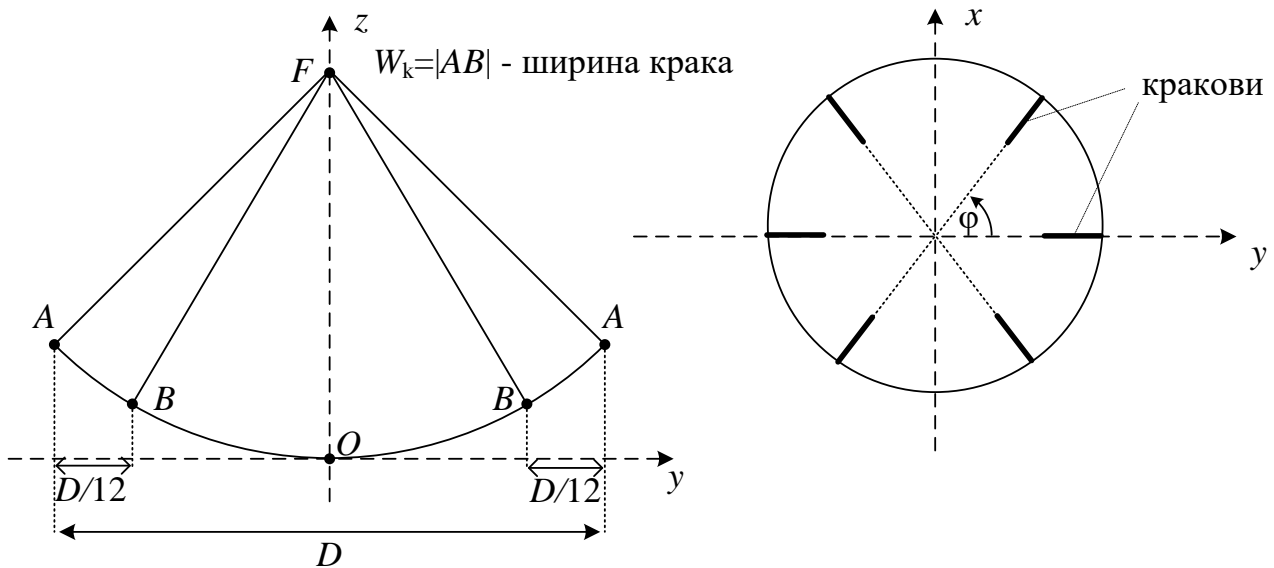
3.2. Пројектовање IRA-е са традиционалним краковима

У [40] објављеном 2006. године, по први пут је урађена детаљна карактеризација IRA-е помоћу 3D ЕМ модела, а дати су и резултати експерименталне верификације (мерењем израђеног прототипа) неких од нумеричких прорачуна, у временском и фреквенцијском домену. Иако ово није први рад где се IRA анализира на овај начин, први је у коме су презентовани резултати за блиско и далеко поље, расподела струја по рефлектору и краковима, импеданса антене, дијаграми зрачења у E и H -равни на више учестаности, детаљно анализиран утицај концентрисаних компоненти за прилагођење и дато је детаљно поређење нумеричког модела са прототипом. У [40] коришћен је традиционални облик кракова (поглавље 2.4.2), па је најпре одлучено да се у првој итерацији пројектује, изради и измери IRA са овим типом кракова, и ових димензија рефлектора, ради лакшег поређења. На овај начин би се стекао увид у потребну прецизност симулација и ограничења мерног места и расветлили би се конструкцијски детаљи који би у следећој итерацији омогућили прецизније електромагнетско моделовање и бољу конструкцијску реализацију. Одлучено је да се пројектује IRA са рефлектором пречника 57 cm ради лакшег поређења са [40].

Циљ је најпре испитати како број кракова утиче на импедансу и појачање антене, а затим како угао између кракова, облик крака и однос жижне даљине и пречника рефлектора утичу на ове карактеристике. Пожељно је да финални модел, на бази кога ће бити израђен прототип, има што боље усмерено појачање, а да при том импеданса антене буде максимално приближена импеданси система (50 Ω) и стабилна (минимална варијација реалног и имагинарног дела комплексне импедансе антене) ради лакшег прилагођења. Геометријски параметри IRA-е са традиционалним краковима дати су на слици 3.6, а кораци у пројектовању су следећи.

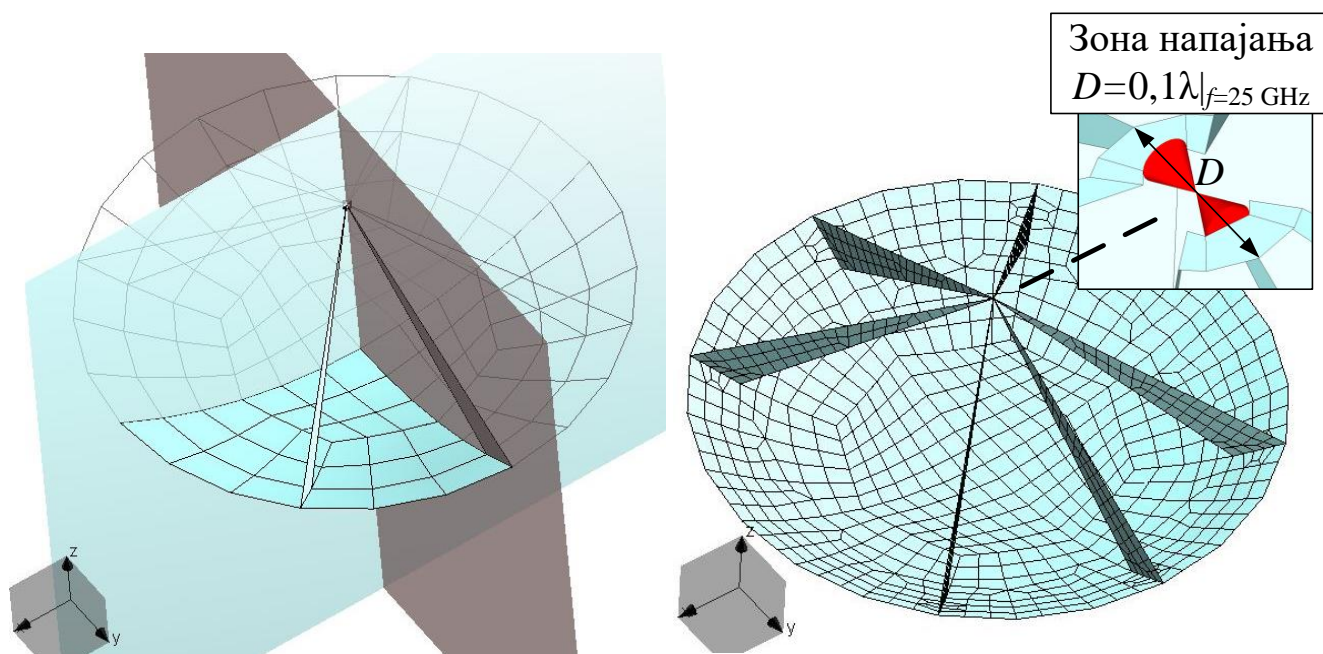
1. Почети са $F/D = 0,4$ (као у [40]) за ширину крака $W_k = 5,67$ cm, који се добије када је пројекција на y -осу $D/12$. Моделовати IRA-у са 2, 4, 6, 8, 12, 16, и 20 кракова и прорачунати импедансу и појачање у правцу максималног зрачења (код свих модела угао између кракова је $\phi = 360^\circ/n$, где је n број кракова). Изабрати оптималан дизајн за даљу анализу.

2. Испитати утицај угла између кракова на карактеристике антене и изабрати оптималан дизајн за даљу анализу.
3. Испитати утицај облика крака на карактеристике и изабрати оптималан дизајн за даљу анализу.
4. Испитати утицај F/D на карактеристике и изабрати модел за даљу анализу.
5. Пројектовати систем за напајање који би служио и као симетризатор и као трансформатор импедансе како би IRA могла да се повеже на 50-омски систем.
6. Израдiti прототип и измерити његове карактеристике.



Слика 3.5. Геометријски опис IRA-е са традиционалним краковима.

На слици 3.6 приказан је један од нумеричких модела и његова финална подела на четвороуглове (енглески: mesh). У питању је модел са 6 кракова. Рефлектор је моделован са 6 страница по квадранту, а моделована је само једна четвртина због двоструке симетрије и тиме је број непознатих смањен четири пута. На слици 3.6 дат је и увеличан приказан зоне напајања. Максимална линеарна димензија зоне напајања износи $\lambda/10$ на највећој учестаности на којој је рађена нумеричка анализа (25 GHz).

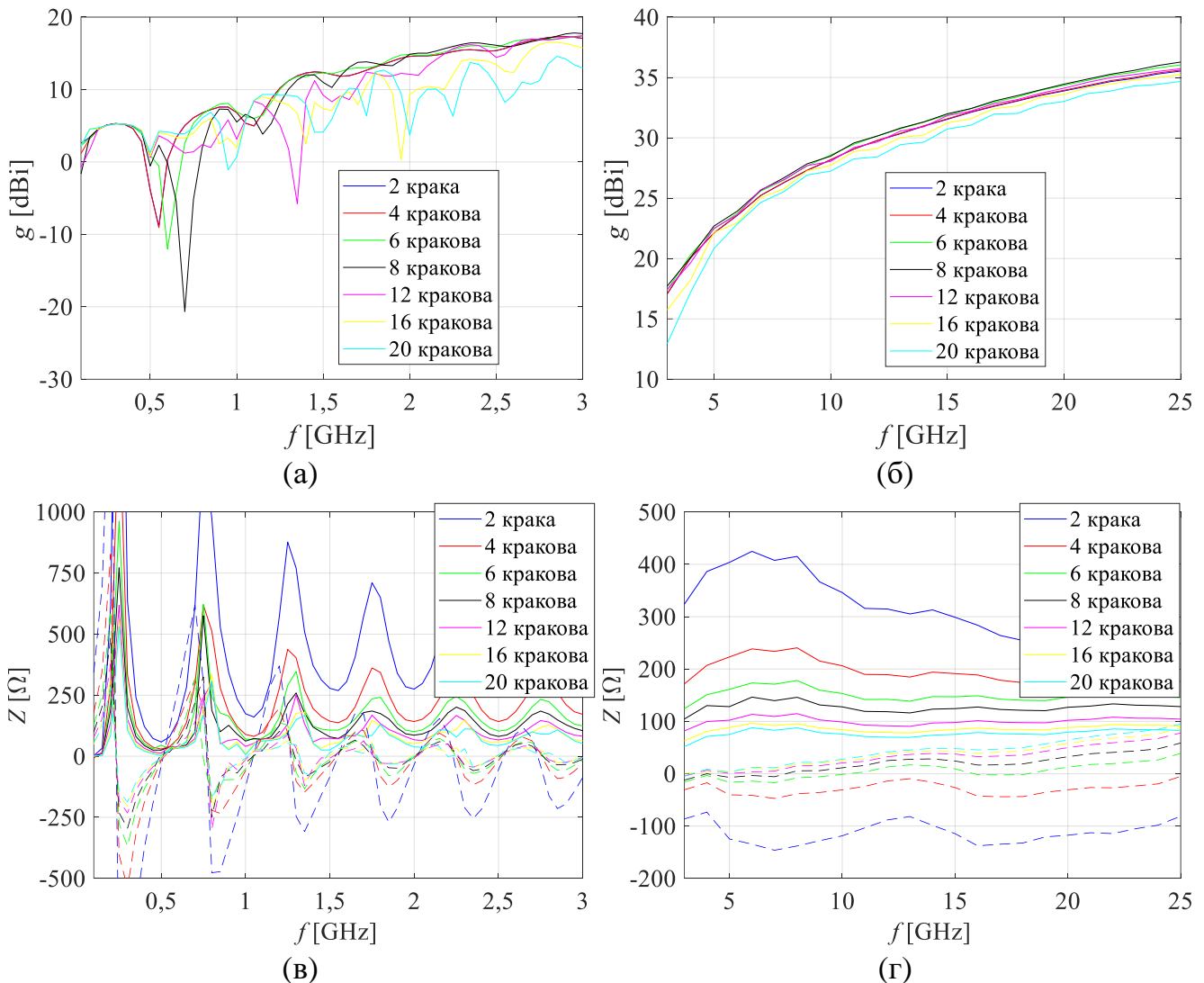


Слика 3.6. Пример нумеричког модела IRA-е са традиционалним краковима; подела на четвороуглове и увеличани приказ зоне напајања.

Изабрано је да корак у фреквенцијској анализи буде 50 MHz, до кога се дошло експериментално (постепеним смањивањем корака) и који представља одговарајући компромис између времена потребног за нумеричку анализу једног модела и могућности да се испрате скоковите промене импедансе на учестаностима испод 3 GHz. Изнад ове учестаности, довољно је узети корак од 1 GHz. Све симулације у овом одељку рађене су управо са овим корацима. Почетна учестаност анализе је 100 MHz, а крајња 25 GHz (референтна учестаност анализе [180]). У подешавањима у софтверу је задато да максимална димезија плочица које чине рефлектор буде 2λ , а оних које чине крак 1λ . У зони напајања користе се жице у облику конуса код којих је почетни полупречник 0, а крајњи $\lambda/20$. Ради поједностављења конструкције прототипа, у моделу су изостављени отпорници између кракова и рефлектора. Тачније, кракови су кратко спојени са рефлектором.

На слици 3.7 приказани су резултати симулација који показују како се карактеристике антене мењају са порастом броја кракова, док се остали геометријски параметри држе константним. Резултати показују да, повећање број кракова има неповољан утицај на појачање. Међутим, изнад 700 MHz разлика у појачању антена са 2 до 8 кракова је мања од 1 dB. Повећањем броја кракова изнад 8 долази до очигледне деградације појачања, што по питању опадања појачања у целом анализираном фреквенцијском опсегу, што по питању наглих пропада у појачању изнад 700 MHz. С друге стране, већи број кракова спушта и стабилише резистансу (реални део комплексне импедансе антене). Такође стабилише и реактансу. Изнад 3 GHz, за IRA-е са више од 6 кракова, реактанса почиње да расте са порастом учестаности. Због овога, али пре свега због драстично слабијег појачања, IRA-е са више од 8 кракова одбачене су као кандидати за даљу анализу, иако резистанса IRA-е са 20 кракова варира близу 50 Ω . IRA-е са 4, 6 и 8 кракова све имају по 1 дубоки пропад (слика 3.7а) у појачању испод 700 MHz, на 550 MHz, 600 MHz и 700 MHz, респективно. Како су импедансе антене значајно ниже у случају IRA-а са 6 и 8 кракова (варирају око 150 Ω и 125 Ω , респективно) у односу на IRA-е са 2 и 4 (варирају око 450 Ω и 250 Ω , респективно), ове антене предстаљају најбоље потенцијалне кандидате за

даљу анализу имајући у виду задате циљеве. Између ове две, IRA са 6 кракова изабрана је као оптимални кандидат, иако има нешто већу резистансу. Разлог је што јој је први пропад у појачању на нижој фреквенцији у односу на IRA-у са 8 кракова.



Слика 3.7. Утицај броја кракова на карактеристике IRA-е. а) Појачање до 3 GHz, и б) од 3 GHz до 25 GHz. в) Импеданса до 3 GHz, и г) од 3 GHz до 25 GHz.

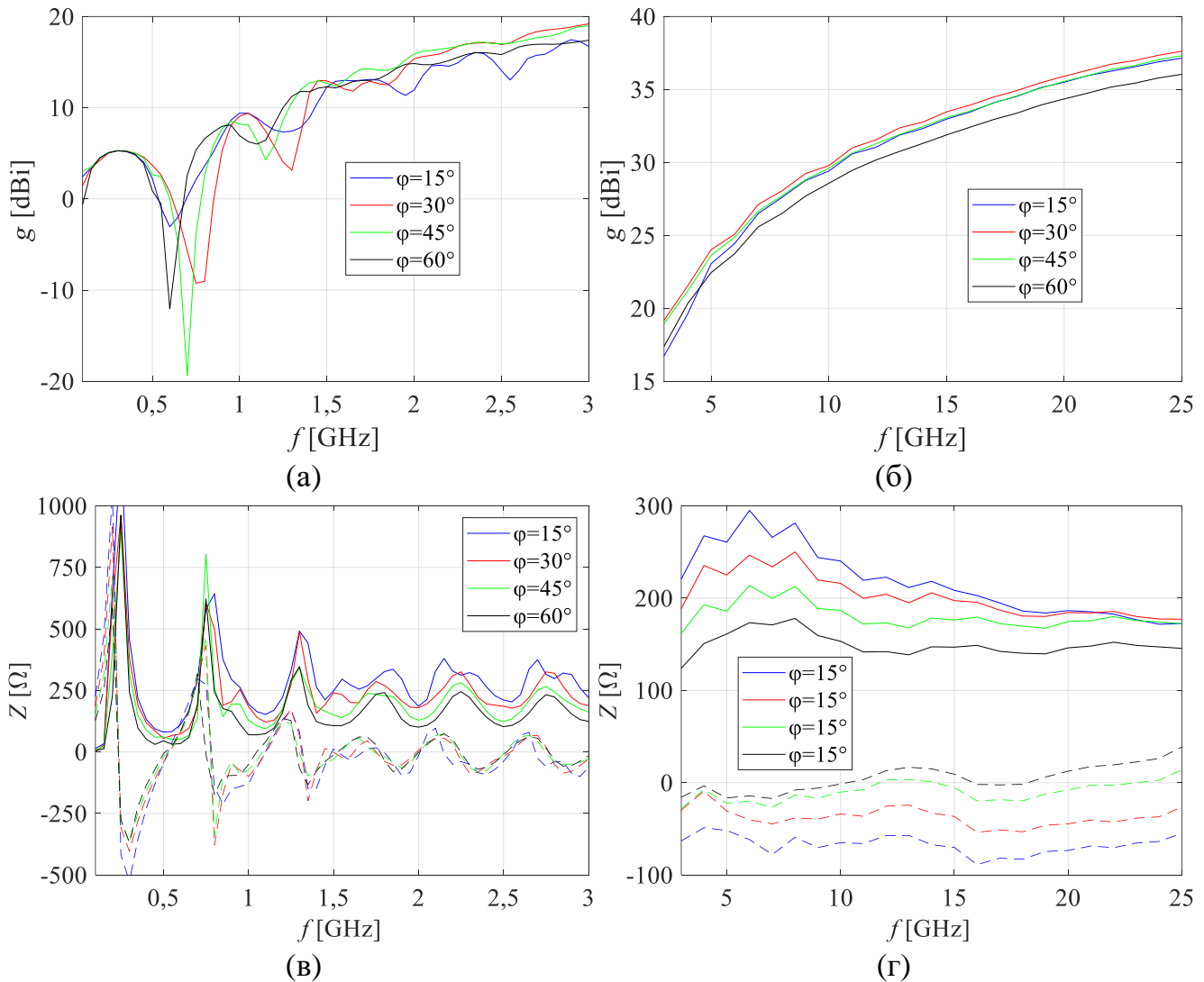
Следећи корак је да се оптимизује угао између кракова како би се максимизирало појачање, али да се при томе драстично не поквари импеданса. Симулације су урађене за 4 вредности ϕ , 15° , 30° , 45° и 60° . На слици 3.8 су приказани резултати ових симулација.

Веће ϕ даје нижу и стабилнију резистансу. Изнад 3 GHz веће ϕ даје веће реактансе, док су испод 3 GHz оне веома сличне. Највеће појачање се добије за $\phi = 30^\circ$ и $\phi = 45^\circ$, а најмање за $\phi = 60^\circ$. Како је импеданса нижа и стабилнија у случају $\phi = 45^\circ$ (у поређењу са моделом где је $\phi = 30^\circ$), а разлика у појачању мала (мања од 0,5 dB изнад 3 GHz), овај модел је изабран за даљу анализу.

У следећем кораку испитан је утицај облика крака, тачније дужине $W_k = |AB|$ (видети слику 3.5), на карактеристике антене. Резултати приказани на слици 3.9 показују да шири крак углавном даје стабилнију импедансу, али испод 3 GHz углавном неповољно утиче на појачање.

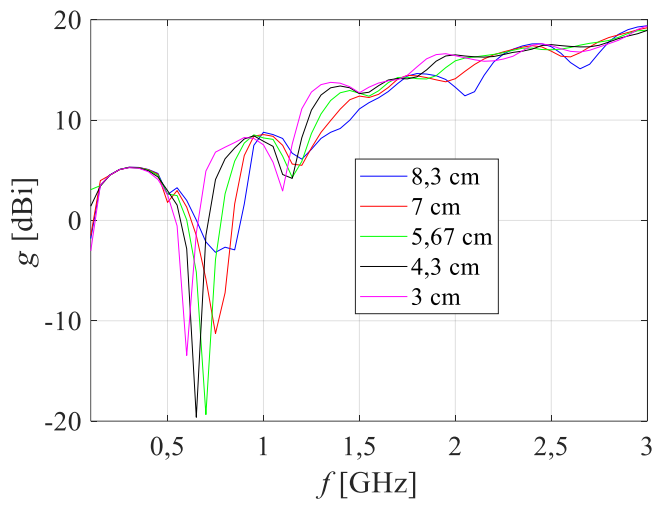
Почетна вредност за W_k даје задовољавајући компромис између појачања и стабилности импедансе, па је овај параметар је остао непромењен.

У финалном кораку испитан је утицај F/D на карактеристике антене. Резултати су дати на слици 3.10. Резултати показују да у случајевима када је $F/D < 0,4$, пропади у појачању су дубљи у опесгу од 1 GHz до 3 GHz него у осталим случајевима. Вредност од 0,4 даје углавном најстабилнији импедансу и задовољавајуће појачање, па овај геометријски параметар није промењен.

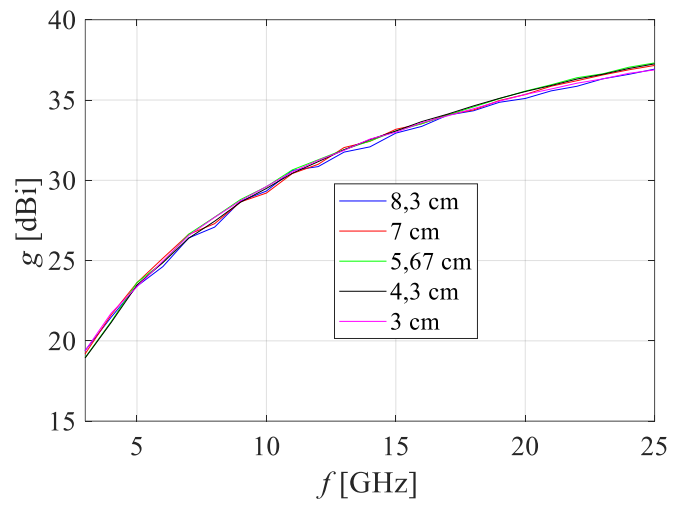


Слика 3.8. Утицај угла ϕ на карактеристике IRA-е. а) Појачање до 3 GHz, и б) од 3 GHz до 25 GHz. в) Импеданса до 3 GHz, и г) од 3 GHz до 25 GHz.

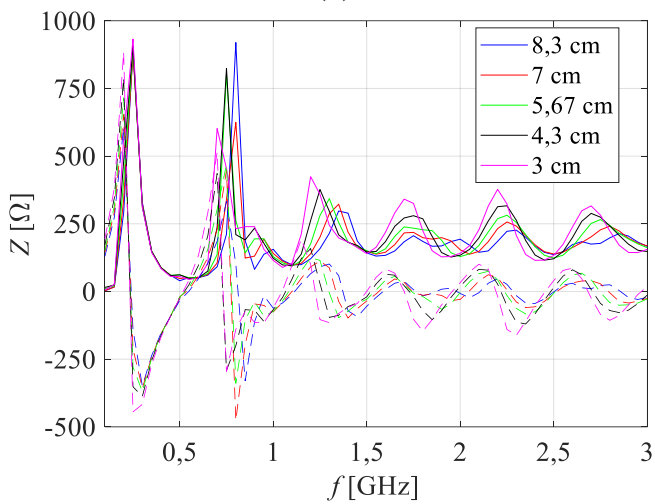
У поређењу са IRA-ом из [40], пројектована IRA има сличне перформансе по питању усмереног појачања, али нижу и стабилнију импедансу, што омогућава лакше прилагођење на 50-омски систем. У ту сврху, за ову IRA-у пројектован је симетризатор и трансформатор импедансе (начин пројектовања описан је у поглављу 4) и израђен је прототип (поступак израде описан је у поглављу 5).



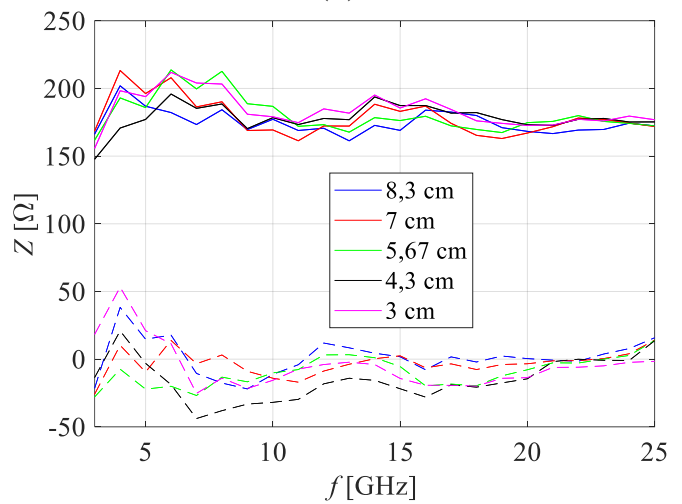
(a)



(б)

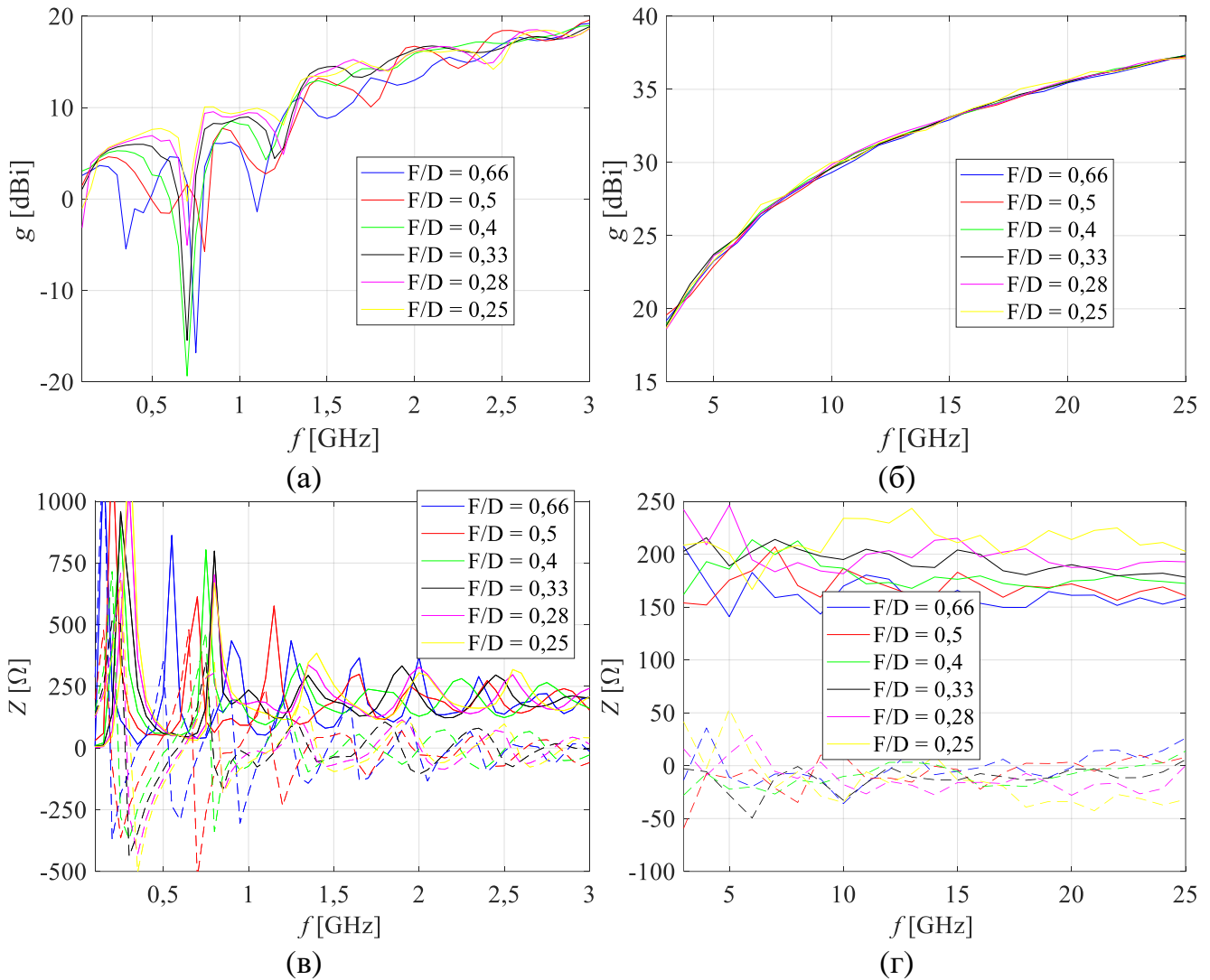


(в)



(г)

Слика 3.9. Утицај ширине крака на карактеристике IRA-е. а) Појачање до 3 GHz, и б) од 3 GHz до 25 GHz. в) Импеданса до 3 GHz, и г) од 3 GHz до 25 GHz.



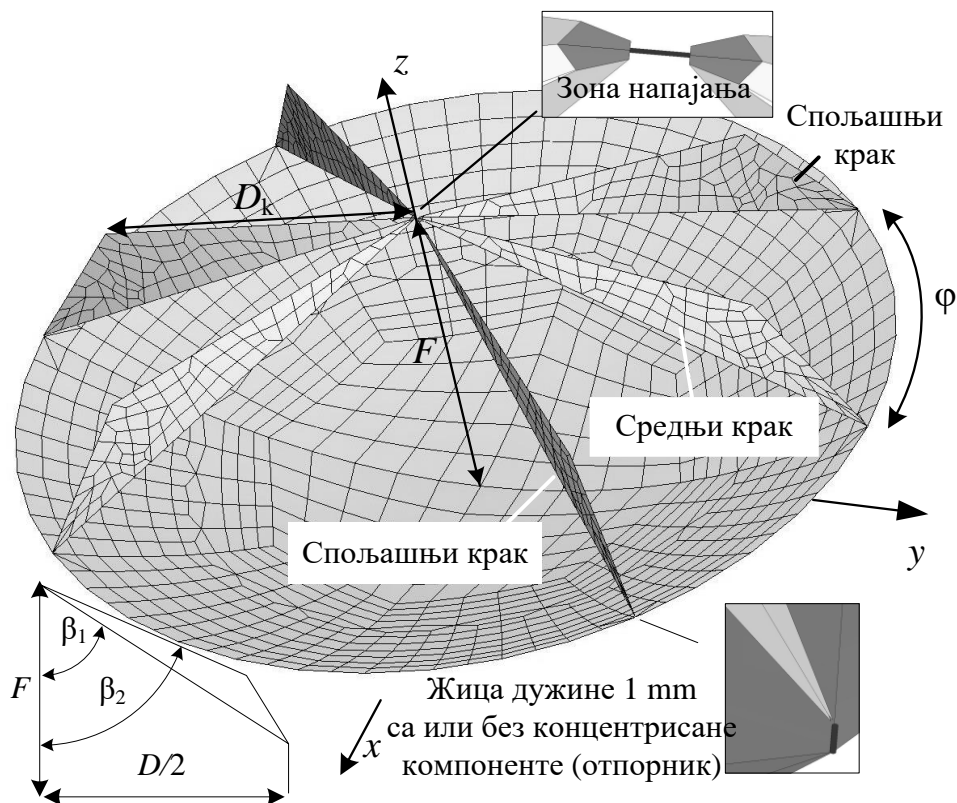
Слика 3.10. Утицај односа F/D крака на карактеристике IRA-е. а) Појачање до 3 GHz, и б) од 3 GHz до 25 GHz. в) Импеданса до 3 GHz и г) од 3 GHz до 25 GHz.

3.3. Пројектовање IRA-е са тејперованим краковима

У [41] су по појачању упоређене IRA-е са традиционалним, двоструко тејперованим и једноструко тејперованим краковима (видети поглавље 2.4.2). Резултати нумеричких симулација у [41] показали су да изнад 700 MHz антене са тејперованим краковима углавном имају боље појачање од антена са традиционалним краковима, док су у међусобном поређењу перформансе сличне. Ово је први разлог због чега се у овом поглављу пројектовање и оптимизација антене ради се са тејперованим краковима, конкретно, са једноструко тејперованим краковима.

Други разлог је што конструкцијски поједностављује антену. Тејперован крак се са рефлектором повезује само у једној тачки, уместо повезивања дуж целе ивице крака. Такође је лакше уметнути отпорнике уколико је то потребно.

Трећи разлог је што једноструко тејперовани кракови, при фиксираним пречнику рефлектора и фокалне дужине, дају још један степен слободе при пројектовању. Док је код традиционалних кракова могуће мењати само ширину странице која се спаја са рефлектором, код тејперованих је могуће мењати параметре D_k и β_2 (слика 3.11).



Слика 3.11. Симулациони модел IRA-е са тејперованим краковима и његови геомтријски параметри [35].

Параметри нумеричких симулација у великој мери остају исти с обзиром на добро слагање прорачунатог и измереног дијаграма зрачења у претходном поглављу, сем следећих измена.

- Симулације се раде од 100 MHz до 10 GHz са кораком од 50 MHz, што даје укупно 199 тачака. Дакле, симулације су доста детаљније, али је фреквенцијски опсег у коме се раде анализе скраћен због ограничења антенског мерног места, као и због превеликог утицаја ограничења технологије израде прототипа на саме резултате.
- Одређене симулације укључиваће и отпорнике у виду жице дужине 1 mm са концентрисаним оптерећењем (отпорником од 200 Ω).
- Зона напајања је моделована тако да димензије одговарају плочици за спајање кракова код физичког прототипа који смо планирали да конструишемо ради експерименталне верификације.

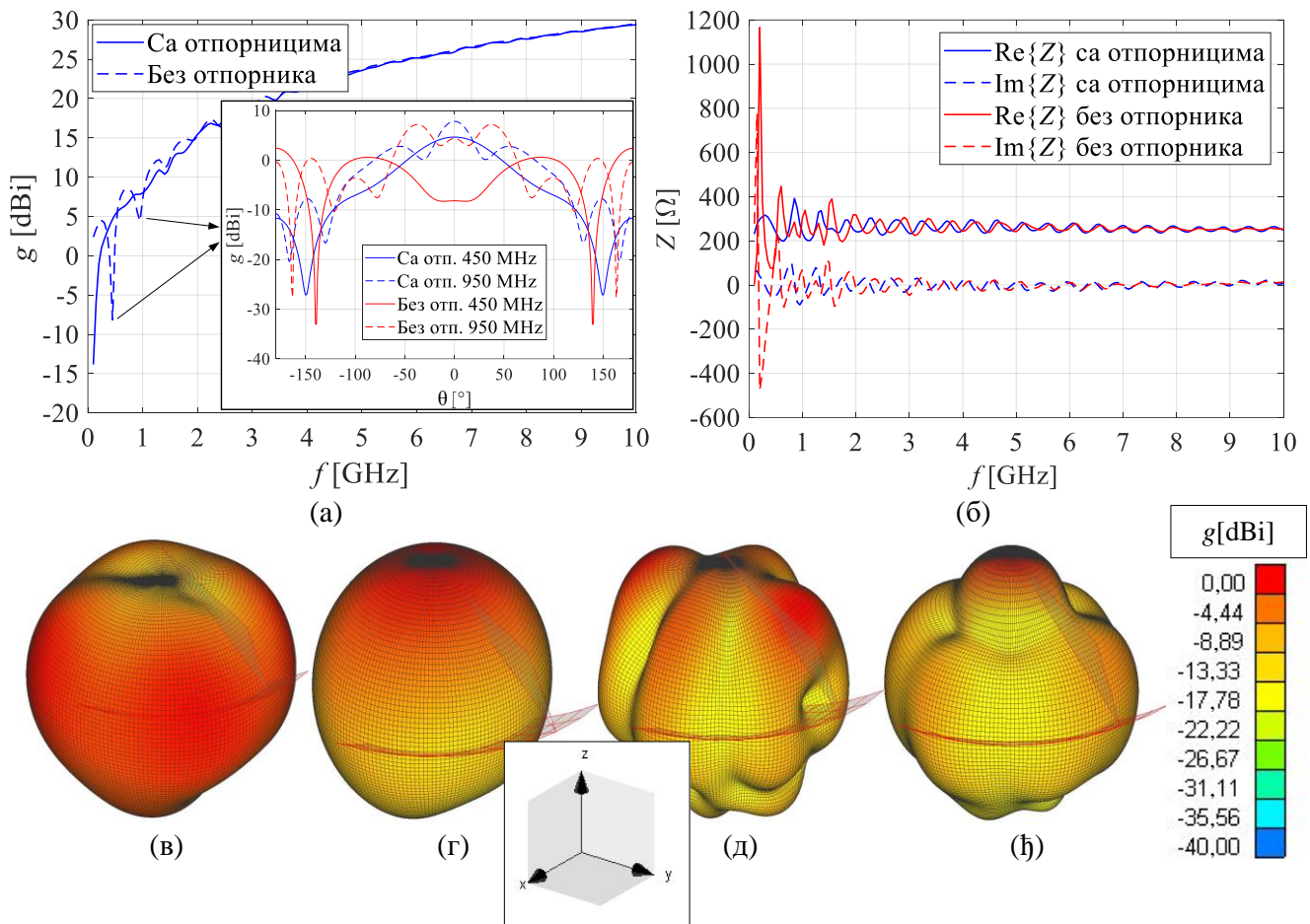
На слици 3.11 приказан је пример једног симулационог модела са тејперованим краковима. На овој слици су дати сви геометријски параметри антене и приказан је начин моделовања зоне напајања и везе крака са рефлектором. Параметри β_1 , дефинисан кроз D и F као

$$\arctg \frac{D}{2F - D^2/8F}, \beta_2 \text{ и } D_k \text{ у потпуности дефинишу крак. Рефлектор је дефинисан кроз } D \text{ и } F$$

који се у овом поглављу држе константним, а више је разлога. Прво, прорачуни из претходног поглавља показали су да у поређењу са другим вредностима, у случају $F/D = 0,4$ добија се најбољи однос ниске и стабилне импедансе и усмереног појачања. Други је разлог је тај што се у доступној литератури обично користе вредности између 0,3 и 0,5. Трећи што ова комбинација величине рефлектора и жижне даљине омогућава коришћење тејперованог система за напајање

(поглавље 3.1.1). Четврти, у [37] анализирани су две IRA-е које се разликују само по F/D . Резултати нумеричких симулација показали су да IRA са већим F/D (конкретно 0,5) има већу ефикасност од IRA са мањим F/D (0,25). Уосталом, први прототип IRA-е који смо израдили имао је традиционалне кракове и био израђен пре пројектовања IRA-е са тејперованим краковима а његов рефлектор је управо пречника 57 cm и $F/D = 0,4$ и практично је било искористити овај рефлектор за антену са тејперованим краковима. Угао између кракова исте групе и даље је означен са ϕ као у прошлој глави.

