

ՀՀ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ
ԵՐԵՎԱՆԻ ՊԵՏԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

Արսեն Ալեքսանդրի Հախումյան

ՄԻԼԻՄԵՏՐԱՅԻՆ ԵՎ ԵՆԹԱՄԻԼԻՄԵՏՐԱՅԻՆ ԱԼԻՔՆԵՐԸ ՌԱԴԻՈՖԻԶԻԿԱՅԻ
ՀԵՏԱԶՈՏԱԿԱՆ ԵՎ ԿԻՐԱՌԱԿԱՆ ԽՆԴԻՐՆԵՐՈՒՄ

Ա.04.03 - «Ռադիոֆիզիկա» մասնագիտությամբ
ֆիզիկա-մաթեմատիկական գիտությունների ղոկտորի
գիտական աստիճանի հայցման

ԱՏԵՆԱԽՈՍՈՒԹՅՈՒՆ ԶԵՎՈՒՅՑԻ ԵՂԱՆԱԿՈՎ

ԵՐԵՎԱՆ – 2014

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РА
ЕРЕВАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

Арсен Александрович Ахумян

МИЛЛИМЕТРОВЫЕ И СУБМИЛЛИМЕТРОВЫЕ ВОЛНЫ
В РАДИОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЯХ И ПРИКЛАДНЫХ ЗАДАЧАХ

ДИССЕРТАЦИЯ В ФОРМЕ ДОКЛАДА

на соискание ученой степени доктора
физико-математических наук по специальности

01.04.03 – «Радиофизика»

ЕРЕВАН – 2014

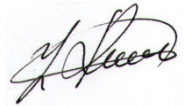
Ատենախոսության թեման հաստատվել է ՀՀ ԳԱԱ Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի
Ինստիտուտում:

Գիտական խորհրդատու՝	ՀՀ ԳԱԱ ակադեմիկոս, Ֆիզ.-մաթ. գիտ. դոկտոր Ռ.Մ. Մարտիրոսյան (ՌՖԷԻ)
Պաշտոնական ընդդիմախոսներ՝	Ֆիզ.-մաթ. գիտ. դոկտոր Բ. Գ. Կոստուզա (ՌԴ ԳԱ ՌԷԻ) Ֆիզ.-մաթ. գիտ. դոկտոր Ա.Գ. Ղուլյան (ՌՖԷԻ) Ֆիզ.-մաթ. գիտ. դոկտոր Է.Դ. Գազազյան (Ա.Ի.Ալիխանյանի անվան ազգային գիտական լաբորատորիա (Երեւանի ֆիզիկայի ինստիտուտ) հիմնադրամ)
Առաջատար կազմակերպություն՝	Ռուս-Հայկական (Սլավոնական) համալսարան

Պաշտպանությունը կայանալու է 2014թ. սեպտեմբերի 13-ին ժամը 12.00-ին
Երևանի պետական համալսարանում գործող ԲՈՀ-ի 049 մասնագիտական խորհրդի նիստում:
Հասցե՝ 0025, Երևան, Ա.Մանուկյան 1:

Ատենախոսությանը կարելի է ծանոթանալ ԵՊՀ գրադարանում:
Առաքված է 2014թ. օգոստոսի 13-ին:

Մասնագիտական խորհրդի գիտական քարտուղար՝
Ֆիզ.-մաթ. գիտ. թեկնածու, դոցենտ



Վ. Պ. Քալանթարյան

Тема диссертации утверждена в Институте Радиопизики и Электроники НАН РА.

Научный консультант:	Академик НАН РА, доктор физ.-мат. наук Р.М. Мартиросян (ИРФЭ НАН РА)
Официальные оппоненты:	доктор физ.-мат. наук, Б.Г. Кутуза (ИРЭ РАН) Доктор физ.-мат. наук, А.Г. Гулян (ИРФЭ) доктор физ.-мат. наук, Э.Д. Газазян (Национальная научная лаборатория имени А.И.Алиханяна (Ереванский Институт Физики) фонд)
Ведущая организация:	Российско-Армянский (Славянский) Университет

Защита диссертации состоится 13 сентября 2014г. в 12:00 часов
на заседании специализированного совета ВАК 049 при Ереванском Государственном университете
по адресу: 0025, г.Ереван, ул. А.Манукяна, 1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ЕГУ.
Разослана 13 августа 2014г.

Ученый секретарь специализированного совета:
кандидат физ.-мат. наук, доцент



В. П. Калантарян

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы

Диапазон частот от 30 ГГц до 3000 ГГц, называемый также по длине волны миллиметровыми (ММ, до 300 ГГц) и субмиллиметровыми волнами (СубММ, свыше 300 ГГц), занимает подавляющую часть спектра электромагнитных волн, которая относится к радиофизике, как в сфере научных исследований, так и для разнообразных применений. Однако, несмотря на то, что первые эксперименты в этой области частот были проведены Дж.Ч.Бозе более 120 лет тому назад, миллиметровые и, особенно, субмиллиметровые волны являются наименее изученным и освоенным диапазоном. Причиной является этого промежуточное расположение между хорошо освоенными сверхвысокими частотами (СВЧ) и оптическими волнами, в каждом из которых установились свои, доведенные до совершенства, методы и техника исследований, которые прямо не транспонируются в диапазон ММ и СубММ волн. В то же время техника ММВ в течение десятилетий развивалась преимущественно в военных целях и была малодоступна для научных исследований. Ситуация кардинально изменилась в 90-х годах прошлого столетия, когда миллиметровые и субмиллиметровые волны стали находить широкое применение в гражданских областях и в научных исследованиях, особенно в спектроскопии.

Этому способствовали два прорыва в области создания интегральных схем ММВ на основе GaAs и в области создания фемптосекундных лазеров и методов преобразования его излучения в область ТГц волн.

К наиболее актуальным областям развития ММВ и СубММВ можно отнести следующие. Ближняя радиолокация на ММВ [1, А49], благодаря высокой разрешающей силе малогабаритных антенн, становится мощным инструментом для контроля трафика движения на транспорте, антиаварийного предупреждения, управления технологическими процессами и в телемедицине.

Радиометрические системы ММВ и СубММВ [2, 3] для дистанционного зондирования могут дать важную информацию о газовом составе атмосферы, так как колебательные и вращательные уровни молекул газов, представляющих большой интерес, лежат в этом диапазоне длин волн. Эти же системы могут быть применены в пассивных и активных

системах построения радиоизображения [4] с высоким разрешением, крайне необходимых в устройствах контроля безопасности и при подповерхностных исследованиях.

Особое место в исследованиях ТГц волн занимает спектроскопия материалов [5] и, особенно, биологических объектов. Эти исследования направлены на поиск новых возможностей для медицинской диагностики и даже для резонансной терапии на ММВ [A32,A55].

Возможность создания малогабаритных антенн с гибким формированием направленных лучей и практически неограниченные полосы пропускания выдвигают диапазон ММВ в качестве наиболее предпочтительного для сотовых систем связи пятого поколения (5G) [6, A19]. Переход на ММВ позволит на порядки повысить емкость сетей и скорость передачи информации [7].

Для успешного достижения этих целей необходимо решение ряда актуальных задач – создание удобных, малогабаритных и доступных источников ММВ и, особенно, СубММВ; исследование и создание высокочувствительных и быстродействующих детекторов и приемников; исследование волноведущих структур СубММВ диапазона, пригодных для интегральных технологий; исследование особенностей распространения ММВ в сложной окружающей среде и т.д.

Представленная диссертация направлена на решение ряда задач из вышеперечисленных актуальных проблем развития физики и техники ММВ и СубММВ.

Цель работы

1. Исследование ЭПР-спектров в кристаллах с большим начальным расщеплением для уточнения параметров эффективного спин-гамильтониана и разработки метода контроля качества кристаллов.
2. Создание спектра радиометрических приемников и исследование с их помощью нелинейных свойств различных слабосвязанных структур ВТСП с целью создания на их основе высокочувствительных преобразователей и детекторов ТГц волн.
3. Исследование различных металлодиэлектрических электродинамических волноведущих структур в ММ и СубММ диапазонах длин волн с целью создания ряда функциональных устройств для различных систем и приборов.

4. Исследование двусвязанных металлических волноводов для обеспечения канализации сверхкоротких импульсов без дисперсии, с малыми дифракционными потерями и сильной пространственной локализацией.
5. Исследование свойств радиолиний ММВ для определения оптимальной конфигурации беспроводных сетей на их основе, обеспечения максимальной скорости передачи информации и разработки архитектуры приемо-передающих устройств в этом диапазоне частот.
6. Исследование новых сигнальных волновых форм и эффективных методов обработки сигналов, обеспечивающих высокие радиолокационные характеристики

Научная новизна

1. Предложен метод прямого определения начальных расщеплений уровней парамагнитных крамеровских ионов в кристаллическом поле. Определены начальные расщепления, параметры спин-гамильтониана и их температурная зависимость для ионов Fe^{3+} в кристаллах андалузита и рутила.
2. Предложен метод оценки качества синтетических кристаллов изумруда по ширине междублетных переходов ионов Cr^{3+} и впервые на этих кристаллах реализован квантовый усилитель ММВ.
3. Обнаружено и исследовано собственное когерентное излучение ММВ из гранулированных ВТСП-мостиковых структур длиной значительно превосходящее длину когерентности и дано объяснение в рамках теории когерентного движения магнитных вихрей.
4. Обнаружено, что в двухкомпонентных смесях анизотропных металлоксидов с различными коэффициентами Зеебека в окрестности концентраций, соответствующих перколяционным значениям, возникает термоэдс большая, чем у каждой компоненты в отдельности.
5. В ММВ и СубММВ диапазонах на основе 3ДВ разработана гамма функциональных устройств – ферритовые вентили, антенны с частотным качанием диаграммы направленности, оптоуправляемые модуляторы и интегральные входные модули приемных систем.

6. Получены предельные соотношения для рабочей полосы Фабри-Перо резонансных антенн и предложены методы их расширения с помощью дополнительных частотно-селективных отражателей.
7. Впервые для бездисперсионной передачи сверхширокополосных ТГц волн предложен, изучен и реализован гибкий волновод, состоящий из параллельных скривленных металлических поверхностей с возбуждением квази-ТЕМ моды.
8. Предложена новая архитектура построения приемников прямого преобразования с высоким уровнем подавления постоянной составляющей и фликер-шумов, основанная на двойном квадратурном делителе с автоматической компенсацией фазовых погрешностей.
9. Впервые показана возможность детектирования M-FSK модулированных сигналов в пороговых системах при достижении условия стохастического резонанса путем добавления избыточных шумов. Получены оптимизирующие соотношения для величины порога, дисперсии шумов и частоты среза выходного фильтра.
10. Предложен и исследован новый экономичный метод обработки OFDM-радарных сигналов с QPSK-модуляцией для определения дальности и радиальной скорости целей. Показано, что на основе векторного анализа возникающих искажений QPSK-решетки отраженного сигнала возможно одновременное определение скорости и координаты целей.

Практическая ценность работы

Практическая ценность результатов, полученных в диссертационной работе, обусловлена тем, что большинство из них было непосредственно внедрены и использованы при разработке многочисленных систем, выполненных в ИРФЭ НАН Армении по договорам как с зарубежными фирмами и научными центрами, так и в СССР и Армении. В частности, многоканальные радиометрические анализаторы ММВ с входными устройствами на ЗДВ использованы в Цукубском институте материаловедения (Япония) и в исследовательском центре Юлихского университета (Германия) для исследования сверхпроводников. Методы синтеза и обработки сигналов внедрены в портативных радарх ММВ предназначенных для контроля выделенных территорий.

Основные положения выносимые на защиту

1. Прямые измерения начальных расщеплений и ширины линий ЭПР междублетных переходов крамеровских ионов позволяют с высокой точностью определить параметры локального кристаллического поля и величину их разброса, вызванного несовершенствами кристаллов.
2. В гранулированных ВТСП слабосвязанных структурах с размерами, значительно превосходящими длину когерентности, возникают явления, характерные для джозефсоновских переходов, обусловленные когерентным движением магнитных вихрей.
3. В двухкомпонентных смесях анизотропных ВТСП металлоксидов вблизи перколяционных концентраций возникает термоэдс большая, чем у каждого компонента в отдельности.
4. В миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн наиболее адекватными электродинамическими структурами для построения функциональных устройств являются металлодиэлектрические структуры с внешними эванесцентными полями.
5. В многослойных волноводно-диэлектрических структурах с нелинейными и активными кристаллами путем соответствующего выбора формата структуры и граничных условий можно достичь необходимых условий синхронизма для эффективного преобразования и усиления миллиметровых терагерцевых волн.
6. Предложенный для субмиллиметрового диапазона волновод, образованный скривленными параллельными металлическими плоскостями, при возбуждении квази ТЕМ-волны обеспечивает бездисперсионное распространение с малыми дифракционными потерями и с высокой плотностью потока мощности вблизи волноведущих поверхностей.
7. В радиолиниях ММДВ дальность надежной связи определяется только условиями распространения и практически не зависит от параметров радиоприемных устройств.
8. Предпочтительной архитектурой трансиверов ММДВ является прямой синтез и прямое преобразование сигналов.

9. В пороговых устройствах типа триггера Шмидта возможно детектирование подпороговых M-FSK модулированных сигналов при условии стохастического резонанса, достигаемого добавлением шумов и выбором частоты среза ФНЧ.
10. В радарх с OFDM-сигналами и с QPSK-модуляцией путем определения параметров искажения сигнальной решетки возможно одновременное определение времени задержки (расстояние до цели) и доплеровской частоты (радиальной скорости цели).

Апробация работы

Основные результаты диссертационной работы докладывались на следующих международных конференциях:

International THz Conference, 2011, Villach, Austria; International Conference on Technique of Microwave and THz Waves and its Application in Biomedical and Radar Technologies and in Remote Sensing (IRPhE'2010), 2010, Aghveran, Armenia; 11th International Radar Symposium (IRS-2010), 2010, Vilnius, Lithuania; EOS Annual Meeting, 2008, Paris; Medical Physics and Biomedical Engineering World Congress, 2009, Munich, Germany; 7 MINT Millimeter Wave International Symposium – MINT-MIS2006, 2006, Espoo, Finland; Conference on Lasers and Electro Optics (CLEO 2005), 2005, Baltimore, USA; ICONO/LAT-SYS-2005 Conference, 2005, St. Petersburg, Russia; 16th International Symposium on Space Terahertz Technology – ISSTT, 2005, Göteborg, Sweden; IEE Ninth Int. Conf. on Radio Systems and Techniques, 2003, Bath, UK; CSNDSP – 2004 Forth Int. Symp., 2004, Newcastle, UK; Joint 29th International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 12th International Conference on Terahertz Electronics (IEEE), 2004, New York, USA; 27th International Conference on Infrared and Millimeter Waves (IRMMW-2002), 2002, San-Diego, USA; 8th International Superconductive Electronics Conference ISEC'01, 2001, Osaka, Japan; Applied Superconductivity Conference, Technology for the 21st Century, 2000, Virginia, USA; 25th Int. Conf. on Infrared and Millimeter Waves, 2000, Beijing, China; The 6th Int. Conf. on Materials and Mechanisms of Superconductivity and High Temperature Superconductors, 2000, Houston, USA; 4th Int. Sympos. on Communication Theory and Applications, 1997, Ambleside, UK; International Conference Computer Science and Information Technology, 1997, Yerevan, Armenia; Trans Black Sea Region Sympos. on Applied Electromagnetism, 1996, Athens, Greece; 3th International Superconductive Electronics

Conference (ISEC), 1991, Glasgow, Scotland; IV Советско-финский симпозиум по радиоастрономии, 1990, г. Ереван; III Всесоюзная школа-семинар по распространению ММ и СубММ волн в атмосфере, 1989, г. Харьков; Beijing International Conference on High Temperature Superconductivity, 1989, Beijing, China; XXI Всесоюзная конференция по радиоастрономической аппаратуре, 1989, г. Ереван, Армения; XIV Всесоюзный симпозиум по ММ и СубММ волнам, 1984, г. Харьков; III Всесоюзный симпозиум по ММ и СубММ волнам, 1980, г. Горький.

Публикации

Основные результаты диссертационной работы опубликованы в 61-й научной публикации.

Структура диссертации

Структура диссертации состоит из общей характеристики работы и 4 глав, содержащих оригинальные результаты по направлениям исследований, заключения, списка цитируемой литературы из 25 наименований, списка опубликованных работ из 61-го наименования и аннотаций на армянском и английском языках. Материал диссертации изложен на 80 страницах, включая 3 таблицы и 55 рисунков.

ГЛАВА 1.

ЭПР-СПЕКТРОСКОПИЯ ПАРАМАГНИТНЫХ КРИСТАЛЛОВ В ММ И СУБММ ДИАПАЗОНАХ ДЛИН ВОЛН

Диапазон миллиметровых и субмиллиметровых длин волн представляет особый интерес для спектроскопии, так как именно здесь лежат характерные частоты вращательных и колебательных переходов в органических молекулах и газах, частоты оптических фононов в молекулярных и ионных кристаллах, частоты целого ряда электронных переходов в твердых телах. Важность этих исследований, их высокая информативность и резко возросший в последние двадцать лет объем проводимых исследований, выделило их в отдельное направление спектроскопии – ТГц-спектроскопию [5]. Этому способствовало бурное развитие оптических методов и техники когерентной генерации волн ТГц диапазона, а также способов обработки сигналов во

временной области с выделением частотных спектральных характеристик. Благодаря относительной простоте этого метода и высокой производительности он получил широкое распространение и, в настоящее время является доминирующим в ТГц диапазоне.

Существенным недостатком ТГц-спектроскопии во временной области является сравнительно невысокое разрешение в частотной области $1\div 10$ ГГц, что далеко от требований резонансной спектроскопии, в частности, электронно-парамагнитного резонанса (ЭПР) [8], являющегося мощным физическим методом исследования физико-химических свойств и процессов в неорганических, органических и биологических средах.

§ 1.1. СПЕКТРОСКОПИЯ ПАРАМАГНИТНЫХ КРИСТАЛЛОВ

Стандартные ЭПР-спектрометры работают на фиксированных частотах сантиметрового и длинноволновой части миллиметрового диапазонов, однако, существует широкий круг задач, которые требуют увеличения частот, вплоть до субмиллиметровых волн и проведения измерений в широком, непрерывном спектре частот.

Продвижение ЭПР-спектроскопии в диапазоне СубММ волн приводит к ряду преимуществ, среди которых отметим следующие. С увеличением частоты повышается разрешающая сила спектрометра, для реализации которой требуются сильные импульсные магнитные поля. Поглощаемая мощность высокочастотного поля, а, следовательно, и чувствительность ЭПР-спектрометра в радиочастотном приближении $h\nu \ll kT$

$$\Delta P \sim (h\nu)^2 / kT \quad (1.1)$$

растет пропорционально квадрату частоты. Реализация этого преимущества СубММ ЭПР-спектроскопии требует создания новых электродинамических структур, обеспечивающих малые потери распространения и эффективное взаимодействие с исследуемым объектом.

Субмиллиметровая ЭПР-спектроскопия особенно эффективна для исследования крамеровских ионов с полуцелым спином $S = (2n + 1)/2$ в кристаллах с большим начальным расщеплением. Так как здесь энергия переходов между различными штарковскими уровнями определяется кристаллическим полем и, следовательно, это позволяет получить точные данные о симметрии локального кристаллического поля и о природе его искажений. Последнее крайне важно при исследовании кристаллов для твердотельных квантовых устройств.