Како се у симулационом моделу са тејперованим краковима крак са рефлектором спаја у једној тачки уместо дуж целе ивице крака, било да се у моделу додају или не додају отпорници, кракови су са рефлектором спојени жицом. Разлог је што је у WIPL-D софтверу једначина континуитета задовољена само када су плоче спојене преко заједничке ивице. Када је две плоче потребно спојити у једној тачки, мора се користити жица са експлицитно додатим спојевима (енглески: junction). Код модела IRA-а, жице су дужине 1 mm (електрички кратке, односно краће од десетине таласне дужине на 10 GHz), са полупречником од 0,05 mm (како би важила апроксимација танких жица). Уколико се користи отпорник, он се додаје у виду концентрисаног оптерећења на ову жицу.



Слика 3.12. а) Појачање IRA са 4 крака са и без отпорника, и дијаграми зрачења у Е-равни на 450 и 950 MHz [35], б) импеданса антена [35]. 3D дијаграми зрачења IRA-а в) без отпорника на 450 MHz, г) са отпорницима на 450 MHz, д) без отпорника на 950 MHz и ђ) са отпорницима на 950 MHz.

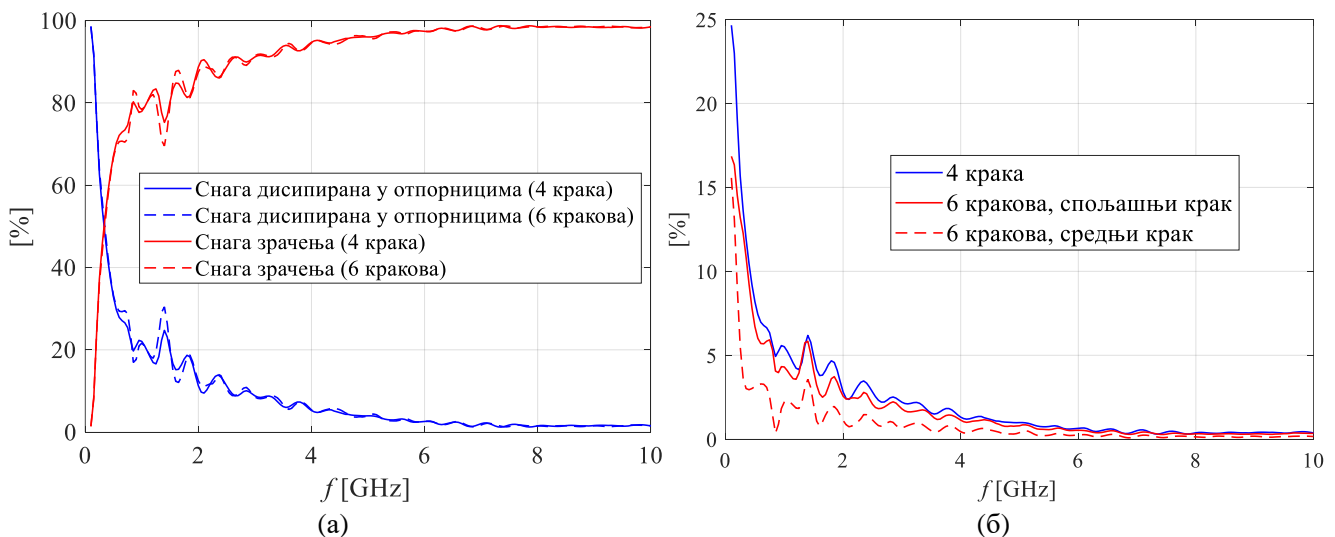
Као и у претходној глави, код свих модела без система за напајање моделована је само једна четвртина због двоструке симетрије и тиме број непознатих умањен четири пута. Код модела са системом за напајање моделована је једна половина јер у томе случају постоји само једна равна симетрије (видети поглавље 4.2.4).

Најпре ћемо детаљно испитати утицај отпорника на карактеристике IRA-е. У [41] показано је да се у случају IRA-е са 4 крака највеће појачање добије када је $\varphi = 40^\circ$. На слици 3.12 приказани су резултати нумеричких симулација за две овакве IRA-е, само је једна са, а друга без отпорника. Треба напоменути да у [41] није дата вредност за β_2 , па је ова вредност процењена на основу датих цртежа у овом раду. Такође, угао φ се у [41] мери од равни антисиметрије (као и у многим другим референцираним радовима).

Резултати симулација са слике 3.12 показују да отпорници стабилизују импедансу. Ефекат стабилизације импедансе је најочљивији испод 500 MHz, док је изнад 1,5 GHz практично занемарљив. IRA без отпорника има боље појачање на практично свим фреквенцијама изнад 1 GHz. Међутим, испод 1 GHz постоје два пропада у појачању, на 450 MHz и 950 MHz. У околини ових пропада (ширине око 1 %), IRA без отпорника има слабије појачање, док је на осталим фреквенцијама њено појачање боље. Ови пропади су последица цепања дијаграма зрачења, као што је и приказано на сликама 3.11в и д, и у уметку слике 3.11а.

Дакле, због дестабилизације импедансе и дубоког пропада у појачању на 450 MHz (слика 3.12а), примена IRA-е без отпорника је практично ограничена на фреквенцијски опсег изнад 500 MHz, али је у том опсегу њено појачање боље практично на свим учестаностима сем у околини пропада на 900 MHz.

У поглављу 3.1.1 дат је прорачун (за IRA-у са једним паром кракова) у којој мери су отпорници ограничавајући фактор по питању максималне снаге антене, а на бази резултата из [54]. Како би се иста процена урадила и за IRA са 4 и 6 кракова, урађен је нумерички прорачун ефикасности зрачења ових антена дефинисане као P_{zr}/P_{ul} , где је P_{zr} снага зрачења а P_{ul} улазна снага антене. Извор у овим симулацијама био је идеални напонски генератор, тако да је занемарена рефлектована снага услед неприлагођења. На слици 3.13а дата је ефикасност зрачења као и удео снаге потрошен у отпорницима за IRA-у са 4 и 6 кракова. Оба модела имају отпорнике од 200 Ω код свих спојева кракова са рефлектором, и исти облик кракова. Код IRA-е са 4 крака је $\varphi = 40^\circ$, а код IRA са 6 је $\varphi = 45^\circ$.



Слика 3.13. а) Ефикасност зрачења [35] и б) дисипирана снага по отпорнику [35].

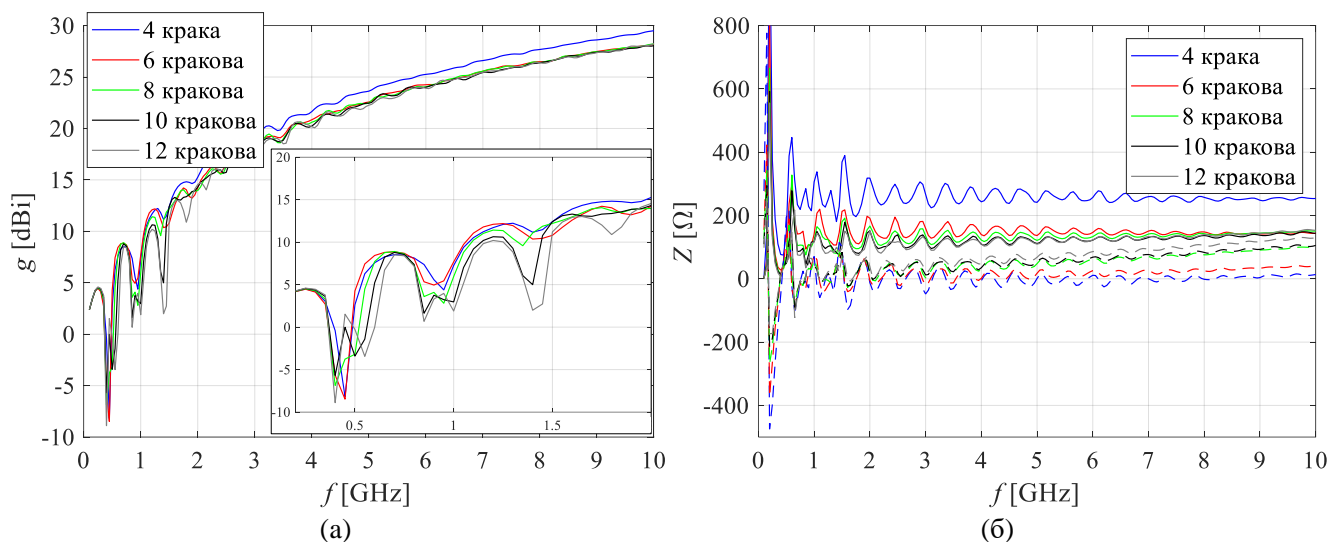
На основу датих резултата види се да су ефикасности зрачења две антене веома сличне. Међутим, иако код IRA-е са 4 крака расподела снаге по отпорницима теоријски мора бити равномерна због симетрије, код IRA са 6 кракова ово не мора бити случај. Због тога, урађен је и прорачун снаге која се развије по отпорнику у случају спољашњег и у случају средишњег крака засебно. На слици 3.136 ове снаге, исказане у виду процента у односу на укупну снагу генератора, упоређене су са снагом која се развије на отпорнику код IRA-е са 4 крака. Резултат јасно показује да је снага која се развије на неком од спољашњих отпорника много већа од оне која се развије на средњем отпорнику.

На основу резултата са слике 3.136, код IRA-е са 4 крака се 25.6 % снаге потроши у виду Цулових губитака у отпорницима (6.4 % по отпорнику) на 700 MHz. Уколико претпоставимо да су максималне снаге отпорника 1 W, и да се користи 1 отпорник по краку, максимална снага којом се антена на 700 MHz континуално сме побуђивати а да не дође до оштећења отпорника износи $1 W/0,064 = 15,625 W$. Уколико би се користило 5 отпорника у паралели, максимална снага антене би била $5 \times 15,625 W = 78,125 W$.

У случају IRA-е са 6 кракова, спољашњи отпорник представља ограничавајући фактор с обзиром да се на њему развије више снаге у односу на средишњи отпорник. Снага која се на њему развије на 700 MHz је 15 % мања у односу на IRA-у са 4 крака, што значи да је максимална снага ове антене износи близу 18 W када се користи 1 отпорник по краку, а 90 W уколико би користило 5 у паралели по краку.

У оба случаја максимална снага антена је испод 100 W. Уобичајни RF конектори као што су SMA и N конектор могу издржати више стотина вати испод 1 GHz, што значи да отпорници представљају значајан ограничавајући фактор по питању максималне снаге. Уз то, изнад 700 MHz ефекат стабилизације импедансе отпорницима је практично занемарљив, а IRA без отпорника има боље усмерено појачање на скоро свим учестаностима. Из ових разлога, даље пројектовање антене кроз симулационе моделе одвија се без отпорника.

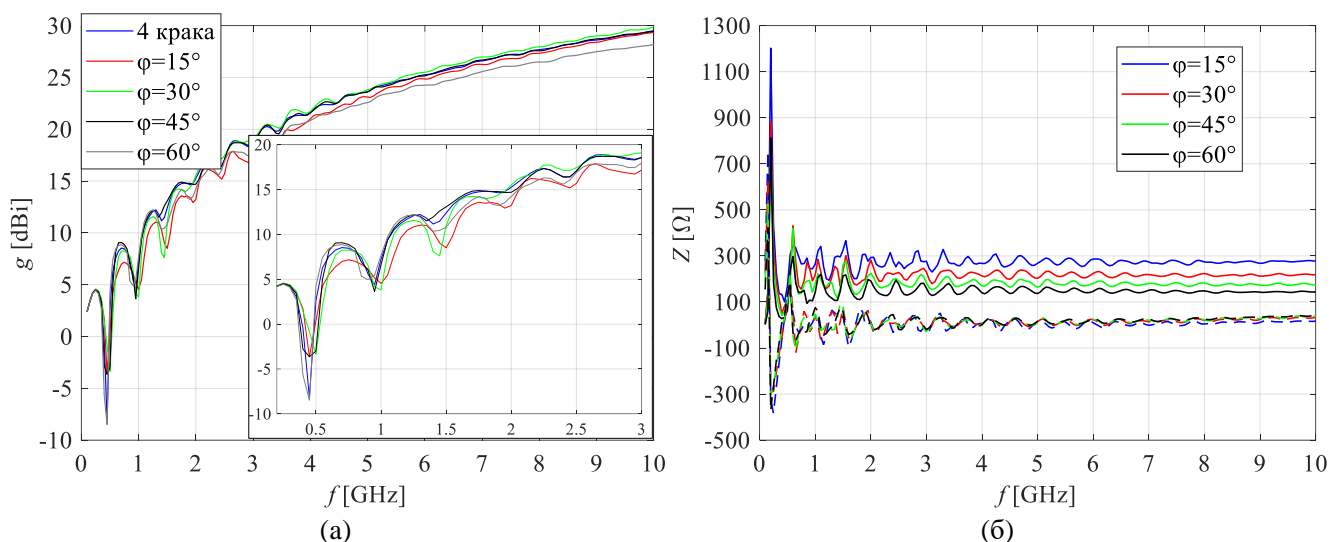
Следећи корак је да се нађе оптималан број кракова. Као што је објашњено у поглављу 3.1.1 и 3.1.2, спуштање импедансе антене (повећањем броја кракова) би омогућило лакше прилагођење и повећало максималну снагу антене. Међутим, са повећањем броја кракова очекује се и неповољан утицај на појачање услед повећања блокирања зрачења (енглески: radiation blockage) [47], [60], [61], па је уз импедансу потребно одредити и појачање у правцу максималног зрачења како би се могао усвојити компромис. Нумерички прорачун урађен је за IRA-у са 4, 6, 8, 10 и 12 кракова. На слици 3.14 упоређени су ови модели по импеданси и појачању. IRA са 4 крака је симулирана за $\phi = 40^\circ$ (угао који према [41] даје максимално појачање), док су остали модели симулирани за $\phi = 360^\circ/n$, где је n број кракова.



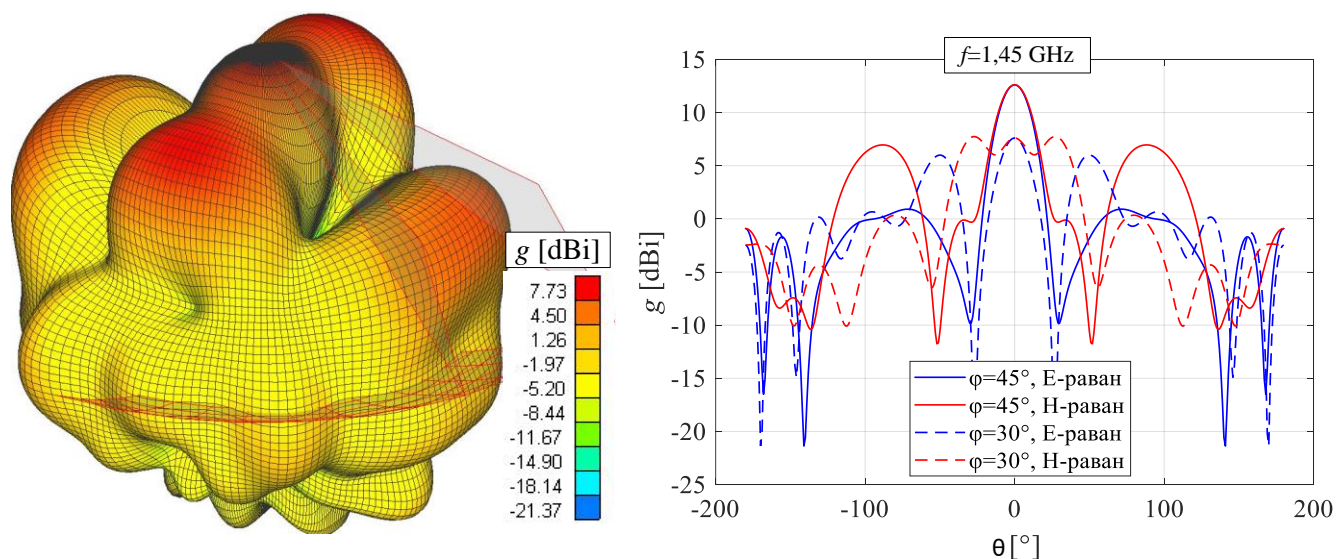
Слика 3.14. а) Појачање [35] и б) импеданса (пуним линијом реални а испрекиданом имагинарни део) IRA са 4, 6, 8, 10 и 12 кракова [35].

Резултати са слике 3.14 показују да се повећањем броја кракова спушта реални део импедансе, док имагинарни део, изнад 2 GHz, почиње да расте са порастом учестаности. Импеданса IRA-е са 4 крака варира око 250 Ω , док у случају IRA-е са 6 кракова импеданса варира око 150 Ω . Дакле, за пораст броја кракова од 50%, импеданса је спуштена за 40%. Међутим, у случају IRA-е са 8 кракова, импеданса варира око 120 Ω , а за $n > 8$ импедансе су практично исте изнад 700 MHz. Такође, за $n > 6$, са порастом фреквенције се међусобна разлика у импедансама смањује. Са порастом броја кракова повећава се и варијација у појачању и јављају се дубљи пропади. IRA са 4 крака је очигледно доминантна по питању појачања, али разлог за ово је што је једино код ње угао ϕ оптимизован за максимално појачање. Ова запажања указују да је једино IRA са 6 кракова одговарајући кандидат за даљу анализу.

Сада је потребно испитати да ли је могуће повећати појачање IRA-е са 6 кракова а да се притом импеданса драстично не промени. Антена је анализирана за $\phi = \{15, 30, 45, 60\}$. На слици 3.15 су приказани резултати симулација. Нема већих промена у имагинарном делу импедансе, док у реалном импеданса расте са порастом угла између кракова. Појачање је највеће у случају 30° и 45° . Изнад 3 GHz је за 30° око 0,5 dB бољи, али је у реални део импедансе нижи за $\phi = 45^\circ$. Уз то, за $\phi = 30^\circ$ постоји пропад у појачању од око 5 dB који не постоји за $\phi = 45^\circ$, а последица је цепања главног лоба у H-равни и пораста бочних лобова, као што је приказано на слици 3.16. Дакле, узимајући у обзир почетне захтеве, $\phi = 45^\circ$ представља оптималан угао који обезбеђује исти појачање као IRA са 4 крака, а значајно нижу импедансу (варира око 175 Ω).



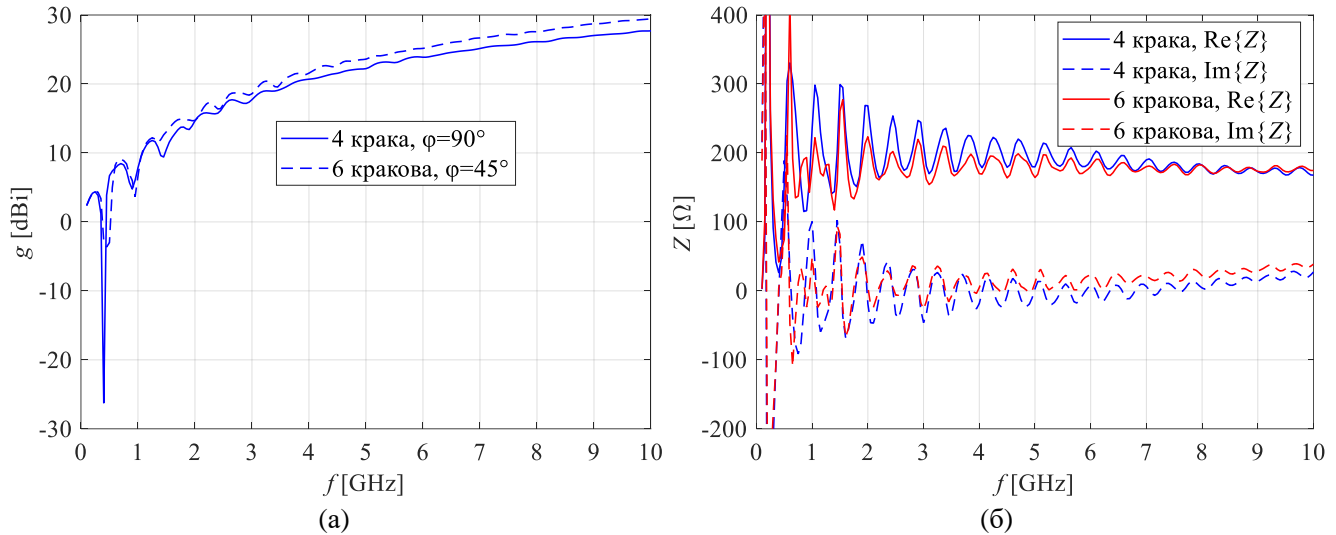
Слика 3.15. а) Појачање [35] и б) импеданса IRA-е [35] (пуном линијом приказан је реални део, а испрекиданом имагинарни) са 6 кракова за $\phi = \{15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 65^\circ\}$. Појачања се пореде и са IRA-ом са 4 крака ($\phi = 40^\circ$).



Слика 3.16. Цепаче дијаграма зрачења код IRA-е са $\phi = 30^\circ$ на 1,45 GHz.

Треба напоменути да се импеданса IRA-е са 4 крака може спустити на 175 Ω проширењем угла између кракова на 90° , али се тиме жртвује ефикасност антене, односно појачање, што је показано нумеричким прорачуном у [47]. Додуше, у том раду је прорачун рађен на бази једначина геометријске оптике где је занемарен утицај кракова на простирање слободног таласа. Прорачун је предвидео губитак у ефикасности од око 30% ако би се угао између кракова повећао са 40° на 90° . Како би потврдили резултате овог прорачуна, моделована је IRA са $\phi = 90^\circ$ и прорачуната је импеданса и појачање у правцу максималног зрачења. Поређење са IRA-ом са 6 кракова дато је на слици 3.17. Резултати показују да су импедансе две антене сличне, али је код IRA-е са 6 кракова она ипак стабилнија. У погледу појачања је IRA са 6 кракова боља за практично све учестаности (око 2 dB). Овај се резултат, код кога је проширивањем угла између

кракова са 40° на 90° импеданса IRA-а са четири крака са 250Ω спуштена на 175Ω уз жртвовање појачања за око 2 dB , се у великој мери слаже са прорачуном из [47].

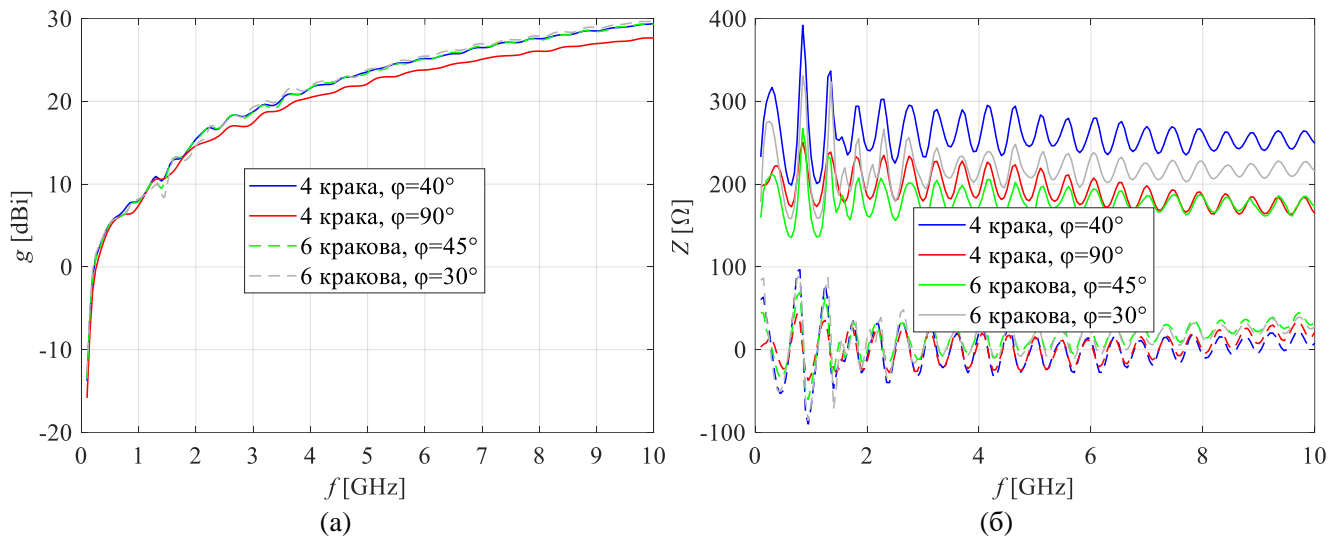


Слика 3.17. Поређење IRA са 4 крака и $\varphi = 40^\circ$ са IRA са 6 кракова по а) појачању [35], и б) импеданси [35].

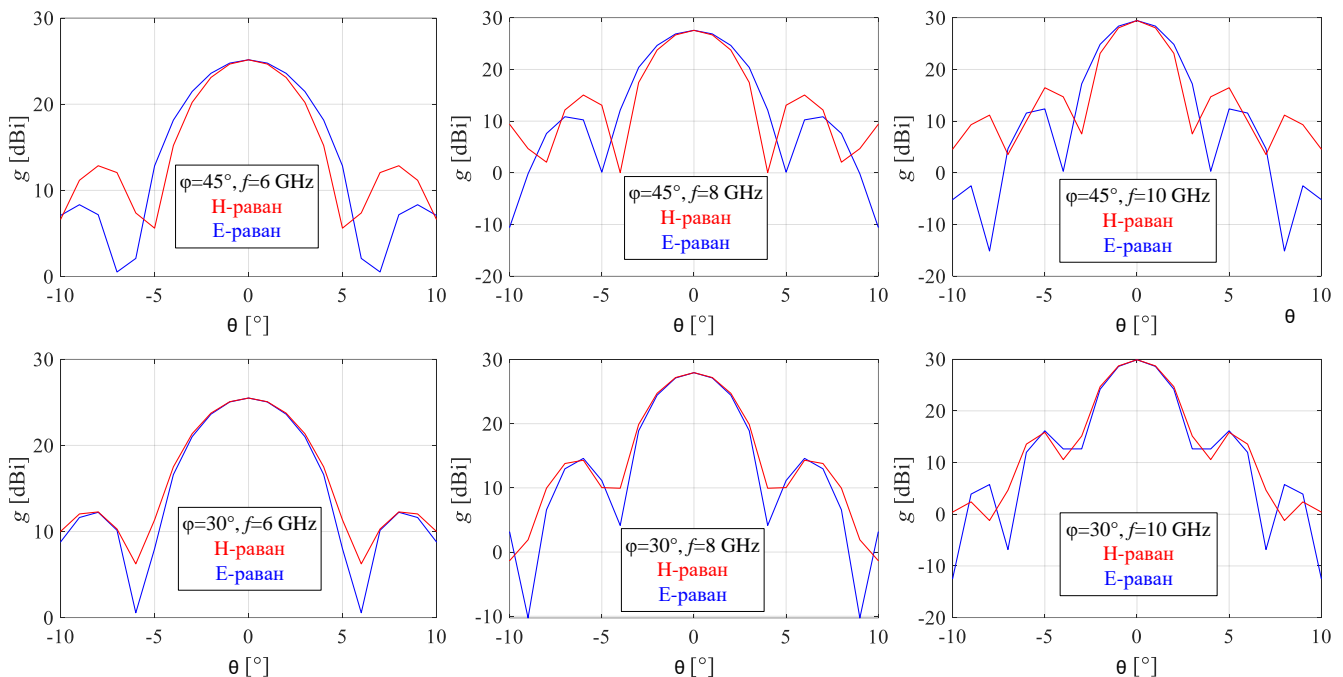
Сличан се закључак може извести и у случају када се користе отпорници. Резултат поређења IRA са 4 крака за $\varphi = 40^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$, и IRA са 6 кракова када се користе отпорници дато је на слици 3.18. Појачање оптималне IRA-е са 4 и 6 кракова су практично исти, али је импеданса IRA са 6 кракова знатно нижа. IRA са 4 крака и $\varphi = 90^\circ$ има нешто нижу импедансу од IRA са 6 кракова, али је појачање знатно ниже. Дакле, и са и без отпорника, додавањем једног пара кракова спушта импедансу антене, а усмерено појачање остаје практично исто, а уз то и стабилише импедансу.

При оптимизацији угла између кракова, показало се да је појачање изнад 3 GHz највеће за угао $\varphi = 30^\circ$, али је првенствено због пропада на 1,45 GHz модел са $\varphi = 45^\circ$ изабран за даљу оптимизацију. Ипак, ови пропади су карактеристични за IRA-е без отпорника, па је одлучено да се уради и нумерички прорачун карактеристика IRA-е са отпорницима за $\varphi = 30^\circ$. На слици 3.18 дато је поређење ове IRA-е са претходно споменутиим моделима. Слично као и када се не користе отпорници, изнад 3 GHz IRA за $\varphi = 30^\circ$ има највеће појачање. Испод 3 GHz, уз IRA-у са 4 крака и $\varphi = 90^\circ$, она има најслабије појачање и пропад од пар dB на 1,45 GHz. Резистанса ове IRA-е варира око 220Ω , а реактанса, испод 3 GHz, јој је најнестабилнија у поређењу са осталима моделима. Дакле, са или без отпорника, закључци су практично исти.

У [47] је наговештено да се интуитивно може закључити да ефикасност антене расте ако расте број кракова који не блокирају слободни талас, јер се тиме може постићи униформнија расподела поља по рефлектору. У [41] показано је да се за IRA-е са четири крака најбоље појачање постиже када је $\varphi = 40^\circ$ управо јер се тиме постиже да расподела поља по рефлектору има најмање варијација. У [41] приказан је и прорачун расподела струја по рефлектору за више вредности φ и на више учестаности да би се демонстрирао овај ефекат. Као још један показатељ да је постигнута већа униформност обасјавања рефлектора наводи се и боље поклапање главних лобова дијаграма зрачења у E и H -равни.



Слика 3.18. Поређење IRA-а са 4 и 6 кракова са отпорницима по а) појачању и б) импеданси, за различите вредности угла ϕ .

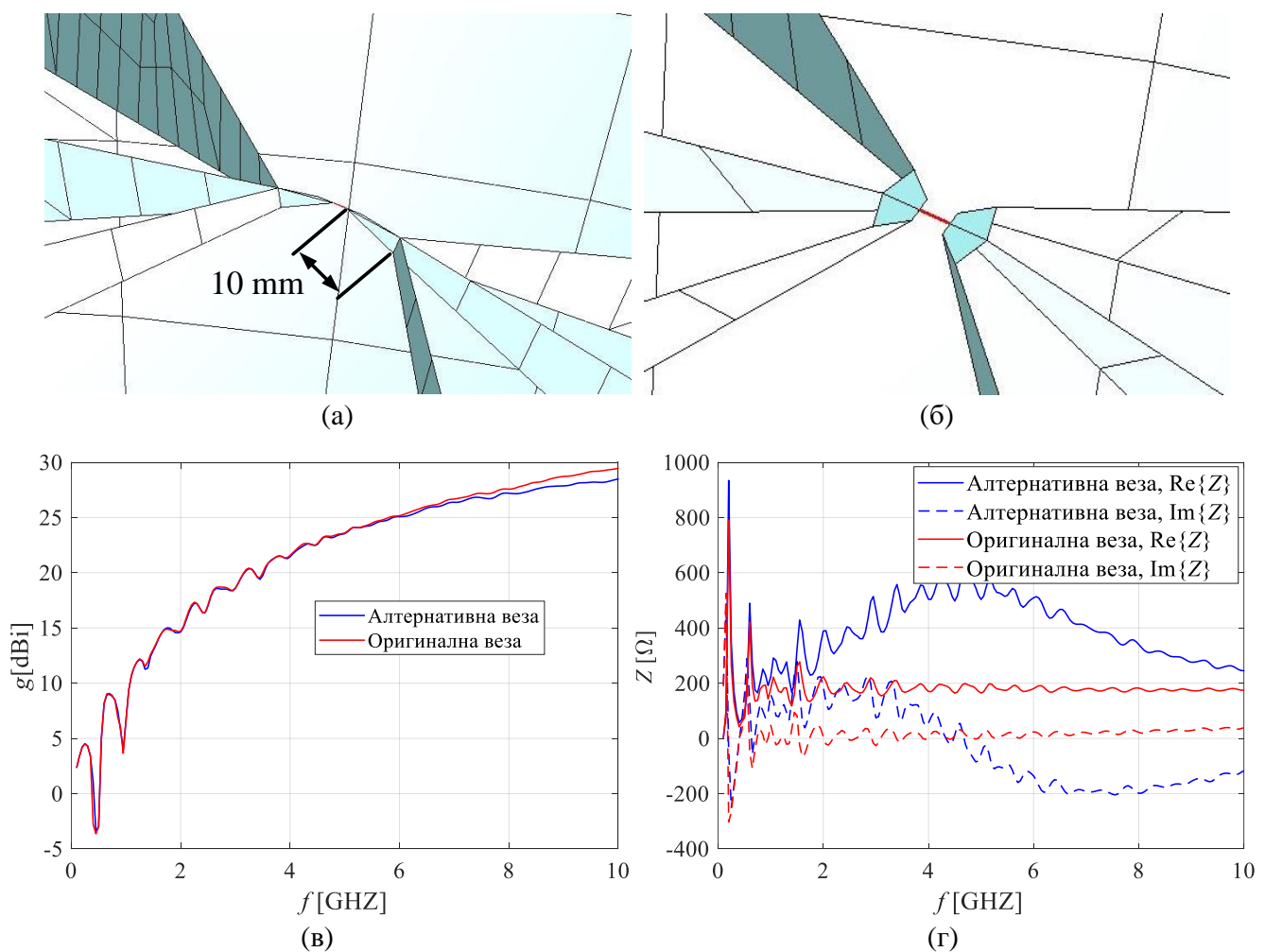


Слика 3.19. Поређење главног лоба у Н и Е-равни на 6, 8, и 10 GHz за $\phi = 45^\circ$ и $\phi = 30^\circ$.

Нумерички прорачуни показали су да се додавањем још једног пара кракова импеданса антене може значајно спустити, а да се задржи исто појачање као у случају IRA-е са 4 крака. Ово се постиже са $\phi = 45^\circ$. Боље појачање се може добити само изнад 3 GHz. Ово се постиже за $\phi = 30^\circ$, и у том случају је појачање веће за око 0,3 dB од оптималне (по питању појачања) IRA-е са 4 крака. Како би потврдили да се у овом случају веће појачање постиже због обасјавања којим се постижу мање варијације у расподели струје по рефлектору, на слици 3.19 упоређени су дијаграми зрачења у Е и Н-равни ове IRA-е са IRA-ом са шест кракова и $\phi = 45^\circ$. Резултат на слици 3.19 јасно показује да се боље поклапање дијаграма зрачења у две равни ипак постиже са $\phi = 30^\circ$, због чега се и добија нешто боље појачање.

Међутим, испод 3 GHz, појачање је слабије и постоји изражени пропад на 1,45 GHz. Повећањем броја кракова изнад 6 се практично само деградирају перформансе антене (пре свега због опадања појачања и дубљих пропада у појачању), под претпоставком управо због блокирања таласа који се простире од рефлектора ка фокалној тачки од стране кракова.

На слици 3.11. дат је увеличан приказ зоне напајања, која је моделована тако да димензионо и по облику приближно одговара зони напајања код фабрикованог прототипа IRA-e. У овом случају сви кракови на једној страни диференцијалног извора спојени су у оквиру исте зоне напајања. Алтернативно се кракови могу спојити ван зоне напајања, а да се врх само једног крака везује за диференцијални извор. Овакав алтернативни спој кракова приказан је на слици 3.20а. На слици 3.20б приказана је оригинална веза кракова ради лакшег поређења. На слици 3.20в приказано је поређење по појачању, а на слици 3.20г по импеданси, ове две врсте везе кракова. Резултати јасно показују да оригинална веза даје знатно веће појачање изнад 8 GHz, а импеданса код антене са алтернативном везом кракова је веома нестабилна, па је оваква веза практично неупотребљива.



Слика 3.20. а) Алтернативна веза кракова. б) Оригинална веза кракова. в) Поређење по појачању. г) Поређење по импеданси.