Для реализации этих преимуществ СубММ ЭПР спектроскопии необходима разработка специализированных спектрометров. Принципиальными моментами являются источники излучения, электродинамическая волноведущая система и устройства приема и детектирования. На сегодняшний день наиболее подходящим источником, сочетающим широкую полосу электронной перестройки (сотни ГГц), достаточно низкий уровень спектральных шумов и сравнительно высокий уровень непрерывной мощности (0,1÷10мВт), являются лампы обратной волны (ЛОВ), которые и дали название этому направлению – ЛОВ-спектроскопия [9]. Учитывая очень широкую полосу рабочих частот, требование низких потерь, отсутствие дисперсии и реализуемость функциональных устройств, то квазиоптические линии передачи и устройства на их основе не имеют альтернативы для ЭПР ЛОВ-спектроскопии [10]. Квазиоптический метод позволяет применить относительно высокие частоты модуляции магнитного поля ($f_m \geq 100\text{КГц}$), что приводит к эффективному подавлению значительных шумов ЛОВ при фазочувствительном детектировании.

Учитывая, слабый уровень ЭПР сигналов сложной проблемой являются приемники субмм волн с очень широкой рабочей полосой частот, высокой чувствительностью, широким динамическим диапазоном и быстродействием. Проблема остается открытой, так как ни один из известных приемников не отвечает в полной мере всем означенным требованиям.

Наиболее соответствующими этому комплексу требований являются приемники болометрического типа, такие как ячейки Голейя, *InSb* на разогреве электронного газа, сверхпроводящие структуры в режиме широкополосного отклика (см. гл.2).

Исходя из этих концепций нами был разработан квазиоптический ЛОВ-спектрометр субмиллиметрового диапазона, сопряженный с криогенными рефрижератором замкнутого цикла и системой компьютерного управления с возможностью удаленного эксперимента. На рис. 1.1 приведен вид и основные параметры спектрометра.

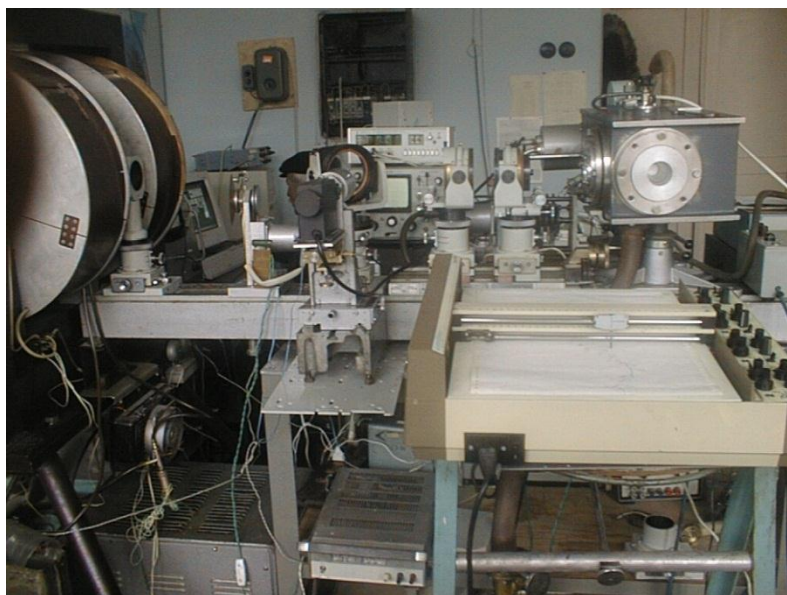


Рис. 1.1.

Диапазон частот	100-1700 ГГц
Спектральное разрешение	30 МГц
Динамический диапазон	45 дБ
Температурный интервал	20-1000 К
Внешнее магнитное поле	≤ 1 Т

§ 1.2. ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ СПИНОВОГО ГАМИЛЬТОНИАНА ИОНОВ В Fe^{3+} РУТИЛЕ

Анализ температурной зависимости спектра ЭПР и начальных расщеплений позволяет делать определенные выводы о характере взаимодействия примесного иона с решеткой кристалла и величине констант спин-фононной связи, имеющих важное значение для динамики спин-системы. С этой целью нами было проведено исследование температурной зависимости начальных расщеплений и параметров спин-гамильтониана иона Fe^{3+} в рутиле в интервале температур 85÷350К [A2].

Кристаллографическая структура рутила относится к пространственной группе D_{4h}^{14} с параметрами элементарной решетки $a = 4,59373, \overset{0}{\text{Å}}$ и $c = 2,95812 \overset{0}{\text{Å}}$.

Трехвалентный ион железа Fe^{3+} замещает в элементарной ячейке рутила ионы Ti^{4+} и окружен октаэдрическим комплексом, образованным шестью ионами O^{-2} . В элементарной ячейке рутила ионы Ti^{4+} занимают два положения, переходящие друг в друга при повороте на 90° вокруг оси C . В соответствии с этим ионы Fe^{3+} имеют два

энергетических неэквивалентных во внешнем магнитном поле комплекса. Если координаты кристаллического поля обоих комплексов обозначить через $x_1; y_1; z_1$ и $x_2; y_2; z_2$, то y_1 совпадает с y_2 , x_1 с z_2 и z_1 с x_2 . Ось y направлена параллельно кристаллографической оси $\bar{c}$, а z_1 и z_2 составляют с осью $\bar{a}$ угол 45° . Следовательно, энергетические уровни двух положений совпадают, если внешнее магнитное поле направлено либо по оси $\bar{c}$, либо по оси $\bar{a}$. Электрическое кристаллическое поле октаэдрического комплекса ионов кислорода имеет орторомбическую симметрию D_{2h} с главной осью симметрии $z_1(z_2)$. Спиновый гамильтониан, описывающий спектр ЭПР ионов Fe^{3+} в рутиле, соответствующий этой симметрии, имеет вид:

$$\hat{H}_s = g\beta(\bar{H}\bar{S}) + D\left(S_z^2 - \frac{35}{12}\right) + E\left(\hat{S}_x^2 - \hat{S}_y^2\right) + \frac{\alpha}{6}\left(S_x^4 + S_y^4 + S_z^4 - \frac{707}{16}\right) + \frac{7}{36}F\left(S_z^4 - \frac{95}{14}S_z^2 - \frac{81}{16}\right) \quad (1.2)$$

Константы спинного гамильтониана были впервые определены в работе [26], где для них были получены следующие значения: $D = 20,4 \pm 0,1$ ГГц; $E = -0,5 \pm 0,3$ ГГц; $F = 20,4 \pm 0,1$ ГГц; $\alpha = 1,1 \pm 0,2$ ГГц; $g = 2,000 \pm 0,005$ ГГц и начальные расщепления между крамеровскими дублетами $\delta_1 = 43,3$ ГГц и $\delta_2 = 81,3$ ГГц. Эти измерения проводились при температуре жидкого азота $T = 78$ К и значения начальных расщеплений определялись не прямыми измерениями, а экстраполяцией резонансных значений частот, соответствующих переходов к нулевому значению магнитного поля.

Температурная зависимость начальных расщеплений δ_1 и δ_2 приведена на рис. 1.2.

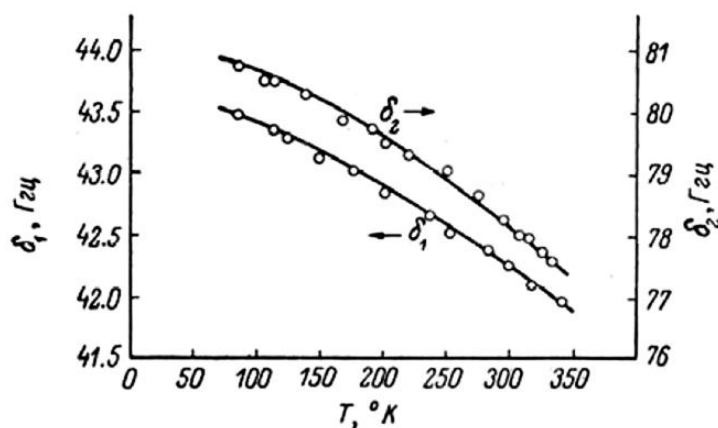


Рис. 1.2.

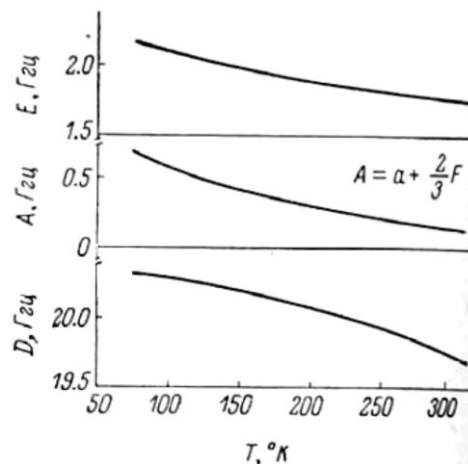


Рис. 1.3.

Как видно, в температурном интервале $85 \div 350$ К наблюдается значительное уменьшение величины расщепления между крамеровскими дублетами при повышении

температуры. Изменения δ_1 и δ_2 составляют соответственно 1,6 ГГц и 3,4 ГГц при крайних значениях температурного интервала.

Полученные нами значения δ_1 и δ_2 при $T = 85\text{K}$ с учетом их температурной зависимости несколько отличаются от данных, приведенных в работе [11] и равны $43,47 \pm 0,02\text{ГГц}$ и $80,7 \pm 0,04\text{ГГц}$ соответственно. Это расхождение обусловлено, по-видимому, неточностью метода экстраполяции, примененного в указанной работе.

Так как только по величинам начальных расщеплений невозможно определение всех параметров спин-гамильтониана, нами были проведены также измерения температурного сдвига резонансной частоты перехода $1/2 \leftrightarrow 3/2$ при $H \parallel z$.

В приближении слабого поля получено выражение, связывающее измеренные величины с параметрами спин-гамильтониана:

$$\nu_{+1/2,+3/2} = 2D - \frac{5}{2} \left(\alpha + \frac{2}{3}F \right) + \frac{18E^2}{D + g\beta H} + \frac{5E^2}{3D - g\beta H} + 2g\beta H \quad (1.3)$$

$$\delta_1 = 2D - \frac{5}{2} \left(\alpha + \frac{2}{3}F \right) + \frac{59E^2}{3D}; \quad \delta_2 = 4D + 2 \left(\alpha + \frac{2}{3}F \right) - \frac{22E^2}{3D} \quad (1.4)$$

Уравнения (1.3) и (1.4) с большой точностью описывают спектр ЭПР иона Fe^{3+} в рутиле при $H < 4$ кЭ. При помощи этих выражений вычислены значения параметров спин-гамильтониана во всем интервале температур. Температурные зависимости параметров $D, E, (\alpha + 2/3F)$ приведены на рис. 1.3. С повышением температуры наблюдается уменьшение значений этих параметров. Такая зависимость изменения спин-гамильтониана параметров вообще типична для S -ионов.

§1.3. ПРЯМОЕ ИЗМЕРЕНИЕ НАЧАЛЬНЫХ РАСЩЕПЛЕНИЙ ИОНОВ Fe^{3+} В ОКТАЭДРИЧЕСКОМ КОМПЛЕКСЕ АНДАЛУЗИТА

Кристаллы андалузита и его разновидности кианита с ионами Fe^{3+} выделяются из ряда парамагнитных кристаллов с аномально большим начальным расщеплением [12,13], андалузит является силикатом алюминия и описывается химической формулой Al_2SiO_5 . Кристаллическая решетка андалузита имеет орторомбическую структуру с пространственной группой D_{2h}^{12} .

Впервые спектр ЭПР иона Fe^{3+} в октаэдрическом комплексе андалузита, обусловленный переходами внутри двух нижних дублетов, был исследован и описан с помощью аксиального спинового гамильтониана:

$$\hat{H} = g\beta\overline{H}\hat{S}_z + D\left[\hat{S}_z^2 - \frac{1}{3}S(S+1)\right] \quad (1.5)$$

Из угловой зависимости на переходе $+1/2 \leftrightarrow -1/2$ методом теории возмущений была оценена константа $D \approx 54$ ГГц. В работе [14] для описания зависимости спектра от азимутального угла φ в гамильтониане (1.5) был введен ромбический член $E(\hat{S}_x^2 - \hat{S}_y^2)$ и для констант были получены значения $D = 56,28$ ГГц и $E = 0,21$ ГГц. Измерения в этих работах были проведены на частотах гораздо меньших начального расщепления и константы спин-гамильтониана оценивались методом теории возмущений. Естественно, что предложенные спин-гамильтонианы не могли с большой точностью описать спектр ЭПР иона Fe^{3+} в андалузите, особенно спектр междублетных переходов.

И, действительно, при исследовании инверсионных характеристик андалузита при перпендикулярной ориентации нами было обнаружено расхождение между рассчитанными по спин-гамильтониану [14] и экспериментальными значениями частот междублетных переходов $1 \leftrightarrow 3$ и $1 \leftrightarrow 4$.

Для уточнения констант спин-гамильтониана, описывающего полный спектр ЭПР всех переходов, нами впервые было выполнено прямое измерение начальных расщеплений между крамерсовыми дублетами иона Fe^{3+} в андалузите [A1].

Начальные расщепления δ_1 и δ_2 соответствующие переходам $\pm 1/2 \leftrightarrow \pm 3/2$ и $\pm 3/2 \leftrightarrow \pm 5/2$, определялись как путем экстраполяции резонансных значений частот различных междублетных переходов в магнитных полях до 4 кЭ к нулевому полю, так и прямыми измерениями.

При методе экстраполяции были сняты спектры всех междублетных переходов $\pm 1/2 \leftrightarrow \pm 3/2$ и переходов $+5/2 \leftrightarrow +3/2$ и $-5/2 \leftrightarrow -3/2$ на частотах как больше, так и меньше начальных расщеплений в магнитных полях 0,2÷4 кЭ.

Спектры междублетных переходов приведены на рис. 1.4. Начальные расщепления $\delta_1 = 115,4 \pm 0,8$ и $\delta_2 = 235 \pm 2$ ГГц определялись сведением резонансных значений частот соответствующих междублетных переходов к нулевому магнитному полю.

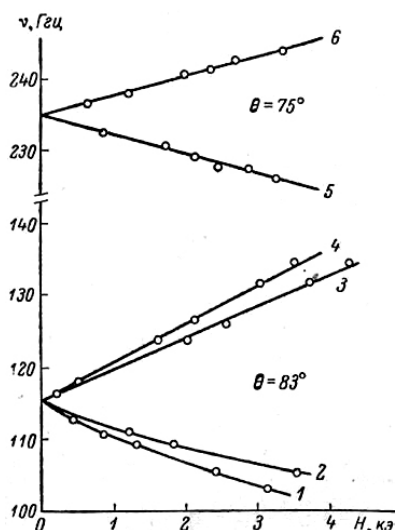


Рис. 1.4.

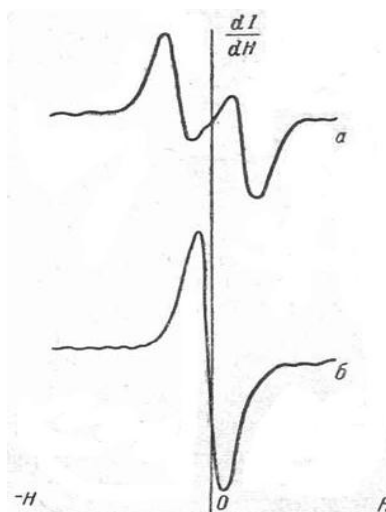


Рис. 1.5.

Определенные таким образом значения начальных расщеплений составляют $\delta_1 = 115,4 \pm 0,8$ ГГц и $\delta_2 = 235 \pm 2$ ГГц.

Погрешность измерения начальных расщеплений обусловлена, в основном, неточностью метода экстраполяции. Для более точного определения δ_1 и δ_2 были проведены прямые измерения переходов между крамерсовыми дублетами в нулевом магнитном поле. Для этого была предусмотрена возможность плавного изменения величины магнитного поля в пределах нескольких ширин линий по обе стороны от нулевого значения. В случае, когда частота генератора отличалась от значения $\delta_1(\delta_2)$, линии поглощения располагались по обе стороны от нуля. При приближении частоты генератора значениям $\delta_1(\delta_2)$ линии сближались и при точном их совпадении полностью сливались в нулевом магнитном поле (рис. 1.5).

Полученные таким образом значения δ_1 и δ_2 составили $115,5 \pm 0,2$ ГГц и $234,0 \pm 0,6$ ГГц соответственно. При этом точность измерения ограничивалась шириной линий междублетных переходов, имеющих сильное неоднородное уширение, составляющих 100–120 Э на переходах $\pm 1/2 \leftrightarrow \pm 3/2$ и 400–600 Э на переходах $\pm 3/2 \leftrightarrow \pm 5/2$.

Ни аксиальный спин-гамильтониан (1.5), ни учет в нем ромбического члена, не могут описать измеренный спектр.

Следовательно, полный спектр иона Fe^{3+} в андалузите может быть описан только гамильтонианом, содержащим помимо членов с константами D и E еще и члены более высокой степени по компонентам спинового оператора, подобно приведенному в (1.2).

По измеренным величинам δ_1 и δ_2 , и ограничиваясь в гамильтониане (1.2) первыми четырьмя членами из (1.4), получим для констант спин-гамильтониана следующие значения: $D = 57,8$ ГГц, $E = 0,21$ ГГц и $\alpha = 0,83$ ГГц. Спин-гамильтониан с полученными константами с высокой точностью описывает полный спектр ЭПР иона Fe^{3+} в октаэдрическом комплексе андалузита.

§ 1.4. ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРИНЫ ЛИНИЙ ЭПР ИОНОВ Cr^{3+} В СИНТЕТИЧЕСКИХ КРИСТАЛЛАХ ИЗУМРУДА

Одним из основных параметров, определяющих совершенство кристаллов и его характеристики как активного вещества, является ширина линий ЭПР. С этой точки зрения несомненный интерес вызывает исследование ширины линий ЭПР в кристаллах изумруда для оценки его качества, как для ювелирных применений, так и перспективного материала для квантовой электроники.

Ширина линии всех междублетных переходов измерялась на частотах как меньше, так и больше величины начального расщепления $\delta = 53,6$ ГГц.

На рис. 1.6 приведены результаты измерений угловой зависимости ширины линий ЭПР междублетных переходов.

Так как ширина линий ЭПР междублетных переходов определяется, в основном, качеством кристалла, то наблюдаемое сильное неоднородное уширение линий

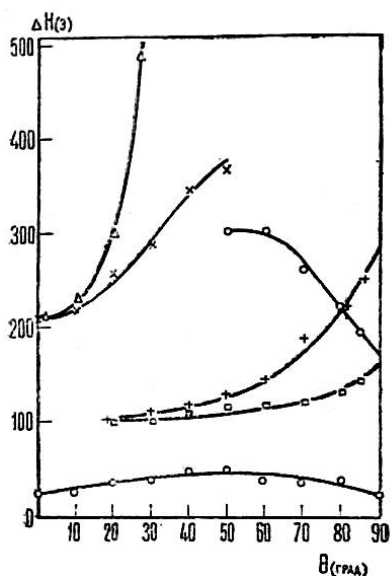


Рис. 1.6.

междублетных переходов может быть обусловлено наличием в кристалле случайных дефектов, приводящих к разбросу величины локального кристаллического поля, и, как следствие, величины начального расщепления. Так как величина начального расщепления прямым образом определяет частоту междублетных переходов, то, естественно, линии ЭПР этих переходов будут неоднородно уширены. Источником неоднородного уширения может быть также неоднородность направления оси симметрии по объему кристалла, обусловленная блочностью или мозаичностью образца.

Таким образом, уширение линий ЭПР междублетных переходов является следствием несовершенства кристалла. Так как дефекты кристалла независимо от их природы (а ими могут быть дислокации, вакансии, заряженные примеси, неоднородность вхождения основной примеси и т.д.) влияют на ширину линии ЭПР путем искажения решетки, то их можно описать посредством тензора деформаций $\bar{\epsilon}$.