3.4. IRA у импулсном режиму

У овом поглављу биће приказани резултати нумеричког прорачуна електричног поља у правцу максималног зрачења када се IRA побуђује кратким импулсима (реда величине ns). Ови резултати ће показати да се у одговарајућим околностима отпорници могу уколнити и да се притом добије нешто већа амплитуда израченог импулса. Они ће такође показати у којој мери IRA са 6 кракова представља боље решење од IRA-е са 4 крака приликом рада у импулсном режиму. Мотивацију за ове прорачуне произвели су управо резултати у фреквенцијском домену.

Први прототипови IRA-а тестирани су у комбинацији са генераторима импулса (заједно чине тзв. UWB систем) који су у суштини систем за периодично пуњење високонапонског кондензатора (једног или више њих) који се испразни на вод којим се побуђује антена (видети поглавље 2.6). На овај начин се IRA-е побуђују тзв. двоструким експоненцијалним импулсима. Неки UWB системи са IRA-ом користе Макрсов генератор као извор кратких импулса. UWB системи пројектовани су да произведу побудни импулс од неколико десетина до више стотина kV са временом успостављања импулса од стотинак ps и трајањем (када напон опадне на 50 % амплитуде) од пар стотина ps.

Спектри побудних импулса показују да је највећи део енергије концентрисан испод 1 GHz, па су саме димензије IRA-е изразито велики фактор приликом пројектовања с обзиром на то да се на нижим учестаностима велики део енергије губи на Џулове губитке у отпорницима (на учестаностима на којима је пречник рефлектора мањи од једне таласне дужине, више од 50% се претвара у топлоту) и да је појачање >0 dBi тек када пречник рефлектора достигне око 0.5λ.

Од самих првих прототипова IRA-а, отпорници се умећу између кракова и рефлектора јер су мерења у временском домену (TDR техника) показала да се тиме ублажава ефекат тзв. „звоњења“, односно рефлексије импулса од рефлектора који се краковима води назад ка фокалној тачки и враћа ка извору кроз вод за напајње. Умањењем овог ефекта повећавала се амплитуда израчених импулса. Као што је наведено у поглављу 2.5, након првих примена у радарској техници, IRA је нашла примену и у другим областима војне технологије, као што је детекција мина, али и у области биомедицине. Како се у овим областима могу користити импулси мањих амплитуда, односно вршних снага, генератори који IRA-у побуђују двоструким експоненцијалним импулсом могу се заменити генераторима са полупроводничким компонентама који генеришу Гаусов импулс или извод Гаусовог импулса првог или виших редова.

Спектар Гаусовог импулса личи на спектар експоненцијалног импулса, у том смислу што је већи део енергије концентрисан на нижим учестаностима и да крећући се ка вишим учестаностима енергија само опада. Међутим, код првог извода Гаусовог импулса, врх амплитудског спектра померен је на учестаност која постаје све већа како се трајање импулса смањује. Први извод Гаусовог импулса и његова Фуријеова трансформација дефинишу су на следећи начин:

$$g_d(t) = \frac{d(g(t))}{dt} = \frac{d\left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}\right)}{dt} = -\frac{t}{\sigma^2} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} = -\frac{t}{\sigma^2} g(t), \quad (3.5)$$

$$G_d(\omega) = j\omega G(\omega) = j\omega e^{-\frac{\sigma^2\omega^2}{2}}, \quad (3.6)$$

где су $g(t)$ и $G(\omega)$ Гаусов импулс и његова Фуријеова трансформација, t време, σ параметар који дефинише ширину импулса, а ω угаона учестаност. Уколико се временски облик изрази као функција од t/σ , а његов амплитудски спектар као функција од $\omega\sigma$, јасно се може видети да обе функције имају исти облик:

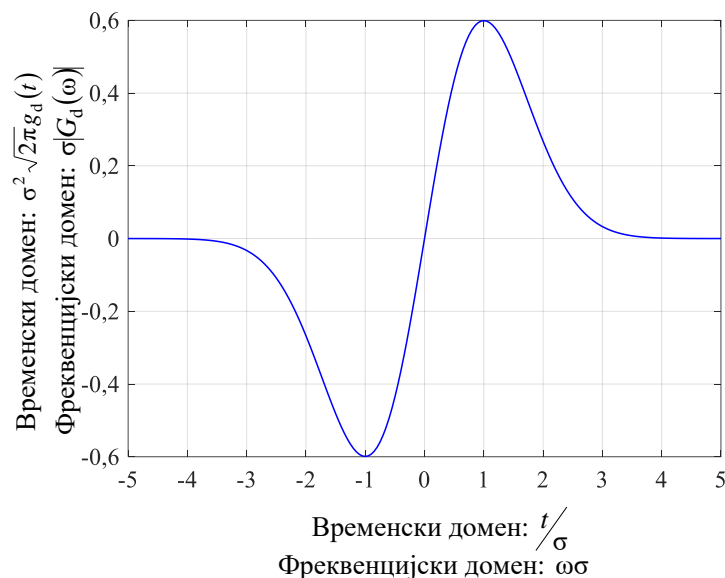
$$-\sigma^2 \sqrt{2\pi} g_d(t) = \frac{t}{\sigma} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{\sigma}\right)^2}, \quad (3.7)$$

$$\sigma |G_d(\omega)| = \omega \sigma e^{-\frac{(\omega\sigma)^2}{2}}, \quad (3.8)$$

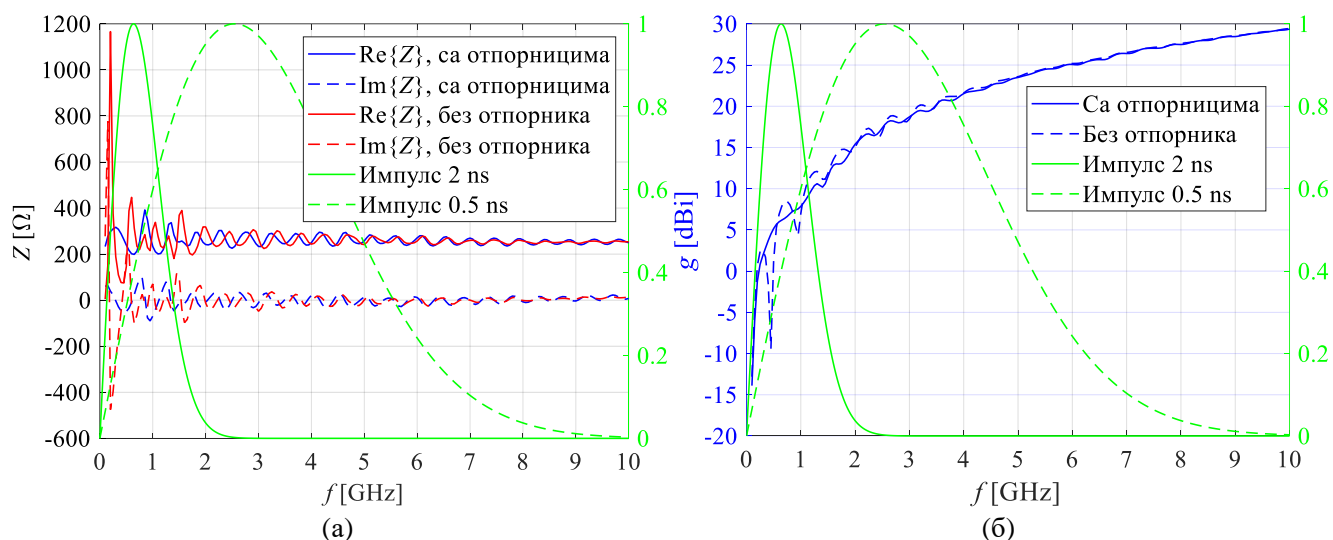
као што је приказано на слици 3.21. На основу ове слике практично се може сматрати да је трајање имулса 8σ . Максимуми се добијају диференцирањем ове две функције и изједначавањем са нулом, чиме се добијају услови $t = \sigma$ и $\omega = 1/\sigma$, односно $f = 1/2\pi\sigma$. Дакле, уколико импулс траје 2 ns, тада је $\sigma=0,25$ s, па је максимум амплитудског спектра у $f \approx 640$ MHz. На основу резултата из поглавља 3.3, овај максимум пада у фреквенцијски опсег где импеданса IRA-е има јаке осцилације, па се може очекивати јак ефекат „звоњења“. Уколико пак побудни импулс траје 0,5 ns, онда је максимум амплитудског спектра померен на четири пута већу учестаност, односно на 2,56 GHz, у чијој околини је импеданса стабилна.

На слици 3.22а приказани су нормализовани амплитудски спектар првог извода Гаусовог импулса трајања 2 и 0,5 ns, и импеданса IRA-е са 4 крака, са и без отпорника. На слици 3.22б импеданса је замењена оствареним појачањем у 200-омском систему. На сликама се јасно види да, у случају импулса са трајањем од 2 ns, амплитудски спектар захвата фреквенцијски опсег где је импеданса антене без отпорника најнестабилнија, и опсег где се налази дубоки пад у појачању (на 450 MHz). У случају импулса са трајањем од 0,5 ns, тамо где је импулс већи од 50 % амплитуде, стабилности импеданса двеју антена су у већој мери сличне, док је појачање антене без отпорника углавном веће. На основу ове анализе за очекивати је да IRA без отпорника произведе ЕМ импулс веће амплитуде ако се побуди импулсом трајања 0,5 ns.

Анализа у временском домену урађена је помоћу Time Domain Solver [180] алата у оквиру софтвера WIPL-D. Улазни параметри који се задају су облик импулса, у овом случају то је први извод Гаусовог импулса који у софтверу носи назив Gaussian monocycle, амплитуда A , параметар σ (из једначина (3.5) – (3.8)), кашњење t_0 , унутрашња отпорност генератора R_g и временски период од интереса (почетак је фиксно подешен на 0, а крај се задаје). Корисник такође задаје и број временских одбирака, али софтвер сам задаје минимални број који се може задати на основу највише учестаности у спектру сигнала који сам израчунава. Ова учестаност дефинисана је као учестаност до које када се израчуна енергија сигнала она се разликује за мање од неке задате вредности од укупне теоријски израчунате енергије. У софтверу је ова вредност намештена да буде 10^{-5} део укупне енергије и у урађеним симулацијама ово није промењено.



Слика 3.21. Облик диференцираног Гаусовог импулса и његов амплитудски спектар.

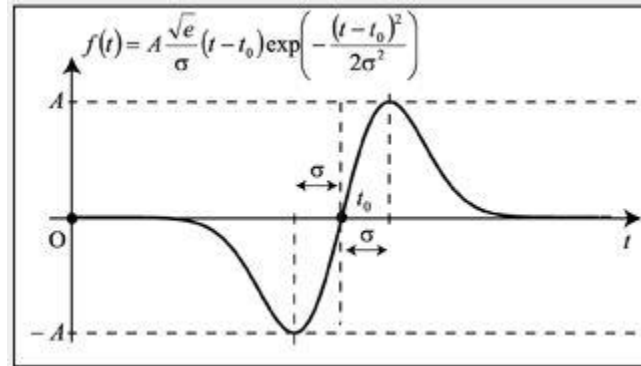


Слика 3.22. Амплитудски спектар диференцираног Гаусовог импулса трајања 2 и 0,5 ns и а) импеданса, и б) остварено појачање у 200-омском систему IRA-е са 4 крака са и без отпорника.

У софтверу је први извод Гаусовог импулса дефинисан мало другачије у односу на (3.5). На слици 3.23 приказана је дефиниција овог импулса у софтверу. Разлика је само у начину на који је дефинисана амплитуда, а и уведен је параметар кашњења. Овим, наравно, није промењен облик сигнала у временском, нити у фреквенцијском домену и урађена анализа заједно са закључцима и даље важи. Оваква дефиниција импулса омогућава кориснику да амплитуду сигнала зада помоћу једног параметра (параметар A).

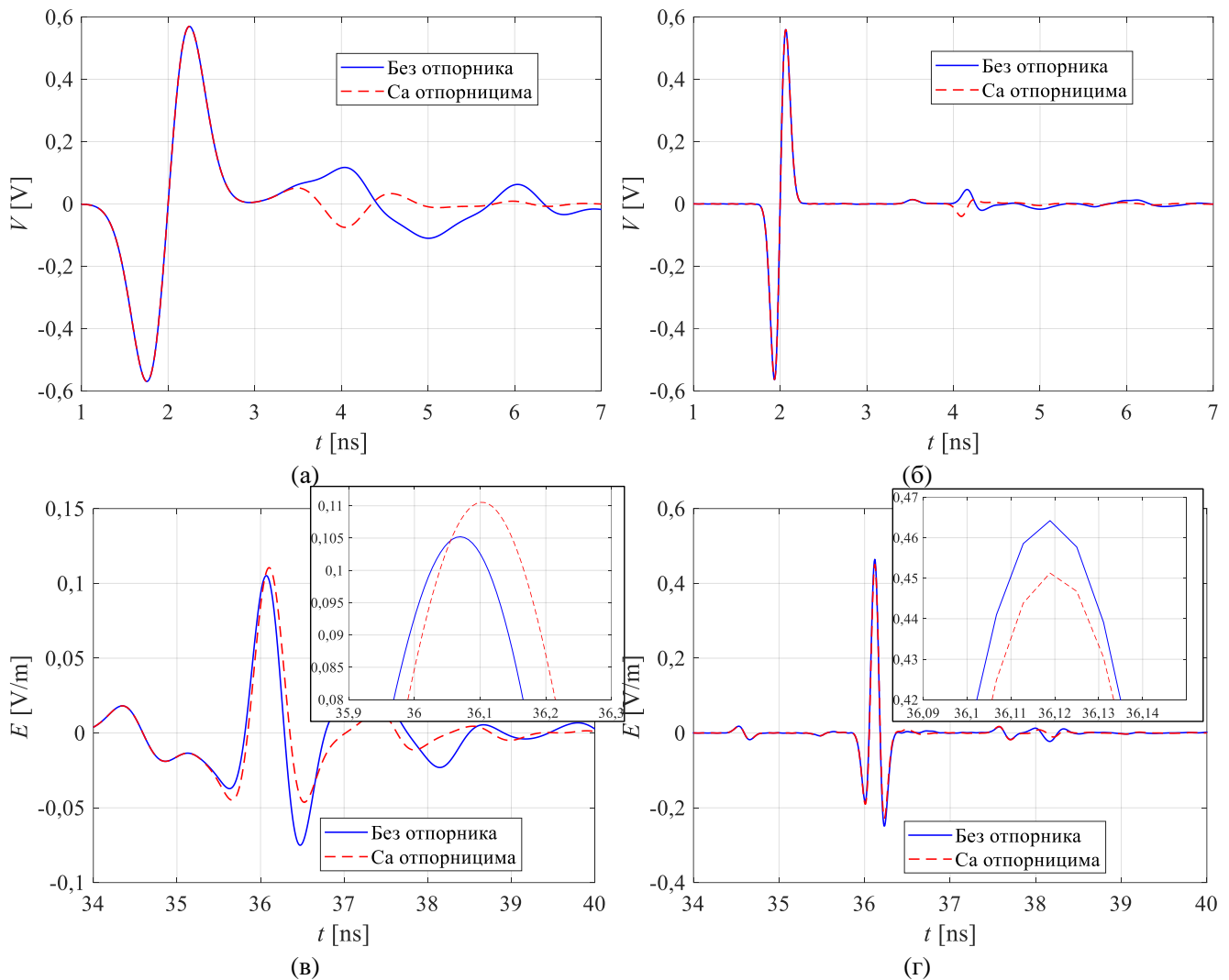
Симулације су урађене за трајање импулса од 2 ns и 0,5 ns, за IRA-у са 4 крака, са и без отпорника. Амплитуда је подешена на 1 V, а кашњење на 2 ns како би се цео сигнал налазио у временском домену $t > 0$. Унутрашња отпорност генератора задата је да буде 200 Ω, а разлог што није узето да буде 250 Ω је тај што је уобичајено да се за напајање IRA-а без проводне равни користи симетризатор са разделником снаге где се трансформација импедансе од 200 Ω на 50 Ω ради помоћу 100-омских каблова, који су широко доступни (видети поглавље 2.4.4), док 125-

омски каблови нису. Рачунато је електрично поље у једној тачки на 10 m од подножја антене у правцу максималног зрачења.



Слика 3.23. Дефиниција диференцираног Гаусовог импулса у софтверском алату.

Резултати су приказани на слици 3.24. На сликама 3.24а и 3.24б дат је напон на прикључцима антене у интервалу времена између 1 ns и 7 ns. Резултат на слици 3.24 показује да је за оба импулса вођени рефлектовани талас јачи у случају импулса од 2 ns, било да се користе или не користе отпорници. Разлог је што и у случају IRA-е са отпорницима, импеданса је знатно стабилнија на вишим учестаностима. Наравно, рефлектовани талас је јачи код IRA-е без отпорника, у случају оба импулса, али је у случају краћег импулса постоји дужи одзив (тзв. „звоњење“).



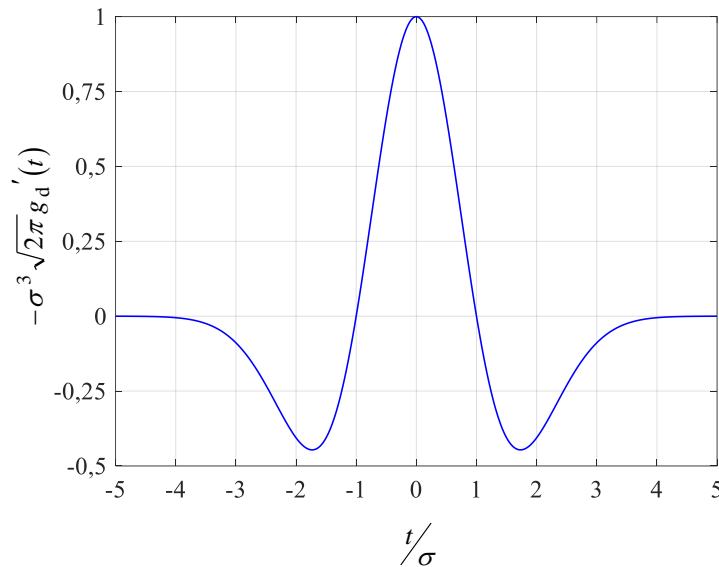
Слика 3.24. Напон на прикључцима антене за побуду диференцираним Гаусовим импулс дужине а) 2 ns, и б) 0,5 ns, и електрично поље у случају побуде импулсом дужине в) 2 ns, и г) 0,5 ns.

Резултати за електрично поље приказани на сликама 3.24в и 3.24г показују да је у случају оба импулса амплитуда израченог импулса од стране антене без отпорника слична оном који произведе антена са отпорницима. Ипак, у случају споријег импулса, антена са отпорницима израчи импулс нешто веће амплитуде, док је код споријег импулса то обрнуто. Дакле, ако се IRA побуђује довољно брзим првим изводом Гаусовог импулса (тако да се већи део амплитудског спектра налази у фреквенцијском опсегу у којем утицај отпорника на импедансу и појачање није изражајан), отпорници се могу уклонити и тиме добити већа амплитуда електричног поља, а антена се конструкцијски поједностављује. Наравно, за бржи побудни импулс амплитуда електричног поља је знатно већа јер, теоријски, електрично поље у далеком пољу IRA-е сразмерно је изводу побудног импулса. Ово се и види из нумеричких резултата за електрично поље. Импулси на око 34.5 ns су последица зрачења кракова [11], [25], [40].

Као што је и очекивано, израчени импулси имају облик другог извода Гаусовог импулса. Облик ове функције дата је на слици 3.25, а аналитички облик је:

$$g_d'(t) = \frac{d(g_d(t))}{dt} = -\frac{1}{\sigma^3 \sqrt{2\pi}} \left(1 - \left(\frac{t}{\sigma} \right)^2 \right) e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{\sigma} \right)^2}. \quad (3.9)$$

У претходном поглављу је показано да је појачање оптималних IRA-а са 4 и 6 кракова практично идентично, било да се користе или не користе отпорници, с тим што IRA-е са 6 кракова имају знатно нижу импедансу (175 Ω наспрам 250 Ω). На основу овог резултата, може се очекивати да се IRA са 6 кракова има сличне перформансе као IRA-а са 4 крака и у импулсном режиму. Како би се ово потврдило, али и указало на одређене предности када се користи 6 кракова, урађен је нумерички прорачун израченог електричног поља од стране IRA-е са 6 кракова (за φ = 45°), са и без отпорника.

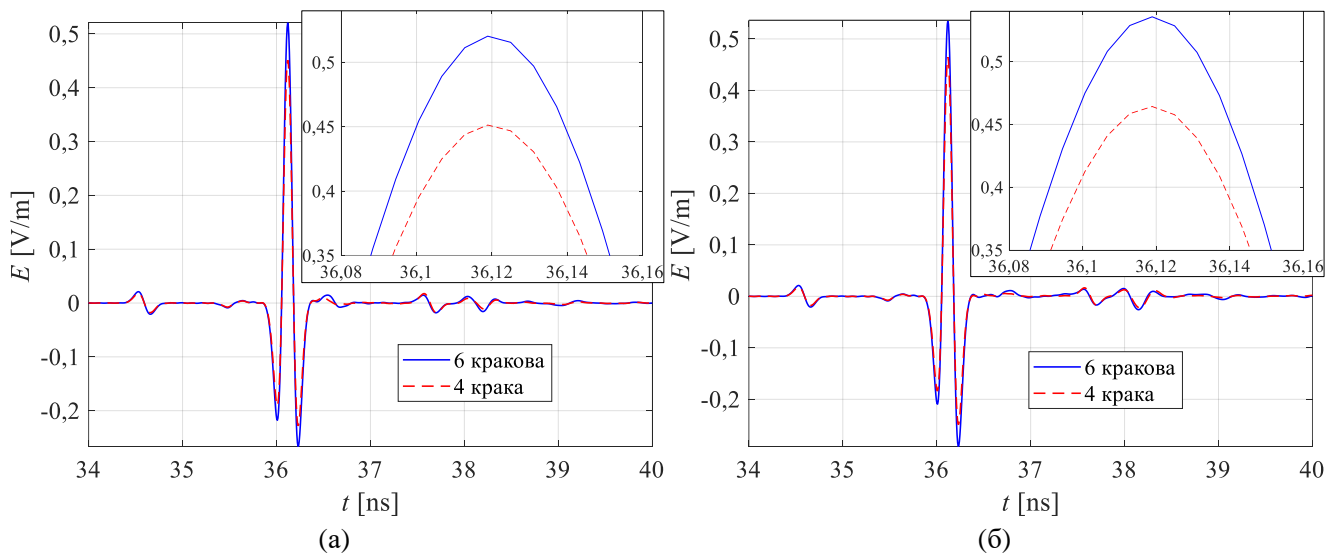


Слика 3.25. Временски облик другог извода Гаусовог импулса.

Пошто је импеданса IRA-е са 6 кракова око 175 Ω она се може користити у 150-омском систему (модуо коефицијента рефлексije је мањи од -10 dB), а систем за напајање са разделником снаге садржао би 75-омске каблове, који су широко доступни. Из овог разлога се за ове симулације користио генератор са интерном отпорношћу од 150 Ω. Симулације су урађене само са импулсом од 0,5 ns, а сва остала подешавања остала су иста. Резултати су приказани са слици 3.26. Резултати показују да, са или без отпорника, IRA са 6 кракова произведе око 1,15 пута јаче електрично поље за исти побудни напон. Разлог лежи у томе што је ова антена симулирана у оквиру 150-омског уместо 200-омског система, па је самим тим за исти побудни напон, антена са 6 кракова побуђена већом струјом, односно, квадратни корен односа ове две отпорности је $\sqrt{150\Omega/200\Omega} \approx 1,15$. Уз то, као што је објашњено у поглављу 3.1.2, 75-омски коаксијални каблови омогућавају пренос импулса већих амплитуда у односу на 100-омске каблове када су им габарити исти.

Алтернативно, напон којим се побуђује IRA-а може за смањити 1,15 пута и тиме омогућити мало релаксиранији дизајн фокалне регије, која представља једну од критичних тачака IRA-а по питању издржљивости (да не дође до пробоја) антена на импулсе великих амплитуда [55]. Овим би се постигла још једна предност, оптерећење које трпе отпорници би се смањило, јер се би се оно раподелило на 6 уместо 4 отпорника. Како би се утврдило колико је ово оптерећење смањено, урађен је нумерички прорачун временског облика струје која пролази

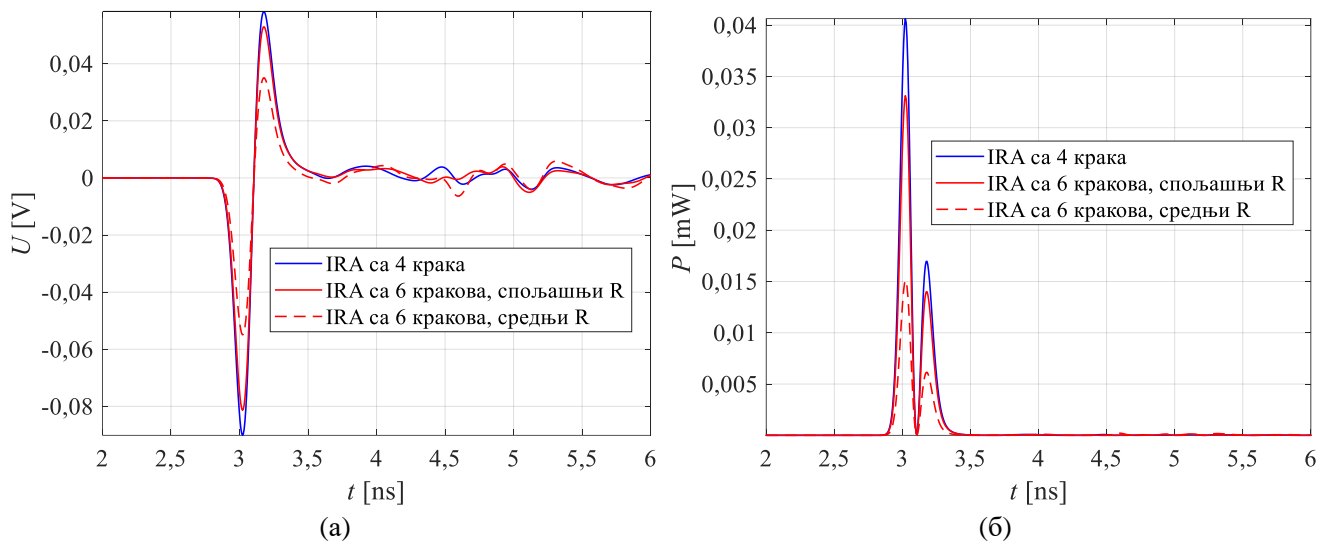
кроз отпорнике приликом побуђивања антена првим изводом Гаусовог импулсима дужине 0,5 ns. На слици 3.27а дати су резултати прорачуна за напон, а на слици 3.27б за снагу која се развија на отпорницима (по отпорнику). Треба напоменути да WIPL-D даје могућност прорачуна временског облика струје на жицама (и плочама), па је напон на отпорнику израчунат тако што је прво израчуната струја кроз жицу на коју је постављен отпорник, а пошто је та жица електрички кратка на свим учестаностима од интереса, напон се израчунава као $u(t)=i(t)/R$. Софтвер заправо ради прорачун густине површинских струја (јединица је A/m), али пошто је жица електрички кратка, може се сматрати да је расподела струје по жици униформна, а струја кроз отпорник добије се када се струја исказана у јединици A/m подели са 1000 (због дужине жице од 1 mm). Временски облик снаге која се развије на отпорнику израчунава се као $p(t)=u^2(t)/R$.



Слика 3.26. Поређење IRA-а са 4 и 6 кракова по израченом електричном пољу када се а) користе отпорници, и б) не користе отпорници.

Резултати показују да се, за исто електрично поље у зони зрачења, оптерећење на отпорницима смањило за барем 12 % када је у питању напон, а барем 26 % када је у питању снага. Треба приметити да код IRA-е са 6 кракова, средњи отпорник је много мање оптерећен од спољашњег, што је у складу са резултатом са слике 3.13.

Табеларно поређење перформанси IRA-а, зарад прегледности, приказано је у табели 3.1. Анализа из овог поглавља објављена је у [189].



Слика 3.27. а) Напон и б) снага која се развије на отпорницима приликом побуде IRA-а са 4 и 6 кракова диференцијраним Гаусовим импулсом.

Табела 3.1. Поређење перформанси IRA-а приликом побуђивања антене диференцираним Гаусовим импулсом дужине 0,5 ns.

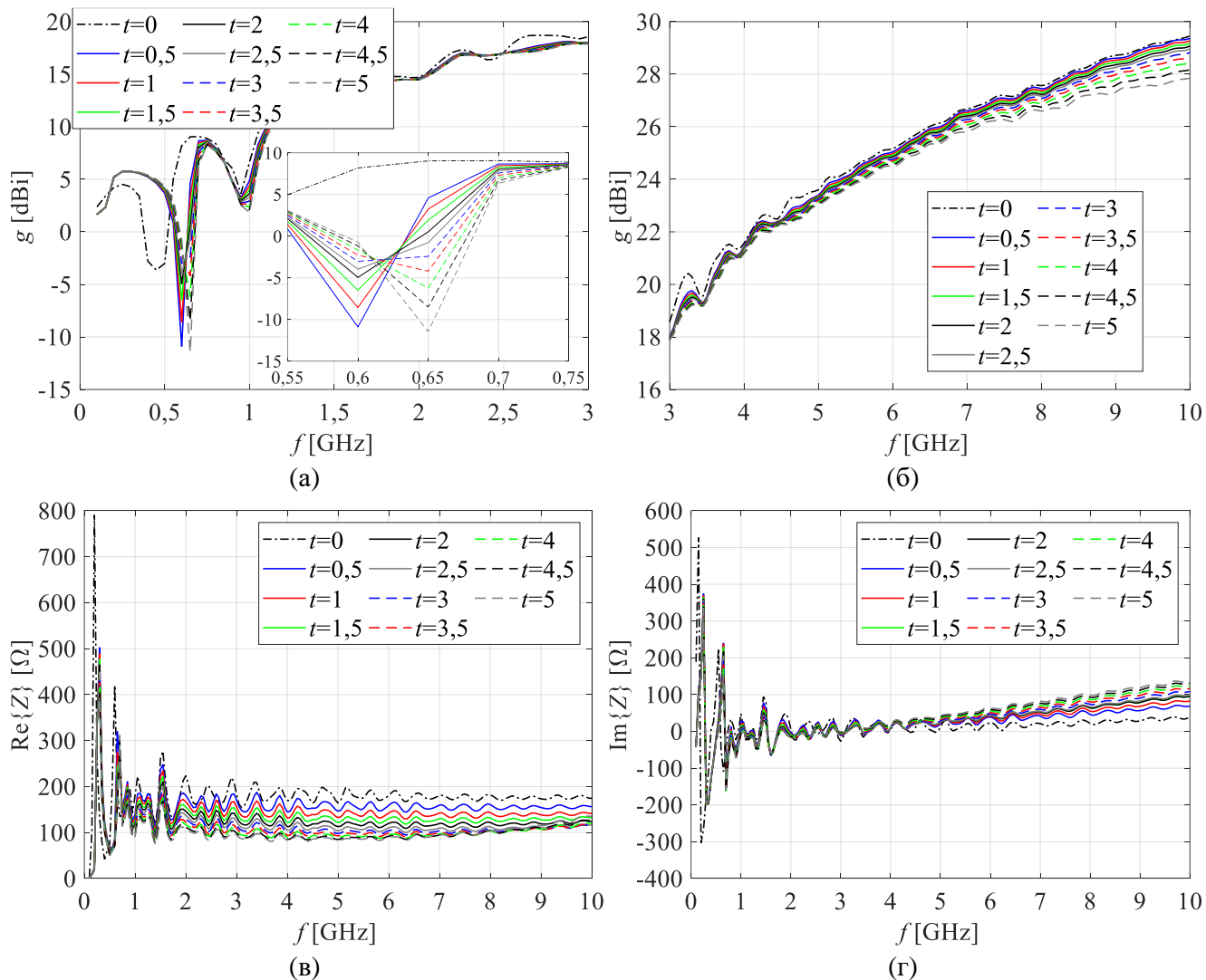
IRA	U_g [V]	R_g [Ω]	E_{max} [V/m]	U_{maxR} [mV]
4 крака, са отпорницима	1	200	0,45	90
4 крака, без отпорника	1	200	0,46	0
6 кракова, са отпорницима	1	150	0,52	80
6 кракова, без отпорника	1	150	0,54	0
6 кракова, са отпорницима	0,86	150	0,45	68
6 кракова, без отпорника	0,86	150	0,46	0

3.5. Оптимизација IRA-е са тејперованим краковима

У поглављу 3.3 одређен је оптималан број кракова и угао између кракова тако да се добије исто појачање као у случају IRA-е са 4 крака са максималним појачањем, а нижа и стабилнија импеданса. У овом поглављу приступа се даљој оптимизацији антене мењајући три геометријска параметра крака – дебљину крака, дужину D_k и угао β_2 . Циљ је испитати да ли се два највећа пропада у појачању (на 450 MHz и 900 MHz) могу ублажити, као и да ли се појачање на осталим учестаностима може повећати и да ли се импеданса може даље смањити без смањења појачања.

3.5.1. Оптимизација дебљине крака

У [45] по први пут у доступној литератури испитан је (нумерички) утицај коначне дебљине кракова на карактеристике IRA. Показано је да се повећањем дебљине може додатно смањити импеданса антене а да се при томе практично не утиче на појачање. Дебљина крака постепено је повећавана до 4 mm и тиме постепено спуштан реални део импедансе без практичног утицаја на појачање. Међутим, за дебљину од 4 mm, долази до наглог раста реактансе са порастом учестаности што квари прилагођење антене.



Слика 3.28. Перформансе IRA-е за различите дебињине кракова. а) Појачање у опсегу од 0,1 до 3 GHz, и б) у опсегу од 3 до 10 GHz. в) Реални део и г) имагинарни део импедансе.

Како би испитали утицај коначне дебљине крака на карактеристике IRA-е са 6 кракова, WIPL модел измењен је тако да се дебљина кракова може параметарски мењати. Жица која је спајала кракове са рефлектором уколоњена је и тај спој замењенем спојем преко заједничке ивице две плоче. Такође, пошто већа дебљина кракова захтева већу плочицу за спајање кракова код фокалне тачке, у моделу је промењено и да се њена величина мења са променом дебљине кракова. Полупречник круга спољашње ивице плочице подешен је да буде $r[mm]=1,25+t+2,5$,

где је t дебљина кракова. Дакле, креће се између 4,75 и 8,25 mm. Дебљина је мењана од 0,5 mm до 5 mm у корацима од 0,5 mm. На слици 3.28 су дате импедансе и појачања свих модела.

Резултат показује да, повећање дебљине кракова доводи до смањења појачања. Међутим, овај ефекат је једино изражен када се појачање модела са коначном дебљином пореди са појачањем модела са бесконачно танким краковима. У овом случају је пад у појачању најизраженији између 2,5 и 3,5 GHz. Такође је први пропад у појачању померен са 450 MHz на 600 MHz, и антена је остала неупотребљива (за простопериодичне и сложенопериодичне побуде) на првом пропаду. Како је првобитни задати циљ да се антена користи изнад 700 MHz, у нашем случају ово не представља проблем. Други пропад остао је практично на истој фреквенцији. Наравно, пропад је све дубљи како се повећава дебљина кракова.

Уколико упоредимо само моделе са коначном дебљином кракова, смањење појачања расте са порастом учестаности, али је максимална разлика већа од 1 dB тек изнад 8 GHz, не рачунајући други пропад где је она 1,8 dB. Максимална разлика на 10 GHz је 1,6 dB.

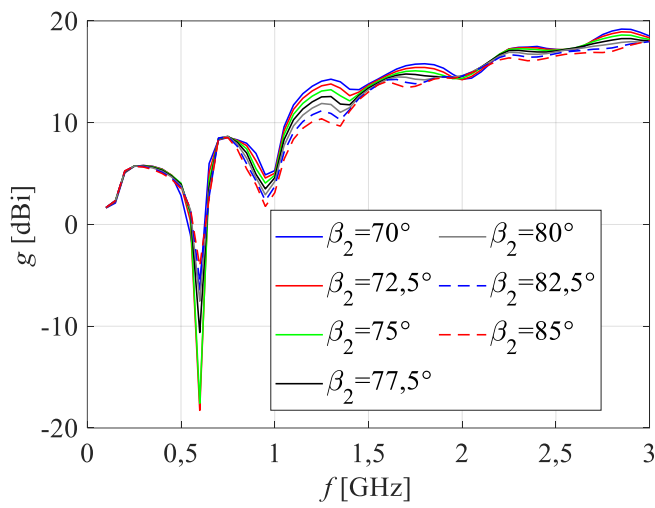
Одлучено је да се даља анализа ради са дебљином од 1 mm. Разлог је што се овим постиже добар компромис између ниског реалног дела импедансе, имагинарног дела импедансе близу 0Ω на високим учестаностима, и појачања. Такође, како је планирано да се кракови код експерименталног прототипа реализују у виду штампаних плоча, дебљина од 1 mm пружа довољно добру механичку стабилност а омогућава лакшу конструкцију антене (због веће савитљивости).

3.5.2. Оптимизација облика крака

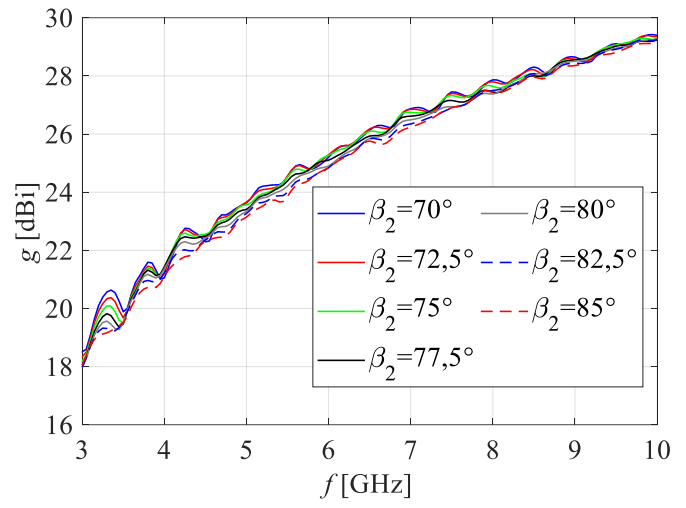
На сликама 3.29а и 3.29б упоређени су појачања за седам вредности угла β_2 који се креће од 70° до 85° . Резултат показује да се за мање β_2 добија веће појачање. Међутим, резултат на сликама 3.29в и 3.29г показује да то такође изазива веће осцилације у импеданси на свим учестаностима. Као компромис, изабрано је да β_2 буде 75° . Два главна пропада у појачању остала су практично на истим учестаностима, а антена остаје неупотребљива на првом пропаду.

На крају је испитано на који начин D_k утиче на карактеристике антене. Резултат је приказан на слици 3.30. Утицај на импедансу је минималан, док у случају појачања постоји компромис између појачања на другом пропаду и средњег појачања. Изабрана је вредност од 250 mm, јер је у том случају појачање на другом пропаду највеће, а на свим учестаностима изнад 700 MHz је оно међу три највећа појачања. Такође, први пропад се јавља на нижој учестаности у односу на остале случајеве.

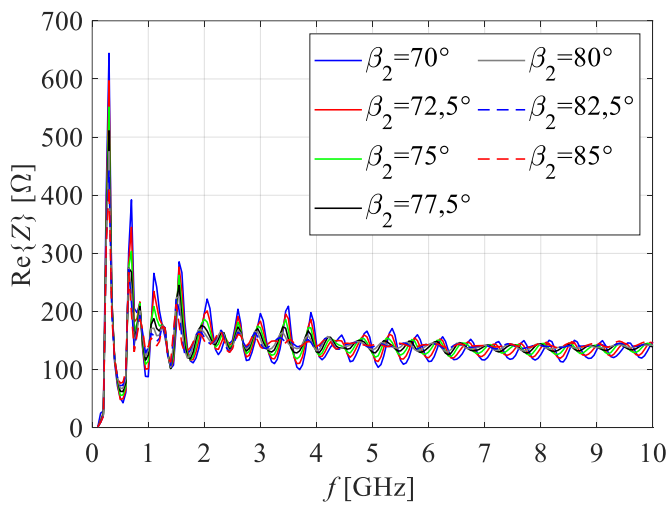
На слици 3.31 оптимизовани модел упоређен је са првобитним моделом антене са 6 кракова (без отпорника). Појачања су веома слична у целом посматраном фреквенцијском опсегу. Међутим, други пропад у појачању оптимизацијом је ублажен и сада износи 5,5 dB, наспрам 3,6 dB пре оптимизације. Појачање је такође веће за око 1 до 2 dB у опсегу од 800 MHz до 1,4 GHz. Први пропад у појачању је блажи код иницијалног модела, али је антена ту у оба случаја неупотребљива, па и није од значаја. Што се импедансе тиче, она је спушета и сада варира у близини 150Ω . Осцилације су такође ублажене. На слици 3.31г упоређени су коефицијенти рефлексија у 150-омском систему. Оптимизована антена боље је прилагођена у опсегу од 1,45 до 5 GHz. Изнад 5 GHz, због наглог пораста имагинарног дела импедансе, оптимизована антена има слабије прилагођење од иницијалног, али је и даље испод -10 dB до 10 GHz.



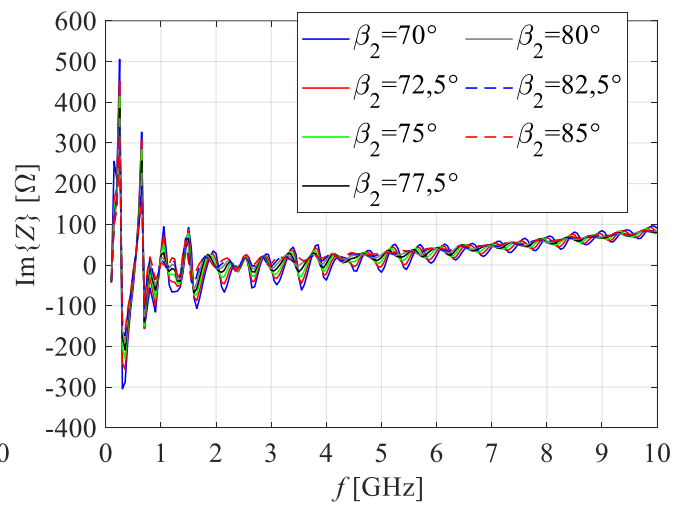
(a)



(б)

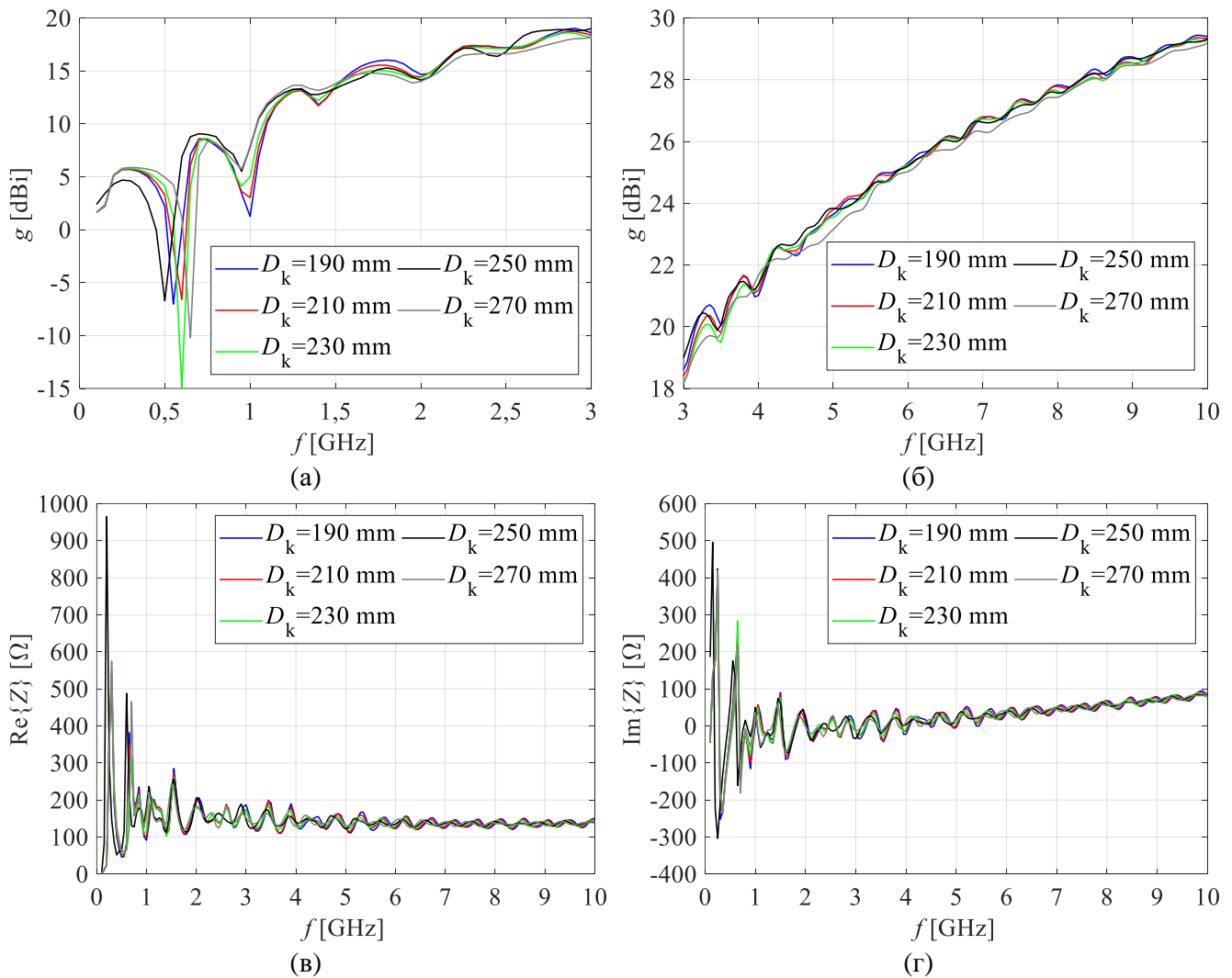


(в)



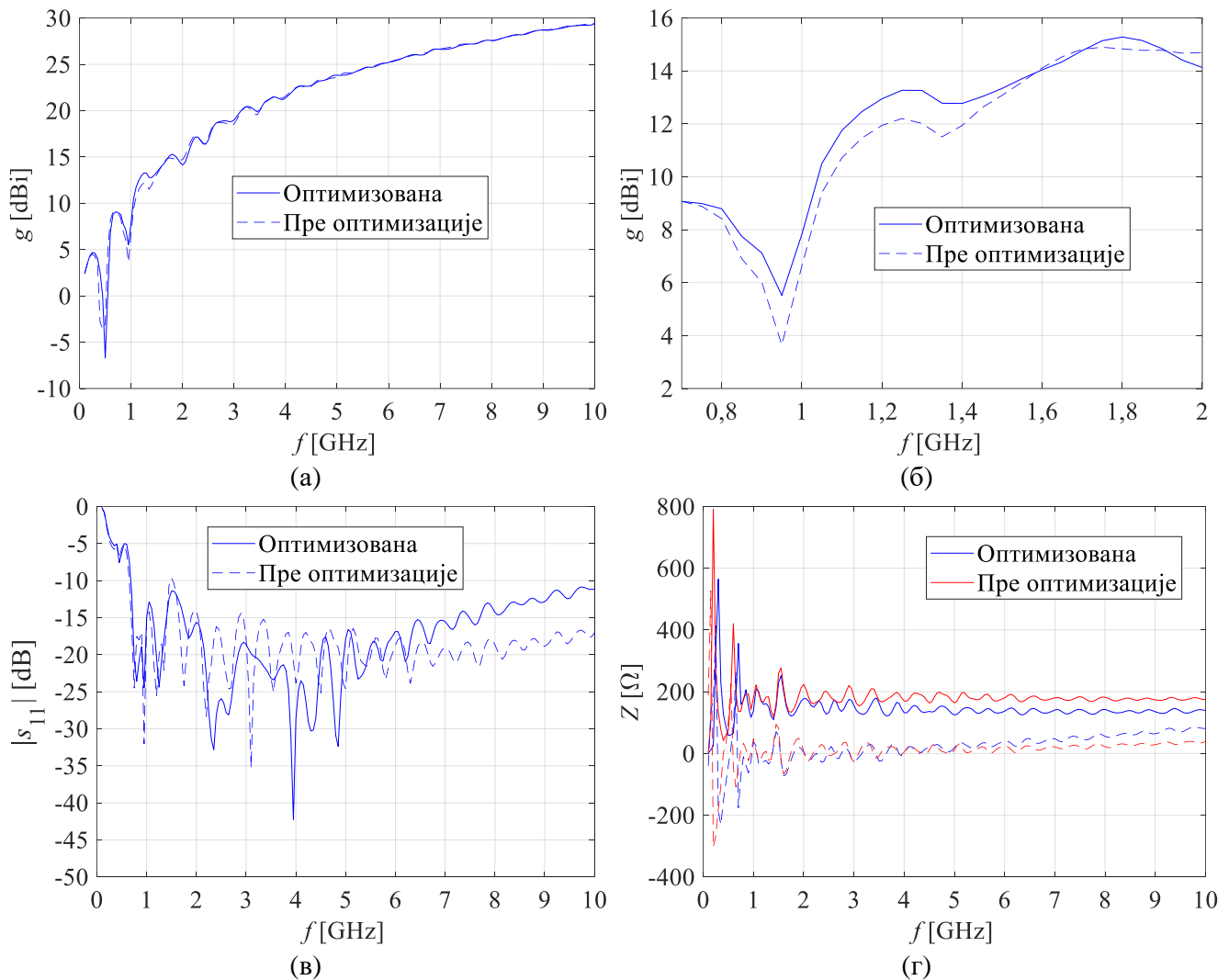
(г)

Слика 3.29. Перформансе IRA-е за различите вредности β_2 . Појачање у опсегу од а) 0,1 до 3 GHz, и б) у опсегу од 3 до 10 GHz. в) Реални део и г) имагинарни део импедансе.



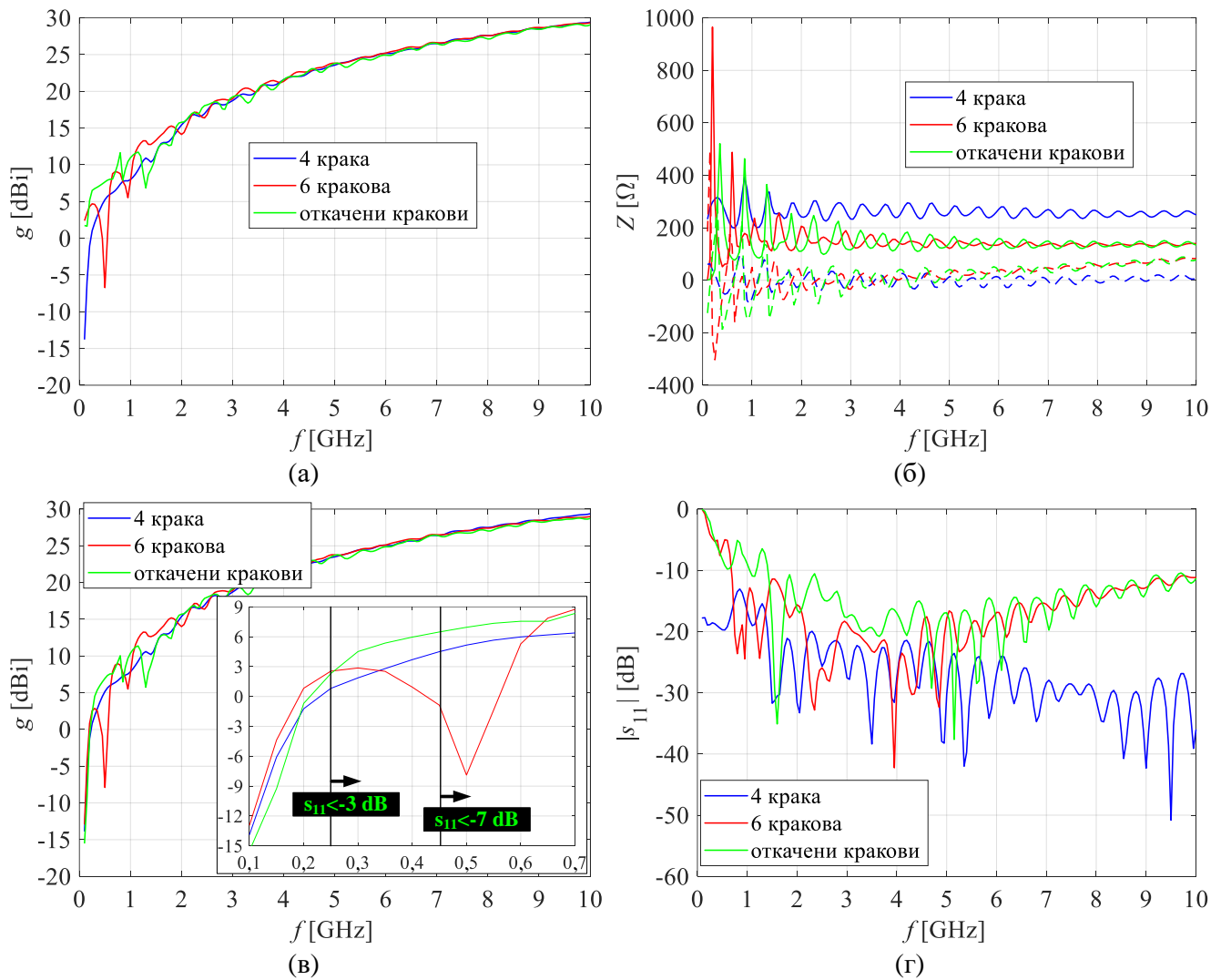
Слика 3.30. Перформансе IRA за различите вредности D_k . Појачање у опсегу од а) 0,1 до 3 GHz, и б) у опсегу од 3 до 10 GHz. в) Реални део и г) имагинарни део импедансе.

Резултати симулација показали су да се оптимизацијом геометријских параметара IRA-е без отпорника на први пропад у појачању не може утицати до те мере да антена буде искористљива (по питању зрачења у правцу фокалне тачке приликом простопериодичних побуда). Пропад се може само ублажити (највеће постигнуто појачање на првом пропаду је -4 dBi) и благо утицати на учестаност на којој ће се појавити (између 450 и 650 MHz). Како би се у потпуности уклонио без коришћења отпорника, потребно је кракове одвојити од рефлектора, али се онда драстично дестабилише импеданса. На слици 3.32 приказани су појачање, импеданса, остварено појачање и коефицијент рефлексије модела IRA-е, али са откаченим краковима (размак између крака и рефлектора је 1 mm), у поређењу са оптимизованом IRA-ом и IRA-ом са 4 крака (за $\varphi = 40^\circ$), са отпорницима. Остварено појачање и коефицијент рефлексије дати су за номиналну импедансу од 150Ω у случају IRA-а са 6 кракова, односно 250Ω у случају IRA-е са 4 крака.



Слика 3.31. Поређење IRA-а са шест кракова пре ($\varphi = 45^\circ$) и након оптимизације. а) Појачање, б) појачање у опсегу од 1,7 до 2 GHz, в) импеданса и г) прилагођење у 150-омском систему.

Разлике у појачањима изражене су само изнад 2 GHz. Импеданса и даље варира у околини 150 Ω , али са много већим осцилацијама. Међутим, и поред јаких осцилација, она има остварено појачање веће од 3 dBi изнад 250 MHz, али је коефицијент рефлексије већи од -10 dB испод 1,3 GHz. Коефицијент рефлексије је мањи од -7 dB изнад 450 MHz, а мањи од -3 dB изнад 250 MHz. Између 1 GHz и 2 GHz оптимизована IRA има најбоље остварено појачање. Њено остварено појачање је мање од 3 dBi испод 575 MHz. Уколико је прихватљиво да се 50 % снаге рефлектује назад ка појачивачу ($|s_{11}| < -3$ dB), уклањањем везе између кракова и рефлектора се искористљивост антене (за примене где се користе сталне побуде) проширује до 250 MHz. Уколико је прихватљиво да се 20% ($|s_{11}| < -7$ dB) снаге рефлектује, онда се искористљивост антене проширује до 450 MHz.



Слика 3.32. а) Појачање, б) импеданса, в) остварено појачање и г) коефицијент рефлексије IRA са 4 крака (са отпорницима), оптимизоване IRA и оптимизоване IRA са откаченим краковима.

4. Пројектовање широкопојасног симетризатора и трансформатора импедансе

У овом поглављу биће изложено пројектовање система за напајање пројектоване IRA-е у виду тејперованог симетризатора и трансформатора импедансе. Ради једноставности, надаље ће ова структура бити називана само тејпер. Као што је већ објашњено, IRA захтева диференцијално напајање у фокалној тачки, а пошто је циљ да се антена користи у оквиру стандардног 50-омског система који типично садржи коаксијалне конекторе, потребно је и њену импедансу од 150 Ω спустити на 50 Ω . Стога, пројектовани систем за напајање мора да врши обе функције. Један од циљева је и да овај систем буде интегрисан у саму антену, односно да се једним конектором на антени она директно може повезати на 50-омски извор преко 50-омског кабла.

Недостаци система за напајање помоћу T-споја (поглавље 2.4.4) су комплексност и цена. Наиме, морају се користити коаксијални каблови који нису 50-омски, тачније 100-омски у случају 200-омске, а 75-омски у случају 150-омске IRA-е. Овакви комерцијални каблови су доста ретки на тржишту. Они такође морају имати и мале губитке (до највиших учестаности), а згодно је да буду и савитљиви због лакше инсталације, па су због тога и скупии. Поред коаксијалних каблова, мора се поседовати и T-спој као и одговарајући феритни прстенови да се покрије шири опсег учестаности. Напоменимо да у тренутку писања ове дисертације нису се могли наћи комерцијално доступни феритни прстенови који покривају веће учестаности од пар GHz. Уз то, интеграција целог система у антену није једноставна.

У [131] разматран је систем који има следећи недостатак (систем је описан у поглављу 2.4.4). Ово је решење у виду штампаног кола код кога коришћени супстрат има мале губитке на високим учестаностима, а такви супстрати су скупии. Такође, у референцираном раду наглашено је да овакаво решење мора имати метално кућиште ради механичке потпоре и заштите од ЕМ поља. Само кућиште додатно компликује пројектовање симетризатора, компликује процес израде антене, а повећава тежину и цену антене. У поменутом раду, ово кућиште је пројектовано као цилиндар у коме се налази стиропор који држи сам симетризатор. Наглашено је да је релативна пермитивност овог стиропора близу 1, па се нумеричко моделовање не компликује додатно. Међутим, антена је у поменутом раду пројектована, и резултати су експериментално верификовани само до 4 GHz и питање је како се ово коло понаша на учестаностима вишим од ове. Уколико је у питању материјал наменски дизајниран да има релативну пермитивност близу једнице и на високим учестаностима, онда то додатно знатно повећава цену овог решења.

Систем за напајање пројектован у овој дисертацији представља оригинално решење, које је једноставно и јефтино за реализацију, а које испуњава све задате циљеве – обезбеђује прилагођење од 700 MHz до 10 GHz ($|S_{11}| < -10\text{dB}$), обезбеђује диференцијално напајање у фокалној тачки, може да се користи са простопериодичним сигналим снага реда више стотина вати, лако се интегрише у антену и минимално утиче на перформансе антене у виду промене расподеле ЕМ поља између кракова.

4.1. Основни концепт инвертованог тејперованог микрострип симетризатора и трансформатора импедансе

Идеја је да се тејпер постави управно на рефлектор, у равни анти-симетрије (слика 4.1а). На овај начин се металнује део простора који је практично еквипотенцијалан, а вектор електричног поља који потиче од вода кога чине кракови је управан на тејпер. Теоријски, ово је

полажај који има минималан утицај да електрично поље антене. Тејпер је пројектован тако да се на дну налази 50-омски микрострип вод, код кога је маса спојена са рефлектором, а „врхни“ проводник спојен унутрашњим проводником женског конектора који се налази у центру рефлектора, фиксиран је за њега и маса му је спојена са рефлектором. Како се сигнал води ка врху антене, оба проводника тејпера се сужавају, а на врху, односно у фокусу, оба су исте ширине и чине диференцијални вод карактеристичне импедансе практично једнаке импеданси антене. У фокусу се водови тејпера спајају са краковима IRA-е (слика 4.1б).

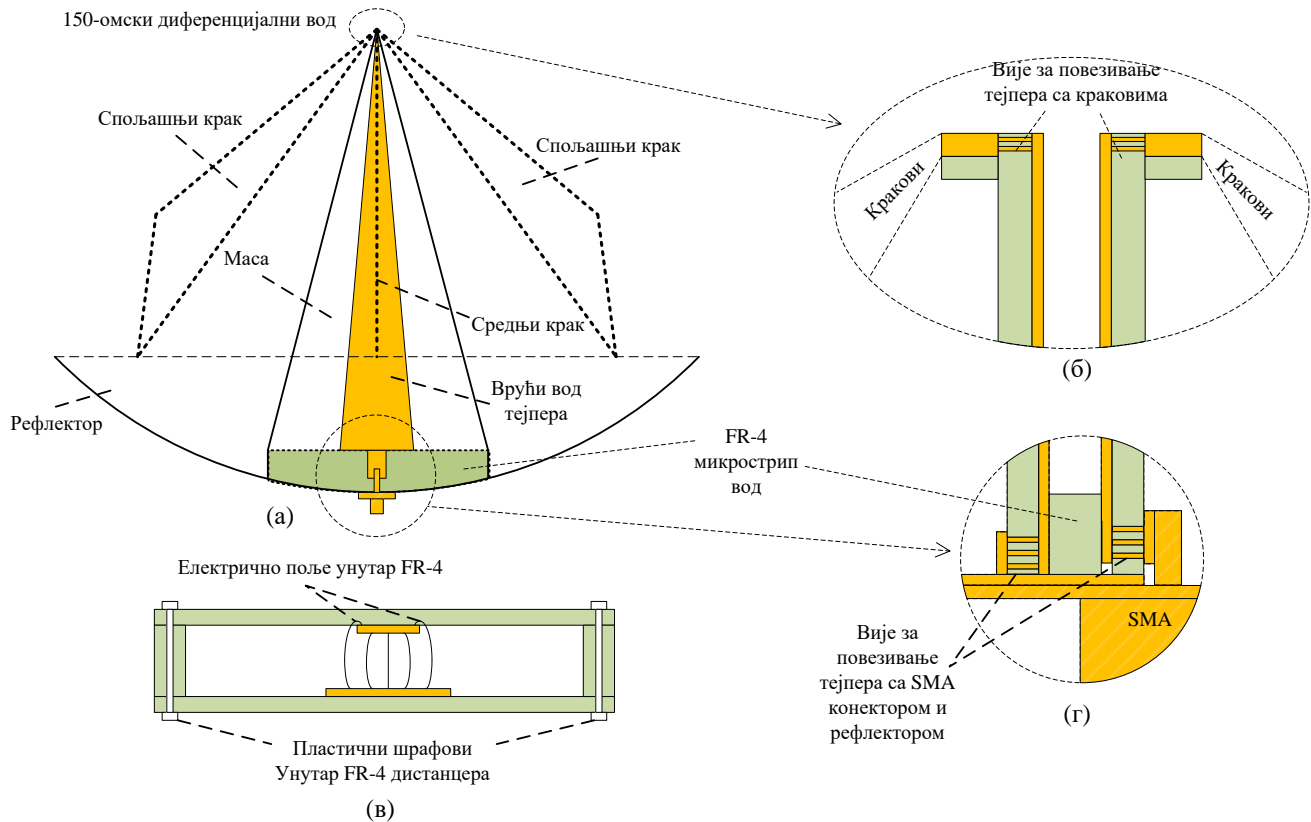
Антиена је пројектована за учестаности до барем 10 GHz. Супстрати који на овим учестаностима имају мале губитке су скупи, па је одлучено да се тејпер пројектује у виду тзв. инвертованог тејперованог микротракастог вода [186], [187]. Наиме, два проводника тејпера се штампају на засебним плочама, и постављају се један наспрам другог тако да је између њих само ваздух (слика 4.1в). Размак између њих обезбеђује се помоћу диелектричних носача довољно удаљених од водова да не утичу на расподелу поља и тиме на карактеристичну импедансу. У овом случају одлучено је да се користе носачи од истог диелектрика који се и користи за штампу водова тејпера, а то је FR-4. Две стране ове структуре фиксирани су пластичним шрафовима како сами шrafoви не би реметили ЕМ поље између кракова антене. На овај начин је приближно реализован ваздушни микротракасти вод искључиво штампом на економичном супстрату који је широко доступан, а губици у диелектрику (који потичу од електричног поља које је ипак присутно у диелектрику) су мањи од 10 dB/m (5 dB за дужину тејпера од 20 cm) на практично свим учестаностима, што је показала анализа изложена у поглављу 4.3.

Још једна предност оваквог вода је што он омогућава коришћење широкх водова због ниске релативне пермитивности супстрата (релативна пермитивност ваздуха је практично једнака јединици), што омогућава брже хлађење водова. То такође олакшава лемљење у фокусу антене где се тејпер спаја са краковима, а где су водови тејпера најужи.

Како би се на дну антене водови тејпера спојили са конектором антене и рефлектором, потребно је додати вије које спајају спољашње површи плочица са унутрашњим, односно оним на којима су штампани водови. На спољашњим површима је потребно додати бакарна „острвца“ преко којих ће се вршити ово повезивање (слика 4.1г). У фокусу се водови тејпера спајају са краковима на исти начин (слика 4.1б). Тачније, штампана плочица се користи да се електрички споје кракови на обе стране вода, а тејпер се повезује са штампаном плочицом. Састављање антене биће описано у наредном поглављу.

Битно је напоменути да су прва антенска мерења показала да је први израђени прототип имао механичку ману која је утицала на коефицијент рефлексије. Наиме, код 50-омског дела тејпера, на месту где се он спаја са конектором, у зависности од положаја саме антене долазило је до притискања тејпера и промене растојања између водова, и тиме се мењала карактеристична импеданса вода, односно кварило се прилагођење. Како би се обезбедила механичка стабилност, првих 2 cm тејпера пројектовано је практично у виду конвенционалног микрострип вода са FR-4 (слика 4.1г). Ово је реализовано тако што је између водова тејпера уметнута плочица од FR-4 дужине 2 cm, и за овај сегмент прерачуната је ширина водова тако да се добије 50-омски микрострип вод. Он се затим након тих 2 cm претвара у ваздушни микротракасти вод. На овај начин отклоњен је описани механички недостатак.

Одлучено је да ваздушни процеп између водова буде 1 mm. На овај начин се прави компромис између величине фокалне регије и ширине водова. Наиме, у интересу је да фокална регија буде што мања како би се минимизирао њен утицај на импедансу антене, а с друге стране мањи процеп повлачи уже водове што чини лемљење тежим и успорава хлађење водова. Водови су штампани на супстрату дебљине 0,5 mm јер је њиме лакше манипулисати, а задовољавајућих је механичких карактеристика.



Слика 4.1. Концепт ивертованог тејперованог микрострип симетризатора и трансформатора импедансе [35]. а) Положај тејпера и повезивање са коаксијалним конектором. б) Увеличани приказ врха тејпера и његово повезивање са краковима. в) Инвертовани микротракасти вод. г) Увеличани приказ дна тејпера и његово повезивање са коаксијалним конектором.

4.2. Пројектовање тејпера кроз нумеричко моделовање без диелектрика и остатка антене

Како би се скратило време нумеричких прорачуна потребних за проналажење одговарајућих ширина водова, у првом кораку су прорачуни рађени без диелектрика. Другим речима, пројектован је тејпер сачињен искључиво од савршено проводног метала. Затим, у другом кораку се на основу добијених ширина водова ради прерачунавање тако да водови тејпера са диелектриком дају карактеристичне импедансе које одговарају онима из првог корака.

У првом кораку се најпре користи софтвер LINPAR [190] како би се добиле ширине водова за две позиције дуж тејпера – за 50-омски микротракасти вод, и за 150-омски диференцијални вод. Затим се тејпер моделује у софтверу WIPL-D без остатка антене, а изнад бесконачне и савршено проводне равни уместо рефлектора. WIPL-D нуди опцију да се фреквенцијски променљива импеданса увезе у модел као концентрисано оптерећење. Управо ово је и искоришћено да се испита ефикасност моделованог тејпера, а затим је урађено фино подешавање коефицијента рефлексије мењањем ширина водова на врху у малим корацима.

Испробане су две врсте тејпера, линеарни и експоненцијални, али се овде то односи на геометријски профил, а не на облик функције која дефинише како се карактеристична импеданса мења дуж вода као у поглављу 3.1.1.

На крају, оптимизована IRA је моделована заједно са пројектованим ваздушним тејпером

како би се потврдила његова функција.

4.2.1. Пројектовање линеарно тејперованог симетризатора и трансформатора импедансе

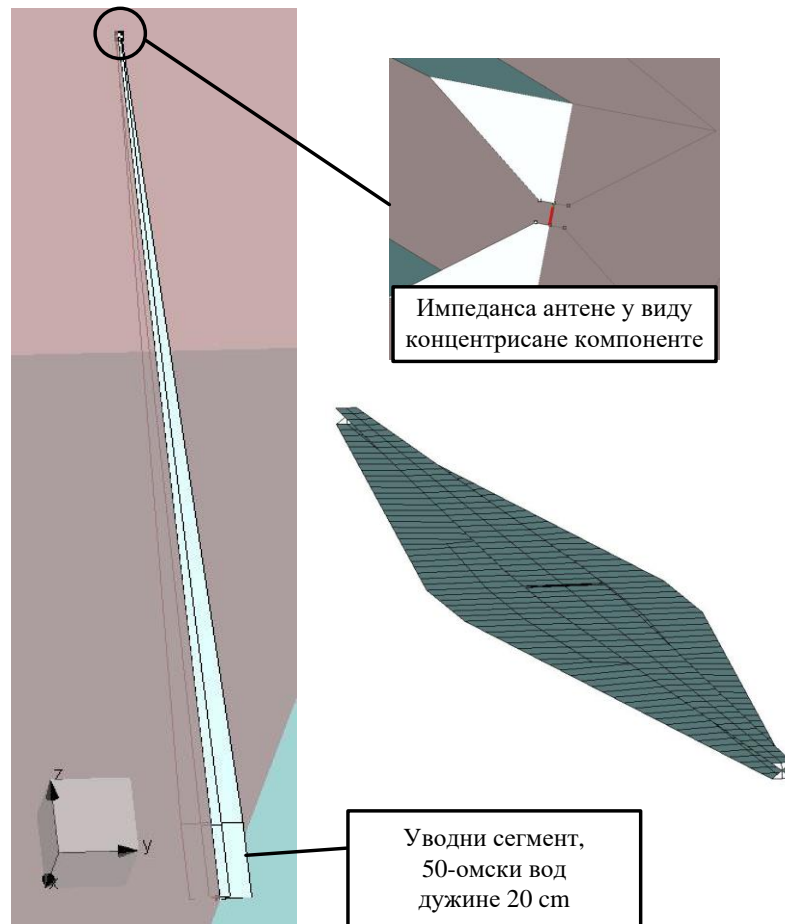
Најпре је потребно утврдити ширину 50-омског вода и 150-омског диференцијалног вода. Обе ширине је могуће пронаћи помоћу опције за обичне микротракасте структуре са бесконачно танким водовима (енглески: Microstrips Zero Thickness) у оквиру програма LINPAR. Наравно, могуће је радити и са водовима коначне дебљине, али с обзиром на то да је било познато да ће фабриковани тејпер имати водове дебљине 35 μm , сматрало се да за овим нема потребе.

Израчунавање ширине вода тако да импеданса вода буде 50 Ω може се извршити на разне начине, помоћу Wheeler-ових формула за синтезу вода [188], помоћу калкулатора у софтверима Microwave Office (MWO) [191] или WIPL-D microwave [192], или многобројних сличних online калкулатора. У програму LINPAR се ово ради тако што се постепено мења ширина вода у дискретним корацама док се израчуната импеданса не поклопи са жељеном. За (ваздушни) супстрат дебљине 1 mm, и масе широке 15 mm (петнаест дебљина супстрата), добијена је ширина вода од близу 5 mm. Изабрана ширина за масу представља компромис између што приближнијег моделовања бесконачне проводне равни, и механичке стабилности приликом пројектовања инвертованог микротракастог тејпера описаног у поглављу 4.3.

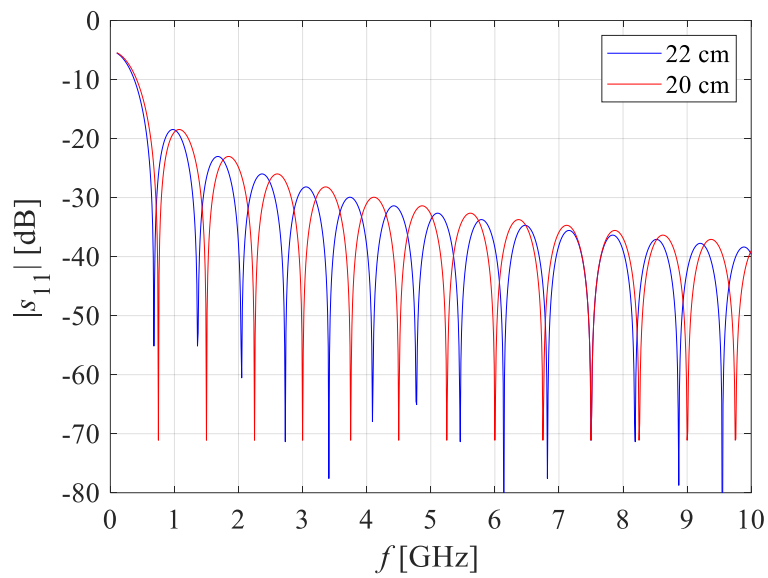
Добијене димензије водова за 50-омски вод на дну тејпера се преносе на WIPL модел и оне се не мењају. На врху тејпера је диференцијални вод који пре финог подешавања има ширину која даје 150-омски вод. Ова почетна ширина водова се такође добија помоћу програма LINPAR на исти начин као и 50-омски вод, с тим што је масу потребно сузити тако да практично буде исте ширине као горњи. Ширина водова за коју се прилижно добија 150-омски диференцијални ваздушни микротракасти вод је 1,3 mm.