На основе принятых предположений результирующую ширину неоднородной линии можно определить в виде:

$$\Delta H = 2 \left[(\Delta H_0)^2 + (\Delta H_g)^2 + (\Delta H_e)^2 \right]^{1/2} \quad (1.6)$$

где ΔH_0 – полуширина однородной линии, а ΔH_g и ΔH_e – полуширины линии, обусловленные резориентацией и деформациями соответственно.

Уширение линии, обусловленное мозаичностью кристалла, определяется выражением:

$$\Delta H_g = \frac{\partial H}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta \quad (1.7)$$

а ΔH_e можно определить добавлением к основному гамильтониану (2.4), описывающему ЭПР-спектр в идеальном кристалле возмущающей части, вызванной наличием деформаций.

$$\hat{H}' = \sum G_{ijlm} e_{lm} S_i S_j \quad (1.8)$$

В пользу приведенного описания говорит то, что наличие возмущающего гамильтониана $\hat{H}'$ должно привести к разрешению переходов, запрещенных основным спин-гамильтонианом, и, действительно, в наиболее несовершенных кристаллах экспериментально наблюдается запрещенный при $\vartheta = 0^\circ$ переход $+3/2 \leftrightarrow -3/2$.

Таблица 1.

$Cr_2O_3\%$	$\Delta g(\vartheta)$	$\Delta \nu$	$\Delta e_1 \cdot 10^4$	$\Delta e_3 \cdot 10^4$	$\Delta e_5 \cdot 10^4$
0.2	8.5	0.11	2.267	1.5	2.694
0.56	13	0.074	2.223	1.794	2.410
2	35	0.087	2.177	1.91	2.623

Из экспериментальных значений угловой зависимости ширины междублетных переходов и полученного возмущенного спин-гамильтониана оценены значения компонент тензора деформаций Δe_i и разориентации $\Delta \vartheta$ для различных образцов.

Полученные результаты были использованы при усовершенствовании технологии роста синтетических кристаллов изумруда. Кристаллы: исследованные выше, были выращены при температуре $T_{\text{роста}} = 1200^\circ\text{C}$ во флюсе $PbO - V_2O_5$. Ширина междублетных линий этих образцов, как мы видели, неприемлемо велика $\Delta\nu \sim 600\text{МГц}$. Столь широкие линии снижают эффективность изумруда как активного вещества. С целью улучшения качества кристаллов и, соответственно, сужения линий ЭПР, были исследованы различные температурные режимы роста и композиции флюсов. При этом качество получаемых кристаллов контролировалось по ширине линий ЭПР междублетных переходов. Наилучшие результаты получены при росте кристаллов во флюсе $Bi_2O_3 - MoO_3$ с температурой роста $T_{\text{роста}} = 1054^\circ\text{C}$. Ширина линии ЭПР междублетных переходов в этих кристаллах составляет $280-300\text{МГц}$, и именно на этих кристаллах впервые было получено квантовое усиление в миллиметровом диапазоне длин волн [А3,А5].

ГЛАВА 2.

НЕЛИНЕЙНЫЕ СВОЙСТВА ОКСИДНЫХ ВТСП СТРУКТУР

В МИЛЛИМЕТРОВЫХ И СУБМИЛЛИМЕТРОВЫХ ДИАПАЗОНАХ

Открытие высокотемпературной сверхпроводимости в конце 80-х годов прошлого столетия вызвал широкий резонанс в различных областях науки, однако на сегодняшний день только несколько направлений (в их числе и СВЧ электроника) сохраняют пристальный интерес к оксидным сверхпроводникам. Причиной этому служат уникальные физические свойства ВТСП, дающие преимущества созданным на их основе электронным устройствам. Высокое значение энергетической щели расширяет область возможных рабочих частот сверхпроводящих детекторов и смесителей до 3ТГц , в то время как для ниобиевой электроники эта граница составляет 600ГГц . Очень малая длина когерентности, обычно рассматриваемая как недостаток, может стать преимуществом при создании наноразмерных элементарных ячеек для твердотельных квантовых компьютеров. Относительно высокие рабочие температуры и

малое поверхностное сопротивление R_s создает предпосылки для разработки уникальных фильтров для коммуникационных применений.

Очень высокая анизотропия электрических свойств оксидных ВТСП создает предпосылки для разработки ряда новых электронных устройств. Изменением наклона кристаллографических осей ВТСП монокристаллической пленки к нормали подложки можно управлять как характеристиками широкополосных термоэлектрических приемников электромагнитного излучения, так и джозефсоновских переходов, изготовленных по бикристаллической или биэпитаксиальной технологиями. И, наконец, уникальным свойством оксидных ВТСП является внутренний эффект Джозефсона, вызванный слоистой структурой кристаллической ячейки. Характерным размером этих структур являются единицы нанометров и даже субнанометров, что приводит к уникальной возможности для процессинга СВЧ сигналов на однокристалльной структуре.

§ 2.1. ДВИЖЕНИЕ ВИХРЕЙ В МОСТИКОВЫХ СТРУКТУРАХ ИЗ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ СВЕРХПРОВОДНИКОВ

Одним из неожиданных явлений в мостиковых структурах (МС) из металлооксидных ВТСП с размерами сужения на порядки, превышающие длину когерентности, явилось проявление в них свойств, характерных для джозефсоновских переходов (ДП) [А6]. Экспериментально нами показано, что в МС из ВТСП явления, характерные для джозефсоновских переходов (ДП), например, появление ступенек тока на ВАХ, обусловленных синхронизацией собственного джозефсоновского излучения перехода внешним сигналом, могут возникать также из-за когерентного движения квантов магнитного потока (вихрей) под воздействием транспортного тока I и внешнего СВЧ воздействия. Отметим, что на МС из традиционных сверхпроводников (In , Sn и др.) эти явления хорошо известны. Спецификой МС из ВТСП является возможность возникновения и движения не только абрикосовских вихрей, но и других видов: джозефсоновских вихрей и гипервихрей.

Исследуемые образцы представляли собой бруски прямоугольной формы из керамики Y-Ba-Cu-O размерами $6 \times 2,5 \times 0,5$ мм, в центре которых вырезалось сужение – МС с размерами: длина $L = 150\text{--}200$ мкм, ширина $W = 150\text{--}200$ мкм, $d \leq 100$ мкм. Размеры гранул керамик составляли, $a \approx 1$ мкм. ВАХ образцов измерялись четырех контактным методом

как в автономном режиме, так и при СВЧ внешнем воздействии на различных частотах в широком интервале температур T от 300 до 4,2 К.

На рис. 2.1 представлены ВАХ одного из исследованных образцов для различных значений температуры. Видно, что ВАХ МС имеет вид, характерный для слабых связей с непосредственной проводимостью: в широком интервале T отсутствует гистерезис, а при достаточно высоких напряжениях $V \geq 1\text{ мВ}$ наблюдается значительный по величине избыточный ток, то есть ВАХ выходит на прямую, смещенную относительно зависимости $V = IR_N$ на величину $I_{ex} = I_c$. При низких температурах $T \leq 17\text{ К}$ на ВАХ наблюдается ряд наклонных плато по току. Следует отметить, что ВАХ МС, в отличие от классических ДП, асимметрична относительно $I = 0$, причем степень асимметрии меняется с изменением температуры.

На вставке к рис. 2.1 приведена зависимость критического тока I_c МС от T . Сплошной линией показана теоретическая зависимость $I_c(T)$ туннельного ДП, полученная в рамках теории БКШ. Видно, что экспериментальная зависимость $I_c(T)$ существенно отличается от теоретической.

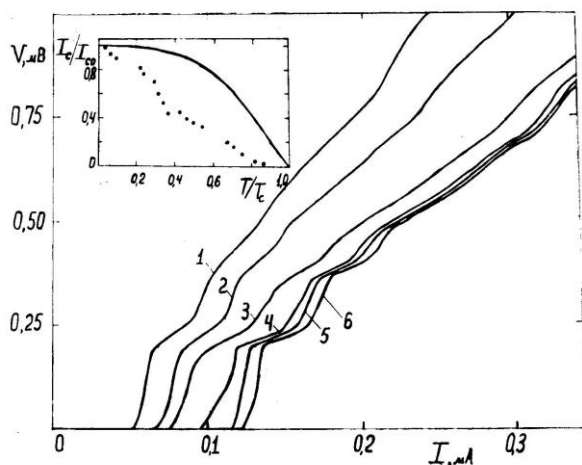


Рис. 2.1.

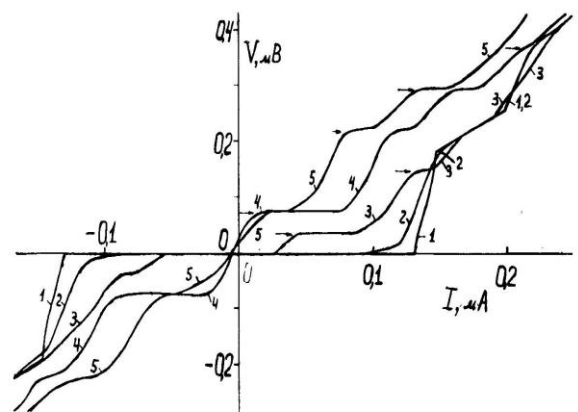


Рис. 2.2.

На рис. 2.2 представлены ВАХ той же МС для различных значений мощности внешнего СВЧ воздействия P_e частотой $f_e = 36\text{ ГГц}$ при $T = 4,2\text{ К}$.

Как видно из рисунка увеличение P_e приводит к уменьшению I_c и к появлению на ВАХ особенностей в виде горизонтальных ступенек тока. Величины напряжений, соответствующих ступеням тока на ВАХ, связаны с частотной f_e джозефсоновским соотношением $V_{n,m} = \frac{n}{m} \frac{hf}{2e}$, где n, m – целые числа, соответствующие синхронизации собственного излучения МС n -ой гармоникой внешнего сигнала, а m – синхронизации

–ой субгармоники собственного излучения. В отличие от «идеального» ДП на ВАХ исследованных МС при СВЧ воздействии появляются субгармонические ступени, что свидетельствует об отклонении соотношений ток-фаза от синусоидального. Причем, половинная ступень ($n = 1, m = 2$) появляется при существенно меньших значениях P_e , чем основные ступени ($m = 1$). С увеличением P_e наблюдается более значительная асимметрия ВАХ по току, чем при изменении температуры. Зависимость I_c и величин гармонических ступеней от P_e существенно отличается от квазиосцилляционных зависимостей, характерных для ДП, но в целом аналогичны наблюдавшимся ранее для случая движения абрикосовских вихрей в длинных МС из олова.

Вихревой характер нелинейности МС на гранулированных ВТСП не противоречит зависимости от постоянного магнитного поля H_e , полученной нами. При увеличении H_e до 10 Э критический ток резко уменьшается, затем имеет место слабая немонотонность в $I_c(H)$. Однако, зависимости типа $\sin H_e/H_e$, характерной для ДП [15] не наблюдалось. При обратном изменении H_e наблюдался значительный гистерезис. Такое поведение $I_c(H)$, а также асимметрия ВАХ указывают на наличие вихрей в МС даже в отсутствие I ввиду малости нижнего критического магнитного поля H_{c1} , которое по оценке $H_c = 2\pi I_c / cW H_c$ составляет 0,45 Э. Наклонные плато на ВАХ связаны с движением фиксированного числа строчек вихрей в МС.

Таким образом, предоставленные экспериментальные результаты свидетельствуют о неоднородной структуре МС на ВТСП и существовании в них вихрей магнитного поля. Структура вихря зависит от соотношения между ξ , глубиной проникновения λ_L и джозефсоновской глубиной проникновения магнитного поля λ_L . При типичных для данного ВТСП значениях $\xi = 1,5\text{ нм}$, $\lambda_L = 150\text{ нм}$ и плотности сверхпроводящего тока $j = 10^4\text{ А/см}^2$, определяющего значение $\lambda_j = 10\text{ мкм}$, согласно классификации [16] имеем случай гипервихря в МС, у которого отсутствует область подавления параметра порядка, как в джозефсоновских вихрях, а глубина проникновения магнитного поля существенно превышает размер одиночного ДП (порядка a). В результате все неоднородности структуры материала МС слабо сказываются на движении вихрей (слабый пиннинг), и в МС под действием транспортного тока будет иметь место вязкое течение вихрей, являющееся так же причиной потерь СВЧ мощности в гранулированных ВТСП образцах [A11]. Так как слабое внешнее электромагнитное воздействие вызывает синхронизацию

вихрей и приводит к появлению на ВАХ джозефсоновских ступеней тока. На таких ВТСП МС возможно непосредственное наблюдение собственного электромагнитного излучения.

§ 2.2. СОБСТВЕННОЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ВТСП ТОНКОПЛЁНОЧНЫХ МОСТИКОВЫХ СТРУКТУР

В настоящем параграфе приводятся результаты непосредственного наблюдения узкополосной собственной генерации, возникающей в ВТСП МС при когерентном движении вихрей под действием транспортного тока. Исследовались Y-Ba-Cu-O МС следующих размеров: ширина (направление поперёк транспортного тока) $w = 20\text{--}60\text{ мкм}$, длина $l = 40\text{--}120\text{ мкм}$, толщина плёнки $d = 1\text{ мкм}$. Критические температуры самой МС и берегов, образующих МС, были $T_{\text{см}} = 70\text{--}80\text{ К}$ и $T_{\text{сб}} = 85\text{--}90\text{ К}$ соответственно. Плёнки наносились магнетронным напылением на постоянном токе, геометрия МС образовывалась методами фотолитографии. Сапфировые подложки с МС в центре устанавливались в волноводной секции, снабжённой короткозамыкающим поршнем. Образец экранировался от внешних электромагнитных полей экраном из аморфного пермаллоя, обеспечивающим ослабление поля Земли, по крайней мере, на порядок. Измерения ВАХ проводились при температурах $T = 4,2\text{--}100\text{ К}$ по обычной четырёх-точечной схеме в режиме задания тока. Одновременно измерялась мощность высокочастотного сигнала, возникающего на МС, с помощью радиометрического приёмника с флуктуационной чувствительностью $\Delta T = 0,1\text{ К}$ при максимальной полосе приёма $\Delta F = 300\text{ МГц}$, постоянной времени интегрирования $\Delta t = 1\text{ сек}$ на одной из частот в диапазоне перестройки $f = 18\text{--}22\text{ ГГц}$.

Форма автономной ВАХ, показанной на рис. 2.3, а также температурная зависимость критического тока $I_c(T)$ МС, аналогичная приведенной в [А6], указывает на то, что механизмом нелинейности в исследованных МС является возникновение и движение вихрей под действием транспортного тока $I > I_c$. Соотношение размеров МС: $l = 120\text{ мкм}$, $w = 50\text{ мкм}$, размеров гранул в пленке $s = 1\text{ мкм}$, лондоновской глубины проникновения для данного материала ВТСП $A_L = 150\text{ нм}$ и сверхпроводящего тока $j_c = 2 \cdot 10^3\text{ А/см}^2$, определяющей джозефсоновскую глубину проникновения $\lambda_j = 5\text{ мкм}$, указывает согласно [16], что в исследованных МС образуются гипervихри, в которых отсутствует область подавления параметра порядка, как в джозефсоновских вихрях, а глубина проникновения

магнитного поля существенно превышает размер джозефсоновского перехода, образованного между двумя гранулами. Значения постоянного дифференциального сопротивления R_d на участках ВАХ, соответствующих движению отдельной строчки вихрей в МС, увеличиваются с ростом постоянного тока. Нестабильные участки ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением R_d обусловлены, скорее всего, термически активированным крипом потока. Изменение формы ВАХ исследованных пленочных ВТСП МС и СВЧ поле (см. рис. 2.3) во многом схоже с поведением ВТСП керамических МС, а именно: существенной асимметрией ВАХ, наличием гармонических и субгармонических ступеней тока при величинах напряжений $V_{m,n}$ на МС, связанных с f_e джозефсоновским соотношением:

$$V_{m,n} = (n/m)hf/2e \quad (2.1)$$

где n, m – целые числа.

На рис. 2.4 представлены автономная ВАХ МС и зависимость мощности излучения $P(I)$. Видно, что положение первых трех пиков генерации (одного большого и двух

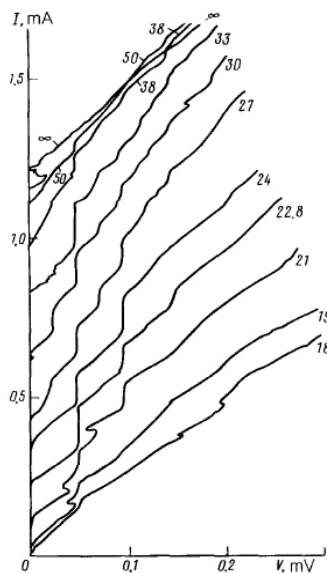


Рис. 2.3.

слабовыраженных) связано с частотной генерации соотношением (2.1) с $m = 1$ и $n = 1, 2, 3$. Это, а также линейных участков на ВАХ с дифференциальным сопротивлением $R_d = R_0 = const$ в этом же диапазоне напряжений ($V = 40 \div 120$ мкВ) свидетельствует об одной строчке вихрей в МС. При заданном токе через МС движение вихрей имеет периодический характер и при прохождении одного вихря разность квантомеханических фаз сверхпроводящих берегов МС изменяется на 2π . В результате каждый вихрь наводит переменную составляющую напряжения с частотой,

определяемой скоростью движения вихрей v

$$f = Nv/b, \quad (2.2)$$

где b – характерный размер вихревой структуры ($b \sim w$), N – число вихрей в строке.

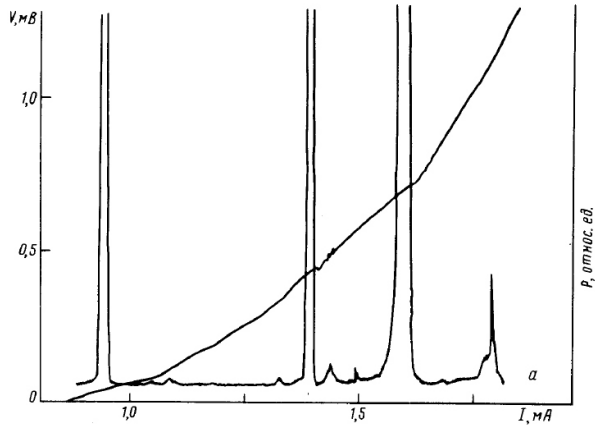


Рис. 2.4.

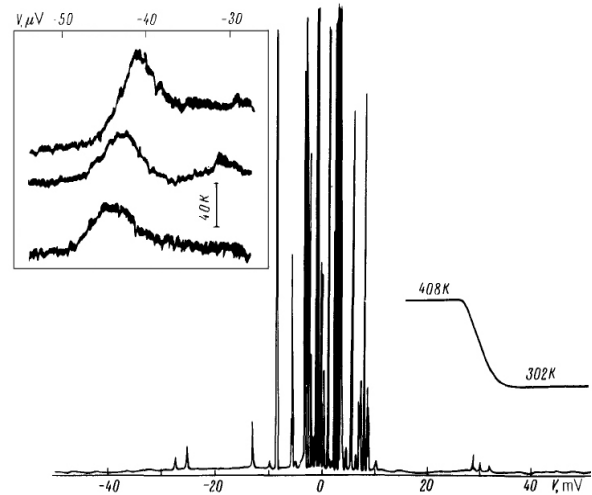


Рис. 2.5.

Субгармонические пики в спектре генерации ($n = 2, 3$) связаны с существенным отличием соотношения ток-фаза от синусоидального, характерного для сосредоточенных джозефсоновских переходов [15]. При больших значениях напряжения на МС спектр излучения $P(V)$ имеет неэквидистантный характер. Новые пики $P(V)$ при увеличении V появляются на участке ВАХ с $R_d = R_0$, что соответствует наличию в МС трех строчек вихрей. Два пика на этом участке ВАХ вероятно обусловлены изменением числа вихрей в строчке при $N_v = \text{const}$ (см. (2.2)). Отметим, что при чётном числе строчек вихрей ($R_d = pR_0$, $p = 1, 2, \dots$) генерация не наблюдается, что, вероятно, связано с антифазным характером генераций в соседних строчках. Это тоже подтверждается слабой зависимостью мощности излучения от V на МС, что следует из анализа зависимости $P(V)$ в большом масштабе по напряжению, представленного на рис. 2.5. Из рис. 2.5 также видно, что генерация наблюдается в МС вплоть до напряжений смещения $V = 8\text{ мВ}$, что соответствует заполнению всей площади МС вихрями.

Максимальное значение мощности излучения МС, оцененное с учётом рассогласования импеданса МС с СВЧ трактом, а также потерями в СВЧ тракте равно $P_m = 3 \cdot 10^{-11}$ Вт. Это существенно больше, чем наблюдалось в эксперименте для джозефсоновских мостиковых переходов, и значения P_m , полученного в нашей измерительной системе при замене МС на торцевой джозефсоновский переход (см. вставку к рис. 2.5).

§ 2.3. СИГНАЛЬНЫЕ И ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЕТЕКТОРОВ СУБММ ВОЛН НА ДЖОЗЕФСОНОВСКИХ БИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЕРЕХОДАХ ИЗ МЕТАЛЛОКСИДНЫХ СВЕРХПРОВОДНИКОВ

Развитие ТГц диапазона требует разработки чувствительных и быстродействующих детекторов, которые могут быть реализованы на сверхпроводниковых переходах. В предыдущих параграфах было показано, что ВТСП гранулированные структуры обладают высокой нелинейностью и даже проявляют джозефсоновские свойства, однако они имеют низкую воспроизводимость и параметры недостаточны для практических применений. Специфические свойства оксидных ВТСП, такие как малая длина когерентности, сильная анизотропия и чувствительность к стехиометрии по кислороду, затрудняют изготовление гетероструктур, используемых в традиционной сверхпроводниковой электронике. Наиболее воспроизводимая технология получения сверхпроводящих переходов на металлоксидных сверхпроводниках с высокой критической температурой достигнута при получении бикристаллических джозефсоновских переходов, которые создаются при контакте двух разориентированных кристаллов (или эпитаксиальных пленок).

Нами исследовались ДП разработанные в ИРЭ РАН, под руководством Г.А.Овсянникова, детекторы ТГц излучения на основе бикристаллических переходов [A21, A31, A35, A40] .

Использовались два типа бикристаллических переходов (БП), отличающихся как подложкам, так и ориентацией кристаллографических осей сверхпроводящих кристаллов, образующих переход. БП изготавливались одновременно либо с логопериодической, либо двойной щелевой антеннами. Для минимизации потерь сигнала ТГц волн площадь, занимаемая $Y-Ba-Cu-O$ пленкой, минимизировалась на стадии проектирования топологии, а антенны изготавливались из металлической пленки P_t , напыленной магнетронным распылением.

Для измерения амплитудно-частотных (АЧХ) и шумовых характеристик детекторов использовался модифицированный вариант субмм спектрометра (см. §1.1) блок-схема которой приведена на рис. 2.6.

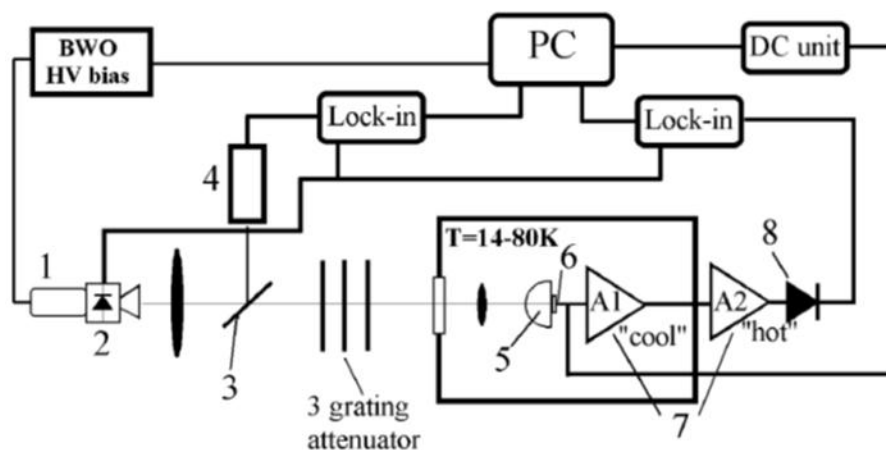


Рис. 2.6.

Полученные переходы на сапфировых подложках имели следующие электрофизические параметры: плотность критического тока $j_c = 10^4 \div 10^5$ А/см², характерное напряжение $V_0 = I_c R_N = 1 \div 2.5$ мВ ($R_N = 15 \div 60$ Ом – нормальное сопротивление, I_c – критический ток) при температуре $T = 4,2$ К, что дает критическую частоту 1 ТГц. Переходы на $NdGaO_3$ подложках имели более низкие значения параметров $R_N = 1 \div 5$ Ом и $I_c R_N = 0,4 \div 0,9$ мВ (критическая частота 400 ГГц), однако позволяли работать при температуре жидкого азота ($T = 77$ К). На рис. 2.7 представлена типичная ВАХБП, которая близка к гиперболической зависимости, следующей из резистивной модели, в которой присутствуют два канала переноса тока: ток квазичастиц V/R_N и сверхпроводящий ток $I_s(\varphi) = I_c \sin \varphi$.

Здесь же представлен детекторный отклик, измеренный в модуляционном режиме. Отчетливо видны два режима работы джозефсоновского детектора: частотно-селективный

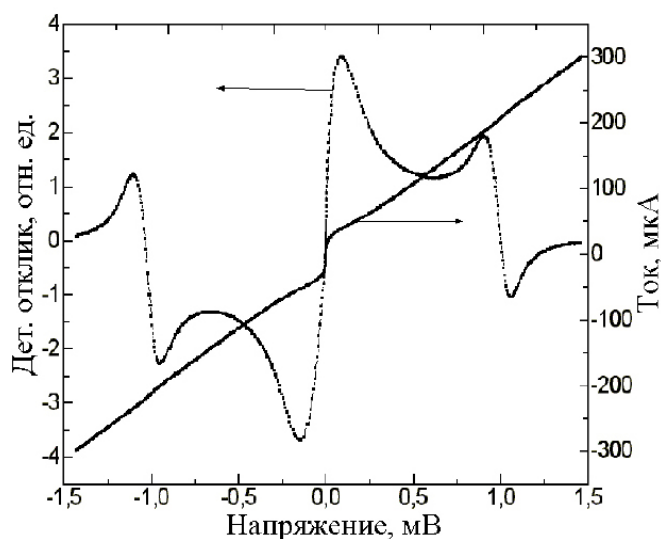


Рис. 2.7.

режим, определяемый частотой внешнего сигнала f_e , наблюдаемый при $V \approx hf_e/(2e)$ и широкополосный отклик при $V < hf_e/(2e)$, слабо зависящий от частоты f_e . В нашем случае широкополосный отклик измерялся при напряжении $V = 200$ мкВ, а напряжение смещения – при измерении селективного отклика определялось частотой f_e . Ширина линии джозефсоновской генерации определялась по форме

детекторного отклика при $V \approx hf_e/(2e)$.

Отметим, что для БП, представленного на рис. 2.7, измеренная ширина линии джозефсоновской генерации 2,8 раза превышает рассчитанную по резистивной модели.

Согласование внешнего излучения с бикристаллическим переходом представляет собой сложную задачу, поскольку такие переходы имеют не только низкий импеданс порядка $5\div 15$ Ом, но и требуют дополнительных цепей для смещения по постоянному току и съема детектированного сигнала, выполненных в единой планарной схеме с согласующими элементами. Исследовались два типа антенн: широкополосная логопериодическая и резонансная двойная щелевая.

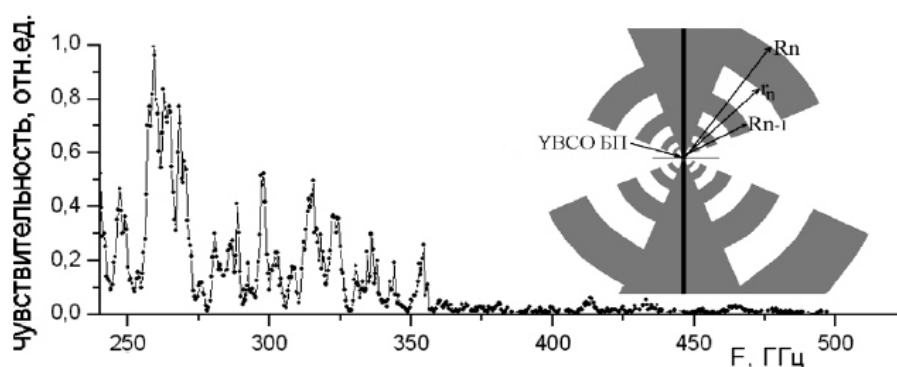


Рис. 2.8.

На рис. 2.8 представлена АЧХ логопериодической антенны, сопряженной с БП, измеренная в режиме широкополосного детектирования при напряжении смещения на переходе 200мкВ. Частота генерации изменялась с помощью автоматизированной системы управления напряжения на ЛОВ. Результирующий сигнал определялся вычитанием из детекторного отклика опорного сигнала, полученного на оптико-акустическом преобразователе (ячейке Голлея). Видно заметное спадание результирующего сигнала для частот выше 350ГГц для фиксированной поляризации падающего излучения.

Исследовалось также топология двойной щелевой антенны, связанной с копланарной линией, которая может быть изготовлена по планарной технологии, что гармонично сочетается с технологией изготовления БП. Внешний вид двойной щелевой антенны, рассчитанной на частоту 300ГГц, и ее измеренная АЧХ, представлены на рис. 2.9. Видно, что экспериментально наблюдается пик с 20дБ увеличением отклика при частоте $f_e = 320$ ГГц с полосой 50ГГц, что дает добротность антенны $Q = 6$. Аналогичные данные были получены для антенны, рассчитанной на центральную частоту 400ГГц.

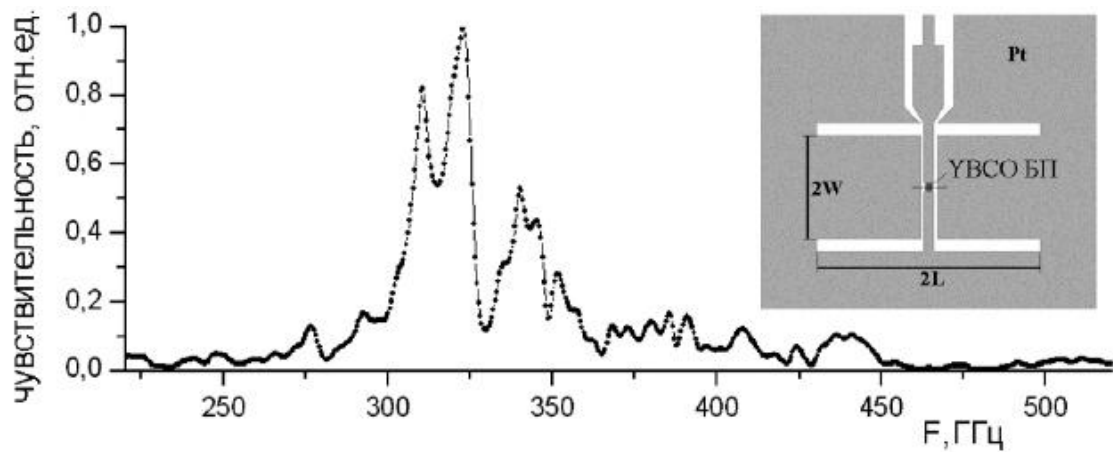


Рис. 2.9.

Чувствительность детектора и минимально обнаружимая мощность в полосе 1 Гц (NEP) измерялись в модуляционном режиме. Для определения чувствительности всего приемника использовался метод замещения, когда для определения мощности падающего излучения использовался калиброванный радиометр на основе оптико-акустического преобразователя – ОАП (ячейки Голлея). Шумовая дорожка выходного сигнала была прописана сначала для исследуемого приемника, а потом для калиброванного радиометра, открывая аттенюатор на поляризующих сетках. Для ОАП с известным паспортным значением $NEP = 4 \cdot 10^{-10}$ Вт/Гц $^{1/2}$ при замещении на исследуемый детектор был получен выигрыш в чувствительности на 5 дБ, т.е. $NEP = 4 \cdot 10^{-10}$ Вт/Гц $^{1/2}$. Сравнительно невысокая чувствительность обусловлена тем, что

достаточно большой вклад в шум дает низкочастотная система снятия и усиления продетектированного сигнала.

Не прямым образом собственная чувствительность детектора определялась, исходя из поглощенной в переходе мощности, определенной по зависимости ступенек Шапиро I_n и критического тока I_c от падающей мощности. Из сопоставления теоретических и экспериментальных

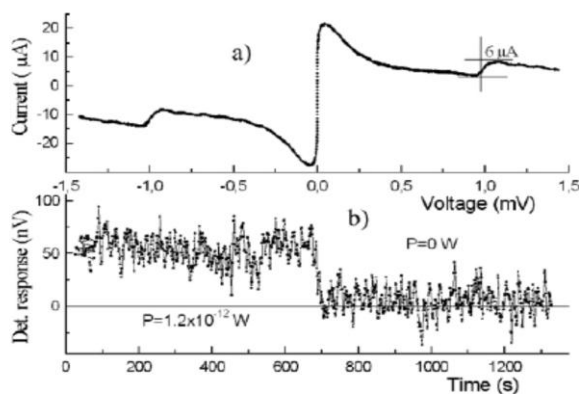


Рис. 2.10.

зависимостей I_c и I_n от P_e определялось нормированное на I_c значение протекающего через переход тока высокой частоты I_e при известном затухании, вносимым аттенюатором и фиксированной нормированной частоте внешнего облучения $\omega = \frac{f_e}{hI_c R_N / 2e}$. Уменьшая амплитуду падающего излучения, прописывалась шумовая дорожка при включенном и

выключенном сигнале (рис. 2.10). Из полученных зависимостей чувствительность составила $NEP = 6 \cdot 10^{-13} \text{ W/Hz}^{1/2}$, при том, что теоретический расчет в рамках резистивной модели дает $NEP = 20 \cdot \omega^2 \text{ кВТ} \cdot f_c^{\frac{1}{2}} = 3 \cdot 10^{-13} \text{ W/H}_{z^{1/2}}$, что всего в два раза лучше экспериментальной оценки.

§ 2.4. ДЕТЕКТОРНЫЙ ОТКЛИК ОКСИДНЫХ ВТСП ПЛЕНКАХ С АНИЗОТРОПНЫМ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСТВОМ

Развитие методов построения систем радиотеплового отображения в ММ и СубММ требует поиска и исследования физических эффектов для создания простых, высокочувствительных и быстродействующих сенсоров. При этом сенсоры должны интегрироваться с приемной антенной, объединены в приемные решетки и быть изготовлены по интегральным технологиям. Наилучшим кандидатом в качестве таких сенсоров являются микроболометры, где электрический отклик образуется за счет преобразования микронагрева элемента сенсора. Преимуществом таких микроболометрических приемников является сверхширокополосность, ограничиваемая только полосой приемной антенны.

Наилучшим по чувствительности на сегодняшний день микроболометром является изученный выше ВТСП приемник в режиме широкополосного отклика. Однако его применение в системах радиотеплового отображения ММВ ограничивается необходимостью охлаждения до температур жидкого азота. Большое распространение в последние годы получили терморезистивные микроболометры на основе оксида ванадия VO_x , обладающие чувствительностью $NEP = 10^{-11} \text{ W/H}_2^{1/2}$. Однако, невысокое быстродействие $\tau = 10^{-3}$ сек и недостаточная для радиометрического приемника чувствительность ограничивают возможности приложения терморезистивных микроболометров в радиометрических измерениях.

Во многих работах были обнаружены и исследовались лазерно-индуцированные сигналы в $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ тонких пленках при комнатных температурах. Несмотря на существенные противоречия, основные результаты сводились к следующему: амплитуда сигнала пропорциональна величине падающей энергии, но не ее плотности, а также величина сигнала сильно зависит от угла наклона оси $\bar{c}$ к плоскости пленки. Такое поведение можно объяснить как результат недиагонального термоэлектричества, которое

может наблюдаться в средах с низкой симметрией [17]. Согласно этой модели напряжение отклика имеет вид

$$V_1 = \frac{1}{2}(S_{33} - S_{11}) \sin(2\theta) \Delta T_3 \frac{x_1}{x_3} \quad (2.3)$$

где S_{33} и S_{11} – диагональные элементы матрицы коэффициентов Зеебека, а θ – угол наклона, ΔT_3 – температурный градиент вдоль толщины пленки рис. 2.11. Исходя из общей природы термоэлектричества, неболометрический отклик должен наблюдаться не только под воздействием лазерного, но и иных излучений, например, ММ и СубММ длин волн. Измерения проводились на пленках толщиной 500нм, полученных методом

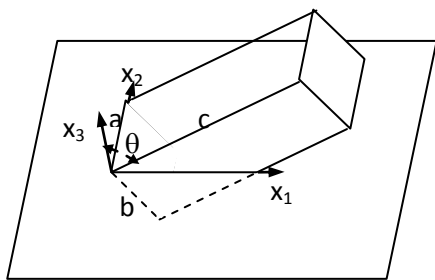


Рис.2.11.

магнетронного распыления $YBa_2Cu_3O_7$ и осаждения на подложку из $NdGaO_3$ [A23].

Угол наклона оси c менялся в пределах $0 \div 23^\circ$. Сопротивление образцов при комнатной температуре составляло порядка $6\Omega/\square$, а температура перехода в сверхпроводящее состояние $T_c = 85K$. Электроды из золотой проволоки были приварены к пленке в кольцевой

конфигурации, что позволяло измерить анизотропию в плоскости пленки. Образцы облучались в диапазоне $20 \div 980$ ГГц генераторами на диоде Ганна и ЛОВ как в непрерывном, так и импульсном режимах.

Для концентрации излучения в центре пленки была использована 15-мм кремневая линза в виде полушария. Выходная мощность генераторов управлялась аттенуатором и не превышала 10мВт для исключения проявления болометрического механизма.

Микроволновый отклик наблюдался на всех пленках, за исключением тех, у которых ось c перпендикулярна поверхности пленки. Наблюдаемый сигнал был частотно независимым и пропорциональным падающей мощности. Поведение кривых вольт-ваттных зависимостей от угла наклона соответствует (2.3) и составляет порядка $4 \cdot 10^{-3} \text{ В/Вт}$ для пленок с 20° -ным наклоном. Измерение напряжения между различными парами электродов показало, что напряжение растет с ростом между электродного расстояния в направлении x_1 и исчезает в направлении x_2 . Вольт-ваттная чувствительность c -наклонных детекторов определяется известным выражением для термоэлектрической добротностью материала пленки, где вместо коэффициента Зеебека берется величина их анизотропии.

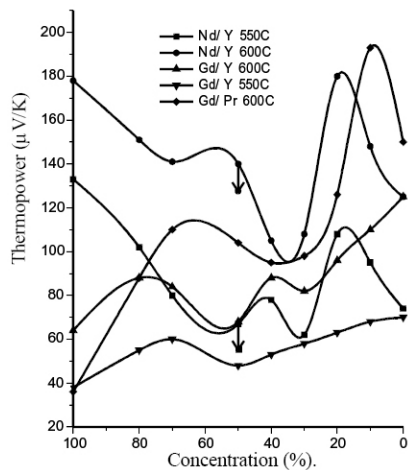


Рис. 2.12.