Како би се извршило фино подешавање прилагођења мењањем карактеристичне импедансе диференцијалног вода, потребно је импедансу IRA-е (оптимизирана IRA из поглавља 3.5.2) увести у овај модел као концентрисано оптерећење (компонента) са фреквенцијски зависном импедансом [180]. Ова компонента се поставља на сам врх тејпера, а испод тејпера се поставља бесконачна савршено проводна равна која апроксимира рефлектор, али се на овај начин избегава моделовање рефлектора и убрзава нумерички прорачун. Како би се прорачун додатно убрзао, искоришћена је симетрија структуре (у односу на равну управну на оба вода) да би се број непознатих преполовио. Модел тејпера и његова сегментација приказани су на слици 4.2. Модел садржи и уводни сегмент, односно 50-омски вод дужине 2 cm, чија је сврха описана у претходном поглављу. Битно је напоменути да овај водни сегмент смањује укупну дужину тејпера са 228 mm на 208 mm, и тиме благо умањује ефикасност тејпера приликом трансформације импедансе. На слици 4.3 дато је поређење коефицијената рефлексије у случају тејпера истог типа и исте импедансе терминације (150 Ω , што је приближно импеданса пројектоване IRA-е) дужине 22 cm и тејпера дужине 20 cm. За прорачун су искоришћене једначине коришћене у поглављу 3.1.1. На основу овог резултата, ефекат благог скраћивања тејпера је практично занемарљив.

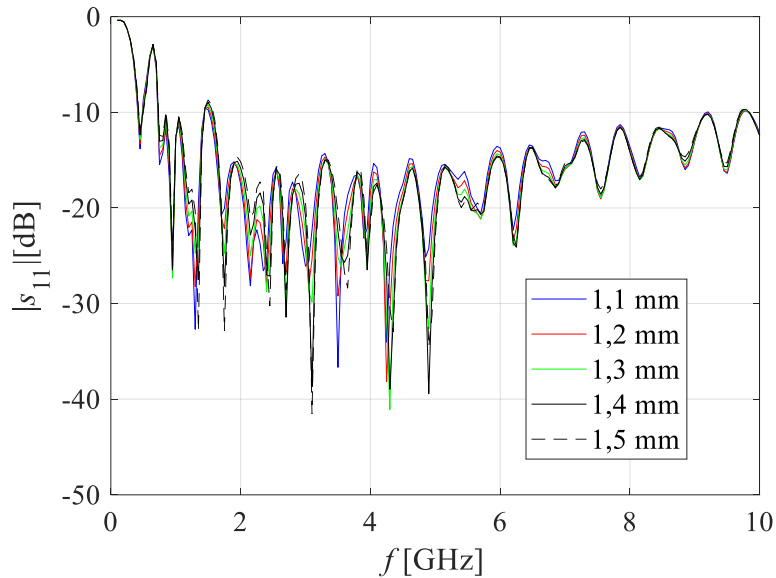
Резултати за остварено прилагођење у случају пет различитих ширина врхова (од 1,1 mm до 1,5 mm са корацама од 0,1 mm) приказани су на слици 4.4. Резултати показују да нема великих разлика између ових пет модела и да сваки практично задовољава услов $|s_{11}| < -10$ dB у целом фреквенцијском опсегу од интереса. Ипак, у случају када је ширина водова 1,3 mm, прилагођење је углавном боље него код модела са ужим врхом, док модели са ширим врхом имају мало слабије прилагођење до 3 GHz, а мало боље између 3 GHz и 7 GHz, па је одлучено да се задржи почетна ширина водова од 1,3 mm.



Слика 4.2. Нумерички модел тејпера.



Слика 4.3. Ефекат смањивања укупне дужине тејпера са 22 cm на 20 cm.



Слика 4.4. Прилагођење за различите ширине врха тејпера.

4.2.2. Пројектовање експоненцијано тејперованог симетризатора и трансформатора импедансе

Иако се линеарним тејпером постигло одговарајуће прилагођење у практично целом циљном фреквенцијском опсегу, у околини појединих фреквенција добијени резултат је врло близу задате границе, а у околини 1,5 GHz коефицијент рефлексије је чак мало већи од -10 dB. Како би се покушало да се прилагођење додатно побољша, испробано је неколико тејпера експоненцијалног геометријског профила. Овај геометријски профил математички се дефинише на следећи начин:

$$f(x) = k_1 + k_2 e^{-k_3 x}, \quad (4.1)$$

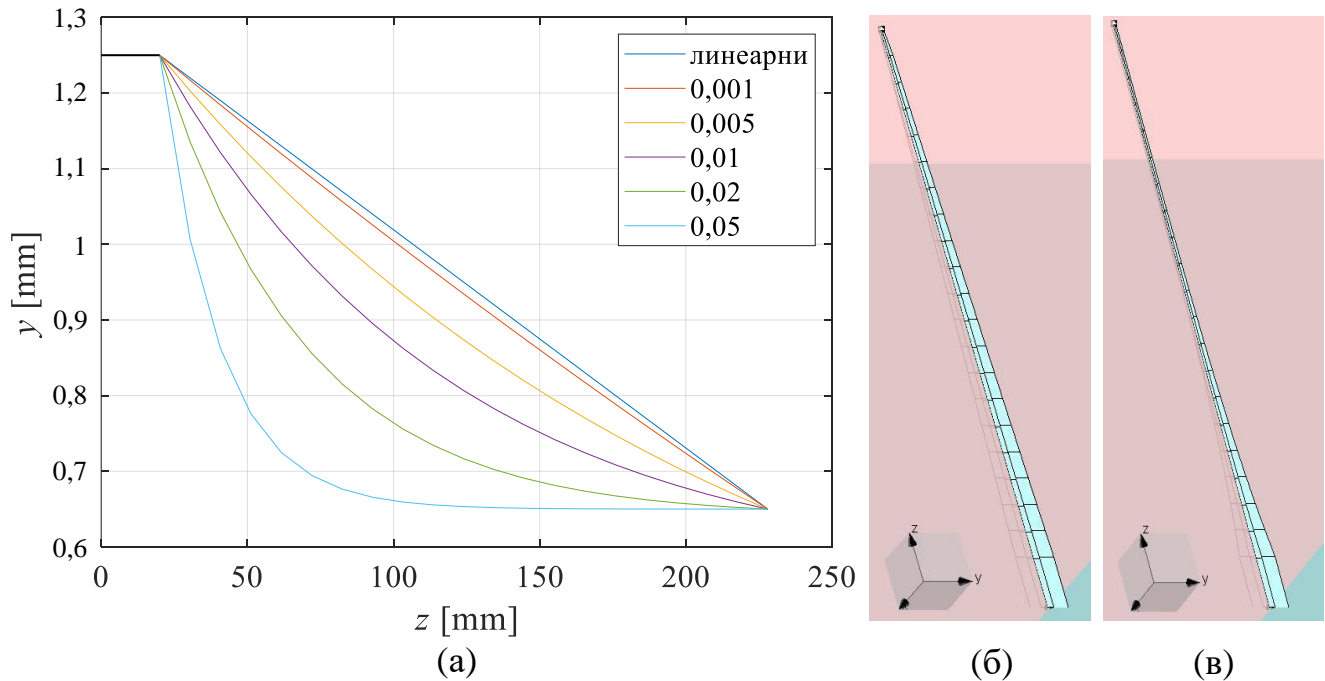
где је $k_1 = w_1 - k_2$ (где је w_1 ширина 50-омског вода), $k_2 = \frac{w_1 - w_2}{1 - e^{-k_3 L}}$ (где су w_2 ширина диференцијалног вода, а L дужина тејпера без уводног вода), а k_3 је мењано и узимане су следеће вредности: 10^{-3} , 5×10^{-3} , 10^{-2} , 2×10^{-2} , и 5×10^{-2} . Профил ових тејпера приказан је на слици 4.5а, заједно са линеарним профилем ради поређења.

Ови тејпери моделовани су са по 20 сегмената трапезоидног облика чији се почци и крајеви налазе у тачкама дефинисаним формулом 4.1, што значи да је дужина једног сегмента више од три пута мања од десетине таласне дужине на највишој учестаности на којој су рађене симулације. Два модела су приказана на слици 4.5б. Ширина врха преузета је из претходног поглавља и држи се константном.

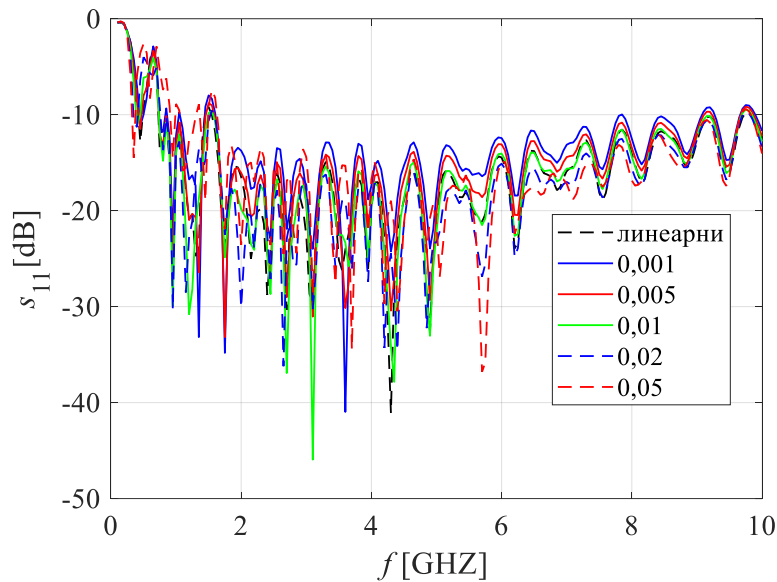
Резултати симулација приказани су на слици 4.6. Види се да се експоненцијалним тејпером не може постићи значајно боље прилагођење него са линеарним тејпером. Када је вредност коефицијента k_3 једнака 0,01, резултат је практично исти као код линеарног тејпера. За вредности овог коефицијента мање од поменуте, линеарним тејпером се постиже боље прилагођење на практично свим учестаностима. У случају $k_3 = 0,05$ постиже се боље прилагођење него код линеарног тејпера на учестаностима већим од 5 GHz, али се на

учестаностима нижим од ове углавном добија лошије прилагођење. Када је $k_3=0,02$, прилагођење је боље на практично свим учестаностима, али је практично гледано та разлика занемарљива. У складу са наведеним, одлучено је да се користи линеарни тејпер.

Битно је напоменути да је могуће и пројектовање експоненцијалног тејпера где експоненцијална функција осликава промену импедансе дуж вода уместо геометријски профил, али због већ постигнутих задовољавајућих резултата, у овакво пројектовање се није залазило. Да би се ово извело, било би потребно да се за сваки од 20 сегмената засебно одређују ширине горњег и доњег вода тако да се добија жељена импеданса која прати унапред задату експоненцијалну промену дуж вода. Овакво пројектовање урађено је нпр. приликом пројектовања коаксијалног тејпера у [55].



Слика 4.5. а) Геометријски профил експоненцијалног тејпера. б) Нумерички модел за $k_1=0,005$, и в) за $k_1=0,02$.



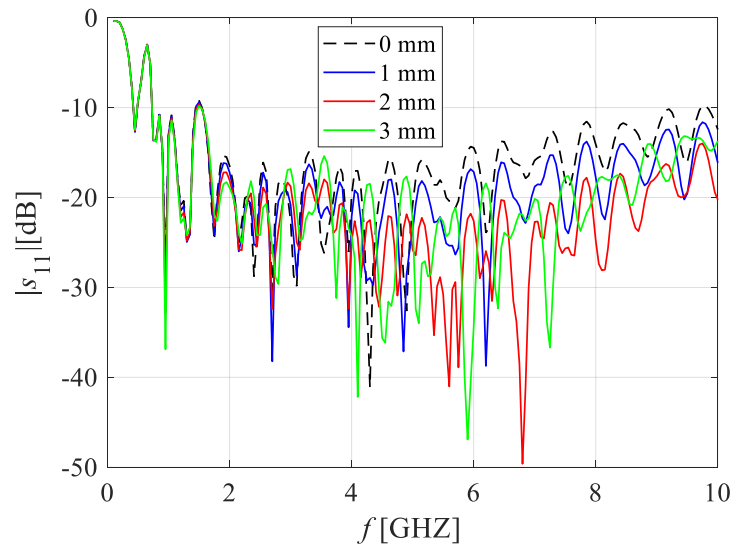
Слика 4.6. Резултати добијени нумеричким прорачуном за више различитих експоненцијалних тејпера и за линеарни тејпер.

4.2.3. Прилагођење помоћу продуженог врха тејпера

На слици 3.31в види се да је реални део импедансе спуштен кроз процес оптимизације. Међутим, такође се јасно види да код оптимизованог модела имагинарни део импедансе брже расте са порастом учестности у односу. Другачије речено, са порастом учестности изнад 5 GHz импеданса антене постаје индуктивна и отежава прилагођење помоћу тејперованог трансформатора импедансе. Испоставило се да, како би се ова индуктивност компензовала, врх тејпера треба мало продужити како би представљао капацитивност у паралели са импедансом антене.

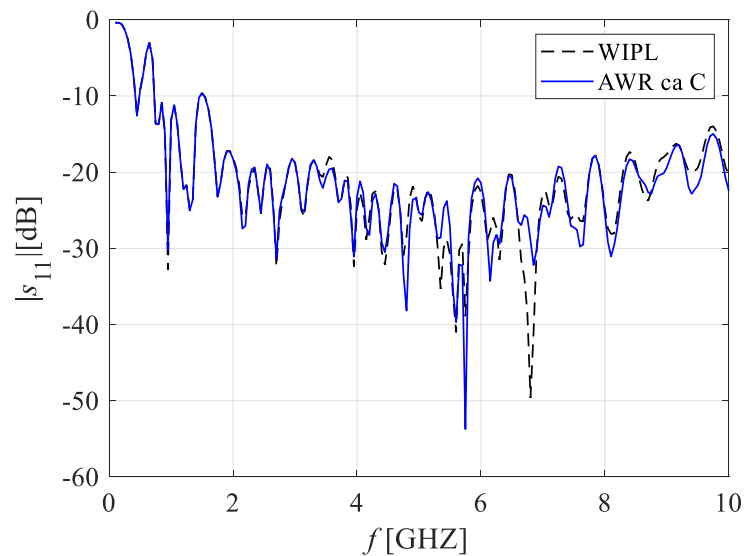
Идеја да се ово уради наишла је након израде првог прототипа. Наиме, приликом цртања штампаних плоча које би чиниле тејпер, одлучено је да се врх продужи за 1 cm како би се лакше могао тејпер лемљењем спојити са краковима (преко плочице описане у поглављу 5). Након састављања антене, разматрало се колики део од врха тејпера треба одсећи и тада је одлучено да се продужени врх симулира и кроз резултате симулације види његов утицај. Из ово разлога резултати симулација приказани у следећем поглављу су резултати за моделе без издуженог врха, јер је испитивање утицаја врха урађено након израде првог прототипа када је била потребна брза провера, односно модел код кога би се брзо добили резултати, па је прорачун урађен за модел тејпера без остатка антене.

На слици 4.7 приказани су резултати за различите дужине врха тејпера. На основу ових резултата видимо да се продуженим врхом од 2 mm добија најбоље прилагођење, па се због тога приликом одсецања врха код израђеног прототипа тејпера оставио врх од 2 mm. Наравно, прототип је израђен као инвертовани микрострип тејпер, па ће због тога ефективно капацитивност овог врха бити нешто већа. Овај ефекат је занемарен јер, као што су резултати показали, и за нешто већу капацитивност (дужи врх даје већу капацитивност) добија се боље прилагођење од првобитног модела.



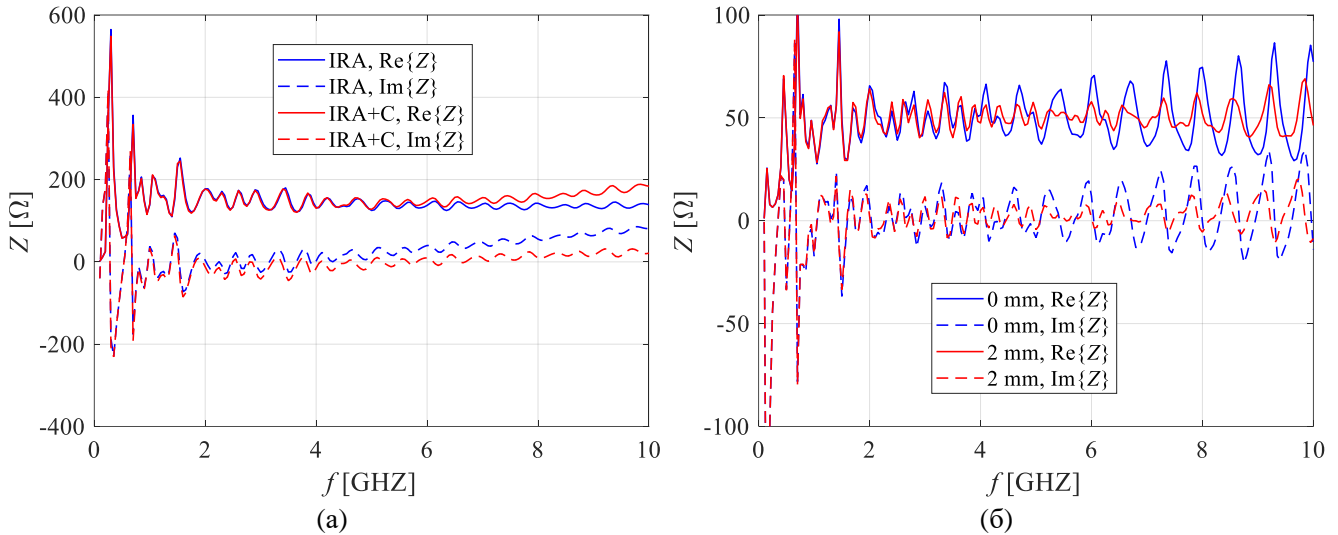
Слика 4.7. Прилагођење за различите дужине продуженог врха тејпера.

Продужени врх се приближно понаша као капацитивност у паралели са импедансом антене, а вредност овог кондензатора може се одредити импортовањем s-параметара тејпера (без врха) и антене у софтвер AWR и додавањем кондензатора променљиве капацитивности испред антене. Након графичког приказа модула коефицијента рефлексије кола са кондензатором и нумеричког модела са продуженим врхом, капацитивност кондензатора се мења док се графици што приближније не поклопе. Ови коефицијенти рефлексија приказани су на слици 4.8. На овај начин утврђено је да је ова капацитивност око 0,04 pF. Ова вредност одступа за скоро 100 % од оне која би се добила апроксимативном формулом за капацитивност плочастог кондензатора ($C = \epsilon S / d$, где је ϵ пермитивност диелектрика, S површина плоча, а d растојање између плоча), што је и за очекивати с обзиром на то да су дужине страница плоча сличне као и растојање између њих [193].



Слика 4.8. Резултат за коефицијент рефлексије у случају WIPL-D модела са продуженим врхом и AWR модела са еквивалентним кондензатором.

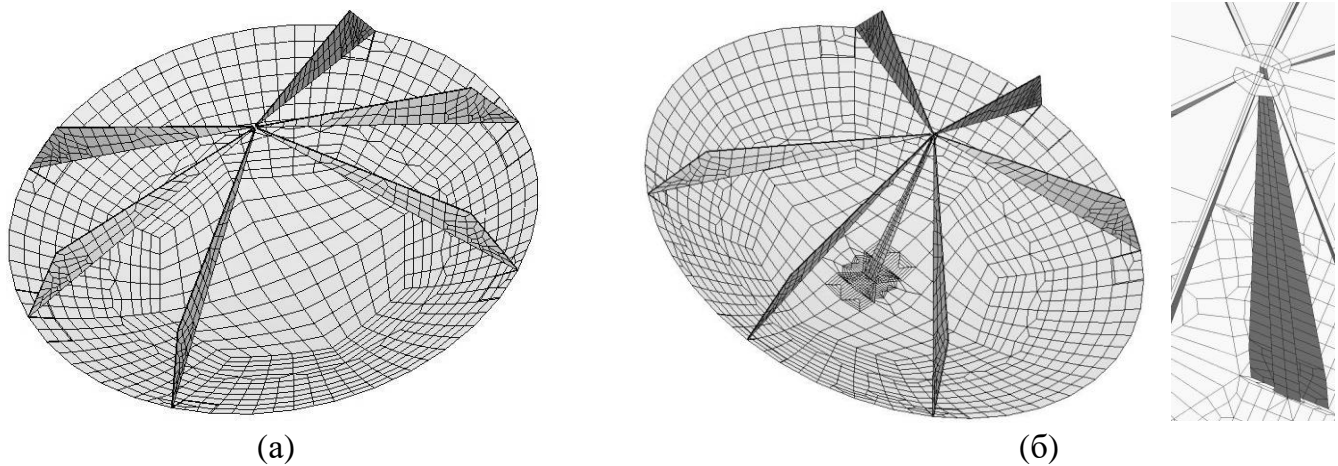
Ова капацитивност се сада може искористити да се види утицај на саму импедансу антене. Овај утицај приказан је на слици 4.9а. Као што се може видети, реактанса изнад 5 GHz је практично анулирана, али је с друге стране благо повећана резистанса. На слици 4.9б приказана је импеданса која се види гледано из генератора у случају нумеричког модела тејпера са и без продуженог врха. Види се да у оба случаја реактанса варира око нуле, али је код тејпера са продуженим врхом она видљиво стабилнија. Такође, резистансе у оба случаја варирају око 50 Ω , али је она стабилнија када постоји продужени врх.



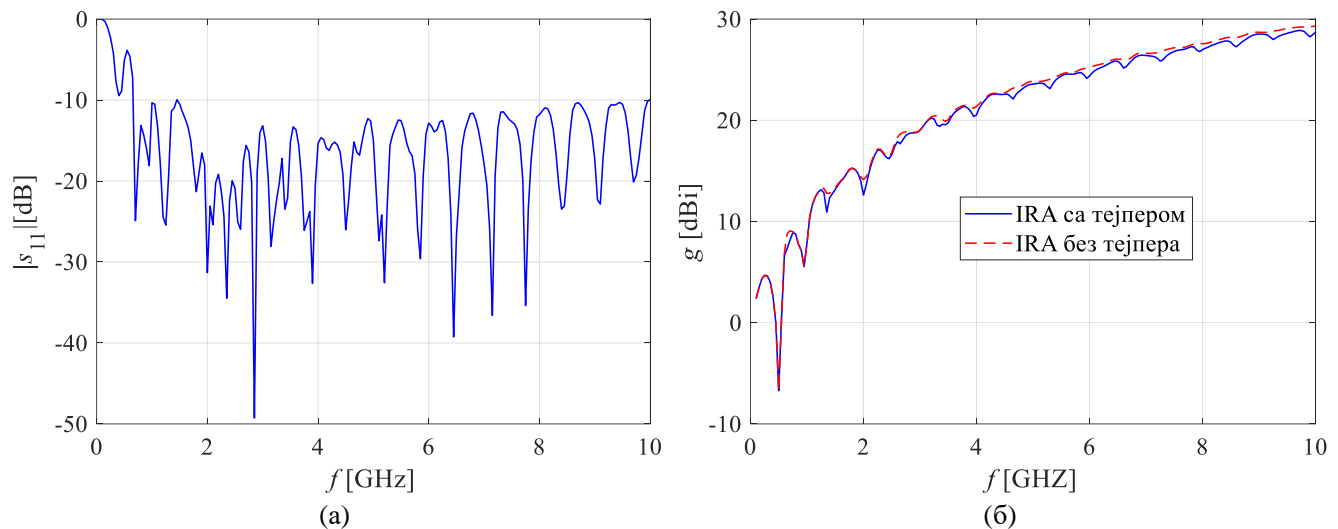
Слика 4.9 а) Утицај врха на а) импедансу антене и б) на трансформацију импедансе помоћу тејпера.

4.2.4. Провера дизајна у склопу оптимизованог модела IRA-e

Како би се проверила ефикасност пројектованог тејпера у оквиру антене, као и његов утицај на усмерено појачање антене, оптимизована IRA из поглавља 3.5.2 моделована је заједно са тејпером. На слици 4.10 приказан је модел оптимизоване IRA-e са и без тејпера. На слици 4.11 приказани су резултати за коефицијент рефлексије и појачање антене. Резултати показују да се пројектованим тејпером постиже жељено прилагођење ($|S_{11}| < -10$ dB) у целом фреквенцијском опсегу од интереса (од 700 MHz до 10 GHz), али и да је утицај тејпера на појачање врло ограничено. Тачније, тејпер умањује појачање за мање од 1 dB у целом посматраном фреквенцијском опсегу. На основу ових резултата се може закључити да предложени тејперован симетризатор и трансформатор импедансе представља једноставно, а ефикасно решење.



Слика 4.10. Модел оптимизоване IRA-е [35] а) са, и б) без тејпера.



Слика 4.11. Резултати за а) коефицијент рефлексије и б) појачање антене моделоване заједно са тејпером [35].

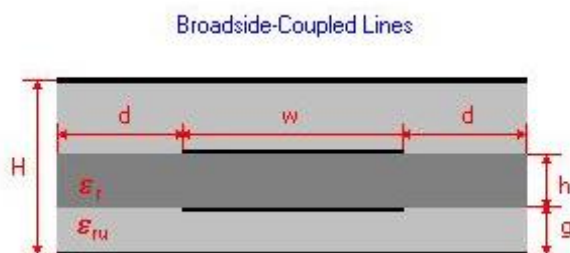
4.3. Пројектовање инвертованог микрострип тејперованог симетризатора и трансформатора импедансе

Помоћу нумеричког моделовања без диелектрика добијени су геометријски параметри за тејпер начињен искључиво од савршеног проводника. Одлучено је да, ради једноставности, то буде геометријски најједноставније решење, а то је да се геометријски профил описује линеарном функцијом. Другим речима, 50-омски вод (оба проводника) на дну антене се директно, правим линијама, спаја са диференцијалним водом на врху антене. Код овакве конфигурације остаје само да се прерачунају ширине водова за три позиције дуж тејпера. За 50-омски микротракасти вод са FR-4 супстратом, инвертовани 50-омски микротракасти вод, и инвертовани диференцијални вод.

Ова прерачунавања урађена су помоћу програма LINPAR. Сви прорачуни рађени су са бесконачно танким водовима, релативна пермитивност за FR-4 коришћена приликом прорачуна је $\epsilon_r = 4,5$, а тангенс угла губитака $\text{tg}\delta = 0,02$.

Треба напоменути да, у фреквенцијском опсегу од 100 MHz до 10 GHz, ϵ_r се креће од 4,4 до 4,6, опадајући како се учестаност повећава, док је $\text{tg}\delta$ практично константа у овом опсегу [194]. Дакле, оба параметра се практично могу сматрати константним у датом фреквенцијском опсегу, а вредност од 4,5 отприлике одговара вредности на средини опсега.

Као што је већ речено, растојање између водова изабрано је да буде 1 mm, а за FR-4 супстрат изабрана је дебљина од 0,5 mm. Наћи ширине 50-омских водова је једноставно, након задавања свих параметара, ширина вода се постепено мења све док се не добије жељена карактеристична импеданса. Прорачун карактеристичне импедансе диференцијалних водова ради се суштински на исти начин, али ипак захтева додатна објашњења. Програм LINPAR нуди више конфигурација штампаних водова са предефенисаним параметрима који се могу задати. Једна од опција носи назив „Broadside-Coupled Lines“. Скица ове конфигурације дата је на слици 4.12. На први поглед делује да се помоћу ове опције може без проблема израчунати импеданса вода као са слике 4.1в (диелектрични носачи се не узимају у обзир јер је већ установљено да ће бити удаљени од водова довољно да не утичу на расподелу поља). Проблем је у томе што програм LINPAR не дозвољава уклањање проводне равни испод водова. Такође, да би се омогућило задавање релативне пермитивности ϵ_{ru} , потребно је изабрати опцију за укључивање и горње проводне равни. Ово се делимично може превазићи уношењем довољно великих вредности за g и H , али се у том случају добија FR-4 супстрат веће дебљине од 0,5 mm.

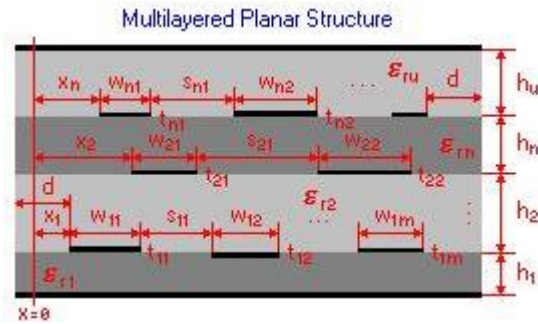


Слика 4.12. Планарни вод „Broadside-Coupled Lines“ у софтверу LINPAR.

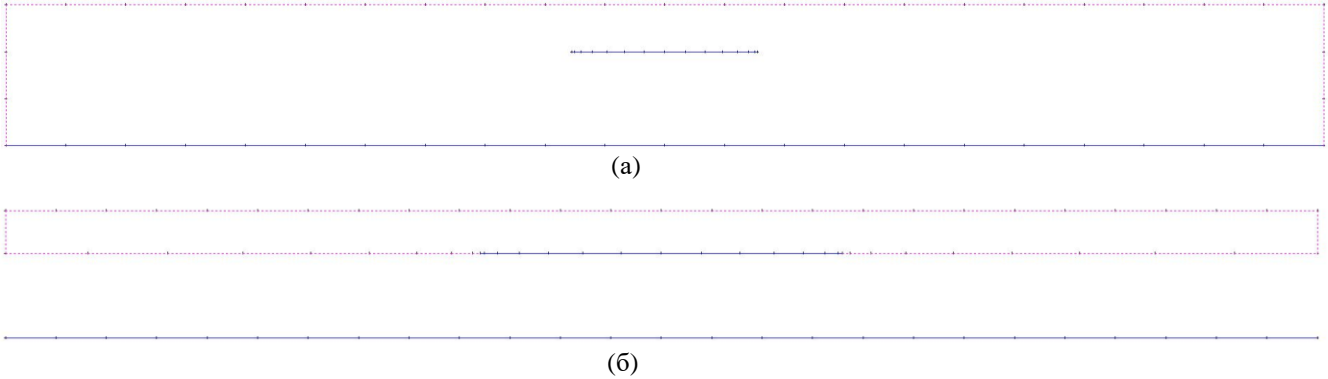
Уместо ове конфигурације, у софтверу се може изабрати опција „Multilayered Planar Structure“. Ова конфигурација приказана је на слици 4.13. Помоћу ове конфигурације је могуће наћи потребне димензије вода у сва три споменута критична пресека вода.

У случају 50-омског вода са FR-4 супстратом, прорачун је једноставан. Ширина ширег проводника („масе“) држи се константним (иста ширина као и у случају WIPL-D модела, 15 mm, односно 15 висина супстрата) а ширина ужег се мења док се не добије 50 Ω. Треба напоменути да овај уводни вод није конвенционални микротракасти вод јер се изнад „врућег“ проводника, а испод „масе“, налази FR-4 супстрат дебљине 0,5 mm. Иако је разлика по питању прорачуна импедансе практично занемарљива, ово се лако може моделовати уз занемаривања супстрата испод „масе“. Сегментација је приказана на слици 4.14а. У даљем тексту на појединим местима ће се за овај уводни вод користити назив 50-омски вода са FR-4 супстратом.

У случају инвертованог 50-омског вода, ширина „масе“ остаје иста, а да би се нашла потребна ширина горњег вода, потребно је подесити да структура поседује два слоја, где први слој има релативну пермитивност $\epsilon_{r1} = 1$, и висину супстрата $h_1 = 1$ mm, а други има релативну пермитивност $\epsilon_{r2} = 4,5$, и висину супстрата $h_2 = 0,5$ mm. Сегментација је приказана на слици 4.14б. Треба напоменути да оваква конфигурација нема диелектрик испод „масе“, али ово се може занемарити с обзиром да је њена ширина изабрана тако да практично представља бесконачну проводну раван.



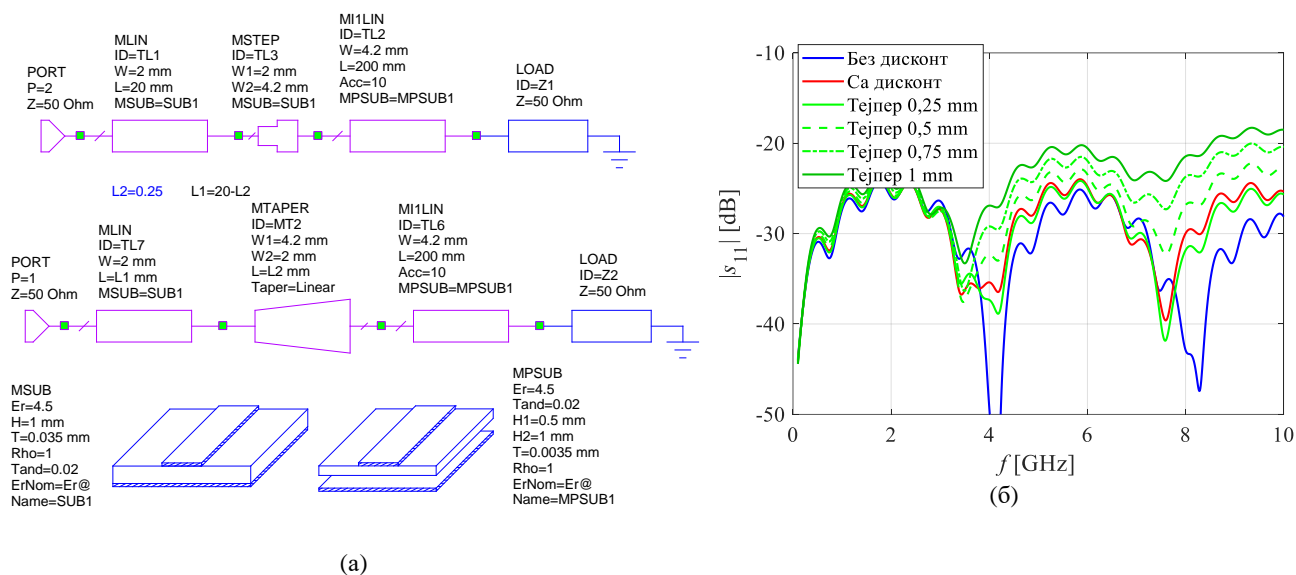
Слика 4.13. Планарни вод „Multilayered Planar Structure“ у софтверу LINPAR.



Слика 4.14. Сегментација у случају а) микротракастог вода са супстратом FR-4, и б) инвертованог микротракастог вода.

Битно је напоменути такође да се 50-омски ваздушни вод директно наставља на 50-омски вод са супстратом, односно нема тејпера између ова два вода. Ово решење изабрано је након прорачуна урађених у софтверу AWR. Шеме направљене у софтверу за потребе ових прорачуна приказане су на слици 4.15а. Помоћу горње шеме утврђен је утицај на коефицијент рефлексije дисконтинуитета приликом преласка са ужег на шири вод . У ту сврху искоришћена је компонента MSTEP. Са леве стране ове компоненте налази се 50-омски FR-4 микрострип вод. Са десне стране, уместо тејпера, налази се инвертовани 50-омски микротракасти вод. Разлог је тај што у коришћеној верзији софтвера није доступна компонента која моделује инвертовани тејпер, већ само обичан вод. Битно је напоменути да слика супстрата MPSUB1 не представља инвертовану структуру, али се повезивањем компоненте MILLIN (Inverted Microstrip Line (EM Quasi-Static) са овим супстратом аутоматски програму специфицира да је у питању инвертована структура.

Помоћу доње шеме проверено је да ли се електрички веома кратким тејпером може ублажити ефекат дисконтинуитета. Резултати су приказани на слици 4.15б. Пре свега, резултати показују да је утицај дисконтинуитета веома благ, а ефекат је углавном уочљив на вишим учестаностима. Резултати такође показују да се кратким тејпером може благо поправити коефицијент рефлексije, али само ако је он краћи од 0,3 mm. Међутим, за овако кратке дужине потребно је имати и велику резолуцију штампе приликом израде плочице. Такође, у оквиру упутства за коришћење саме компоненте у софтверу дата је препорука да тејпер не буде краћи од $|W_1 - W_2|/2$, где су W_1 и W_2 почетна и крајња ширина вода, што ни приближно није испуњено. С друге стране, за дужине за које је ова препорука испуњена, тејпер квари коефицијент рефлексije горе него дисконтинуитет. Из ових разлога одлучено је да се не користи кратки тејпер на прелазу између два вода различитих супстрата.



Слика 4.15. Провера утицаја тејпера приликом преласка са 50-омског вода са супстратом FR-4 на инвертовани 50-омски микротракасти вод помоћу софтвера AWR. а) Шема. б) Резултат

Остало је још да се пронађу одговарајуће ширине водова на врху антене тако да импеданса диференцијалног вода прототипа одговара импеданси ваздушног диференцијалног вода код тејпера пројектованог у софтверу WIPL-D. Импедансу диференцијалног микротракастог вода могуће израчунати коришћењем конфигурације са слике 4.16 на два начина. Једноставнији начин је да се искористи теорема ликова. Наиме, пошто је оваква структура симетрична у односу на раван која се налази на средини између два вода, могуће је прво израчунати импедансу конвенционалног микротракастог вода (са бесконачном савршено проводном равни) са супстратом чија је висина дупло мања него код диференцијалног вода, а затим се добијена импеданса помножи са два (јер је напон између водова диференцијалног вода дупло већи за исти интензитет струје).