Следовательно, чувствительность детекторов можно существенно увеличить, применив оксидные материалы с высокой термоэлектрической добротностью или их композиции, показывающие резкое возрастание добротности в окрестности перколяции (рис. 2.12) [A24, A56], например, $(Y - Ba - Cu - O)_{1-x} (Pr - Y - Ba - Cu - O)_x$.

ГЛАВА 3.

ВОЛНОВОДЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ММ И ТГЦ ВОЛН НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР

Эффективное освоение ММВ и СубММВ, создание устройств и экспериментальных возможностей требует соответствующих этому диапазону волноведущих структур. Металлические и микрополосковые волноводы, широко используемые в СВЧ диапазоне, в коротковолновой части ММВ и во всем диапазоне СубММВ характеризуются возрастающими с частотой значительными потерями и многомодовостью. С другой стороны, открытые квазиоптические волноводы, построенные на аналогии с оптическими, очень громоздки и могут быть использованы только в лабораторных установках. Более пригодны диэлектрические волноводы [18] в виде стержней и полых каналов различного профиля, перенятые из оптоволоконной техники. Недостатком диэлектрических волноводов является сложность их интеграции с активными полупроводниковыми элементами. С этой точки зрения наиболее приемлемым являются металло-диэлектрические структуры, такие как зеркальный диэлектрический волновод (ЗДВ), изолированный зеркальный диэлектрический волновод (ИЗДВ), инверсный-полосковый диэлектрический волновод и неизлучающий H -образный диэлектрический волновод. Общими свойствами этих структур являются малые потери на излучение, наличие вне диэлектрика областей с экспоненциально спадающими эванесцентными полями, возможность сопряжения с п/п приборами, планарность, технологичность и сложность в изготовлении [19, A8, A9].

§ 3.1. ФЕРРИТОВЫЕ ВЕНТИЛИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ЗЕРКАЛЬНОМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

Исследовалась возможность реализации в коротковолновой части ММ диапазона ферритовых вентилях, работающих на эффекте невязности распределенной связи аксиально-намагниченного ферритового волновода (ФВ) с зеркальным диэлектрическим волноводом (ЗДВ) из поликора [А10] .

Было показано, что в аксиально-намагниченной композиционной структуре ЗДВ ФВ в диапазоне частот существует вентиляльный эффект, обусловленный невязностью распространения волн на участке электромагнитно-связанных отрезков ФВ и ЗДВ. Экспериментальные исследования поперечного распределения полей свидетельствуют, что на участке связи аксиально-намагниченного ФВ и ЗДВ наблюдаются невязные эффекты смещения поля и изменения коэффициента эллиптичности волны E_{11}^Y располяризацией. Указанные эффекты приводят к тому, что энергия волны E_{11}^Y , распространяющейся в прямом направлении, преимущественно концентрируется в ЗДВ и без существенных потерь передается на выходной конец ЗДВ, а энергия обратной волны концентрируется в ФВ, и на участке согласующего скоса излучается в окружающее пространство, заполненное поглощающим материалом.

В результате исследований установлено, что оптимальные характеристики вентиля в диапазоне частот достигаются при форматах сечения ЗДВ и ФВ, равных соответственно 0,5 и 1,2. Максимальная широкополосность достигается при встречно-аксиальном намагничивании ФВ.

Результаты измерений входного КСВН вентиля, выполненного на ЗДВ из поликора ($\epsilon = 9,8$; $tg\delta = 4 \cdot 10^{-4}$), и ФВ из феррита 1СЧ-4 ($\epsilon = 13,1$; $tg\delta = 1,6 \cdot 10^{-3}$) показаны на рис. 3.1 (а), а начальных потерь и обратной развязки – на рис. 3.1 (б). Видно, что на кривой частотной зависимости входного КСВН имеются осцилляции, которые вызваны возбуждением паразитных типов волн в области переходов на стандартный металлический волновод. Начальные потери вентиля в диапазоне частот 115÷145ГГц не превышают 2дБ, а обратная развязка составляет более 12дБ.

Принцип работы такого вентиля основан на том, что в ФД возбуждаются волны, бегущие по и против часовой стрелки с разными фазовыми скоростями. Поэтому условие фазового синхронизма волн в ЗДВ и ФД, а, следовательно, и режекция сигнала в ФД для прямой и обратной волны, выполняются на различных частотах, что и приводит к вентильному эффекту на частоте режекции для обратной волны. Резонансный вентиль был реализован из феррита марки 1СЧ-4 диаметром 1,8мм и высотой 0,5мм и располагался на расстоянии 0,2 мм от боковой поверхности ЗДВ. На рис. 3.2 показаны кривые,

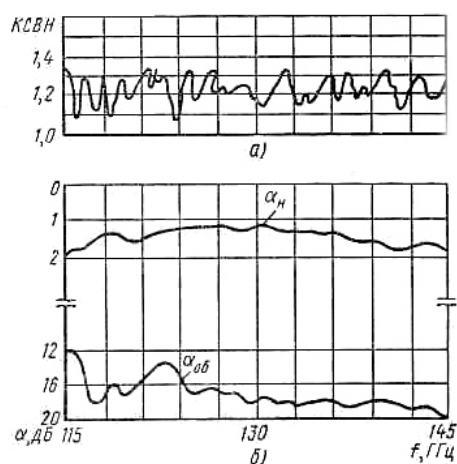


Рис. 3.1 (а, б).

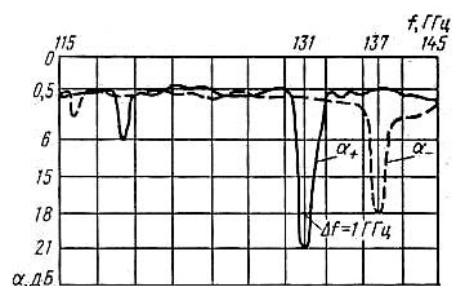


Рис. 3.2.

характеризующие частотную зависимость режекции сигнала при различных направлениях подмагничивающего поля, что соответствует изменению направления распространения волны в ЗДВ. Видно, что реверсирование подмагничивающего поля проводит к сдвигу полосы режекции на 6ГГц. Подобные вентили могут найти широкое применение в различных селективных устройствах ММ и СубММ диапазонов.

Результаты экспериментальных исследований подтверждают возможность создания широкополосного вентиля и фильтра-вентиля для диапазона частот 115÷145ГГц, работающих на эффекте невзаимности распределения связи ФВ с ЗДВ. Параметры таких вентилях сравнимы с характеристиками лучших аналогов, работающих на эффекте Фарадея и Y-циркуляторов, выполненных на одномодовых металлических волноводах. Однако вентили ЗДВ имеют явные преимущества по массогабаритным параметрам, простоте конструктивной реализации и настройке, технологичности и возможности применения в интегральных схемах миллиметрового диапазона.

§ 3.2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ЗДВ В СУБММ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН ДЛЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ПРИМЕНЕНИЙ

В последнее время отмечается острая необходимость в исследовании и разработке устройств и сенсоров в ТГц диапазоне частот для определения изменения структурного состава вещества, т.к. очень большой ряд биомолекул, белков, взрывчатых и наркотических веществ имеют ярко выраженные резонансные поглощающие свойства на частотах 0,1-2,0 ТГц.

Так как большинство исследуемых биологических веществ имеют малые размеры (вплоть до единиц молекул), возникает необходимость в сверхчувствительных сенсорах. Для этой цели в ТГц диапазоне привлекательны диэлектрические резонаторы (ДР) с возбуждением резонансных мод типа WGM (мода шепчущей галереи). Принцип работы сенсора заключается в регистрации возмущения резонансного спектра WGM в диэлектрических резонаторах. Это дает информацию о реальной и мнимой частях диэлектрических проницаемостей исследуемых веществ, возмущающих этот резонатор. С помощью сдвига резонансной частоты можно получить информацию о реальной части диэлектрической проницаемости исследуемого вещества, а с помощью изменения добротности оценить мнимую часть.

Как известно, моды WGM можно возбудить в сферических, дисковых и кольцевых диэлектрических резонаторах [20]. Их можно представить как моды, распространяющиеся по окружности диэлектрического резонатора с полным отражением от границы окружности диэлектрического резонатора. WGM моды можно классифицировать, как WGE_{npl} и WGH_{npl} , где доминирующим в первой является поперечный электрический компонент, а во второй – аксиальный компонент. Индексы n, p и l показывают азимутальные, радиальные и аксиальные изменения числа максимума электромагнитного поля. WGE_{n00} и WGH_{n00} – это очень распространенные и подходящие моды для применения в исследовании изменения структуры материалов, т. к. диэлектрический резонатор – это открытая структура, и поэтому возмущать эти моды исследуемым веществом очень просто. Электромагнитное поле типа WGM моды в диэлектрическом резонаторе (ДР) типа цилиндра в основном сконцентрировано на границе диэлектрического резонатора и распадается вне диэлектрика. Исследуемое вещество вне диэлектрика возмущает собственные резонансные моды в диэлектрическом резонаторе. В результате достигается смещение собственных резонансных частот и

изменения добротности. Имея эти два параметра, можно оценить реальную и мнимую части диэлектрической проницаемости исследуемого материала.

WGM_{n00} моды с $n < 5$ нецелесообразны в спектроскопических приложениях, т. к. излучение от диэлектрического резонатора приводит к значительным радиационным потерям и, следовательно, приводит к низкой добротности собственных мод резонатора. Если индекс $n > 5$, то эти моды обладают большим Q -фактором и очень подходят для исследования структуры материалов. Но если $n > 10$, то электромагнитное поле имеет большую концентрацию в резонаторе и исследуемый материал плохо взаимодействует с ним, к тому же возбудить эти моды внешним возбудителем затруднительно. При исследовании структуры материалов желательно, чтобы одна из этих мод (WGE_{n00}) была подавлена, и имело место возбуждение моды WGH_{n00} , где $5 < n < 10$. В этих целях мы использовали кремниевый диск и кремниевый волновод на основе стеклянной подложки.

Выбор кремния обусловлен тем, что он обладает очень низкими потерями $tg\delta \approx 10^{-4}$, достаточно высокой, по сравнению со стеклянной подложкой, диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 11,9$) и технологичностью. В едином технологическом цикле формируется одновременно диэлектрический волновод (а) и связанный с ним дисковый WGM резонатор (б); по существу структура подобна описанной выше структуре ЗДВ с ДР в интегральном исполнении рис. 3.3 (а, б).

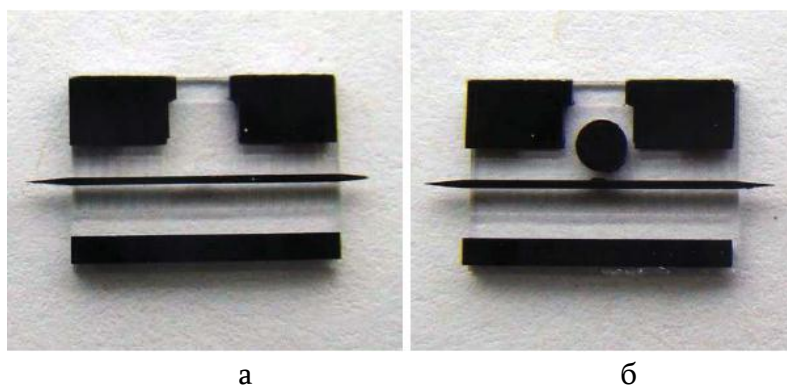


Рис. 3.3 (а, б).

Поперечные размеры $W = 390\text{мкм}$ и $h = 500\text{мкм}$ кремниевого волновода выбраны так, чтобы поддерживалась мода E_y^{11} и не возбуждалась мода E_x^{11} .

Из известных соотношений для дискового ДР выявлено, что оптимальный размер кремниевого резонатора для возбуждения моды типа WGH_{n00} (где $5 < n < 10$) в интервале частот $150\div 200\text{ГГц}$ кремниевый ДР должен иметь диаметр 900мкм и толщину

500мкм. Вычисленные резонансные частоты WGH_{n00} мод такого резонатора показаны в таблице 2.

Таблица 2.

WGH_{600}	WGH_{700}	WGH_{800}	WGH_{900}
155,672 ГГц	170,214 ГГц	186,243 ГГц	201,513 ГГц

Каждый тип мод имеет соответствующий зазор для обеспечения критической связи. Модули на основе кремний-стекло структуры были изготовлены и экспериментально исследованы в области электромагнитной волны (140–220ГГц). В частности, были изготовлены и исследованы дисковые кремниевые резонаторы (диаметр – 0,9мм, толщина – 0,5мм, зазор – 0,16мм), связанные с кремниевым волноводом согласно рис. 1,б. Матрица рассеяния структуры S измерена с помощью устройства Vector Network Analyzer (140 – 220ГГц) в университете Ватерлоо. Результаты измерений показаны на рис. 3.4.

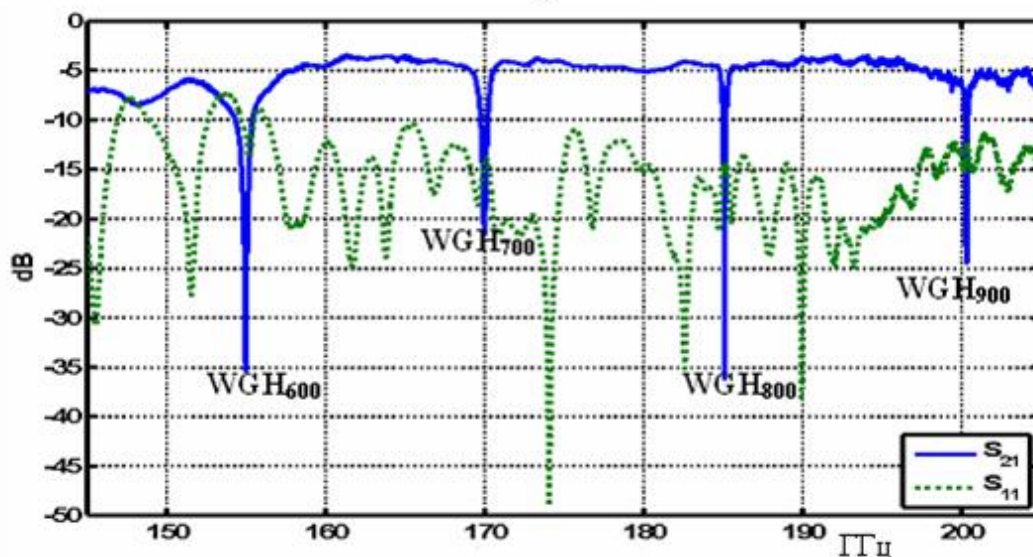


Рис. 3.4.

Из результатов измерения ясно видно, что действительно возбуждаются желательные WGH_{n00} моды, где $5 < n < 10$. При $n = 9$ получается связь, близкая к критической, и Q - фактор порядка 2500. Это значит, что мода WGH_{900} типа, более подходящая мода (по сравнению с остальными) для исследования биологических материалов. Моды типа WGH_{n00} при n отличных от 9, также могут служить для исследования биологических материалов при выборе соответствующего каждой моде оптимального зазора с питающим ЗДВ.

§ 3.3. ЧАСТОТНО-СКАНИРУЮЩАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ЗЕРКАЛЬНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА С ПЕРИОДИЧЕСКИМИ ЩЕЛЯМИ

Во многих активных и пассивных радиолокационных системах ММДВ важнейшим функциональным устройством, определяющим основные характеристики локаторов, является антенны с быстрым сканированием диаграммы направленности (ДН). В ММДВ неприемлемы методы сканирования ДН на основе широко распространенного в СВЧ диапазоне метода фазированной антенной решетки (ФАР), так как используемые в ФАР фазовращатели, микрополосковые линии и металлические волноводы имеют здесь неприемлемо большие потери.

В этой связи представляет интерес разработка новых антенн ММДВ с управлением направления главного лепестка ДН путем изменения частоты сигнала. Очевидно, что такие антенны вытекающей волны могут быть выполнены на основе волноводов с сильной дисперсией. В качестве такой волноведущей структуры нами предложено и исследовано ЗДВ на металлической основе с периодическими поперечными щелями глубиной порядка $\lambda_0/4$, где λ_0 – средняя длина в рабочем диапазоне частот [А29]. Картина ЗДВ с периодическими щелями в металлическом основании представлена на рис. 3.5.

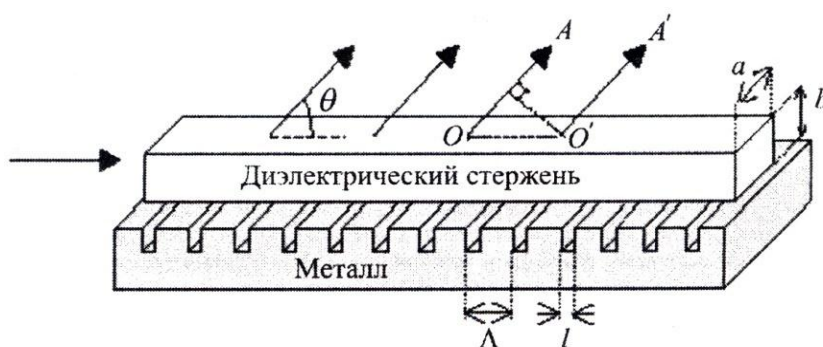


Рис. 3.5.

Для определения условия излучения поле в периодическом ЗДВ представим в виде суммы пространственных гармоник:

$$E = \sum_p E_p(x, y) e^{i(\omega t - \beta_p z)} \quad (3.1)$$

где направление z выбрано вдоль оси волновода, и

$$\beta_p = \beta_0 + \frac{2\pi}{\Lambda} p, \quad p = 0, \pm 1, \pm 2 \dots, \quad (3.2)$$

p – номер пространственной гармоники; β_0 – фазовая постоянная основной пространственной гармоники; Λ – период повторения неоднородностей.

Пользуясь понятием эффективного показателя преломления, формулу (3.2) представим в виде

$$n_p = n_{eff0} + \frac{\lambda}{\Lambda} p, \quad p = 0, \pm 1, \pm 2. \quad (3.3)$$

Из условия конструктивной интерференции направляющий угол испускания волны определяется из

$$\cos \theta = n_p^{-1} = \left(n_{eff0} + \frac{\lambda}{\Lambda} p \right)^{-1} \quad (3.4)$$

Экспериментально измерения излучения, испускаемого с поверхности ЗДВ, проводилась с помощью рупорной антенны с коэффициентом усиления 20дБ, установленной на поворотном устройстве. В качестве диэлектрика ЗДВ использовался поликорундовый ($\varepsilon = 9,6$; $tg \delta = 10^{-3}$) стержень длиной $L = 12,5$ см с поперечными размерами $a \times b = 1,2 \times 2,4$ мм, определяющими одномодовый режим распространения волны E_y^{11} (ось y перпендикулярна плоскости основы) в диапазоне волн 5,5 ... 8 мм. Металлической основой ЗДВ служили алюминиевые пластины, в которых вырезались щели с периодом $\Lambda = 2,5$ мм, длинами $l = 0,5$ мм и 1,25 мм.

Результаты измерений в случаях $l = 0,5$ мм и $l = 1,25$ мм представлены на рис. 3.6 соответственно в виде крестов и кружочков.

Видно, что угловой интервал сканирования составляет 70° и имеет место хорошее согласование между экспериментальными и рассчитанными (сплошная кривая) данными. Диаграмма направленности антенны имела веерообразный вид; угловая ширина главного максимума (на уровне 3дБ) составляла примерно 2° , что хорошо согласуется с теоретической оценкой.

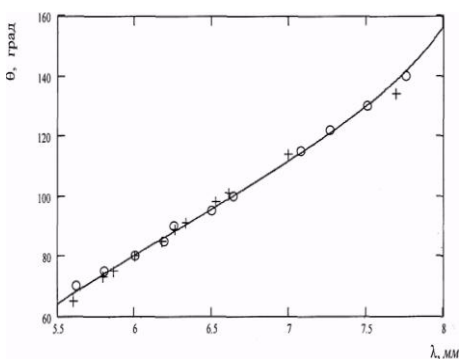


Рис. 3.6.

Особо отметим, что при замене в периодическом ЗДВ линейного диэлектрика на нелинейный можно получить генерацию излучения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн посредством генерации разностной частоты (ГРЧ) двух частотно-расстроенных лазеров.

В предлагаемой конструкции можно ожидать достаточно высокоэффективную ГРЧ, поскольку генерируемая волна испускается с поверхности нелинейного кристалла, и, следовательно, она практически не испытывает материального поглощения в нелинейной среде [А30, А34].

§ 3.4. ФАБРИ-ПЕРО РЕЗОНАТОРНЫЕ АНТЕННЫ С ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ ОТРАЖАТЕЛЯМИ

Востребованность малых тонкопрофильных микроволновых антенн с высоким усилением в телекоммуникационных, радарных и сенсорных системах ММДВ инициировала исследования в нетрадиционных для этой области направлениях.

Наиболее перспективными оказались направленные излучатели на основе резонаторов Фабри-Перо (ФПР) рис.3.7, образованных, как правило, металлическим отражателем (2) и расположенной над ним на определенном расстоянии частотно селективной поверхностью (ЧСП) (3) [21]. Так как электродинамические характеристики ФПР антенн в основном зависят от свойств ЧСП, то были исследованы различные отражатели – фотонические кристаллы с запрещенной зоной, металлические сетки, метаматериалы и т.д.

Основным недостатком этих антенн является узкополосность, как следствие резонансного характера усиления. Основным путем преодоления этого недостатка является применение дополнительных ЧСП (4), корректирующих фазо-частотную характеристику отражателей. Однако в настоящее время нет единого подхода к синтезу полосно-расширяющих структур, для чего необходимо определить предельно возможную полосу ФПР антенны.

Усиление ФПР антенны на резонансной частоте определяется выражением:

$$G = \frac{1+R}{1-R} \quad (3.5)$$

где R – модуль отражения ЧСП.

Для определения полосы пропускания резонаторной антенны воспользуемся известным из теории цепей [12] выражением для коэффициента усиления по напряжению $g(\omega)$ регенеративного усилителя:

$$g(\omega) = \frac{1}{|p(\omega)|}, \quad (3.6)$$

где $p(\omega)$ – коэффициент отражения резонансного контура антенны со стороны питающего волновода. Отсюда следует, что полоса пропускания однорезонаторной антенны

$$\Delta f = \frac{2}{g_0 - 1} \frac{f_0}{Q}, \quad (3.7)$$

где g_0 – коэффициент усиления по напряжению на центральной частоте, Q – добротность резонансного контура антенны.

Для основной моды резонатора и достаточно большом усилении $R \approx 1$

$$\Delta f = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (1 - R)^{3/2} f_0, \quad (3.8)$$

Из полученного выражения следует, что полоса пропускания однорезонаторной ФПР антенны составляет единицы процентов от центральной частоты, что неприемлемо для многих применений. Расширения полосы пропускания можно добиться, используя согласующие цепи в виде дополнительных частично отражающих поверхностей с соответствующими коэффициентами отражения и фазовыми расстояниями. Для определения предельно достижимой полосы пропускания из теоремы Боде-Фано, можно получить выражение

$$\Delta f_\infty = 2 \frac{(1-R)}{\sqrt{R} \ln \frac{1+R}{1-R}} f_0, \quad (3.9)$$

Сравнивая показанные на рис. 3.8 кривые, соответствующие ((3.9) – сплошная линия) и ((3.8) – пунктирная линия), можно убедиться, что согласующая цепь может существенно увеличить ширину частотной полосы ФПР антенны.

Структура экспериментальной ФПР антенны соответствует представленной схематически на рис. 3.7.

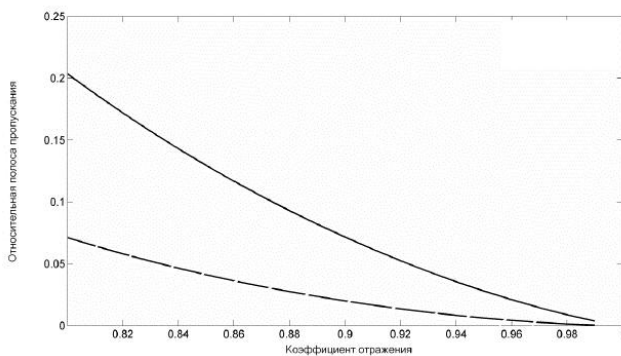


Рис. 3.8.

Источником облучения антенны является стандартный прямоугольный волновод $K_{\text{и}}$ диапазона, с алюминиевым фланцем с размерами 100×60 мм, являющимся металлическим зеркалом резонатора. В качестве ЧСП выбрана трехслойная диэлектрическая фотоническая структура с запрещенной зоной в полосе пропускания антенны. Это структура, состоящая из двух

четвертьволновых слоев из поликорунда с размерами $60 \times 40 \times 1$ мм и с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 10$ и одного промежуточного четвертьволнового тефлонового слоя с $\varepsilon = 2,2$, обеспечивает коэффициент отражения $R = 0,92$ в частотном интервале 18–26 ГГц, что согласно (3.7), соответствует $G_e = 25$. ЧСП расположен на расстоянии $d = 7,4$ мм от поверхности металлического зеркала, соответствующего, согласно (3.6), резонансной частоте $f = 20,3$ ГГц. На рис. 3.9 приведена частотная зависимость нормированного коэффициента усиления в направлении нормали к поверхности антенны. Полоса пропускания антенны на уровне -3 дБ составляет 250 МГц и находится в хорошем согласии с (3.9). В качестве полоснорасширяющей согласующей цепи использовалась полуволновая пластина из поликорунда с толщиной 1,75 мм, соответствующей резонансной частоте 27,1 ГГц и расположенной на расстоянии 7,6 мм от ЧСП. Как видно из рис. 3.9, применение согласующего дополнительного покрытия приводит к расширению полосы пропускания более чем в 4 раза, в полном соответствии с (3.9).

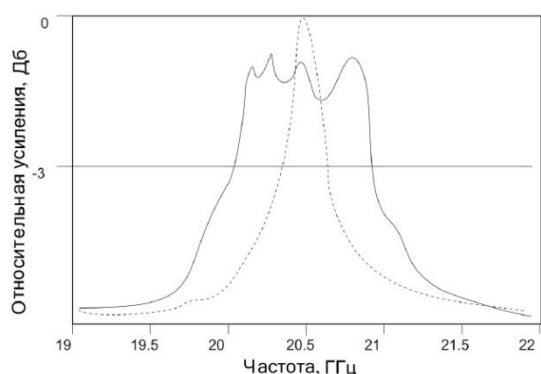


Рис. 3.9.

Полосу пропускания можно несколько увеличить, применяя несколько согласующих секций, однако при этом возрастут потери, что приведет к нежелательному падению коэффициента усиления.

§ 3.5. БЕЗДИСПЕРСИОННЫЕ ВОЛНОВОДЫ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ СКРИВЛЕННЫМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ ДЛЯ ТГц ВОЛН

Основной проблемой при создании сверхширокополосных устройств ТГц волн на основе традиционных волноведущих структур является присущая им значительная дисперсия и дифракционные потери. Кроме того, для ТГц спектроскопии пленочных образцов требуются электродинамические структуры с протяженными областями с высокой плотностью ТГц поля для обеспечения достаточного взаимодействия с зондирующим полем. В качестве основы для требуемых бездисперсионных волноводов могут служить многосвязанные металлические электродинамические структуры, в

частности, волноводы с плоскими параллельными плоскостями (ВППП) [22]. Однако, эти волноводы отличаются сильными дифракционными потерями при распространении ТЕМ-волны и значительной дисперсией для ТЕ и ТМ волн вблизи критических частот $f_c = n \frac{c}{2h}$, где h – расстояние между плоскостями ВППП. Для решения этой проблемы нами впервые в СубММ диапазоне был реализован и исследован модовый состав и условия распространения широкополосных ТГц волн в ограниченных по ширине двусвязанных волноводах с параллельными скривленными поверхностями (ПСП) рис. 3.10 (a, b, c) [A26, A44, A48].

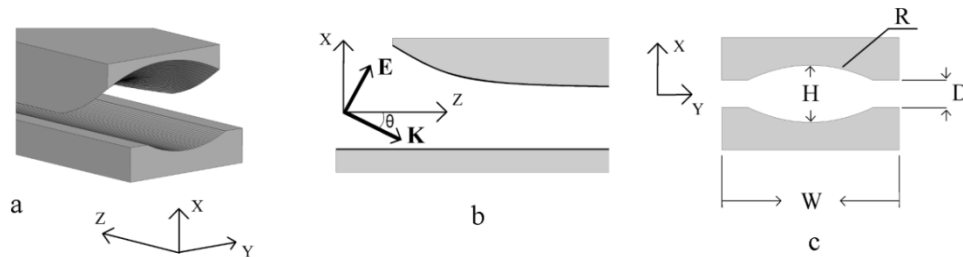


Рис. 3.10 (a, b, c).

На рис. 3.10 *a* – пространственное изображение ПСП; *b* – продольное сечение; *c* – поперечное сечение.

Основной целью этих исследований является создание в ТГц диапазоне волноведущих структур, обеспечивающих бездисперсионное направленное распространение с малыми дифракционными потерями, а также методов их возбуждения Гауссовыми пучками.

Методами численного моделирования и экспериментально исследованы особенности распространения квази-ТЕМ моды, образующиеся суперпозицией ТЕМ и ТМ₁ мод в ПСП волноводе.

$$E_x^{qTEM} = E_x^{TEM} + E_x^{TM} = A_{TEM} e^{jkz} - \frac{j\beta}{k_c} A_{TM} \cos \frac{\pi x}{d} e^{j\beta z} \quad (3.10)$$

где A_{TEM} и A_{TM} – амплитуды ТЕМ и ТМ₁ волн, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число в свободном пространстве, $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$ – постоянная распространения в волноводе, $k_c = n\pi/h = 1\pi/h$, ($n = 1$) – критическое волновое число.

Установлено, что квази-ТЕМ мода обладает малыми дифракционными потерями рис. 3.13, выраженными областями сгущения плотности потока мощности вблизи волноведущих поверхностей (рис. 3.12), слабой дисперсией и безыскаженным распространением сверхширокополосных ТГц импульсов (рис. 3.11).

Предложен метод возбуждения квази- TEM моды ТГц Гауссовым пучком направленным под определенным углом к оси ПИП волновода. Метод подтвержден экспериментальными результатами.

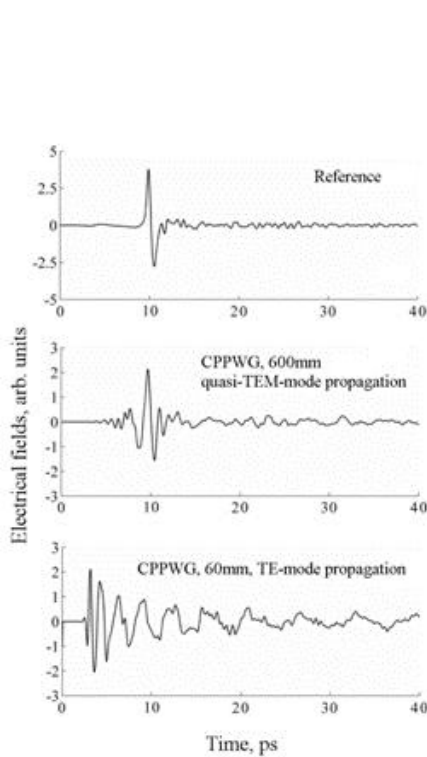


Рис. 3.11.

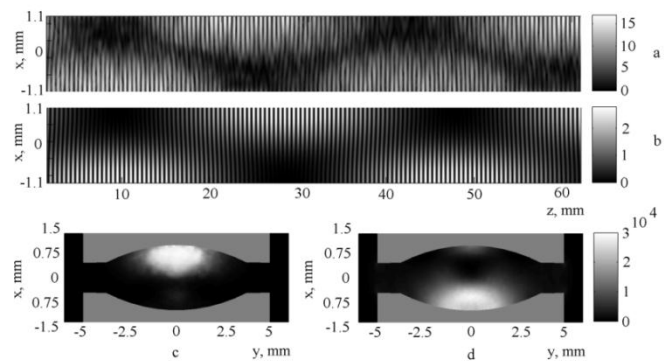


Рис. 3.12.

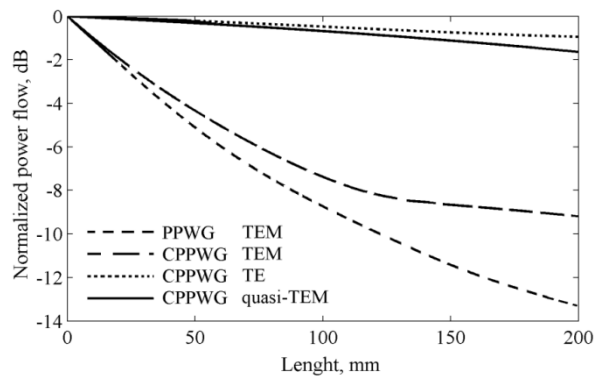


Рис. 3.13.

Показано, что волновод с параллельными искривленными поверхностями устойчив к механическим деформациям, таким, как нарушения параллельности двух поверхностей и поворот вокруг оси. Было выявлено, что во время поворота вокруг оси поворачивается и поляризация электрического поля.

Как следует из приведенных результатов, предложенный волновод, состоящий из двух параллельных скривленных поверхностей, весьма перспективен для применения в ТГц диапазоне длин волн. Благодаря слабой дисперсии, малым дифракционным потерям, самофокусирование и устойчивости к деформациям, эти волноводы могут найти широкое применение в области широкополосной ТГц спектроскопии, системах построения изображения и сверхскоростной телекоммуникации. Устойчивость к деформациям и поворот плоскости поляризации при скручении вокруг оси позволят создавать сложные

функциональные устройства ТГц диапазона длин волн на основе предложенного волновода. Созданные на основе многосвязных волноводов функциональные устройства, могут найти широкое применение при разработке широкополосных твердотельных усилителей мощности и распределительных цепей фазированных антенных решеток.

§ 3.6. ТОРОИДАЛЬНЫЙ РЕЗОНАТОР С ВЫСОКОЙ ДОБРОТНОСТЬЮ НА ВОЛНОВОДЕ С СКРИВЛЕННЫМИ ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ

Применение скривленного плоскопараллельного волновода, в котором электромагнитный импульс распространяется без дисперсии и с малыми потерями, создало предпосылки для создания новых ТГц устройств и высокодобротных резонаторов в их числе.

Резонаторы с высокой добротностью обеспечивают высокую плотность электромагнитных полей определенной частоты, что крайне важно в различных приложениях – спектроскопии, нелинейной оптике ускорительной технике и т.д.

Таким образом, на основе резонаторов с большой добротностью и преимуществами плоскопараллельного волновода могут быть созданы устройства с широким спектром применения. Структура предложенного тороидального резонатора [А53] показана на рис. 3.14. Его поперечное сечение представляет собой пересечение двух окружностей с одинаковым радиусом R , R_0 – расстояние от центра координат до центра поперечного сечения тороида, d_0 – максимальное расстояние между металлическими стенками тороида.

В таких резонаторах энергия волнового поля в основном сосредоточена в центральной части поперечного сечения сердцевины, которая заполнена диэлектриком с проницаемостью ε . Резонансные частоты, модовый состав и добротность тороидального резонатора можно получить из решения волнового уравнения (3.11) в цилиндрической

системе координат (ρ, φ, z)

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} + \varepsilon \frac{\omega^2}{c^2} H_z = 0 \quad (3.11)$$

где ω – частота волны, c – скорость света в вакууме. Аналитически задача решается в адиабатическом приближении полагая, что радиусы R и R_0 , характеризующие тороид, значительно больше длины волны.

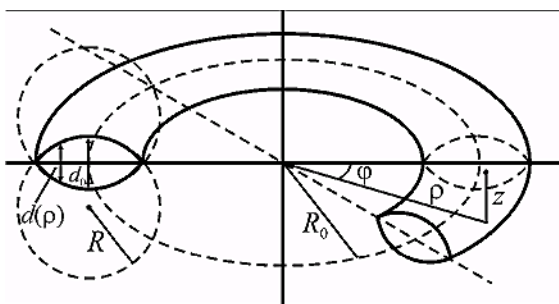


Рис. 3.14.

В этом приближении можно получить уравнения, определяющие резонансную частоту ω :

$$\left(\varepsilon \frac{\omega^2}{c^2} - \frac{\pi^2 n^2}{d_0^2}\right)^2 - R_0^2 \frac{2\pi^2 n^2}{d_0^3 R} \left(\varepsilon \frac{\omega^2}{c^2} - \frac{\pi^2 n^2}{d_0^2}\right) + \frac{m^2 2\pi^2 n^2}{d_0^3 R} + (2s+1) \left(\frac{2\pi n}{d_0^3 R}\right)^{\frac{3}{2}} (\pi n)^{\frac{3}{2}} = 0 \quad (3.12)$$

и добротность резонатора Q

$$Q = \frac{\omega d_0}{4c\xi} \left(1 + \pi^2 k^2 / \left(\frac{\omega^2}{c^2} - k^2\right)^2 d_0^2\right). \quad (3.13)$$

Уравнения (3.12 и 3.13) позволяют определить резонансную частоту и добротность резонатора в зависимости от размеров тороида (R, R_0 и d_0) и от модовых чисел m, n и s .

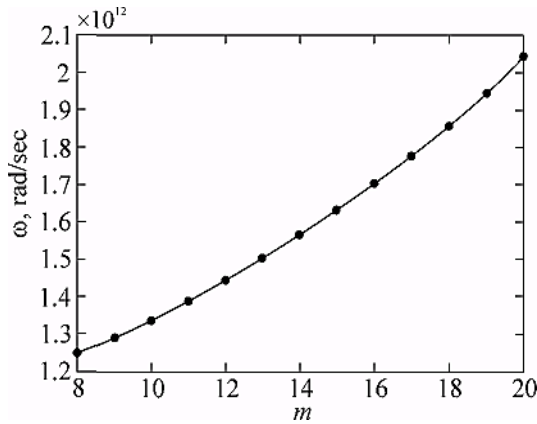


Рис. 3.15.

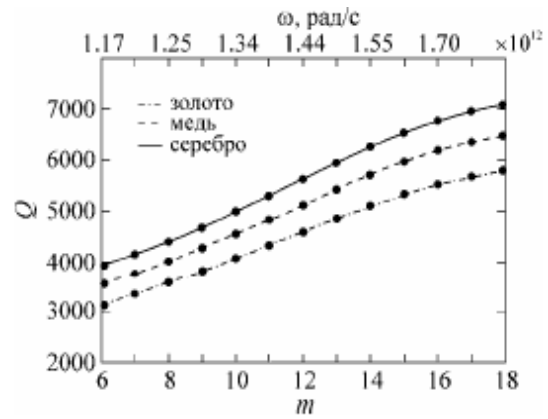


Рис. 3.16.

На рис. 3.15–3.16 представлены зависимости добротности и резонансной частоты от номера моды n для резонатора с $R_0 = 4$ мм, $R = 2$ мм, $d_0 = 1$ мм и трех металлов – золото, медь, серебро. Как следует из результатов численного расчета, в тороидальном резонаторе, образованном волноводом с параллельными скривленными поверхностями, достигаются столь высокие значения добротности, которые невозможны в случае полых металлических или диэлектрических волноводов.

ГЛАВА 4.

МИЛЛИМЕТРОВЫЕ ВОЛНЫ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ И РАДАРНЫХ ПРИЛОЖЕНИЯХ

Известными преимуществами применения миллиметровых волн в телекоммуникации являются высокая направленность и компактность антенн, обеспечивающих высокую защищенность связи, интерференционную устойчивость и достаточную дальность связи при малой излучаемой мощности.