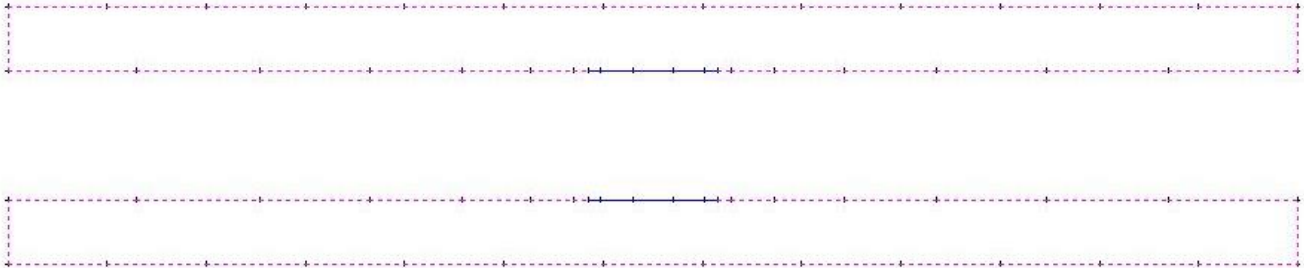
У програму LINPAR је могуће у подешавањима изабрати да се прорачун ради са бесконачном савршено проводном равни, па након што се ово подеси треба само преполовити растојање вода од проводне равни, како би се симетријом остварио жељени диференцијални вод, и покренути анализу. Израчунату импедансу треба помножити са два да се добије импеданса диференцијалног вода. Недостатак оваквог прорачуна је тај што LINPAR не дозвољава задавање тангенса угла губитака када се користи бесконачна раван. Иако се на овај начин утиче на прорачун импедансе вода, овај утицај је занемарљив због мале вредности тангенса угла губитака. Односно, тангенс угла губитака дефинисан је као однос имагинарног и реалног дела комплексне пермитивности са негативним предзнаком, што значи да чак и у случају FR-4 супстрата, имагинарни део је 50 пута мањи од реалног, па је његов допринос комплексној пермитивност веома мали [188]. Међутим, прави недостатак је у томе што се на овај начин не могу израчунати губици у воду. Оба недостатка се могу уклонити тако што се бесконачна раван замени коначном равни довољне ширине да се импеданса вода не промени. У том случају се може задати тангенс угла губитака, а губици који се на овај начин израчунају представљају половину губитака диференцијалног вода.

Други начин да се израчуна импеданса диференцијалног микротракастог вода је да се моделују обе половине у оквиру исте опције за тип планарне структуре у софтверу. Да би се ово

постигло, потребно је подесити да структура има пет слојева, од којих последњи (слој на врху) на крају има и масу (односно, структура има и горњу и доњу референтну проводну раван). Као и у случају других понуђених опција за планарне структуре, мора постојати референтна раван, у односнy на коју софтвер рачуна парну и непарну импедансу. Односно, не постоји опција у софтверу за израчунавање импедансе диференцијалног мода. Међутим, постоји начин да се диференцијална карактеристична импеданса израчуна на основу матричне карактеристичне импедансе коју софтвер израчунава. Најпре се мора подесити да растојања водова од референтних равни буду довољно велика тако да даља повећања не утичу на импедансу непарног мода. Наиме, софтвер као један од резултата даје матрицу карактеристичних импеданси која има следећи облик:

$$Z_c = \begin{bmatrix} Z_s & Z_m \\ Z_m & Z_s \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Импедансе по дијагоналама имају исте вредности пошто постоји раван симетрије која се налази на средини између водова (зато је битно изабрати да горњи слој има исту висину као и доњи, као и да постоји горња референтна раван). Помоћу елемената ове матрице могуће је израчунати импедансу парног мода као $Z_e = Z_s + Z_m$, а импедансу непарног мода као $Z_o = Z_s - Z_m$, док је импеданса диференцијалног мода једнака двострукој непарној импеданси. Уколико је растојање водова од референтних проводних равни довољно велико, ова диференцијална импеданса практично представља карактеристичну импедансу диференцијалног мода. Сегментација је приказана на слици 4.16 (горња и доња референтна проводна раван нису приказане ради прегледности).



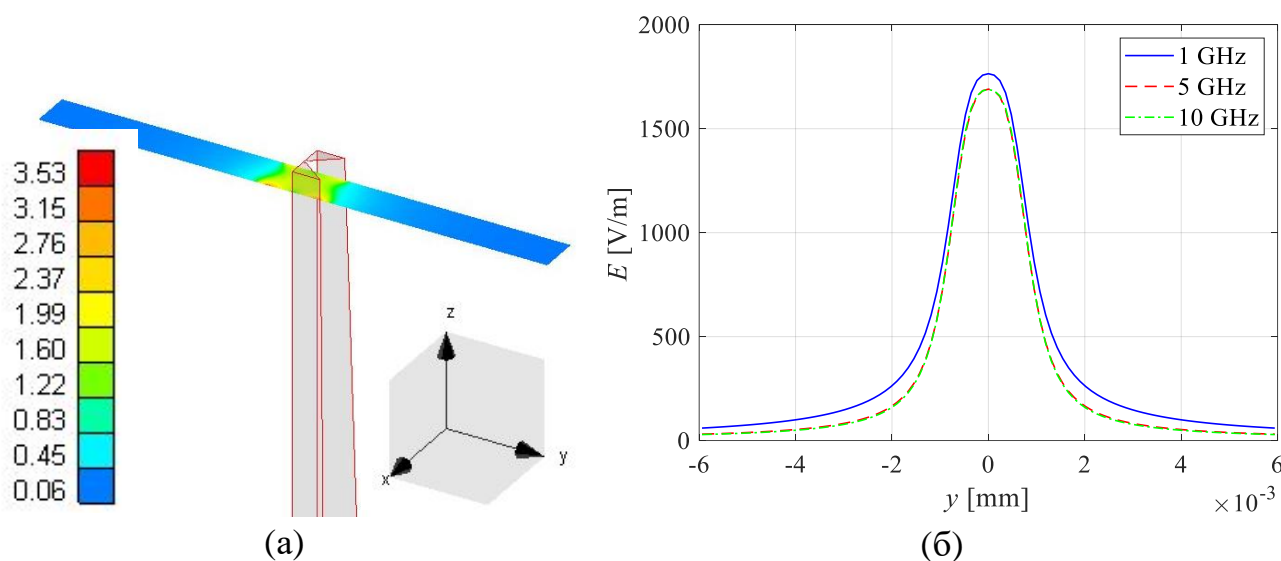
Слика 4.16. Сегментација за инвертовани диференцијални микротракасти вод.

Предност овог начина израчунавања карактеристичне импедансе диференцијалног мода у односу на начин описан у претходном пасусу је тај што водови могу бити различитих ширина, што би био случај рецимо приликом пројектовања експоненцијално тејперованог уместо линеарно тејперованог симетризатора и трансформатора импедансе. У табели 4.1. су дате су ширине водова за три критична положаја дуж тејпера.

Табела 4.1. Ширине водова за три критична положаја дуж тејпера

Пресек дуж тејпера	50-омски вод са супстратом FR-4	Инвертовани 50-омски вод	Инвертовани диференцијални вод
Карактеристична импеданса	50 Ω	50 Ω	150 Ω
Ширина водова	Маса: 15 mm Горњи: 2 mm	Маса: 15 mm Горњи: 4,2 mm	0,95 mm

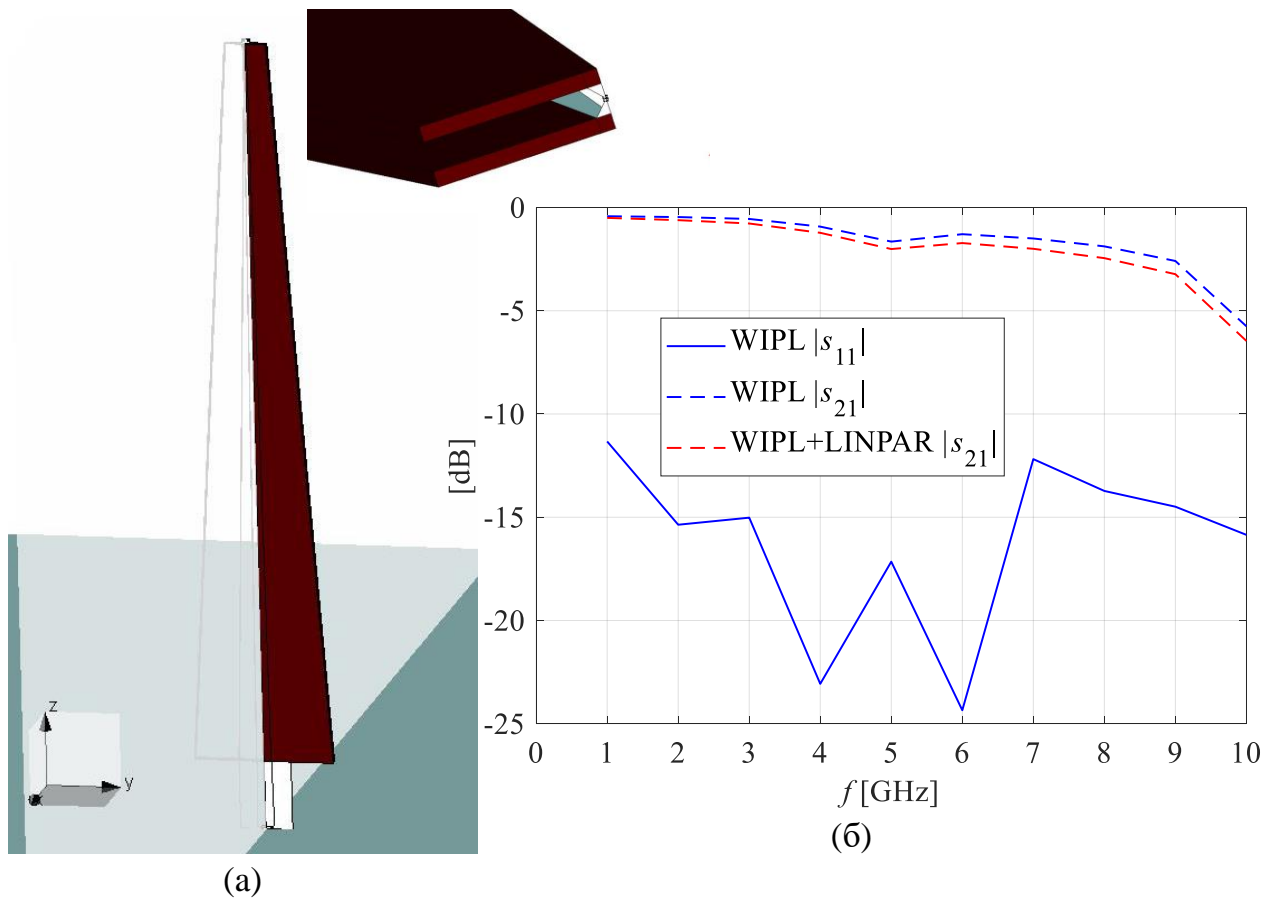
Да би се утврдило потребно растојање дистанцера (слика 4.1в) од водова тако да они не ремете поље између водова и тиме утичу на импедансу вода, нумерички је израчуната расподела поља при врху тејпера, као на слици 4.17а. На овој слици је дата расподела поља на 5 GHz. На слици 4.17б дата је расподела за пресек $x = 0$, на 1 GHz, 5 GHz и 10 GHz. Овај резултат показује да је на 5 mm од ивице вода поље мање од 5 % максималне вредности, а слична је ситуација и са осталим пресецима. Овај резултат показује да је постављање дистанцера на 5 mm од вода довољно да они практично немају утицаја на импедансу вода.



Слика 4.17. а) Расподела поља на 5 GHz. б) Расподела поља за пресек $x = 0$ на 1 GHz, 5 GHz и 10 GHz.

Како би се урадила брза провера пројектованог инвертованог тејпера, направљен је WIPL-D модел и нумерички прорачун прилагођења и слабљења је урађен у 10 униформно распоређених фреквенцијских тачака од 1 GHz до 10 GHz. Како је од интереса било видети колико сам инвертовани тејпер уноси слабљење, модел не садржи уводни микрострип вод са FR-4 супстратом. Слабљење уводног дела израчунато је помоћу програма LINPAR. Треба напоменути такође да приликом израчунавања слабљења коришћена су два порта, један на почетку, а други на врху тејпера где се повезује антена. Порт на врху подешен је да буде 150-омски како би симулирао импедансу антене. Приликом израчунавања постигнутог прилагођења, порт на врху замењен је импедансом антене.

На слици 4.18а приказан је нумерички модел. На слици 4.18б приказани су резултати, који укључују прилагођење и слабљење инвертованог тејпера, са и без уводног вода. Резултати показују да је слабљење тејпера мање од 1,5 dB испод 5 GHz, а мање од 5 dB на практично свим учестаностима.



Слика 4.18. а) Нумерички модел. б) Прилагођење, слабљење инвертованог тејпера, са и без уводног вода чије је слабљење израчунато помоћу LINPAR-а.

5. Израда прототипа и експериментална верификација

У овом поглављу биће описан процес израде прототипа пројектоване антене како би се резултати добијени кроз нумеричке прорачуне експериментално потврдили. Прототип је фабрикован из делова (рефлектор, кракови и широкопојасни симетризатор и трансформатор импедансе) и за сваки од њих биће описан процес израде, а на крају и начин на који је антена састављена.

Након састављања антене, биће описан поступак експерименталне верификације антене, што по питању мерења параметара антене (прилагођење, појачање и дијаграм зрачења), што по питању провере њене издржљивости када се она побуђује простопериодичним сигналом снаге реда стотине вати.

5.1. Израда прототипа

У наставку је описана израда сваког од делова антене (рефлектор, кракови и тејпер), као и процес састављања антене.

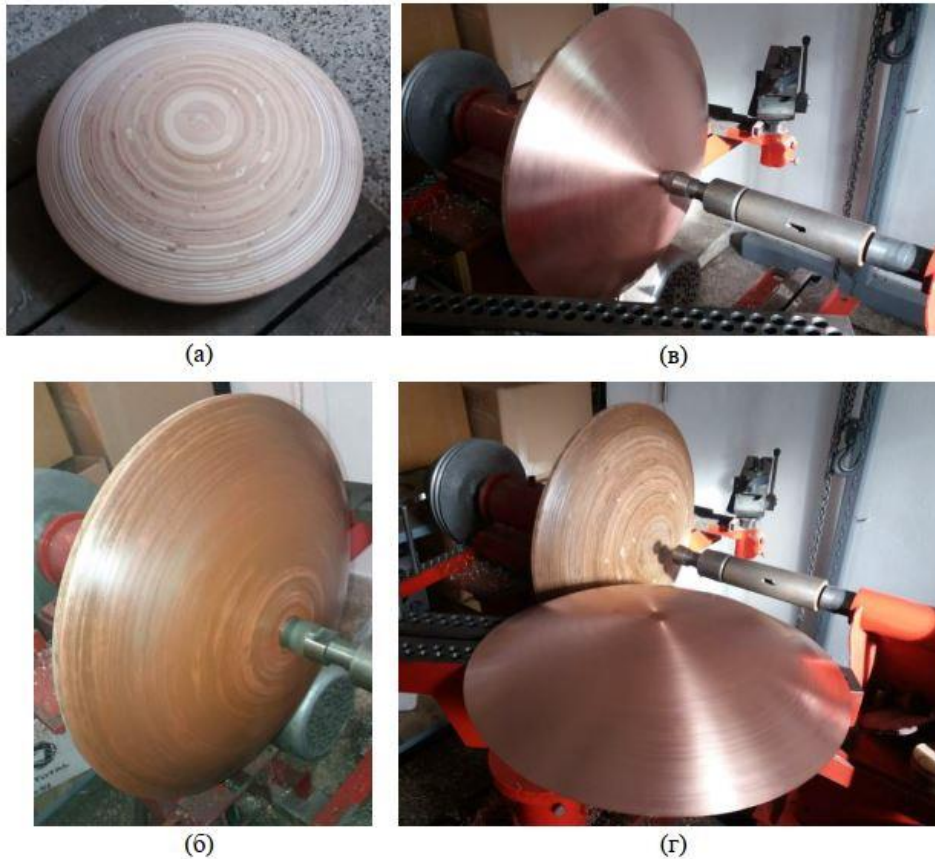
5.1.1. Израда рефлектора

Рефлектор, дебљине 2 mm, пречника 57 cm и жишне даљине од 22,8 cm, израђен је посебном техником за обликовање метала у аксијално симетричне шупље предмете која се назива друковање. Ова техника се често користи приликом израде предмета као што су разни кухињски елементи (чиније, шерпе, итд.), украсни елементи, лимени дувачки инструменти, итд. Ова техника се примењује већ више од једног века, али је модерна технологија омогућила да се помоћу ње производе облици великих димензија са малом толеранцијом брзо и ефикасно.

У најкраћем, процедура је следећа. Најпре се направи калуп (форма) од дрвета која практично представља пуну дрвену верзију предмета које је потребно израдити. Затим се исече бакарни диск одговарајућих димензија који се загрева до високих температура како би постао мекши. Затим се овај диск монтира на ротирајућу машину заједно са дрвеним калупом. Калуп и диск се затим ротирају великом брзином, а посебним алатом се диск пребацује, тј. обликује, преко ротирајућег калупа.

Дрвени калуп који је наменски израђен за потребе израде рефлектора приказан је на слици 5.1a, док је на слици 5.1б овај калуп приказан кад је монтиран на машину за ротирање. На слици 5.1в приказан је рефлектор на ротирајућој машини на крају процеса обликовања бакарног диска преко дрвеног калупа. На слици 5.1г приказан је рефлектор након одвајања од дрвеног калупа.

Толеранције ове технике зависе од много фактора. Зависе од величине и облика предмета, дебљине материјала, врсте материјала, итд. Толеранције приликом израде рефлектора нису тачно познате, али је процењено да су у границама ± 2 mm.

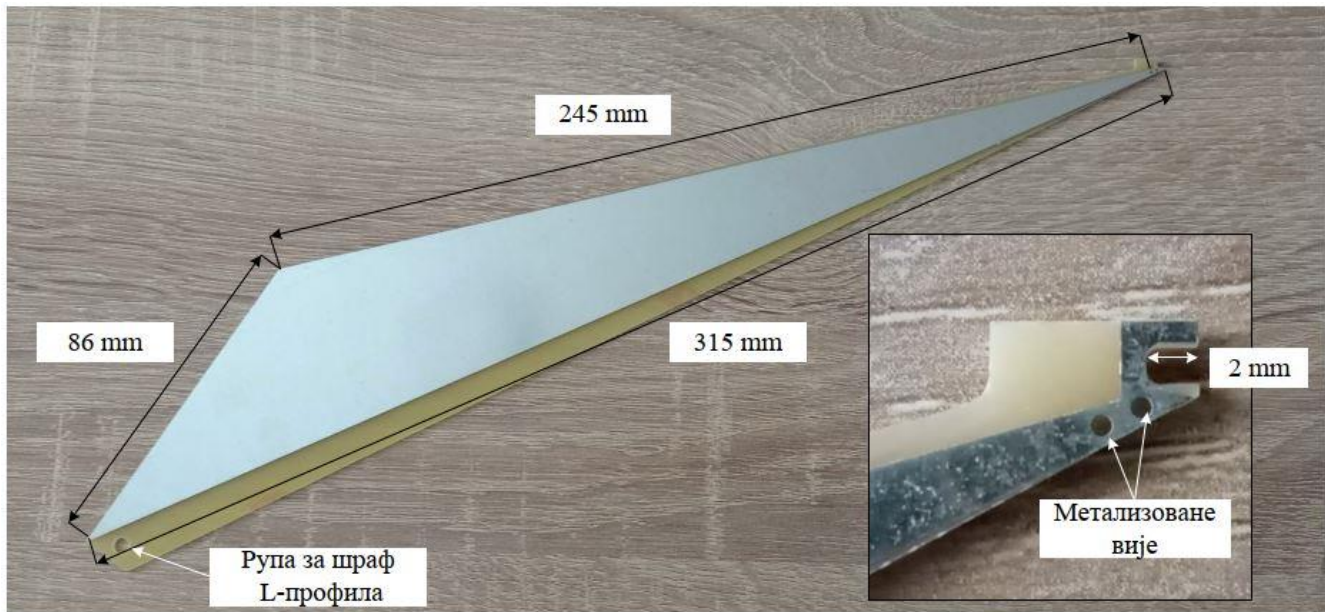


Слика 5.1. а) и б) Дрвени калуп, в) и г) рефлектор добијен друковањем.

5.1.2. Израда кракова

Кракови су фабриковани у виду штампаних плоча. Како кракови у финалном нумеричком моделу (поглавље 4.2.4) имају коначну дебљину од 1 mm, да би се ова дебљина симулирала, штампа је рађена на обе стране FR-4 супстрата дебљине 1 mm, а два слоја су спојена преко две вије које се налазе при самом врху крака. Штампана плоча нацртана је у софтверском пакету KiCad [195]. Један фабриковани крак приказан је на слици 5.2 са најрелевантнијим димензијама крака. Вишак супстрата при врху крака је ту због механичке чврстине. При дну крака налази се рупа за шраф којим се крак спаја са L-профилом који је учвршћен за рефлектор помоћу шрафа који пролази кроз L-профил и рефлектор и садржи матицу с доње стране рефлектора. Ова рупа се налази у делу полочице где нема металације, а разлог је да би се нови дизајн кракова уклопио у тип и положај L-профила који су додати на рефлектор приликом израде првог прототипа антене која је имала традиционални облик кракова. Металација крака је галвански повезана на рефлектор преко L-профила на следећи начин. Са једне стране крака, глава шрафа којим се крак причвршћује уз L-профил додирује металацију. Са друге стране, матица шрафа причвршћује L-профил уз металовани део крака.

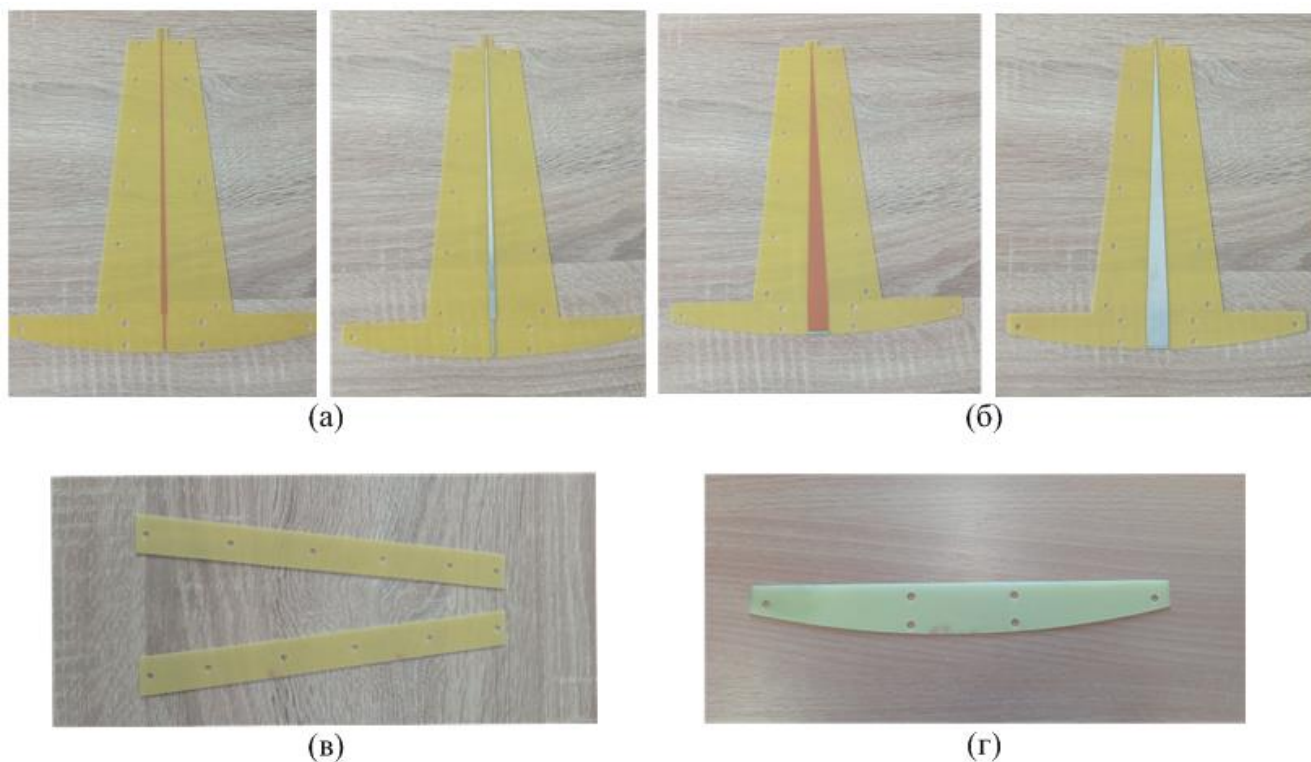
При врху крака налази се жлеб који се закачи на малу штампану плочицу која служи за галванско повезивање свих кракова у фокалну тачку. Тачније, за повезивање свих кракова на истој страни диференцијалног напајања у једну тачку. Фотографије повезивања кракова помоћу ове плочице, као и повезивање кракова са рефлектором, дате су у поглављу 5.1.4.



Слика 5.2. Фабриковани крак.

5.1.3. Израда широкопојасног симетризатора и трансформатора импедансе

Реализација физичког прототипа широкопојасног симетризатора и трансформатора импедансе (у наставку: тејпер) већ је објашњења у поглављу 4.3. С тога су овде дате само фотографије физичког прототипа са свим релевантним димензијама. На слици 5.3а приказане су две стране штампане плоче која представљају „врући“ проводник тејпера. На слици 5.3б приказане су две стране штампане плоче која представља „масу“. На слици 5.3в приказани су дистанцери од материјала FR-4, као и уметак од FR-4 који се поставља при дну тејпера како би се за првих 2 cm тејпера остварио 50-омски микрострип вод са FR-4 супстратом, на кога се затим наставља инвертовани микротракасти тејпер. Делови тејпера повезују се пластичним шрафовима, а склопљени тејпер као део антене приказан је слици 5.4.



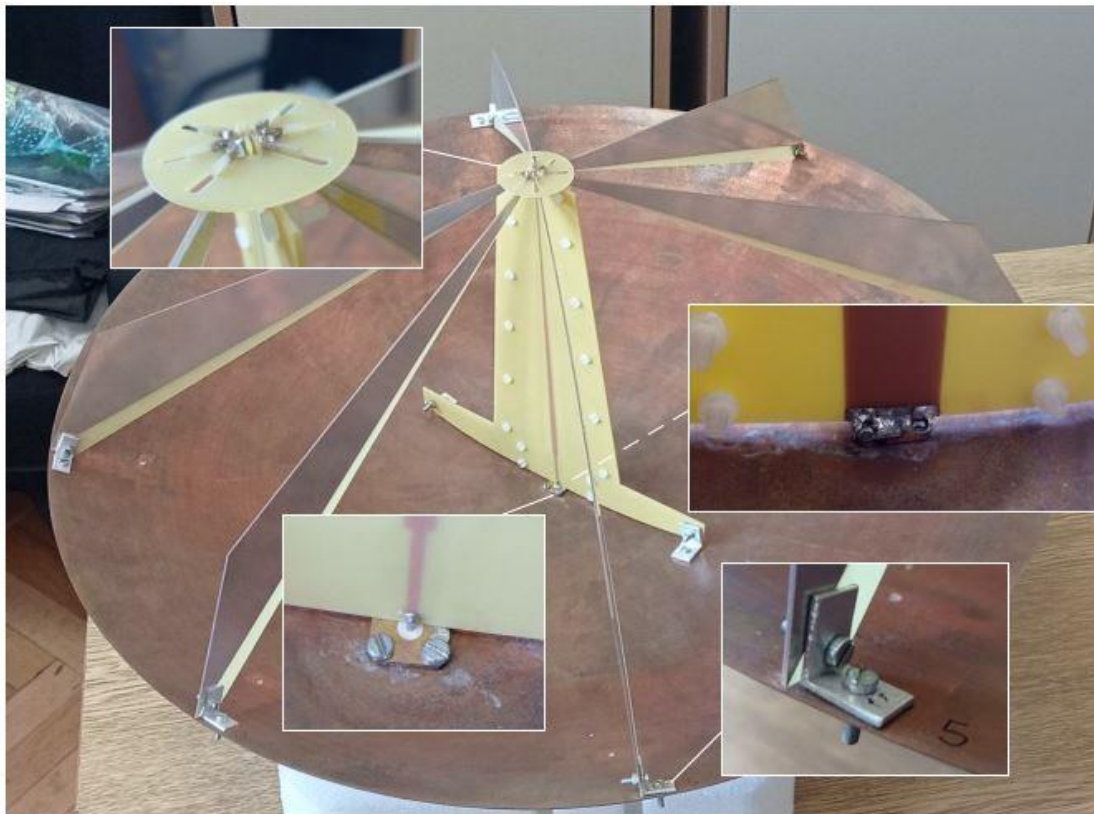
Слика 5.3. а) Штампана плоче која представља „врући“ проводник тејпера. б) Штампана плоча која представља „масу“ проводник тејпера. в) Дистанцери за инвертовани микротракасти тејпер, и г) за уводни микротракасти вод дужине 2 cm са FR-4 супстратом.

5.1.4. Састављање антене

Приликом састављања антене, прво се инсталира склопљени тејпер, на који је пре тога залемљен женски SMA конектор. Наиме, експериментално је утврђено да је за остваривање бољег коефицијента рефлексије боље да се конектор монтира одозго на рефлектор, уместо са доње стране, а да се поред „врућег“ проводника, и „маса“ залемим за конектор. Конектор се за рефлектор учвршћује помоћу металних шrafoва. Врх тејпера треба скратити на 2 mm (видети поглавље 4.2.3).

На врх тејпера се затим поставља мала кружна штампана плочица за повезивање кракова (слика 5.4). Затим се помоћу металних L-профила кракови повезују са рефлектором, а на врху се жљебови кракова леме за кружну плочицу преко које се сви кракови који се налазе на истој страни диференцијалног напајања галвански спајају у исту тачку. На крају се врх тејпера залемим за ову плочицу.

На слици 5.4 приказана је састављена антена, као и како су реализовани сви релевантни спојеви.



Слика 5.4. Фотографија састављене антене са увећаним приказом свих релевантним деловима.

5.2. Експериментална верификација

Експериментална верификација састоји се из два дела. Први је мерење стандардних електромагнетских параметара антене – прилагођење, појачање и дијаграм зрачења. Ова мерења спроведена су у лабораторији за антенска мерења на Електротехничком факултета Универзитета у Београду (соба 63). Други је провера издржљивости антене на простопериодичне сигнале снаге више стотина вати, али које укључује и мерење оствареног електричног поља које се пореди са нумеричким прорачуном. Ово мерење спроведно је у семианехоичној соби компаније Идворски Лабораторије доо, акредитованој лабораторији за испитивање електромагнетске компатибилности која се налази у оквиру института Михајло Пупин у Београду.

5.2.1. Антенска мерења: прилагођење, појачање и дијаграм зрачења

Сва антенска мерења урађена су на анализатору мрежа Agilent (сада Keysight Technologies) N5527A PNA. Пре мерења прилагођења урађена је SOL (Open, Short, Load) калибрација, а мерење је урађено на свим учестаностима на којима су рађени нумерички прорачуни (од 100 MHz до 10 GHz). На слици 5.5а приказана је фотографија мерне поставке, а на слици 5.5б приказан је резултат мерења и поређење са прорачуном. Као што се може видети, измерени коефицијент рефлексије је испод -10 dB на практично свим учестаностима изнад 700 MHz.

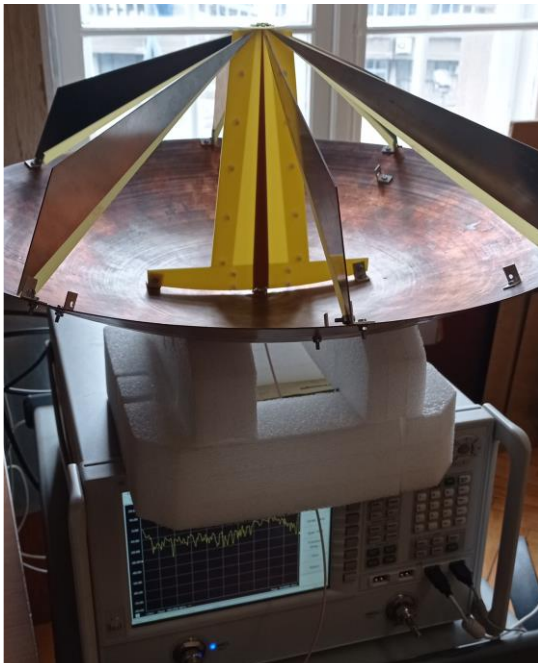
Како би се измерило појачање и дијаграм зрачења, антена се монтира на ротирајуће постоље (ротација се користи да се добије дијаграм зрачења) окружено апсорберима. Наспрам антене чије се карактеристике мере поставља се референтна антена (антена чије су карактеристике познате). При оваквој поставци све што је потребно да се измери појачање је

анализатор мрежа. Блок шема овакве поставке приказана је на слици 5.6. Персонални рачунар се користи зарад аутоматизације мерења. Након што се уради Full 2-port калибрација, потребно је само измерити s_{21} и растојање између антена и појачање се израчунава на следећи начин [196]:

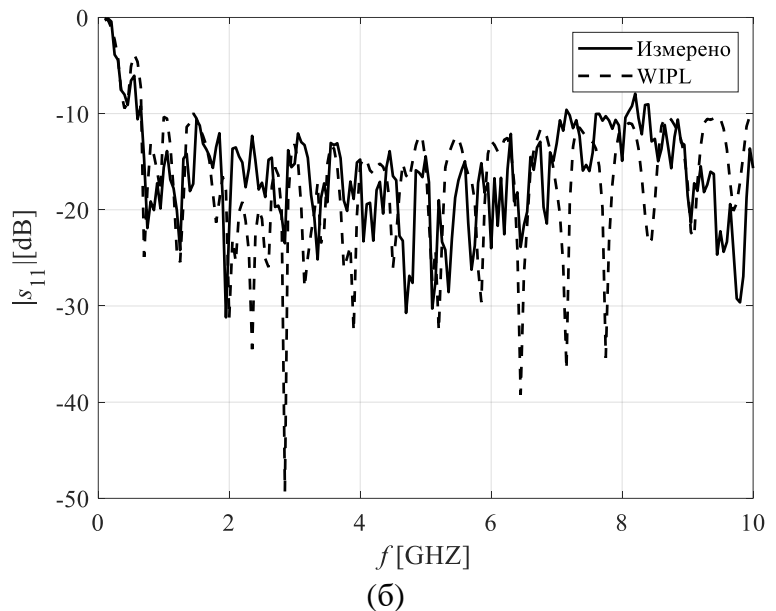
$$\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_1 G_2 = |s_{21}|^2 \quad (5.1)$$

где је, нпр., G_1 погонско појачање референтне антене а G_2 непознато погонско појачање, а λ таласна дужина.

Алтернативно, уместо коришћења референтне антене, могу се искористити три антене непознатих карактеристика. Појачање за сваку од антена добија се постављањем и решавањем система од три једначина са три непознате (G_1 , G_2 и G_3) користећи једначину 5.1. Управо је овако измерено појачање IRA-а, а друге две антене које су коришћене су левак антене са двоструким гребеном.



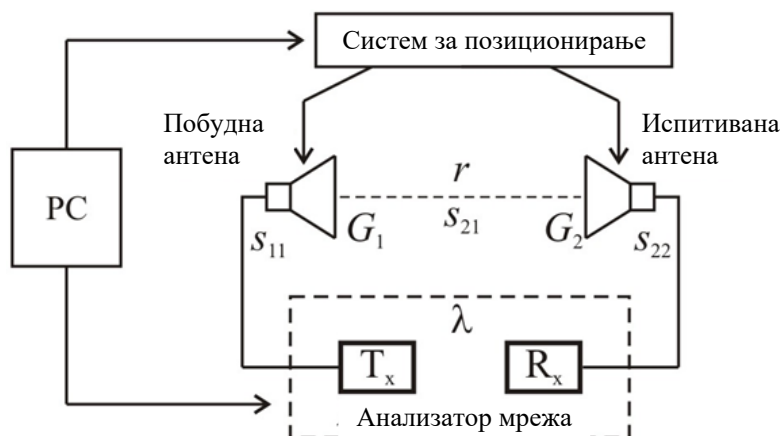
(а)



(б)

Слика 5.5. а) Мерна поставка за мерење коефицијента рефлексије помоћу анализатора мрежа. б) Резултат мерења и поређење са прорачуном.

Мерење појачања на овај начин базирано је на Фрисовој формули, што захтева да растојање између антена буде $r > 2D^2/\lambda$ [1], где је D највећа линеарна димензија антена. Како су при мерењу појачања пројектоване IRA-е методом три антене коришћене левак антене знатно мањих димензија од IRA-е, ово растојање D износи 57 cm, што је пречник рефлектора. Када се ова вредност уврсти у дати услов за растојање између антена добија се да оно мора бити веће од 3 m за учестаности које су веће од 1,385 GHz, на учестаности од 10 GHz, растојање мора бити веће од 32,5 m.