Актуальной проблемой в сфере беспроводной коммуникации является частотный ресурс, который в дециметровом и сантиметровом диапазонах практически полностью исчерпан. Переход в диапазон ММВ позволяет существенно расширить используемую полосу частот, что приводит к резкому повышению скорости беспроводной передачи до десятков и сотен Гбит/сек.

С высокой направленностью антенн и широкополосностью ММВ связан и бумовый интерес к активным и пассивным радарным системам в различных системах контроля, измерения дальности и скорости, в системах управления и предупреждения и т.д. Малые размеры антенн позволяют реализовать радары ММВ на одном кристалле.

Передача в миллиметровом диапазоне удобна в разнообразных системах радиосвязи и является лучшим решением для связи на коротких и средних дистанциях, в компактных устройствах, которые могут быть быстро и просто установлены и не требуют дальнейших эксплуатационных усилий [21].

Реализация этих преимуществ ММВ требует специальных исследований в области физики распространения, адекватных архитектурных решений построения систем и, конечно, методов формирования и обработки сигналов.

§ 4.1. ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛИНИЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Для определения возможной области применения миллиметровых радиосистем необходимо в первую очередь определить длину надежной связи. Основным фактором, ограничивающим эту величину, являются потери распространения миллиметровых волн в атмосфере, включая резонансное поглощение газов и затухание на гидрометеорах (дождь, снег и другие).

Мощность на входе приемника может быть выражена следующим образом:

$$(P_T G_A^2 / (L_{FC} L_A)) \quad (4.1)$$

где P_T – выходная мощность передатчика, G_A – усиление антенны, L_{FC} – потери распространения в свободном пространстве, L_A – атмосферные потери, включая потери на гидрометеорах.

Используя выражение $L_{FC} = (4\pi R/\lambda)^2$, где R – длина надежной связи, а λ – длина волны, а также соотношение $G_A = \eta \cdot (\pi D/\lambda)^2$, где D – диаметр параболической антенны, и известную модель для атмосферных потерь [21]

$$y_0 = \left(7.19 \cdot 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2 + 0.227} + \frac{4.81}{(f-57)^2 + 1.5} \right) f^2 \cdot 10^{-3} \quad (4.2)$$

$$y_B = \left\{ 0.05 + 0.0021p + \frac{3.6}{(f-22.2)^2 + 8.5} + \frac{10.6}{(f-183.3)^2 + 9} + \frac{8.9}{(f-325.4)^2 + 26.3} \right\} f^2 p \cdot 10^{-4} \quad (4.3)$$

можно получить длину надежной связи, при которой $P_S \geq P_{threshold}$.

Требуемое $P_{threshold}$ определяется типом модуляции, скоростью связи, приемлемым уровнем ошибок и другими факторами. На рис. 4.1 представлена зависимость длины трассы для системы связи, работающей на частоте 35 ГГц при различных параметрах шумов приемника и мощности передатчика. Необходимо отметить, что при интенсивности дождя 20÷40 мм/час длина трассы ограничена 2÷5 километрами. Значительное увеличение мощности передатчика и уменьшение шумов приемника не приводит к ожидаемому существенному увеличению длины трассы. Такое поведение характерно только для наземных связных

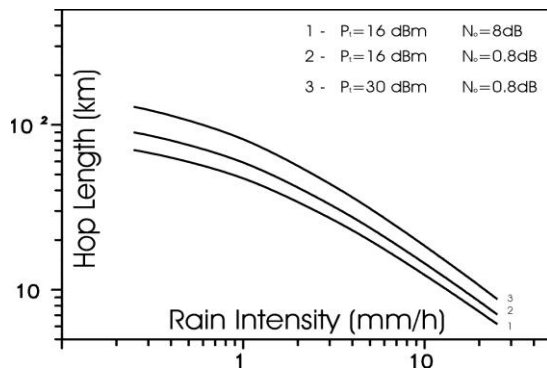


Рис. 4.1.

систем миллиметрового диапазона. В случае спутниковых систем, фактор дождя воздействует не на всей трассе, а лишь в узком дождевом слое. Кроме того, современной тенденцией развития коммуникационных сетей является резкое увеличение плотности базовых станций в регионе обслуживания, т.е.

уменьшению расстояния связи между ними.

Растущий интерес к беспроводным внутриофисным системам связи открывает новые горизонты для применения миллиметровых волн. Из-за больших потерь при прохождении сквозь стены и двери, микроволновые соты ММ диапазона имеют четкие границы, что облегчает задачу покрытия ячеек и повторного использования частотного диапазона.

Использование микросотовых систем на миллиметровых волнах внутри помещений сопряжено с множеством проблем, в первую очередь связанных с многолучевым распространением, что является причиной межсимвольной интерференции (рис. 4.2) и

ограничивает тем самым достижение максимальной скорости обмена. Следовательно, крайне важно исследование механизма распространения миллиметровых волн внутри помещений. Нами представлены устройство (рис. 4.2) и результаты тестирования измерительной системы для исследования распространения, отражения и времени задержки миллиметровых волн.



Рис. 4.2.

Были измерены профили сигнала задержки в различных помещениях, а также коэффициенты отражения от потолков, полов, ковров, различных материалов и тел людей. Измерения проводились для топологий, как с прямой видимостью, так и для случая отсутствия прямого пути между передатчиком и приемником. Основная цель состояла в описании среды распространения волн и введении соответствующих адекватных параметров для решения задачи распространения внутри измеряемого помещения.

В таблице 3 представлены некоторые результаты измерений в помещениях. Были проведены две серии измерений. Первая серия относится к отражению от гладких поверхностей металлов, стен, ковров и деревянных поверхностей.

Таблица 3.

	$\theta = 30^\circ$	$\theta = 60^\circ$	$\theta = 90^\circ$
Металл	- 4 dB	- 3 dB	- 2 dB
Стена	- 8 dB	- 12 dB	- 13 dB
Ковер	- 14 dB	- 16 dB	- 17 dB
Дерево	- 17 dB	- 17 dB	- 32 dB

Это семейство позволяет заключить, что потери на отражение почти не зависят от угла падения и, следовательно, для выяснения характеристик распространения можно

применить аппарат геометрической оптики. Некоторое отклонение наблюдается для деревянных поверхностей, которое обусловлено эффектом «диэлектрического затягивания» при острых углах падения. Вторая серия измерений относится к отражениям от углов.

Очевидно, что результирующая картина (рис. 4.3) более сложная и определяется многолучевым распространением (дифракцией).

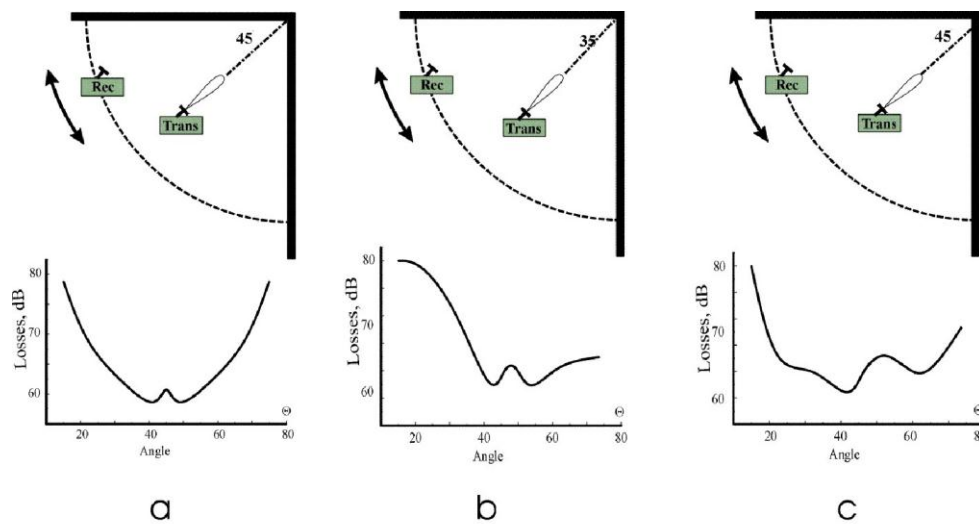


Рис. 4.3.

Концепция распределенных систем с минимальной задержкой, основанная на серии передач (ретрансляций) с прямой видимостью предполагает наличие рефлекторных антенн базовых станций (как пассивных, так и активных), расположенных на потолке, и терминальных настольных антенн. Для оптимального построения сети необходимо знать зону обслуживания каждой базовой антенны. Для определения эффективных зон нами проведен ряд измерений с использованием параболического отражателя ($d = 60$ см) в качестве антенны базовой станции. Была оценена эффективная поверхность такого рефлектора в случаях нормального падения и падения под углом (рис. 4.4).

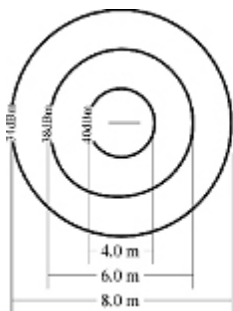


Рис. 4.4.

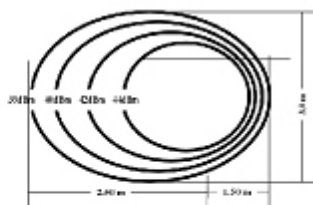
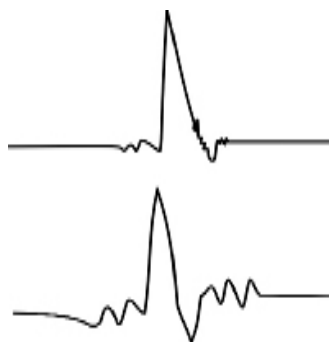


Рис. 4.5.



Подавление деструктивного эффекта многолучевого распространения, определяемого по профилю сигнала задержки, достигается соответствующим расположением поглощающих покрытий вокруг базовых и терминальных антенн (рис.4.5).

§ 4.2. ТРАНСИВЕР ММВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Особым вопросом является разработка принципов построения радиосистем ММ диапазона, т.к. широко применяемые в см диапазоне традиционные методы, основанные на многократном умножении, фильтрации и усилении сигнала, сформированного на промежуточной частоте, приводят к резкому усложнению и удорожанию устройств в ММ диапазоне. В то же время, современное состояние элементов и техники ММ волн открывает перспективы новых методов, основанных на прямом транспонировании и восстановлении базового сигнала. Так называемые приемники прямого преобразования или гомодины, исключая многочисленные преобразования по промежуточным частотам и образование зеркального канала, отличаются исключительной простотой, исключением фильтрующих цепей и возможностью интегрального выполнения всего приемника на едином чипе. Последнее определило тот пристальный интерес разработчиков, который наблюдается в последнее время [22]. Одним из основных затруднений, препятствующих широкому внедрению приемника прямого преобразования, является появление постоянной составляющей на выходе смесителей, одной из причин которого может быть просачивание гетеродинного напряжения на сигнальный вход перемножителя по причине неидеальной развязки последней и входного малошумящего усилителя. Эту проблему можно в той или иной степени решить технологическим путем, изготовлением высококачественных элементов – смесителей, фильтров и усилителей, в

которых достигнуто высокое подавление просачивания. Однако, достижение таких параметров, которые должны удовлетворять требованиям приемников прямого преобразования, очень трудно и, следовательно, дорого.

На рис. 4.6 приведена предложенная для подавления постоянной составляющей схема двойного балансного приемника (ДБП) с применением квадратурно-противофазного делителя, в котором возможна электронная подстройка фазосдвигающих элементов. Применение ДБП архитектуры значительно улучшает подавление просачиваемого паразитного сигнала, а, следовательно, и постоянной составляющей по сравнению с традиционным I/Q приемником (см. рис. 4.7).

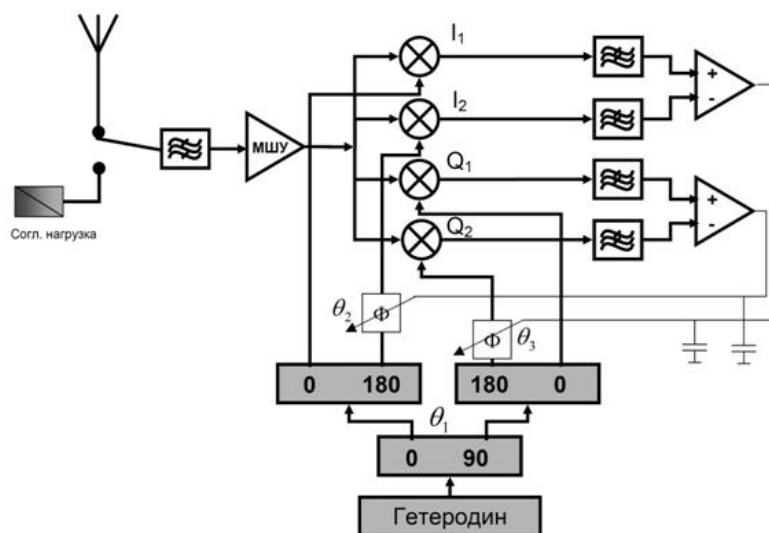


Рис. 4.6. Схема автоматической подстройки фазосдвигающих элементов противофазных делителей.

Как видно при малом амплитудно-фазовом разбалансе мостов ДБП схема может дать выигрыш в подавлении до 30дБ, который существенно убывает с ростом погрешности мостов. Для компенсации этого явления предложено в мостовую структуру ДБС ввести управляемые фазовращатели согласно рис. 4.6. Деление гетеродина сначала на квадратуру, а затем – на противофазные компоненты делает возможным независимое управление и корректировку фаз перемножения θ_3 и θ_2 каналов I и Q .

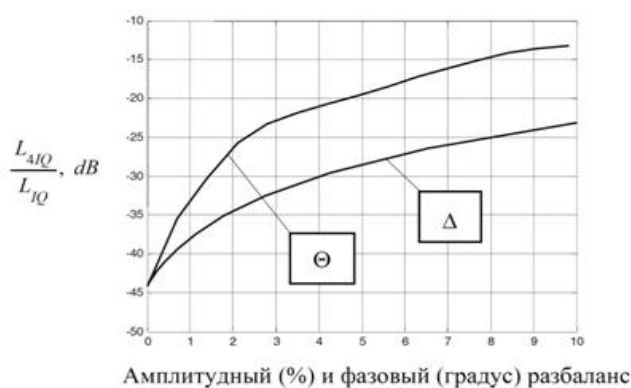


Рис. 4.7.

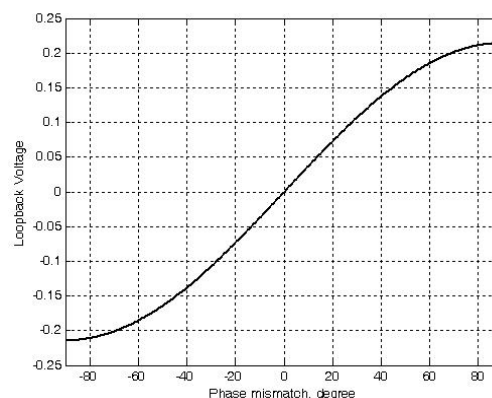


Рис. 4.8.

Зависимость напряжения ошибки от фазового разбаланса приведена на рис. 4.8. Так как зависимость напряжения ошибки монотонна при малых величинах фазовой расстройке и проходит через нулевую точку координат, то это напряжение успешно может быть использовано для организации петли ФАП для коррекции возникающего разбаланса мостов.



Рис. 4.9.

На основе этого принципа нами разработана система радиосвязи 8-мм диапазона. По сравнению с большинством известных систем связи, работа передатчика основана на прямой частотной модуляции сигнала генератора миллиметровых волн без применения дополнительных частотных сдвигов вверх и синтезаторов частот. Миллиметровый генератор с выходной мощностью 50мВт в диапазоне 45÷50ГГц и 100мВт в диапазоне 35÷38ГГц стабилизирован цилиндрическим резонатором, работающим в TE012 модовом режиме и имеющим ненагруженную добротность $Q = 2 \cdot 10^4$. Частотная стабильность его не менее $6 \cdot 10^{-7}$ в диапазоне температур от -20 до +50°C. Резонансная частота электронно перестраивалась варактором в диапазоне более чем 90МГц с линейностью не хуже 1%. Преимущество описанной передающей системы заключается в ее простоте, удовлетворительной частотной стабильности в сочетании с широкой частотной перестройкой.

§ 4.3. РАДИОТЕПЛОВОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ ЧАСТОТНО-СКАНИРУЕМОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Растущая угроза терактов на транспорте вызвала необходимость разработки новых технических средств контроля пассажиров. Одним из главных направлений такого контроля является развитие эффективной техники для неинвазивного сканирования и опознавания различных злоумышленников, представляющих источник потенциальной угрозы. Возрастающее внимание уделяется новым технологиям скрытого сканирования с целью упрощения и ускорения процесса проверки. Благодаря высокой излучательной способности человеческого тела, большой разницы в отражательной способности различных специфических материалов и достаточной прозрачности обычной одежды в миллиметровом диапазоне длин волн (ММВ), а также из-за неинвазивного действия визуализация посредством пассивных радиометров ММВ имеет большие потенциальные возможности применения в системах контроля. Простые визуализаторы, строящие изображение объекта посредством сканирования одиночным лучом, не применимы для этих целей из-за их малой скорости визуализации, обусловленной процессом последовательного построения пикселей изображения.

Разработка новой частотно-сканирующей антенны (ЧСА) (см. §3.3) открывает возможность реализации высокочувствительных и недорогих радиометрических визуализаторов ММВ [А36, А39] с быстрым параллельным построением изображения. В основе работы визуализатора лежит резонансный оптоуправляемый амплитудный модулятор, выполненный на основе диэлектрических резонаторов (ДР), связанных с ЗДВ. Выбор такой структуры модулятора обусловлен следующими обстоятельствами. Во-первых, являясь открытым волноводом, ЗДВ имеет электромагнитное поле как внутри, так и вне диэлектрического стержня, что облегчает его связь с резонаторами [6, 7]. Во-вторых, используя в качестве материала ДР высокоомный полупроводник, можно, благодаря фотоиндуцированной проводимости, оптическим путем управлять добротностью резонатора. Как следует из эквивалентной схемы такого резонатора (рис. 4.10), освещение последнего приводит к резкому возрастанию сопротивления потерь и, как следствие, изменению связи резонатора с питающим ЗДВ. Экспериментально в диапазоне частот 26...40ГГц исследовался кремниевый ДР с диаметром $d = 2,2\text{мм}$ и высотой $h = 1\text{мм}$ связаны в

режекторном режиме с ЗДВ из поликорунда. На рис. 4.11 приведены частотные зависимости коэффициента пропускания ЗДВ с кремниевым ДР как в темновом режиме, так и при освещении ИК-диодом на длине волны $\lambda = 0,9 \text{ мкм}$.

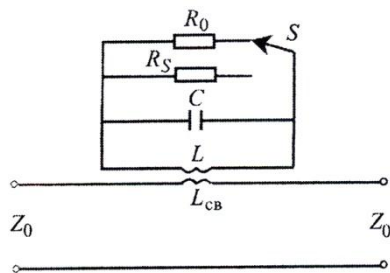


Рис. 4.10.

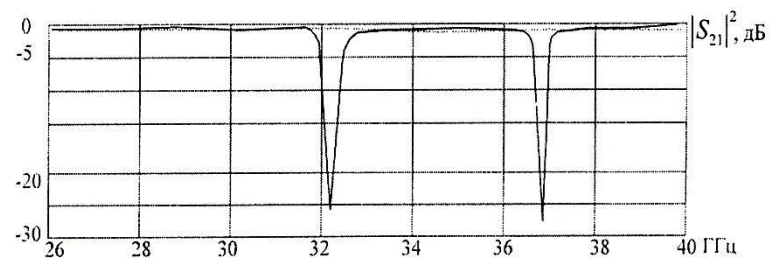


Рис. 4.11.