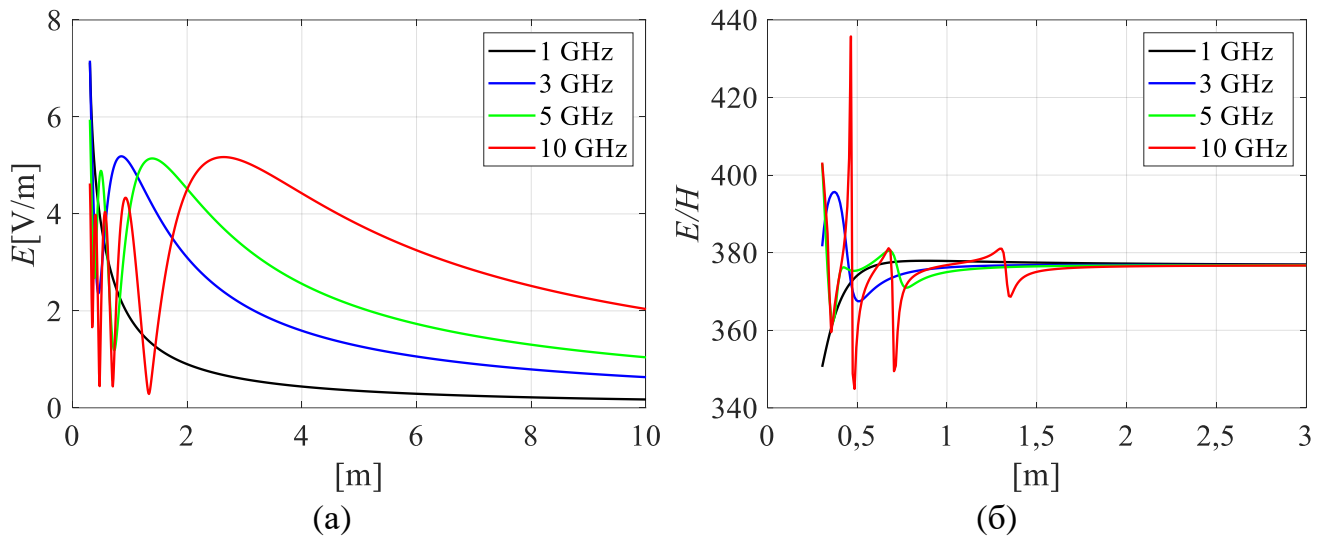


Слика 5.6. Блок шема система за мерење појачања и дијаграма зрачења антене.

Како је максимално растојање између антена које је у том тренутку било могуће постићи у лабораторији за антенска мерења било 2,5 m (од рефлектора IRA-е до отвора левак антене), одлучено је да се мерења ураде управо за ово међусобно растојање, а да се добијени резултати затим упореде за резултатима добијеним у софтверу WIPL-D у коме је задато да се појачање рачуна за конкретно ово растојање од IRA-е.

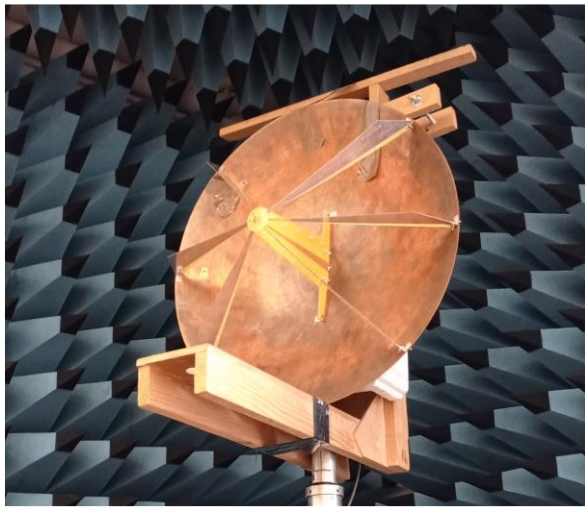
Треба напоменути да, с обзиром на величину антене у односу на таласну дужину, приликом испитивања имуности уређаја на ЕМ сметње, растојање на коме се IRA мора налазити од уређаја како би испитивање уопште било практично изводити се такође повећава. Наиме, на слици 5.7а дато је електрично поље у правцу максималног зрачења као функција од растојања од подножја антене за различите учестаности. На овом графику се лако могу уочити осцилације у интензитету електричног поља све док растојање од антене није довољно велико да интензитет електричног поља са даљим удаљавањем од антене само опада. Минимално растојање за које ових осцилација више нема повећава се са порастом учестаности. На 10 GHz, ово растојање износи око 2,5 m. Треба напоменути да је ово резултат добијен за модел IRA-е без балуна и без коначне дебљине кракова ради смањивања времена потребног да се изврши нумерички прорачун.

Такође, један од услова који мора бити задовољен да би се могло сматрати да на неком растојању од антене почиње далеко поље јесте да се са даљим повећањем растојања однос електричног и магнетског поља не мења и да износи приближно 377Ω [57]. На слици 5.7б приказан је резултат нумеричког прорачуна који показује како се овај однос мења са променом растојања од антене на више различитих учестаности. Овај резултат показује да се од 2,5 m овај однос практично не мења (барем за учестаности од 1 GHz до 10 GHz) и износи $376,6 \Omega$.

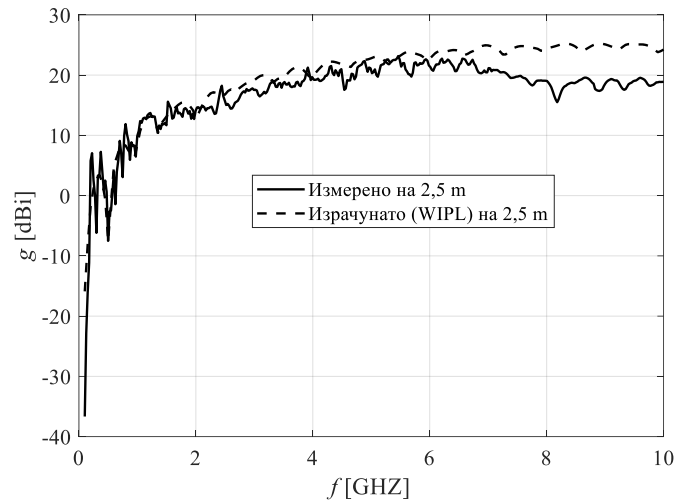


Слика 5.7. а) Електрично поље у правцу максималног зрачења као функција растојања од антене за различите учестаности. б) Однос електричног и магнетског као функција растојања од антене за различите учестаности.

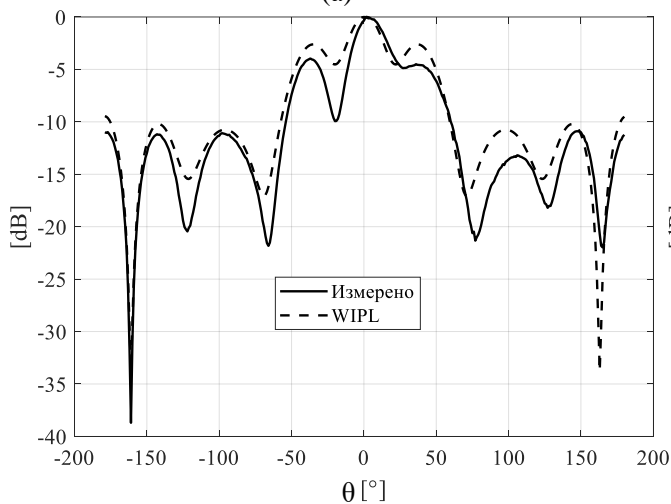
На слици 5.8а дата је фотографија ИРА-е приликом мерења појачања и дијаграма зрачења антене, а на сликама 5.8б-в дати су резултати. Измерено појачање у опсегу од 700 MHz до 6 GHz се практично не разликује више од 2 dB од израчунате вредности, док је на свим учестаностима изнад 700 MHz разлика практично мања од 5 dB. Овакав резултат је и очекиван с обзиром на слабљење које уноси тејпер. Измерени дијаграми зрачења се добро слажу са прорачуном.



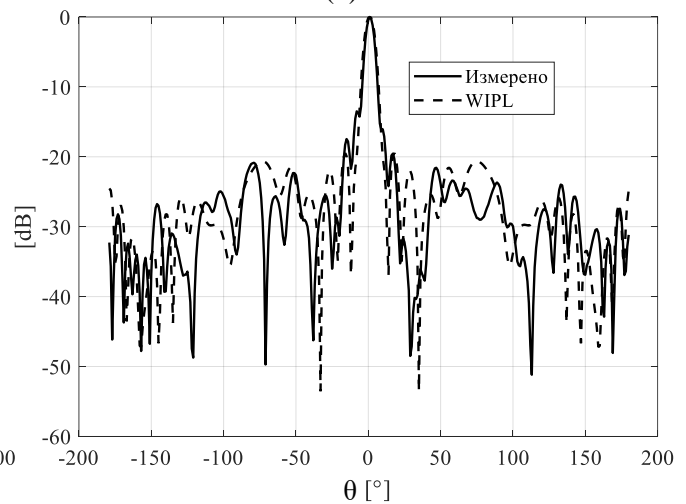
(a)



(б)



(в)



(г)

Слика 5.8. а) Фотографија IRA-е приликом мерења појачања и дијаграма зрачења антене. Измерено и израчунато б) појачање антене на растојању од 2,5 m [35], в) дијаграм зрачења на 1 GHz [35], и г) на 5 GHz [35].

5.2.2. Испитивање издржљивости IRA-е на снаге до 100 W

Како би се испитала издржљивост IRA-е на велике снаге, направљена је поставка за испитивање имуности уређаја на сталне ЕМ сметње слично стандарду IEC 61000-4-3, а за побудну антену користи се IRA. Уместо уређаја који се испитује, на растојању од 3 m у правцу максималног зрачења, поставља се сонда за мерење ефективне вредности електричног поља. На слици 5.9а приказана је скица поставке, а на слици 5.9б фотографија IRA у оквиру овакве поставке. Сигнал из генератора појачава се појачавачем снаге који преко коаксијалног кабла побуђује антену. Снага на излазу из појачавача прати се помоћу усмереног спрежњака и мерача снаге. Очитавање снаге ради се помоћу софтвера на рачунару који такође контролише сигнал генератори и са сонде очитава вредност електричног поља. Сонда је са рачунаром повезана преко оптичког кабла како би се уклонио потенцијални утицај самог комуникационог кабла на израчено поље.

Максимална снага која се у овој поставци може довести на конектор антене је максимална излазна снага појачивача умањена за слабљење у кабловима, конекторима и спрежњаку (помоћу

кога се мери снага сигнала којим се побуђује антена). Приликом испитивања IRA-е, на њен конектор је доведен простопериодичан сигнал учестаности 1 GHz и средње снаге 100 W. Интензитет израченог електричног поља измерен помоћу сонде износио је 152 dB(μ V/m) (односно 39,81 V/m), док је симулацијом добијена вредност од 153,5 dB(μ V/m) (односно 47,31 V/m). IRA је континуално била побуђивана овом снагом 10 min, након чега је утврђено да се ни један део IRA-е није приметно загрејао и нису уочена оштећења, што је потврђено поновним мерењем коефицијента рефлексije.

Један од циљева пројектовања јесте да максимална снага антене буде ограничена само конектором. SMA конектори типично могу поднети снаге веће од 300 W на 1 GHz, а веће од 100 W на 10 GHz. Наравно, уколико је потребно антену побуђивати већим снагама, SMA конектор се једноставно може заменити N конектором, који типично могу поднети више од 1 kW на 1 GHz, и више од 300 W на 10 GHz. Да би се експериментално могло утврдити да ли је поменути циљ испуњен, потребан је појачавач већих снага од коришћеног, као и ширег радног фреквенцијског опсега (горња радна учестаност коришћеног појачавача је 1 GHz). Међутим, груби прорачуни на основу којих се може тврдити да неће доћи до пробоја ваздуха нити до оштећења диелектрика балуна пре него што дође до оштећења конектора указују на то да је овај циљ задовољен.

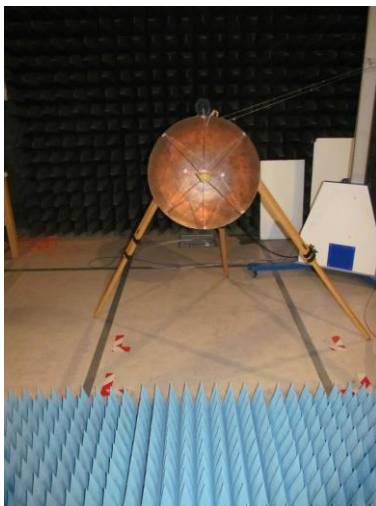
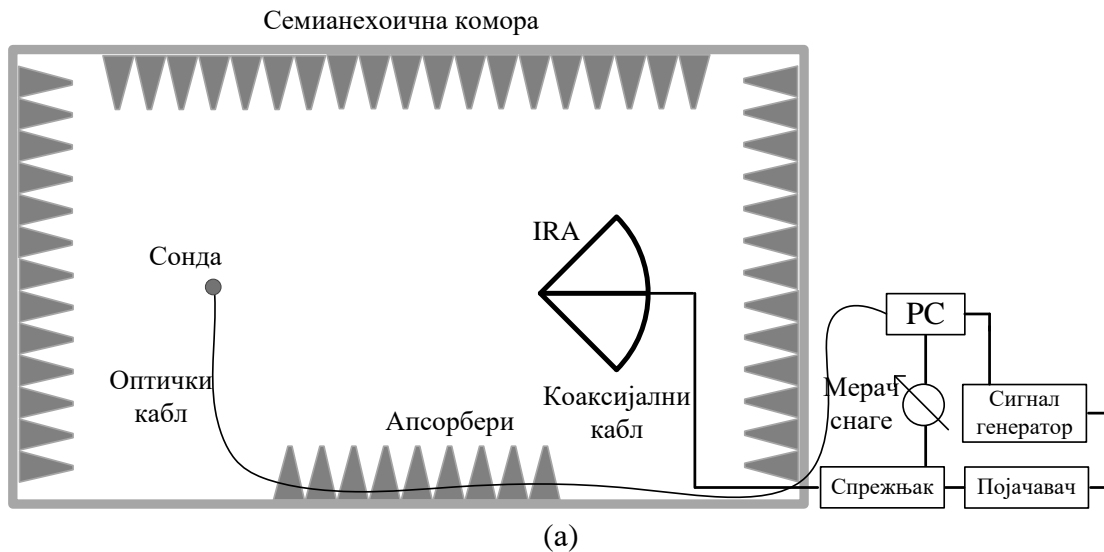
Наиме, када је у питању пробој ваздуха, критична зона је врх тејпера. За сув ваздух се уобичајно наводи вредност од 3 kV/mm за диелектричну чврстоћу, а како је растојање између водова 1 mm, онда је пробојни напон око 3 kV, што значајно зависи и од осталих атмосферских услова [135]. Наравно, због ивичног ефекта на врху тејпера који има оштре ивице пробојни напон је нешто умањен, па тако, уколико се конзервативно претпостави да је умањен пет пута, онда је пробојни напон 600 V. Како је на врху тејпера импеданса антене око 150 Ω , максимална вршна снага која се може предати антени, а да не дође до пробоја процењена је на 2,4 kW. Наравно, антена у овој дисертацији пројектована је за емитовање периодичних сигнала, па ће максимална средња снага антене зависити од облика сигнала. Уколико су нпр. у питању простопериодични сигнали, максимална средња снага, а да не дође до пробоја је дупло мања од вршне, односно 1,2 kW.

На слици 5.10 дат је резултат нумеричког прорачуна јачине електричног поља у фокалној регији финалног модела IRA-е за простопериодичну побуду од 1 V на учестаностима 1 GHz и 10 GHz. Равна површ за коју је урађен прорачун расподеле електричног поља налази се на 0,01 mm од врха антене. Резултат показује да је електрично поље најаче у близини ивица врха тејпера којим се сигнал доводи на кракове антене, а највећа вредност која је се појављује у добијеној расподели за обе учестаности је 3,3 kV/m. Како је овај ЕМ систем линеаран, уколико би се ефективна вредност напона извора повећала $900/\sqrt{2}$ пута и јачина електричног поља би се повећала $900/\sqrt{2}$ пута, па би највећа вредност у расподели била близу $900/\sqrt{2}$ MV/m, односно $900/\sqrt{2}$ kV/mm. Како је прорачун рађен за простопериодичне сигнале, максимални напон који би се појавио између крајева тејпера је $3,3 \times 900 \approx 3$ kV, што је пробојни напон за сув ваздух. Како је импеданса антене која се види у подножју антене 50 Ω , максимална средња снага којом се може напајати антена да не дође до пробоја може се проценити да је $(900\sqrt{2})^2/50 \approx 4$ kW.

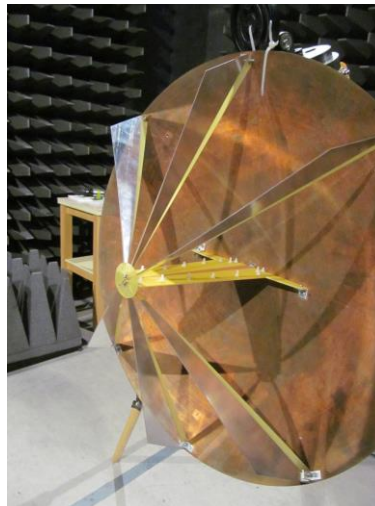
Што се тиче оштећења самог тејпера, могу се искористити криве дате у стандарду IPC-221A како би се проценила максимална струја за одређени микротракасти вод за задату максималну температуру. Па тако, користећи овај стандард, микротракасти вод ширине 2 mm и дебљине 35 μ m (50-омски вод у подножју тејпера) достигне температуру од око 80°C када је јачина струје око 8 A, што даје максималну снагу од 3,2 kW. Температура од 80°C је далеко испод температуре на којој може доћи до оштећења FR-4 материјала, што је типично око 140°.

Треба напоменути да је температура топљења неких калаја 80°C , али је код многих калаја она значајно већа, па је само потребно изабрати одговарајући калај приликом израде антене. На врху тејпера водови су ужи, $0,95\text{ mm}$, па је струја за коју се добије иста температура мања и износи $4,67\text{ A}$. Како је импеданса антене на врху око $150\ \Omega$, максимална снага износи отприлике исто као и за 50-омски вод.

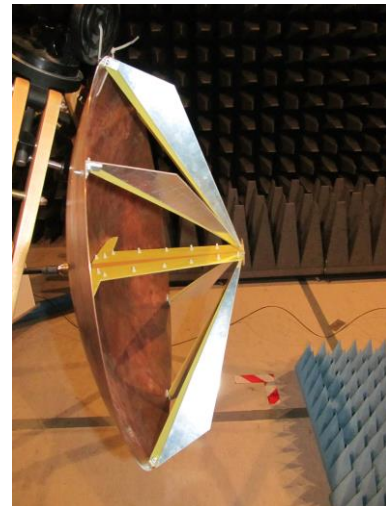
На основу датих прорачуна, ограничавајући фактор по питању максималне снаге је заправо конектор антене, за шта је потребан појачивач снаге много већих излазних снага од коришћеног како би се ово експериментално потврдило. Наравно, описани поступак испитивања потребно је спровести на већем броју учестаности обухватајући и највишу учестаности, нарочито зато што су прорачуни на основу којих је процењена максимална снага урађени за једносмерне струје.



(б)

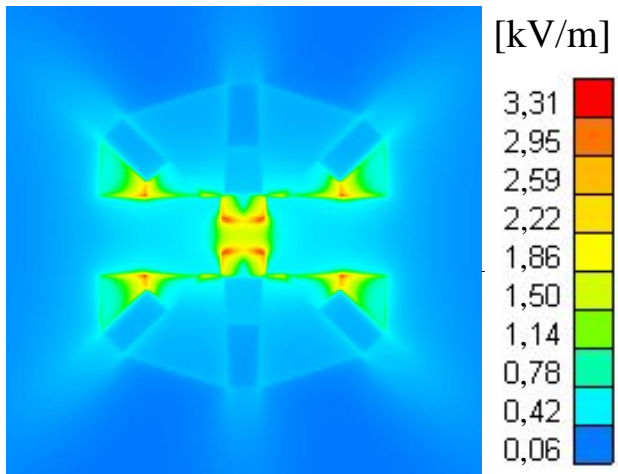


(в)

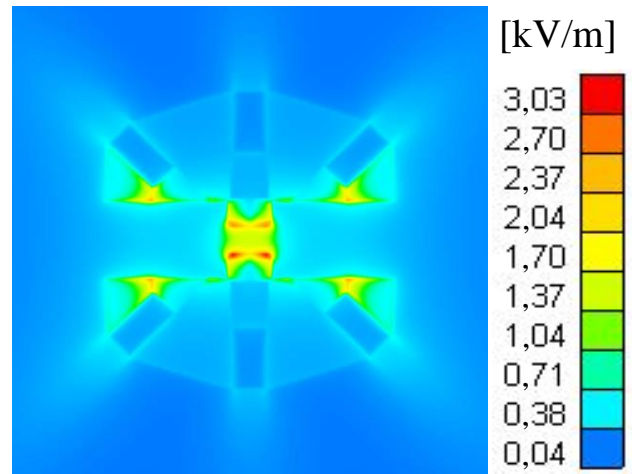


(г)

Слика 5.9. а) Поставка за испитивање издржљивости IRA-е на велике снаге. б) –г) Фотографије IRA-е приликом мерења.



(a)



(б)

Слика 5.10. Нумерички прорачун расподеле поља 0,01 mm изнад врха антене на а) 1 GHz и б) 10 GHz.

6. Закључак

Главна тема ове дисертације је посебна врста широкопојасне рефлекторске антене која носи акроним IRA. То су антене које се претежно користе у применама где је потребно емитовати кратке електромагнетске импулсе. Међутим, један од циљева дисертације јесу модификације конвенционалног дизајна како би се проширила примена ове класе антена, најпре за испитивање имуности електричних уређаја на простопериодичне и сложенопериодичне електромагнетске сметње већих нивоа, али и на остале примене које захтевају коришћење широкопојасних усмерених антена. Поред тога, предложене модификације олакшавају процес пројектовања и израде IRA-а.

Урађене анализе показују да су отпорничке мреже за прилагођење кракова на рефлектор доминантан ограничавајући фактор када је потребно IRA-у побуђивати простопериодичним сигнаима снаге реда неколико стотина вати. Снага која се дисципира у отпорничким мрежама нагло расте како се учестаност сигнала смањује. Тачан удео снаге који се потроши на Цулове губитке у отпорницима зависи од више фактора, али се оквирно може рећи да се за стандардну IRA-у са четири крака око 25 % снаге дисципира у отпорницима на учестаности на којој је пречник рефлектора око $D = \lambda/3$. Како би се обезбедило да се мреже за прилагођење не оштете приликом побуђивања IRA-е сигнаима снага стотине вати, оне би морале да се састоје од великог броја паралелних и редних веза отпорника. То знатно компликује пројектовање и израду антене.

Уклањањем отпорника, тачније краткоспајањем кракова за рефлектор максимална снага антене ограничена је практично само конектором. Међутим, смањује се радни фреквенцијски опсег, што је последица цепања дијаграма зрачења и дестабилизације импедансе на нижим учестаностима. До цепања долази приближно на учестаности на којој је $D = \lambda/3$. Међутим, изнад те учестаности, IRA без отпорника има веће усмерено појачање од IRA-е са отпорницима на скоро свим учестаностима.

Нумеричким прорачунима показано је да коришћењем једноструко терјперованих кракова не само да се постижу већа појачања у односу на IRA-у са традиционалним краковима, већ је и имеданса стабилнија, што олакшава прилагођење антене помоћу трансформатора импедансе.

Коришћењем шест уместо четири крака доноси више предности. Импеданса антене је стабилнија и смањи се са око 250 Ω , на око 150 Ω . То помаже при прилагођењу антене и повећава максималну снагу IRA-е већа. Коришћењем шест уместо четири крака само по себи повећава максималну снагу антене ако се користе отпорници, јер се снага која се дисципира у отпорницима сада дели на шест отпорничких мрежа уместо на четири, док ефикасност антене остаје практично иста. Међутим, због неравномерне расподеле снаге по отпорничким мрежама на различитим краковима, оптерећење мрежа се уместо за теоријски максималних 50 %, смањује за око 15 % на учестаности на коме је пречник око $D = \lambda/3$. Када се IRA користи у импулсном режиму, коришћењем шест кракова смањује се снага која се развије на отпорничким мрежама за око 26 %, а напон за око 12 %.

Коришћењем шест кракова постижу се поменуте предности, а појачање остаје практично исто као и код IRA-е са четири крака. Међутим, ово важи само ако се изабере оптималан угао између кракова. Показано је да је оптималан угао између кракова исте групе (кракови на истој страни равни антисиметрије) 45° . Повећавањем броја кракова изнад шест, ефекат спуштања импедансе постаје све мање уочљив, а долази и до постепеног пада појачања, јављају се веће варијације у појачању и чешћи и дубљи пропади.

Оптимизацијом облика и дебљине крака могуће је додатно утицати на импедансу и појачање антене, али доминантан утицај има угао између кракова. Повећањем кракова се додатно смањује импеданса, али се смањује и појачање. Импеданса антене се може

стабилизovati повећањем ширине крака, али се тиме такође смањује појачање, па је потребно усвојити компромис. Приликом пројектовања урађена је оптимизација свих геометријских параметара имајући у виду задате циљеве. Финални дизајн представља IRA која је прилагођена ($|S_{11}| < -10$ dB) у опсегу од око 700 MHz до барем 10 GHz. Треба напоменути да се променом облика и дебљине крака благо утиче и на учестаност на којој долази до цепања дијаграма зрачења.

Одвајањем кракова од рефлектора спречава се цепање дијаграма зрачења због недостатка отпорника. Међутим, осцилације у импеданси антене као функције учестаности су у том случају знатно веће, а појачање је мање у већем делу радног фреквенцијског опсега. Ипак, уколико је прихватљиво да је $|S_{11}| < -7$ dB, онда због тога што нема цепања дијаграма зрачења радни фреквенцијски опсег оптимизоване IRA-е се проширује тако да је доња гранична учестаност 450 MHz.

Анализом IRA-е у временском домену, показано је да уколико се IRA побуђује изводом Гаусовог импулса краћим од 0,5 ns, IRA без отпорника у далеком пољу производи импулс електричног поља са већом амплитудом од IRA-е са отпорницима. Такође, због своје ниже импедансе, IRA-ом са шест кракова постижу се веће амплитуде електричног поља за исти побудни напон антене.

Како IRA захтева диференцијалну побуду у фокалној тачки, пројектован је и широкопојасни симетризатор који уједно представља и широкопојасни трансформатор импедансе како би 150-омска IRA била прилагођена на 50-омски коаксијални кабл који повезује антену са 50-омским извором. Широкопојасни симетризатор и трансформатор импедансе реализован је као двоструко тејперован микротракасти вод. На једном крају тог вода ширине водова су подешене тако да се реализује 50-омски микротракасти вод. На овај крај се поставља конектор за повезивање са коаксијалним каблом. Континуалним сужавањем (тејперовањем) горњег и доњег вода на другом крају се реализује 150-омски диференцијални вод. Дужина овог тејпера једнака је жижној даљини, па се он може интегрисати у антену тако да му се 50-омски приступ налази у подножју антене, а диференцијални вод у жижи. У подножју антене поставља се конектор за повезивање са коаксијалним каблом, а „маса“ конектора спојена је са рефлектором и „масом“ микротракастог вода. Кракови се у фокалној тачки спајају са диференцијалним водом. Интеграцијом тејпера у антену се практично добија решење које представља IRA-у са 50-омским приступом.

Како је антена пројектована за учестаности до барем 10 GHz, а супстрати који на овим учестаностима имају мале губитке су скупи, одлучено је да се тејпер пројектује у виду тзв. инвертованог тејперованог микротракастог вода. Наиме, два проводника тејпера се штампају на засебним плочама, и постављају се један наспрам другог тако да је између њих само ваздух. Размак између њих обезбеђује се помоћу диелектричних носача довољно удаљених од водова да не утичу на карактеристичну импедансу. У овом случају одлучено је да се користе носачи од истог диелектрика који се и користи за штампу водова тејпера, а то је FR-4. Две стране ове структуре фиксирани су пластичним шрафовима како сами шrafoви не би реметили електрично поље између кракова. На овај начин је приближно реализован ваздушни микротракасти вод искључиво штампом на јефтином супстрату.

Симетризатор и трансформатор импедансе пројектован у овој дисертацији представља оригинално решење, које је уједно једноставно и јефтино за реализацију, а које испуњава све задате циљеве – обезбеђује прилагођење од 700 MHz до 10 GHz ($|S_{11}| < -10$ dB), обезбеђује диференцијално напајање у фокалној тачки, може да се користи са простопериодичним сигнаlima снага реда више стотина вати, лако се интегрише у антену и минмално утиче на перформансе антене у виду промене расподеле ЕМ енергије која се води краковима и која се простира као слободни талас.

Како би се експериментално верификовао представљен дизајн антене (са интегрисаним тејпером), израђен је прототип и измерени су коефицијент рефлексије антене, појачање и 2D дијаграм зрачења. Резултати мерења показују да је антена добро прилагођена у жељеном опсегу (од 700 MHz до 10 GHz). Измерено појачање се добро слаже са израчунатим у фреквенцијском опсегу од 700 MHz до 6 GHz, где је разлика између два резултата мања од 2 dB. На учестаностима изнад 6 GHz разлика је већа, али је мања од 5 dB. Измерено појачање је мање од израчунатог на практично свим учестаностима, а нарочито на вишим учестаностима, што је очекивано с обзиром да је нумерички модел сачињен искључиво од савршеног проводника. Измерени дијаграми зрачења се такође добро слажу за израчунатим.

Изддржљивост пројектоване антене на простопериодичне побуде већих снага испитана је на 1 GHz и за снаге до 100 W, што су ограничења задата опремом која је била на располагању, тачније појачивачем снаге. Побуђивањем IRA-е простопериодичним сигналом учестаности 1 GHz и средњом снагом од 100 W ниједан део антене се након 10 min није приметно угрејао. Измерени ниво електричног поља на 3 m од антене током теста износи 152 dB(μ V/m) (односно 39,81 V/m), а од израчунатог се разликује за 1,5 dB. Прорачун показује да је максимална снага антене ограничена конектором. Израђени прототип садржи SMA конектор, чија је максимална снага око 100 W на 10 GHz (опада са порастом учестаности). Уколико је потребно антену побуђивати већим снагама, SMA конектор се једноставно може заменити N конектором, који типично може поднети око 300 W на 10 GHz. Уколико се изузме конектор антене, прорачун показује да ограничење максималне снаге задаје пробој ваздуха између водова тејпера, а ограничење је неколико kW.

Будући правци даљег истраживања подразумевају темељније утврђивање максималне снаге антене у режиму простопериодичних побуда, а затим и верификација нумеричких симулација IRA-е у временском домену. Како се показало да IRA-е са краковима кривих облика углавном имају мање импедансе, потребно је истражити да ли се коришћењем три пара ових кракова може пројектовати IRA са импедансом барем близу 50 Ω . Могући правац истраживања је и проналажење начина да се код IRA-а без отпорника уклони, или барем ублажи, ефект цепања дијаграма зрачења и дестабилизације импедансе на нижим учестаностима, као и пројектовање дуал-поларизованих IRA-а које би садржале тејпероване симетризаторе и трансформаторе импедансе.

Референце

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Subchapter 1.5, pp. 20-21, Subchapter 15.4.1, pp. 896-926, Subchapter 2.17.1, pp. 94-96, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [2] J. C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, Oxford University Press, London, UK, 1873.
- [3] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Subchapter 1.1.1, pp. 1-3, Subchapter 2.4.3, pp. 40-44, Subchapter 6.6.2, pp. 192-194, Subchapter 9.6, page 391, Subchapter 9.6.1, pp. 394-398, Subchapter 9.6.6, pp. 410-415, Subchapter 14.5, pp. 596-600, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2013.
- [4] W. D. Prather, C. E. Baum, R. J. Torres, F. Sabath, and D. Nitsch, "Survey of Worldwide High-Power Wideband Capabilities," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, no. 3, pp. 335–344, Aug. 2004, doi: 10.1109/temc.2004.831826.
- [5] I. I. Immoreev and P. G. S. D. V. Fedotov, "Ultra wideband radar systems: advantages and disadvantages," *2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (IEEE Cat. No.02EX580)*, Baltimore, MD, USA, 2002, pp. 201-206, doi: 10.1109/uwbst.2002.1006348.
- [6] C. E. Baum, "Radiation of Impulse-Like Transient Fields," *Sensor and Simulation Notes #321*, Nov. 1989.
- [7] C. E. Baum, "Configurations of TEM Feed for an IRA," *Sensor and Simulation Notes #327*, Apr. 1991.
- [8] C. E. Baum, "C. E. Baum, Aperture Efficiencies for IRA's, Jun 91, Phillips Laboratory," *Sensor and Simulation Notes #328*, June 1991.
- [9] E. G. Farr, "Analysis of the Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #329*, July 1991.
- [10] L. Bowman, E. Farr, G. Salo, J. Gwynne, C. Baum, W. Prather, T. Tran, "Studies of an Impulse Radiating Antenna and a Pulse Radiating Antenna Element for SAR and Target Identification Application," *Sensor and Simulation Notes #442*, Mar. 2000.
- [11] C. E. Baum et al., "JOLT: a highly directive, very intensive, impulse-like radiator," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 7, pp. 1096–1109, Jul. 2004, doi: 10.1109/jproc.2004.829011.
- [12] D.V. Giri, Carl. E. Baum, "Temporal and Spectral Radiation on Boresight of a Reflector Type of Impulse Radiating Antenna (IRA)," *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 3*, pp. 65-72, Plenum Press, New York, 1997.
- [13] D. V. Giri et al., "Design, fabrication, and testing of a paraboloidal reflector antenna and pulser system for impulse-like waveforms," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 25, no. 2, pp. 318–326, Apr. 1997, doi: 10.1109/27.602506.
- [14] D.V. Giri, Carl. E. Baum, "Temporal and Spectral Radiation on Boresight of a Reflector Type of Impulse Radiating Antenna (IRA)," *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 3*, pp. 65-72, Plenum Press, New York, 1997.
- [15] E. G. Farr and L. H. Bowen, "Impulse radiating antennas for mine detection," *Proc. SPIE 4394, Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets VI*, Orlando, FL, United States, 2001, doi: 10.1117/12.445521.
- [16] A. Teggatz, A. Jostingmeier, T. Meyer and A. S. Omar, "Detection of buried objects such as landmines using a forward impulse radiating antenna (IRA)," *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington, DC, USA, 2005, pp. 627-630 vol. 2A, doi: 10.1109/APS.2005.1551889.

- [17] J. B. Rhebergen, A. P. M. Zwamborn and D. V. Giri, "Design of an ultra-wideband ground-penetrating radar system using impulse radiating antennas," *1998 Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines (IEE Conf. Publ. No. 458)*, Edinburgh, UK, 1998, pp. 45-49, doi: 10.1049/cp:19980686.
- [18] F. Sabath, D. Nitsch, M. Jung, Th. H. G. G. Weise, "Design and Setup of a Short Pulse Simulator for Susceptibility Investigations," *Sensor and Simulation Notes #460*, Oct. 1991.
- [19] S. Altunc, C. Baum, C. Buchenauer, C. Christodoulou, and E. Schamiloglu, "Design of a special dielectric lens for concentrating a subnanosecond electromagnetic pulse on a biological target," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 16, no. 5, pp. 1364–1375, Oct. 2009, doi: 10.1109/tdei.2009.5293950.
- [20] S. Xiao, S. Altunc, P. Kumar, C. E. Baum, and K. H. Schoenbach, "A Reflector Antenna for Focusing Subnanosecond Pulses in the Near Field," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 12–15, 2010, doi: 10.1109/lawp.2010.2041027.
- [21] C. Bajracharya, Shu Xiao, C. E. Baum, and K. H. Schoenbach, "Target Detection With Impulse Radiating Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10., pp. 496–499, 2011, doi: 10.1109/lawp.2011.2157070.
- [22] S. C. Hagness, A. Taflove, and J. E. Bridges, "Two-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: fixed-focus and antenna-array sensors," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 45, no. 12, pp. 1470–1479, 1998, doi: 10.1109/10.730440.
- [23] K. H. Schoenbach et al., "The Effect of Intense Subnanosecond Electrical Pulses on Biological Cells," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 36, no. 2, pp. 414–422, Apr. 2008, doi: 10.1109/tps.2008.918786.
- [24] F. Guo, C. Yao, C. Bajracharya, S. Polisetty, K. H. Schoenbach, and S. Xiao, "Simulation study of delivery of subnanosecond pulses to biological tissues with an impulse radiating antenna," *Bioelectromagnetics*, vol. 35, no. 2. Wiley, pp. 145–159, Nov. 06, 2013. doi: 10.1002/bem.21825.
- [25] E. G. Farr, C. E. Baum, "Prepulse Associated with the TEM Feed of an Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #337*, Mar. 1992.
- [26] D. V. Giri, S. Y. Chu, "On the Low-Frequency Electric Dipole Moment of Impulse Radiating Antennas (IRA's)," *Sensor and Simulation Notes #346*, Oct. 1992.
- [27] E. G. Farr, C. E. Baum, "Extending the Definitions of Antenna Gain and Radiation Pattern Into the Time Domain," *Sensor and Simulation Notes #350*, Nov. 1992.
- [28] E. G. Farr, C. E. Baum, "Radiation from Self-Reciprocal Apertures," *Sensor and Simulation Notes #357*, Apr. 1993.
- [29] E. G. Farr, C. E. Baum, "The Radiation Pattern of Reflector Impulse Radiating Antennas Early-Time Response," *Sensor and Simulation Notes #358*, June 1993.
- [30] E. G. Farr, C. A. Frost, "Compact Ultra-Short Pulse Antenna Design and Measurements," *Sensor and Simulation Notes #380*, June 1995.
- [31] D.V. Giri, et. al, "A Reflector Antenna for Radiating Impulse-Like Waveforms," *Sensor and Simulation Notes #382*, July 1995.
- [32] E. G. Farr, C. A. Frost, "Development of a Reflector IRA and a Solid Dielectric Lens IRA, Part I Design, Predictions, and Construction," *Sensor and Simulation Notes #396*, Apr. 1996.
- [33] E. G. Farr, C. E. Baum, W. D. Prather, "Multifunction Impulse Radiating Antennas Theory and Experiment," *Sensor and Simulation Notes #413*, Nov. 1997.
- [34] Everett G. Farr, Leland H. Bowen, Carl E. Baum and William D. Prather, "Multi-Channel Impulse Radiating Antennas with Polarization Diversity," *Sensor and Simulation Notes #430*, Dec. 1998.

- [35] M. F. Miletić and D. I. Olćan, "Impulse Radiating Antenna With Six Feeding Arms and a Tapered Balun," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 8, pp. 6414-6422, Aug. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161572.
- [36] Leland H. Bowen and Everett G. Farr, "Recent Enhancements to the Multifunction IRA and TEM Sensors," *Sensor and Simulation Notes #434*, Feb. 1999.
- [37] K. Kim, W. R. Scott, Jr., "Numerical Analysis of the Impulse-Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #474*, June 2003.
- [38] Kangwook Kim and Waymond R. Scott, Jr., "Analysis of an Offset Impulse-Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #476*, June 2003.
- [39] Kangwook Kim, Waymond R. Scott, Jr., "Analysis of Impulse-Radiating Antennas with Ellipsoidal Reflectors," *Sensor and Simulation Notes #481*, Oct. 2003.
- [40] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, "On the Characterization of a Reflector Impulse Radiating Antenna (IRA): Full-Wave Analysis and Measured Results," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 812-822, Mar. 2006, doi: 10.1109/tap.2006.869909.
- [41] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, "Improved Feeding Structures to Enhance the Performance of the Reflector Impulse Radiating Antenna (IRA)," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 823-834, Mar. 2006, doi: 10.1109/tap.2006.869917.
- [42] D. K. Singh, D. C. Pande, A. Bhattacharya, "Selection of Ideal Feed profile for Asymptotic Conical Dipole Fed Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #563*, June 2013.
- [43] D. K. Singh, D. C. Pande, A. Bhattacharya, "Improved Feed Design for Enhance Performance of Reflector Based Impulse Radiating Antennas," *Sensor and Simulation Notes #565*, June 2013.
- [44] Fernando Albarracin-Vargas, Felix Vega, et al., "Multiband and Tunable HPM Radiator Combining Frequency Selective Surfaces with a Hyperband Source, Part I Theoretical Analysis," *Sensor and Simulation Notes #582*, June 2020.
- [45] M. Valibeiglou and A. Khaleghi, "A reflector impulse radiating antenna (IRA) with a new feeding structure," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, Netherlands, 2014, pp. 894-898, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6901906.
- [46] A. Ha, M. H. Chae, and K. Kim, "Beamwidth Control of an Impulse Radiating Antenna Using a Liquid Metal Reflector," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 571-575, Apr. 2019, doi: 10.1109/lawp.2019.2894397.
- [47] J. S. Tyo, "Optimization of the TEM feed structure for four-arm reflector impulse radiating antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 4, pp. 607-614, Apr. 2001, doi: 10.1109/8.923322.
- [48] L. Bowen, E. Farr, C. Baum, T. Tran, W. Prather, "Results of Optimization Experiments on a Solid Reflector IRA," *Sensor and Simulation Notes #463*, Jan. 2001.
- [49] Everett G. Farr, Leland H. Bowen, "The Relationship Between Feed Arm Position and Input Impedance in Reflector Impulse Radiating Antennas," *Sensor and Simulation Notes #499*, Apr. 2005.
- [50] Leland H. Bowen, Everett G. Farr, "A High-Voltage Cable-Fed Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #507*, Dec. 2005.
- [51] M. Adballa, M. Skipper, D.V. Giri, H. LaValley, T. Smith, D. McLemore, J. Burger, R. Torres, T. Tran, W. Parther, C. E. Baum, "Evaluation of the Terminating Impedance in the Conical-Line Feed of the 6-foot IRA," *Prototype IRA Memo 8*, Apr. 2011.

- [52] D. V. Giri, J. M. Lehr, W. D. Prather, C. E. Baum, and R. J. Torres, "Intermediate and far fields of a reflector antenna energized by a hydrogen spark-gap switched pulser," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 28, no. 5, pp. 1631–1636, 2000, doi: 10.1109/27.901246.
- [53] C. E. Baum, E. G. Farr, D. V. Giri, "Review of impulse-radiating antennas," *Review of Radio Science*, pp. 403-439, W. R. Stone, Ed. Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 1999.
- [54] Kangwook Kim and W. R. Scott, "Impulse-radiating antenna with an offset geometry," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 5, pp. 1738-1744, May 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.846808.
- [55] Felix Vega, et al., "Realization and Experimental Test of a Coaxial Exponential Transmission Line Adaptor for a Half Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #556*, June 2011.
- [56] R. DuHamel, M. Armstrong, J. Campbell, W. Jones and W. Pedler, "Frequency independent conical feeds for lens and reflectors," *1968 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, MA, USA, 1968, pp. 414-418, doi: 10.1109/APS.1968.1150663.
- [57] Момчило Драговић, *Антене и простирање радио таласа*, поглавље 2.1, стр. 5-11, поглавље 3.1.2, стр. 26-28, поглавље 8.4.2, стр. 103-110, Академска мисао, Београд, 2008.
- [58] A. D. Oliver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Krishk, L. Shafai, *Microwave Horns and Feeds*, Subchapter 1.2, pp. 1-5, Institution of Engineering and Technology, Stevenage, United Kingdom, 1994.
- [59] S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, Subchapter 12.5, pp. 423-433, McGraw-Hill, New York, 1949.
- [60] Y. Rahmat-Samii, "Analysis of Blockage Effects on TEM-FED Paraboloidal Reflector Antennas," *Sensor and Simulation Notes #347*, Oct. 1992.
- [61] Y. Rahmat-Samii, D.V. Giri, "Analysis of Blockage Effects on TEM FED Paraboloidal Reflector Antennas (Part II TEM Horn Illumination)," *Sensor and Simulation Notes #349*, Nov. 1992.
- [62] E. G. Farr, "Optimizing the Feed Impedance of Impulse Radiating Antennas (Part I Reflector IRA's)," *Sensor and Simulation Notes #354*, Jan. 1993.
- [63] C. E. Baum, J. J. Sadler, A. P. Stone "A Uniform Dielectric Lens for Launching a Spherical Wave into a Paraboloidal Reflector," *Sensor and Simulation Notes #360*, July 1993.
- [64] C. E. Baum, "Timed Arrays for Radiating Impulse-Like Transient Fields," *Sensor and Simulation Notes #361*, July 1993.
- [65] E. G. Farr, C. J. Buchenauer, "Experimental Validation of IRA Models," *Sensor and Simulation Notes #364*, Jan. 1994.
- [66] E. G. Farr, C. E. Baum, "Reflector IRA Design and Boresight Temporal Waveforms," *Sensor and Simulation Notes #365*, Feb. 1994.
- [67] E. G. Farr, "Off-Boresight Field of a Lens IRA," *Sensor and Simulation Notes #370*, Oct. 1994.
- [68] C. E. Baum, "Variations on the Impulse-Radiating Antenna Theme," *Sensor and Simulation Notes #378*, Feb. 1995.
- [69] E. G. Farr, C. E. Baum, "Impulse Radiating Antennas with Two Refracting or Reflecting Surfaces," *Sensor and Simulation Notes #379*, May 1995.
- [70] E. G. Farr, "Optimization of the Feed Impedance of Impulse Radiating Antennas Part II TEM Horns and Lens IRAs," *Sensor and Simulation Notes #384*, Nov. 1995.
- [71] E. G. Farr, C. E. Baum, "Feed-Point Lenses for Half-Reflector IRAs," *Sensor and Simulation Notes #385*, Nov. 1995.

- [72] D. V. Giri, "Radiated Spectra of Impulse Radiating Antennas (IRAs)," *Sensor and Simulation Notes #386*, Nov. 1995.
- [73] C. E. Baum, "Steerable Lens Surface for Use with the IRA Class of Antennas," *Sensor and Simulation Notes #387*, Sep. 1995.
- [74] E. G. Farr, G. D. Sower, "Design Principles of Half-Radiating Antennas," *Sensor and Simulation Notes #390*, Dec. 1995.
- [75] M. H. Vogel, "Design of Low-Frequency Compensation of an Extreme-Bandwidth TEM Horn and Lens IRA," *Sensor and Simulation Notes #391*, Apr. 1996.
- [76] F. M. Tesche, "Some Considerations for the Design of Pulse-Radiating Antennas," *Sensor and Simulation Notes #398*, July 1996.
- [77] W. S. Bigelow, G. D. Sower, "Design Optimization of Feed-Point Lenses for Half Reflector IRAs," *Sensor and Simulation Notes #400*, Aug. 1996.
- [78] W. S. Bigelow, E. G. Farr, "Design of a Feed-Point Lens with Offset Inner Conductor for a half Reflector IRA with FD Greater than 0.25," *Sensor and Simulation Notes #410*, Sep. 1997.
- [79] C. E. Baum, "Some Topics Concerning Feed Arms of Reflector IRAs," *Sensor and Simulation Notes #414*, Oct. 1997.
- [80] C. E. Baum, "Intermediate Field of an Impulse-Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #418*, Dec. 1997.
- [81] L. H. Bowen, E. G. Farr, "E Field Measurements for a 1 meter Diameter Half IRA," *Sensor and Simulation Notes #419*, Apr. 1998.
- [82] C. J. Buchenauer, J. S. Tyo, J. S. H. Schoenberg, "Aperture Efficiencies of Impulse Radiating Antennas," *Sensor and Simulation Notes #421*, Nov. 1997.
- [83] J. S. Tyo, "Estimating the Optimum Aperture for Maximizing Prompt Aperture Efficiency in an IRA," *Sensor and Simulation Notes #422*, Jan. 1998.
- [84] W. Scott Bigelow, Everett G. Farr, Gary D. Sower, Donald E. Ellibee, "Design and Test of a Half Reflector IRA with Feed-Point Lens," *Sensor and Simulation Notes #423*, July. 1998.
- [85] C. E. Baum, "Selection of Angles Between Planes of TEM Feed Arms of an IRA," *Sensor and Simulation Notes #425*, Aug. 1998.
- [86] Scott Tyo, "Optimization of the Feed Impedance for an Arbitrary Crossed-Feed-Arm Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #438*, Mar. 2000.
- [87] C. E. Baum, "Optimization of Reflector IRA Aperture for Filling a Rectangle," *Sensor and Simulation Notes #439*, Sep. 1999.
- [88] Leland H. Bowen, Everett G. Farr and William D. Prather, "Fabrication and Testing of Two Collapsible Impulse Radiating Antennas," *Sensor and Simulation Notes #440*, Dec. 1999.
- [89] L. H. Bowen, E. G. Farr, and W. D. Prather, "An Improved Collapsible Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #444*, Apr. 2000.
- [90] C. E. Baum, "Symmetry in Single-Polarization Reflector Impulse-Radiating Antennas," *Sensor and Simulation Notes #448*, July 2000.
- [91] Leland H. Bowen, Everett G. Farr, Carl E. Baum, et al., "Experimental Results of Optimizing the Location of Feed Arms in a Collapsible IRA and a Solid IRA," *Sensor and Simulation Notes #450*, Nov 2000.
- [92] J. S. Tyo and C.J. Buchenauer, "Measurement of Prompt IRA Responses Under Different Focused Aperture Configurations," *Sensor and Simulation Notes #454*, Mar. 2001.
- [93] C. E. Baum, "Modification of TEM-Fed Reflector for Increased Efficiency," *Sensor and Simulation Notes #458*, July 2001.

- [94] SSN 460 F. Sabath, D. Nitsch, M. Jung, and Th. H. G. G. Weise, "Design and Setup of a Short Pulse Simulator for Susceptibility Investigations," *Sensor and Simulation Notes #460*, Oct. 2001.
- [95] Michael J. Baretela, J. Scott Tyo, "Selective Trimming of Impulse Radiating Antenna Apertures to Increase Prompt Radiating Field," *Sensor and Simulation Notes #461*, Nov. 2001.
- [96] C. E. Baum, "Some Topics Concerning Cable Feeds of Reflectors IRAs," *Sensor and Simulation Notes #462*, Oct. 2001.
- [97] L. Bowen, E. Farr, J. Paxton, A. Witzig, C. Baum, D. Lawry, W. Prather, "Fabrication and Testing of a Membrane IRA," *Sensor and Simulation Notes #464*, Jan. 2002.
- [98] L. Atchley, E. Farr, J. Tyo, N. Merced, L. Altgilbers, "Development and Testing of a Parachute Deployable Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #465*, Mar. 2002.
- [99] J. Scott Tyo, "Improved Aperture Efficiency in IRAs and ORAs with Uniaxially Conducting Reflectors," *Sensor and Simulation Notes #468*, May. 2002.
- [100] J. Scott Tyo, Jon S. H. Schoenberg, "Radiated Field Measurements from a 1-m Diameter Half IRA," *Sensor and Simulation Notes #471*, Feb. 1999.
- [101] J. Scott Tyo, Everett G. Farr, Leland H. Bowen, Larry L. Altgilbers, "IRA Variation Useful for Flexible Feed Arms," *Sensor and Simulation Notes #472*, May 2003.
- [102] Leland H. Bowen, et al., William J. Carey, Jon R. Mayes, Larry L. Altgilbers, "A Prototype High-Voltage UWB Transmitter," *Sensor and Simulation Notes #473*, Mar. 2003.
- [103] Lanney M. Atchley and Everett G. Farr, "Experimental Studies of Scale-Model and Full-Scale IRAs Mounted on Parachutes," *Sensor and Simulation Notes #478*, July 2003.
- [104] Leland H. Bowen, Everett G. Farr, and Dean I. Lawry, "A Dual-Polarity Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #479*, Oct. 2003.
- [105] C. E. Baum, et al., "JOLT: A Highly Directive, Very Intensive, Impulse-Like Radiator," *Sensor and Simulation Notes #480*, Nov. 2003.
- [106] J. Scott Tyo, Everett G. Farr, Dean Lawry, "Effect of Defocusing on the Prompt Response of an IRA 1 Hyperboloidal Reflector," *Sensor and Simulation Notes #486*, Nov. 2003.
- [107] Everett G. Farr, Lanney M. Atchley, Donald E. Ellibee, Larry L. Altgilbers, "A Solid Dielectric Lens Impulse Radiating Antennas Surrounded by a Cylindrical Shroud," *Sensor and Simulation Notes #487*, Mar. 2004.
- [108] Leland H. Bowen, Everett G. Farr, Dean I. Lawry, J. Scott Tyo, "An Ultra-Compact Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #494*, Oct. 2004.
- [109] Lanney M. Atchley, Everett G. Farr, Donald E. Ellibee, Larry L. Altgilben, "Further Developments in Ultra-Wideband Antennas Built Into Parachutes," *Sensor and Simulation Notes #495*, Dec. 2004.
- [110] Leland H. Bowen, Everett G. Farr, "A Solid Dielectric Lens Impulse Radiating Antenna with High Dielectric Constant Surrounded by a Cylindrical Shroud," *Sensor and Simulation Notes #498*, Apr. 2005.
- [111] C. E. Baum, "Focal Waveform of a Prolate-Spheroidal IRA," *Sensor and Simulation Notes #509*, Feb. 2006.
- [112] Ira Kohlberg, I. Chappell, "Mathematical Structure and Analysis of the Inductive and Electrostatic Fields of an Impulse Radiating Antenna," *Sensor and Simulation Notes #511*, Apr. 2005.
- [113] C. E. Baum, "Addition of a Lens Before the Second Focus of a Prolate-Spheroidal IRA," *Sensor and Simulation Notes #512*, Apr. 2006.

- [114] Serhat Altunc, Carl E. Baum, “Extension of the Analytic Results for the Focal Waveform of a Two-Arm Prolate-Spheroidal Impulse-Radiating Antenna (IRA),” *Sensor and Simulation Notes #518*, Nov. 2006.
- [115] Serhat Altunc, Carl E. Baum, Christos G. Christodoulou, “Comparison of Analytical and Numerical Results for a Prolate-Spheroidal Impulse-Radiating Antenna (IRA),” *Sensor and Simulation Notes #519*, Nov. 2006.
- [116] Serhat Altunc, Carl E. Baum, et al., “Experimental Setups For Two-Arm and 60-Degree Four-Arm Prolate-Spheroidal Impulse-Radiating Antenna (IRA),” *Sensor and Simulation Notes #524*, Oct. 2007.
- [117] Serhat Altunc, Carl E. Baum, Christos G. Christodoulou, Edl Schamiloglu, “Lens Design for a Prolate-Spheroidal Impulse Radiating Antenna (IRA),” *Sensor and Simulation Notes #525*, Oct. 2007.
- [118] Mary C. Taylor, Tapan K. Sarkar, “An Electromagnetic Analysis Of The 46cm Diameter Impulse Radiating Antenna (IRA),” *Sensor and Simulation Notes #528*, May 2008.
- [119] James McLean, Robert Sutton, “Rigorous Analysis of an Impulse Radiating Antenna with a Non-ideal Feed Structure,” *Sensor and Simulation Notes #530*, Dec. 2007.
- [120] K. Sunitha, D.V. Giri, M. Joy Thomas, “Radiation Patterns of a Reflector Type of Impulse Radiating Antenna (IRA) Relating Time and Frequency Domains,” *Sensor and Simulation Notes #545*, Oct. 2009.
- [121] D. V. Giri, “Peak Power Gain in Time Domain of Impulse Radiating Antennas (IRAs),” *Sensor and Simulation Notes #546*, Oct. 2009.
- [122] D. V. Giri, F. M. Tesche, “Energy Patterns of the Prototype-Impulse Radiating Antenna (IRA),” *Sensor and Simulation Notes #550*, Feb. 2010.
- [123] D. V. Giri, “Modifications to a Commercial Impulse Radiating Antenna (IRA) for Accurate Mono-static Impulse Radar Application,” *Sensor and Simulation Notes #553*, Feb. 2011.
- [124] F. M. Tesche, D. V. Giri, Markus Nyffeler, “Swiss Impulse Radiating Antenna (SWIRA) Characterization in the Presence of a Local Ground Plane (Earth),” *Sensor and Simulation Notes #557*, Oct. 2011.
- [125] Everett G. Farr, “Antenna Impulse Response With Arbitrary Source and Load Impedances,” *Sensor and Simulation Notes #558*, Mar. 2012.
- [126] Dhiraj K. Singh, D. C. Pande, A. Bhattacharya, “Improved Estimation of Impulse Response of Reflector based IRAs using Conjugate Gradient Method,” *Sensor and Simulation Notes #567*, Aug. 2013.
- [127] Dr. F. M. Tesche, D. V. Giri, “Modification of Impulse-Radiating Antenna Waveforms for Infrastructure Element Testing,” *Sensor and Simulation Notes #572*, Oct. 2015.
- [128] D. V. Giri, “Micro-Impulse Radiating Antennas (MIRA),” *Sensor and Simulation Notes #578*, Sept. 2017.
- [129] G. J. Burke, E. K. Miller and A. J. Poggio, “The Numerical Electromagnetics Code (NEC) - a brief history,” *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, Monterey, CA, USA, 2004, pp. 2871-2874 Vol.3, doi: 10.1109/APS.2004.1331976.
- [130] J. S. Tyo, E. G. Farr, J. S. H. Schoenberg, L. H. Bowen, and L. L. Altgilbers, “Effect of Aperture Feed and Reflector Configuration on the Time- and Frequency Domain Radiation Patterns of Reflector Impulse Radiating Antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 7, pp. 1767–1776, Jul. 2004, doi: 10.1109/tap.2004.830256.
- [131] S. O. Kuja, *Optimization of an Impulse Radiating Antenna Through an Effective Trifilar Coupled-Line Balun, Ph.D. dissertation*, Chapter 4, pp. 53-86, Subchapter 5.2, pp. 103-105, Subchapter 1.1, pp. 2-2, Department of Electrical and Electronic Engineering, Stellenbosch University, 2019.

- [132] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, "A novel UWB feeding mechanism for the TEM horn antenna, reflector IRA, and the vivaldi antenna," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 5, pp. 81–87, Oct. 2004, doi: 10.1109/map.2004.1388832.
- [133] Carl. E. Baum, Everett G. Farr, "Impulse Radiating Antennas," *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics*, pp. 139-148, Plenum Press, New York, 1993.
- [134] Carl. E. Baum, Everett G. Farr, and C. Jerald Buchenauer, "Impulse Radiating Antennas, Part II," *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 2*, pp. 159-170, Plenum Press, New York, 1995.
- [135] Антоније Р. Ђорђевић, Драган И. Олћан, *Испитивање Електромагнетске Компатибилности*, поглавље 5.3.2, стр. 135-142, поглавље 5.3, стр. 125-162, поглавље 4.1, стр. 73-73, електронско издање, Универзитет у Београду, Електротехнички факултет, Београд, 2012.
- [136] D. V. Giri and F. M. Tesche, "Classification of Intentional Electromagnetic Environments (IEME)," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, no. 3, pp. 322–328, Aug. 2004, doi: 10.1109/temc.2004.831819.
- [137] J. S. Tyo, M. Dogan, J. H. Boddeker, and C. J. Buchenauer, "Increasing the Focused Response of Impulse Radiating Antennas Through Polarization Control of Aperture Fields," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 586–594, Feb. 2006, doi: 10.1109/tap.2005.863089.
- [138] C. Jerald Buchenauer, J. Scott Tyo, and S. H. Schoenberg, "Impulse Radiating Antennas, Part II," *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 4*, pp. 91-108, Kluwer Academic Publishers, New York, 1999.
- [139] D. Lee, H. Lee, S. Hwang, and J. Ahn, "Design of an Impulse Radiating Antenna Using a Curved TEM-Wire Fed Parabola," *International Journal of Antennas and Propagation, Hindawi*, vol. 2012, 9 pages, 2012. doi: 10.1155/2012/341206.
- [140] F. Vega, F. Albarracin-Vargas, C. Kasmi, and F. Alyafei, "The Tapered Impedance Half-Impulse Radiating Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 2, pp. 715–722, Feb. 2021, doi: 10.1109/tap.2020.3016496.
- [141] J. S. Tyo, E. G. Farr, and D. I. Lawry, "Effect of defocus on the prompt response of a reflector IRA," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 10, pp. 3247–3254, Oct. 2005, doi: 10.1109/tap.2005.856322.
- [142] C. E. Baum, "Focal waveform of a prolate-spheroidal impulse-radiating antenna," *Radio Science*, vol. 42, no. 6, 11 pages, Nov. 13, 2007. doi: 10.1029/2006rs003556
- [143] <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [144] <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-01179/application-notes/5988-9826.pdf>
- [145] T. A. Holt, M. G. Mayes, M. B. Lara and J. R. Mayes, "A Marx generator driven impulse radiating antenna," *2009 IEEE Pulsed Power Conference*, Washington, DC, USA, 2009, pp. 489-494, doi: 10.1109/PPC.2009.5386325.
- [146] H. Kim, Y. Joo and S. Jung, "A Tunable CMOS UWB Pulse Generator, " *2006 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Waltham, MA, USA, 2006, pp. 109-112, doi: 10.1109/ICU.2006.281524.
- [147] Xubo Wang, Anh Dinh and D. Teng, "Ultra wide-band high-order pulse digital transmitter IC in 90nm CMOS for biomedical radar sensing," *2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, Bologna, Italy, 2011, pp. 336-340, doi: 10.1109/ICUWB.2011.6058858.
- [148] C. Kim and S. Nooshabadi, "Design of a Tunable All-Digital UWB Pulse Generator CMOS Chip for Wireless Endoscope," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, no. 2, pp. 118–124, Apr. 2010, doi: 10.1109/tbcas.2009.2037490.

- [149] Y. Gao et al., “Low-Power Ultrawideband Wireless Telemetry Transceiver for Medical Sensor Applications,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 58, no. 3, pp. 768–772, Mar. 2011, doi: 10.1109/tbme.2010.2097262.
- [150] T. Kikkawa, P. K. Saha, N. Sasaki, and K. Kimoto, “Gaussian Monocycle Pulse Transmitter Using 0.18 μ s CMOS Technology With On-Chip Integrated Antennas for Inter-Chip UWB Communication,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 5, pp. 1303–1312, May 2008, doi: 10.1109/jssc.2007.916588.
- [151] A. Medi and W. Namgoong, “A High Data-Rate Energy-Efficient Interference-Tolerant Fully Integrated CMOS Frequency Channelized UWB Transceiver for Impulse Radio,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 4, pp. 974–980, Apr. 2008, doi: 10.1109/jssc.2008.917513.
- [152] Yanjie Wang, A. M. Niknejad, V. Gaudet, and K. Iniewski, “A CMOS IR-UWB Transceiver Design for Contact-Less Chip Testing Applications,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, no. 4, pp. 334–338, Apr. 2008, doi: 10.1109/tcsii.2008.919502.
- [153] A. S. Venkatachalam, X. Xu, D. Huston, and T. Xia, “Development of a New High Speed Dual-Channel Impulse Ground Penetrating Radar,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 7, no. 3, pp. 753–760, Mar. 2014, doi: 10.1109/jstars.2013.2280995.
- [154] Jeongwoo Han and Cam Nguyen, “A new ultra-wideband, ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 6. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 206–208, Jun. 2002. doi: 10.1109/lmwc.2002.1009996.
- [155] Y. Xiao, Z. -Y. Wang, J. Li and Z. -L. Yuan, “Design of a Second-Derivative Gaussian pulse generator,” *2013 IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC 2013)*, KunMing, China, 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICSPCC.2013.6663994.
- [156] Review T. Prakash and D. Ghosh, “Review of the ultra wideband pulse generation,” *2015 International Conference on Microwave, Optical and Communication Engineering (ICMOCE)*, Bhubaneswar, India, 2015, pp. 310-313, doi: 10.1109/ICMOCE.2015.7489754.
- [157] Dan Busuioc, Tian Xia, Anbu Venkatachalam, Dryver Huston, Ralf Birken, and Ming Wang, “Compact programmable ground-penetrating radar system for roadway and bridge deck characterization,” *Proc. SPIE 7983, Nondestructive Characterization for Composite Materials, Aerospace Engineering, Civil Infrastructure, and Homeland Security 2011*, San Diego, California, United States, 2011, doi: 10.1117/12.880024.
- [158] D. Uduwawala, “Gaussian vs differentiated gaussian as the input pulse for ground penetrating radar applications,” *2007 International Conference on Industrial and Information Systems*, Peradeniya, Sri Lanka, 2007, pp. 199-202, doi: 10.1109/ICIINFS.2007.4579173.
- [159] J. M. Lehr et al., “Development of a hermetically sealed, high-energy trigatron switch for high repetition rate applications,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 28, no. 5, pp. 1469–1475, 2000, doi: 10.1109/27.901216.
- [160] F. Sabath, D. Nitsch, M. Jung, and T. H. G. G. Weise, “Design and setup of a short pulse simulator for susceptibility investigations,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 5, pp. 1722–1727, Oct. 2002, doi: 10.1109/tps.2002.805331.
- [161] B. Jacobs, J. W. Odendaal, and J. Joubert, “An Improved Design for a 1–18 GHz Double-Ridged Guide Horn Antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 9, pp. 4110–4118, Sep. 2012, doi: 10.1109/tap.2012.2207043.

- [162] M. Gerber, J. W. Odendaal, and J. Joubert, "DRGH Antenna With Improved Gain and Beamwidth Performance," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 5, pp. 4060–4065, May 2020, doi: 10.1109/tap.2019.2948655.
- [163] J. Kerr, "Short axial length broad-band horns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 5, pp. 710–714, Sep. 1973, doi: 10.1109/tap.1973.1140561.
- [164] Thomas A. Milligan, "Tapered Slot Antenna," "Log-Periodic Dipole Antenna," *Modern Antenna Design*, Subchapter 10-8, pp. 512-516, Subchapter 11-12, pp. 551-556, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [165] Zihao Liu, Yongzhong Zhu and Jian Zhou, "Improved design of Vivaldi antenna with loading resistance for wideband applications," *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Beijing, 2016, pp. 286-289, doi: 10.1109/ICMMT.2016.7761750.
- [166] K. Ebnabbasi, D. Busuioc, R. Birken, and Ming Wang, "Taper Design of Vivaldi and Co-Planar Tapered Slot Antenna (TSA) by Chebyshev Transformer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2252–2259, May 2012, doi: 10.1109/tap.2012.2189697.
- [167] O. Sushko, S. Pilyay and F. Dubrovka, "Symmetrically Fed 1–10 GHz Log-Periodic Dipole Antenna Array Feed for Reflector Antennas," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 222-225, doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252778.
- [168] Nurhan Tokan, "Performance of Vivaldi Antennas in Reflector Feed Applications," *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 28, no. 9, pp. 802-808, 2013.
- [169] N. Türker Tokan, "Optimization of the UWB Feed Antenna Position in Reflector Applications," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, pp. 1–7, 2014, doi: 10.1155/2014/961818.
- [170] R. DuHamel and F. Ore, "Log periodic feeds for lens and reflectors," *1958 IRE International Convention Record*, New York, NY, USA, 1959, pp. 128-137, doi: 10.1109/IRECON.1959.1150790.
- [171] W. Imbriale, "Optimum designs of broad and narrow band parabolic reflector antennas fed with log-periodic dipole arrays," *1974 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Atlanta, GA, USA, 1974, pp. 262-265, doi: 10.1109/APS.1974.1147263.
- [172] Y. Zhang, X. Liu, and H. Liu, "Design and Analysis of LPDA Fed Parabolic Reflector Antenna," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2395, no. 1, Dec. 2022. doi: 10.1088/1742-6596/2395/1/012027.
- [173] M. Pehlivan, K. Yeğın and Y. Aşci, "Design of 1–18 GHz parabolic reflector antenna with LPDA feed," *2016 24th Telecommunications Forum (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, 2016, pp. 1-3, doi: 10.1109/TELFOR.2016.7818833.
- [174] A. S. Turk, A. K. Keskin, M. Dagecan Senturk, A. Magat, M. B. Ozakin and S. Aksoy, "Ultra wide band TEM horn and reflector antenna designs for down and forward looking ground penetrating radars," *2013 7th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar*, Nantes, France, 2013, pp. 1-6, doi: 10.1109/IWAGPR.2013.6601540.
- [175] Mustafa Pehlivan, Yavuz Ascı, "High Gain Ultra-Wideband Parabolic Reflector Antenna Design Using Printed LPDA Antenna Feed," *American Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences (ASRJETS)*, vol. 32, no. 2, pp. 252–261, 2017.
- [176] <https://www.mvg-world.com/en/products/antennas/emc-antennas/emc-dual-ridge-horn-antenna-eh022-1>
- [177] <https://www.ahsystems.com/catalog/SAS-571.php>
- [178] <https://www.ahsystems.com/catalog/SAS-570.php>
- [179] <https://www.ametek-cts.com/products/brands/teseq/cbl-6143a?pg=Antennas>

- [180] WIPL-D, Belgrade, Serbia. (2017). WIPL-D Pro v14.0—3D EM Solver. [Online]. Available: www.wipl-d.com.
- [181] Владимир В. Петровић, *Микроталасна пасивна кола*, поглавље 7.8, стр. 273–277, електронско издање www.etf.bg.ac.rs, Електротехнички факултет, Београд, 2010.
- [182] Shipun Anuar Hamzah, Mazlina Esa, Khairun Nidzam Ramli, Lukman Audah, Samsul Haimi Dahlan, Mohd Zarar Mohd Jenu and Syarfa Zahirah Sapuan, “Microstrip-to-parallel Strip Transition Balun Integrated with Stubs and DGS for 3-D Harmonic Suppressed Dipole Antenna,” *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 10, no. 19, pp. 9027-9030, Oct. 2015.
- [183] K. Vinayagamoorthy, J. Coetzee and D. Jayalath, “Microstrip to Parallel Strip Balun as Spiral Antenna Feed,” *2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Yokohama, Japan, 2012, pp. 1-5, doi: 10.1109/VETECS.2012.6240118.
- [184] K. M. P. Aghdam, R. Faraji-Dana, and J. Rashed-Mohassel, “Optimization of microstrip tapered balun for sinuous antenna feeding circuits,” *2004 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference*, Ottawa, ON, Canada, Jul. 2004, pp. 1–4, doi: 10.1109/antem.2004.7860572.
- [185] C. E. Baum and J. M. Lehr, “Tapered transmission-line transformers for fast high-voltage transients,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 5, pp. 1712–1721, Oct. 2002, doi: 10.1109/tps.2002.806614.
- [186] B. E. Spielman, “Dissipation Loss Effects in Isolated and Coupled Transmission Lines,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 25, no. 8, pp. 648–656, Aug. 1977, doi: 10.1109/tmtt.1977.1129180.
- [187] J. Lj. Dinkić, D. I. Olćan, A. R. Djordjević, and A. G. Zajić, “High-Gain Quad Array of Nonuniform Helical Antennas,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019. Hindawi Limited, pp. 1–12, Mar. 28, 2019, doi: 10.1155/2019/8421809.
- [188] Антоније Ђорђевић, Дејан Тошић, *Микроталасна техника*, поглавље 4.4, стр. 81-96, поглавље 2.4, стр. 24-27, Академска мисао, Београд, 2006.
- [189] M. F. Miletić and D. I. Olćan, “Impulse Radiating Antennas with Four and Six Arms Excited with Differentiated Gaussian Pulses,” *2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Portland, OR, USA, 2023, pp. 1733-1734, doi: 10.1109/USNC-URSI2151.2023.10238262.
- [190] A. R. Djordjević, M. B. Baždar, R. F. Harrington, and T. K. Sarkar, *LINPAR for Windows: Matrix Parameters for Multiconductor Transmission Lines*, Boston, MA, Artech House, 1999.
- [191] https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design.html
- [192] B. M. Kolundžija, J. S. Ognjanović, T. K. Sarkar, D. S. Šumić, M. M. Paramentić, B. B. Janjić, D. I. Olćan, D. V. Tošić, M. S. Tasić, *WIPL-D Microwave – Software and User’s Manual*, Artech House, USA, 2005.
- [193] R.F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, Subchapter 2.4, pp. 31-35, Piscataway (NJ): IEEE Press, 1993.
- [194] A. R. Djordjevic, R. M. Biljic, V. D. Likar-Smiljanic, and T. K. Sarkar, “Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 4, pp. 662–667, Nov. 2001, doi: 10.1109/15.974647.
- [195] <https://www.kicad.org/>
- [196] Миливоје Милетић, Александар Зечевић, Драган Олћан, Миодраг Тасић, „Аутоматизована антенска мерења коришћењем СОМ програмског модела за рачунарско управљање анализатором мрежа,“ *Зборник 61. Конференције за*

електронику, телекомуникације, рачунарство, аутоматику и нуклеарну технику, ЕТРАН 2017, стр. AP1.4. 1-5, Кладово, Србија, јун 2017.

Биографија Аутора

Миливоје Милетић је рођен 20.01.1990. године у Лесковцу. Основну школу и Гимназију завршио је у Лесковцу као носилац Вукове дипломе.

На Електротехнички факултет Универзитета у Београду уписује се школске 2009/2010. године. Дипломирао је 2014. године на модулу Микроталасна техника са просечном оценом 8,02, одбранивши са оценом 10 дипломски рад „Компактна штампана инвертовано F антена за ISM 2,4 GHz“ код ментора доц. др Миодрага Тасића.

Мастер студије на Електротехничком факултету Универзитета у Београду уписао је школске 2014/2015. године на модулу Микроталасна техника, а завршио их је 2015. године са просечном оценом 9,5. Мастер рад под називом „Израда управљачког система за позиционирање при антенском мерном месту“ код ментора доц. др Миодрага Тасића одбранио је са оценом 10.

Докторске студије на Електротехничком факултету Универзитета у Београду уписује школске 2015/2016. године на модулу Микроталасна техника. На докторским студијама положио је свих 10 испита са оценом 10.

Коаутор је седам научних радова, два публикована у часописима са међународним значајем (један категорије M21, један категорије M22), два саопштења са међународних скупова штампана у целини (M33) и три саопштења са скупа националног значаја штампана у целини (M63).

Од 2016. до 2021. године био је запослен на Институту Михајло Пупин у Београду у лабораторији за испитивање електромагнетске компатибилности Идворски Лабораторије. Прошао је обуку у примени ISO стандарда SRPS/EN ISO/IEC 17065 и 17025 и учествовао је у испитивању и сертификацији преко 200 уређаја за домаће и инострано тржиште. Више пута је био предавач на семинарима које је организовао РАТЕЛ и Институт за Стандардизацију Србије.

Од марта 2021. године до августа 2022. године ради као инжењер за развој РФ хардвер-а у Швајцарској компанији Polustech која развија системе за побољшање јавне безбедности коришћењем савремених телекомуникационих технологија.

Од августа 2022. године ради као руководиоца одељења за тестирање и валидацију у београдском развојном центру компаније Quectel Wireless Solutions, која развија модуле и антене за IoT уређаје. Од августа 2023. године постављен је за руководиоца одељења за антене и РФ мерења у истој компанији.

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора _____ Миливоје Милетић _____

број индекса _____ 2015/5016 _____

Изјављујем


да је докторска дисертација под насловом

Широкопојасна рефлекторска анетна _____

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

Потпис докторанда

У Београду, 24.11.2023.



Прилог 2.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Миливоје Милетић

Број индекса 2015/5016

Студијски програм Микроталасна техника

Наслов рада Широкопојасна рефлекторска антена

Ментор др Драган Олћан, редовни професор

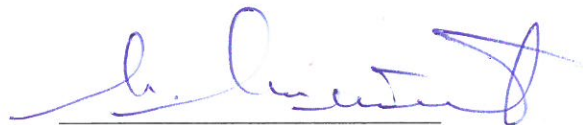
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

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, 24.11.2023.



Прилог 3.

Изјава о коришћењу

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

Широкопојасна рефлекторска антена

која је моје ауторско дело.

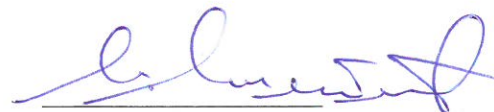
Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

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

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прераде (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

Потпис докторанда

У Београду, 24.11.2023



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

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

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

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

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

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