Как видно, при отсутствии ИК-излучения в резонаторе достигается достаточно высокая нагруженная добротность. При освещении резонатора на вход радиометрического приемника с антенны попадает радиотепловая мощность на частоте резонатора в полосе, определяемой его нагруженной добротностью. При отключении освещения резонатор переотражает на вход приемника тепловую мощность эквивалента антенны, в качестве которого служит согласованная нагрузка циркулятора, расположенного между набором резонаторов и входом приемника. Таким образом, модулированием освещения полупроводникового ДР реализуется модуляционный тип радиометра. Соответствующим выбором расстояния между ДР и ЗДВ достигается глубина модуляции более 20дБ в полосе $\Delta f = 100 \text{ МГц}$ на уровне половинной мощности.

Частотно-сканирующая антенна (ЧСА) и набор узкополосных резонансных амплитудных модуляторов (УРМ) являются основными компонентами предлагаемого визуализатора. Схема визуализатора ММВ с ЧСА представлена на рис. 4.12. Принцип работы визуализатора может быть упрощенно описан следующим образом. Как известно, температура, регистрируемая приемной антенной с помощью однолучевого радиометра, задается выражением

$$T_A = (\theta_0, \varphi_0) = \int_{4\pi} T_B(\theta, \varphi) g[(\theta - \theta_0), (\varphi - \varphi_0)] d\Omega \quad (4.4)$$

где $T_B(\theta, \varphi)$ - яркостная температура объекта в направлении (θ, φ) ; $g[(\theta - \theta_0), (\varphi - \varphi_0)]$ - диаграмма направленности антенны; θ_0 и φ_0 - направление наблюдения.

Яркостная температура может быть представлена как

$$T_B(\theta, \varphi) = R(\theta, \varphi) T_{ill} + \sigma(\theta, \varphi) T_{obj} + t(\theta, \varphi) T_{back} \quad (4.5)$$

где $R(\theta, \varphi)$ – коэффициент отражения; $\sigma(\theta, \varphi)$ – излучательная способность; $t(\theta, \varphi)$ – коэффициент передачи; T_{ill} – температура искусственного шумового освещения; T_{obj} – температура объекта; T_{back} – температура фона. Здесь предполагается, что в диапазоне ММВ коэффициенты излучательной способности, отражения и передачи имеют слабую частотную зависимость, которой можно пренебречь:

$$\theta_0 = \psi(f_0). \quad (4.6)$$

Как следует из (8), азимутальный угол главного лепестка ЧСА зависит от частоты наблюдения f_0 . Комбинирование (6) и (8) дает

$$T_A(f_0, \varphi_0) = T_A(\theta_0, \varphi_0) \quad (4.7)$$

Широкополосный выход антенны представляется суперпозицией излучений, идущих со всех направлений. Выбор направления наблюдения или (что то же) частоты приема, может быть осуществлен введением полосно-пропускающего перестраиваемого ЖИГ-фильтра. Однако такая схема будет эквивалентна последовательному однолучевому сканированию. Многолучевое сканирование может быть достигнуто использованием набора канальных фильтров в СВЧ- и ПЧ-частях приемника, подобно демультиплексору в многоканальных средствах связи с частотным разделением каналов. Однако разработка таких демультиплексоров является очень сложной проблемой, поскольку необходима достаточно широкая частотная полоса сканирования.

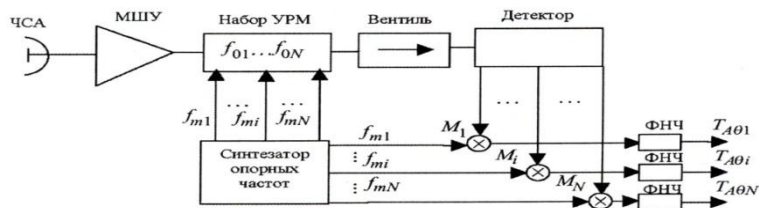


Рис. 4.12.

Рассмотрим сравнительно простой и недорогой способ формирования многолучевого сканирования, основанный на применении набора УРМ, каждый из которых функционирует независимо, на собственной резонансной частоте f_{0i} и модулируется собственной модуляционной частотой f_{mi} . Все модулирующие сигналы f_{mi} являются некогерентными и формируются синтезатором опорных частот. Усиленный и детектированный сигнал затем подается к набору перемножителей M_i , каждый из которых использует соответствующую собственную частоту f_{mi} . Отфильтрованный выход каждого

умножителя представляет собой температуру $T_A(f_{oi})$, полученную антенной и соответствующую направлению луча θ_{oi} в согласии с (9). Другими словами, каждый выход представляет собой один пиксель одномерного изображения. Число пикселей N определяется числом УРМ.

§ 4.4. РЛС БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ С МНОГОПЕРИОДНЫМ ЛЧМ СИГНАЛОМ

Портативные устройства ближнего обнаружения ММВ вызывают все больший интерес для многих гражданских и военных применений, таких, как системы предупреждения столкновений, или обнаружения целей в системах безопасности [23]. В последнее время эта сфера их применения перешла исключительно на непрерывные РЛС с ЛЧМ, которые позволяют обнаруживать и измерять дальность и радиальную скорость точно так же, как и импульсные РЛС, отличаясь от последних низкой стоимостью, малыми габаритными размерами, меньшим энергопотреблением и отсутствием слепой зоны. Сложность построения РЛС ближнего действия заключается в необходимом совмещении противоречивых требований. Например, применение комбинированной приемопередающей антенны приводит к желательным сокращениям общих размеров системы, но исключает возможность использования относительно высокой мощности передатчика для увеличения дальности обнаружения целей ввиду неминуемого роста просоченной мощности до неприемлемо высокого уровня.

Другой отличительной особенностью РЛС ближнего действия является очень большой динамический диапазон по дальности обнаружения более 30 дБ, что соответствует динамическому диапазону принимаемых сигналов порядка 120 дБ. Такие противоречивые требования диктуют необходимость тщательного проектирования всех подсистем с целью оптимального совмещения преимуществ каждой из них [A45, A49] .

Упрощенная блок-схема (без фильтров) разработанной РЛС показана на рис. 1 и представляет собой приемопередатчик с 2-этапным преобразованием частоты. Такое построение произведено исходя из нескольких соображений. Во-первых, РЛС, предназначенная для измерения малых частот Доплера, должна иметь как можно меньший фазовый шум передатчика. Применение прямой модуляции на несущей частоте или повторного умножения частоты с более низких частот, приводит к неприемлемо высоким уровням фазового шума. Однако известно, что при выполнении преобразования вверх от

двух исходных сигналов, фазовый шум определяется наибольшим фазовым шумом из них. С этой целью был использован стабилизированный диэлектрическим резонатором и захваченный цепью ФАПЧ генератор на частоте 15 ГГц с внутренним опорным генератором, характеризующийся уровнем фазового шума -96 дБс/Гц при отстройке 1кГц.

Такое построение благодаря распределению общего усиления между усилителями на различных частотах обеспечивает одновременное достижение как высокого уровня линейности в широком динамическом диапазоне, так и получение необходимого сквозного усиления.

Дальнейшее развитие системы заключается в устранении характерных недостатков, присущих одноантенным совмещенным системам, а именно, в использовании двух отдельных передающей и приемной антенн, что неминуемо приводит к увеличению общих размеров системы, но зато существенно уменьшает уровень просеченной мощности (-20 дБ по сравнению с одноантенным решением) на вход приемника. Таким образом, уровень амплитудных шумов на входе по сравнению с одноантенной системой также уменьшается на 20 дБ. Такой выигрыш по шумам может привести к увеличению дальности действия РЛС более чем в 3 раза. На рис. 4.13 представлена блок-схема такой двухантенной системы.

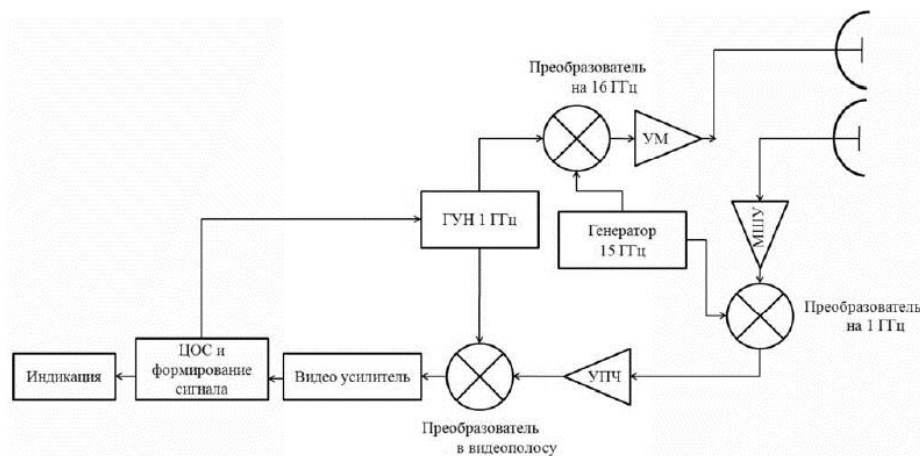


Рис. 4.13 .

Основными требованиями, предъявляемыми к антеннам ближних и маломощных РЛС, являются высокий КПД, высокое усиление, тонкий геометрический профиль и неизменная диаграмма направленности во всей полосе частот налагают определенные ограничения наше рассмотрение только тонко-профильными антеннами.

Наиболее часто используемыми такими антеннами, имеющими высокий коэффициент

усиления, являются микрополосковые печатные антенны и волноводно-щелевые антенные решетки. Преимуществами микрополосковых печатных антенн является их малый вес, тонкий геометрический профиль, высокий коэффициент КНД, но вместе с тем низкая эффективность антенны, обусловленная диэлектрическими потерями. Поэтому их использование в РЛС с низким энергопотреблением крайне ограничено.

Между тем волноводно-щелевые антенны находят широкое применение в радиолокационных системах, благодаря высокой эффективности, высокого усиления и тонкого геометрического профиля. Ввиду таких своих свойств, они являются достойными кандидатами в ряду антенн для применения в ММВ.

Для РЛС ближнего действия были разработаны волноводно-щелевые антенны с центрально симметричной запиткой, сохраняющей направление электрической оси при частотной перестройке. Диаграмма направленности разработанной антенны в E и H плоскостях приведена на рис. 4.14.

Обработка принятого сигнала является, пожалуй, самым важным модулем системы, принимающим решение о наличии целей. Целевой функцией при проектировании этого

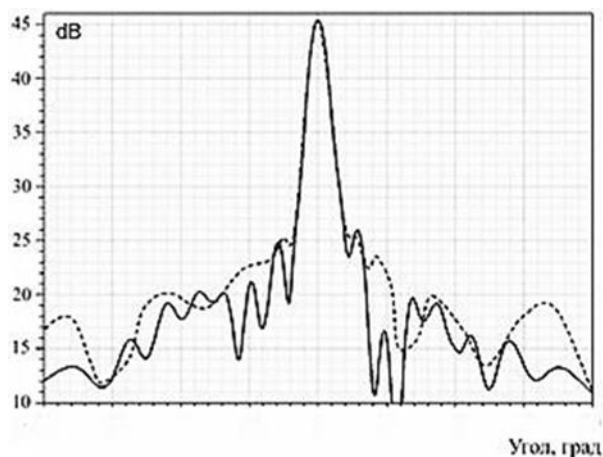


Рис. 4.14.

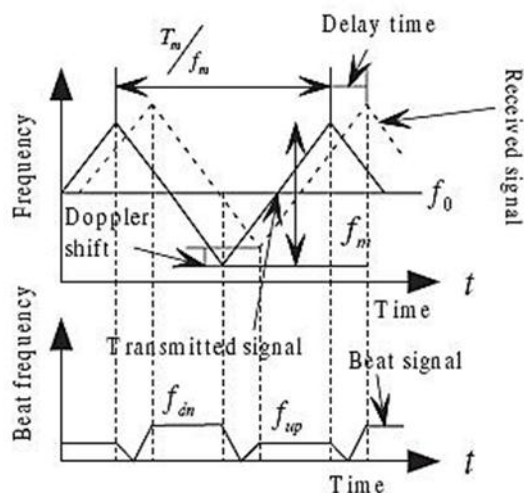


Рис. 4.15

модуля является разработка эффективных алгоритмов устранения ложных целей, а также локализация и сопровождение установленных целей. Использование ЛЧМ-сигнала в таких системах позволяет одновременно измерять скорость и дальность цели.

Использование дополнительной ЛЧМ позволяет непосредственно измерить также и расстояние до цели. С использованием треугольного модулирующего сигнала можно

получить ЛЧМ сигнал с последовательно нарастающей и убывающей частотами (рис. 4.15). В результирующий сдвиг по частоте вносят вклад как дальность до цели, так и доплеровский сдвиг от движущихся целей.

Измерение сдвигов частоты во время этих периодов формирует пару частот f_{up} и f_{dn} для каждой цели, которая и позволяет вычислить дальность R и скорость V

$$R = \frac{cT_m}{4\Delta f_m} f_{delay} = \frac{cT_m}{8\Delta f_m} (f_{up} + f_{dn}) \quad (4.8)$$

$$V = \frac{\lambda}{4} (f_{dn} - f_{up}) \quad (4.9)$$

где λ – рабочая длина волны, T_m – период модуляции, Δf_m – девиация частоты.

Однако наличие нескольких целей делает задачу более сложной. Даже в идеальных условиях (отсутствие кластерного сигнала) во время периода нарастания частоты получим один набор частот – по одной для каждой цели. Другой аналогичный набор частот получается для периода убывания частоты. Соответствие между парами частот будет неизвестным. В результате для N целей мы получаем матрицу размером $N \times N$ для всевозможных пар значений скорость–дальность. Из этой матрицы только N пар значений скорость–дальность соответствуют реальным целям, остальные же являются ложными.

Метод трансформируемых периодов ЛЧМ позволяет решить эту проблему и идентифицирует множественные цели. Переменные периоды ЛЧМ используются для предотвращения обнаружения ложных целей.

Строго математически выявление наличия реальных целей в обеих матрицах описывается равенством значений соответствующих пар. Однако, вследствие конечных точностей измерений и клаттерного сигнала (сигнала клатера), знак равенства может привести к почти абсолютной вероятности пропуска целей. Решение заключается в использовании некоторой конечной точности сопоставления. При грубой точности может просочиться множество ложных целей, что повысит вероятность ложной тревоги системы. В обратном случае реальные цели могут быть отфильтрованы, что приведет к повышению вероятности пропуска целей.

Чтобы понизить вероятность ложной тревоги и при этом не повышать вероятность пропуска целей, можно применить дополнительные алгоритмы обработки сигнала. Эту проблему можно решить методом разбиения обработки сигнала на два последующих этапа – локализации целей и проверки результатов. Предлагаемый алгоритм использует составной модулирующий сигнал с тремя периодами, два с ЛЧМ и один – чисто

доплеровский. Временная форма сигнала показана на рис. 4.16.

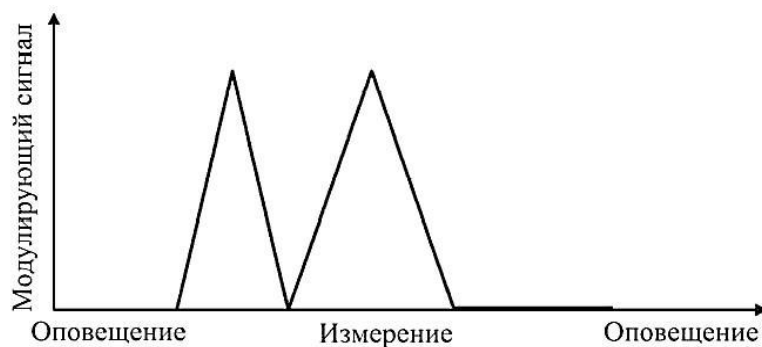


Рис. 4.16.

Такое построение модулирующего сигнала используется также для повышения надежности системы в режиме обнаружения. Так, в режиме обнаружения, который занимает большую часть времени работы, РЛС производит пространственное сканирование. В этом режиме целью системы является оповещение о наличии движущихся целей, но не требуется производить их локализацию. При использовании чисто доплеровского сигнала алгоритм обработки данных существенно упрощается, а это, в свою очередь, приводит к возможности более точного измерения, что особенно важно в режиме обнаружения. При обнаружении цели включается алгоритм локализации с использованием измерений ЛЧМ периодов.

§ 4.5. НОВЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Известно, что воздействие шума на линейные радиофизические системы всегда сопровождается уменьшением соотношения сигнал/шум (SNR). Для нелинейных систем вышесказанное необязательно, даже напротив, добавочный шум при определенных условиях может дать положительный эффект [А24] .

Этот нелинейный феномен принято называть стохастическим резонансом (СР), хотя он не имеет ничего общего с радиотехническим явлением резонанса. Все больше современных радиофизических задач решается с применением СР. Для получения СР можно использовать бистабильные системы и пороговые устройства.

Для детектирования принятого слабого FSK сигнала, широко используемого в беспроводных коммуникационных системах, предлагается использовать приемник со стохастическим резонатором (СРР), т.е. с нелинейным пороговым устройством, который

состоит из триггера Шмидта, ФНЧ, счетчика пересечений сигнала с соответственно выбранным пороговым уровнем, а также логического устройства принятия решения и генерации выходного демодулированного сигнала (рис. 4.17) [А41, А42].

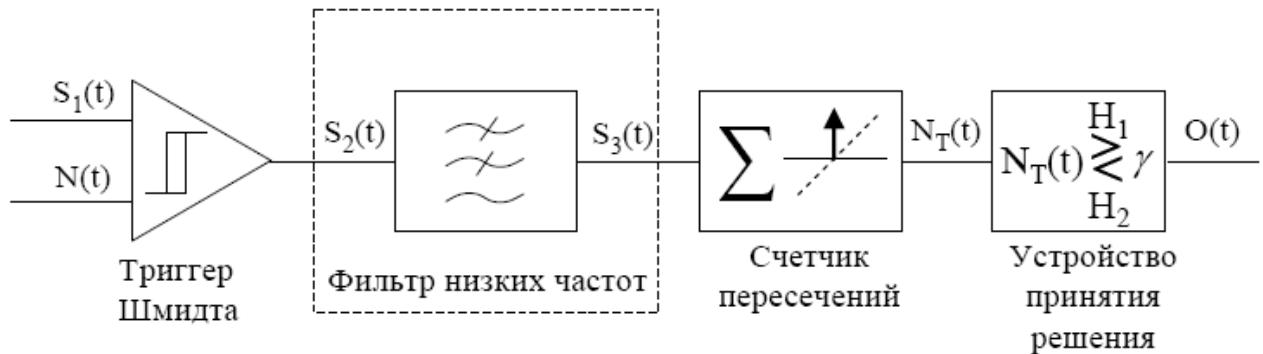


Рис. 4.17

При детектировании цифровых сигналов суть задачи состоит в правильном определении значения переданного бита (в общем случае символа), а не в точном восстановлении формы переданного сигнала, что было необходимо при принятии аналоговых сигналов. То есть, если в течение длительности одного бита пересчитать количество пересечений сигнала в одном направлении, то это число при оптимальном шуме должно быть близким к одной из несущих частот f_1 и f_2 . На последней стадии обработки полученное количество пересечений передается в логическое устройство, работающее по принципу максимального правдоподобия:

$$\begin{matrix} H_1 \\ |N_T(t)| \gtrless \gamma \\ H_2 \end{matrix}$$

Полученное количество пересечений $N_T(t)$ сравнивается с оптимальным порогом, который в случае В-FSK равен $\gamma = \frac{f_1 + f_2}{2}$ (с учетом $P_0 = P_1 = 0,5$, т.к. в реальных системах связи в основном имеем равновероятную передачу битов). В зависимости от результата сравнения на выход подается импульс соответствующего значения бита. Отметим, что для достижения синхронизации ключевую роль играет мощность добавляемого шума.

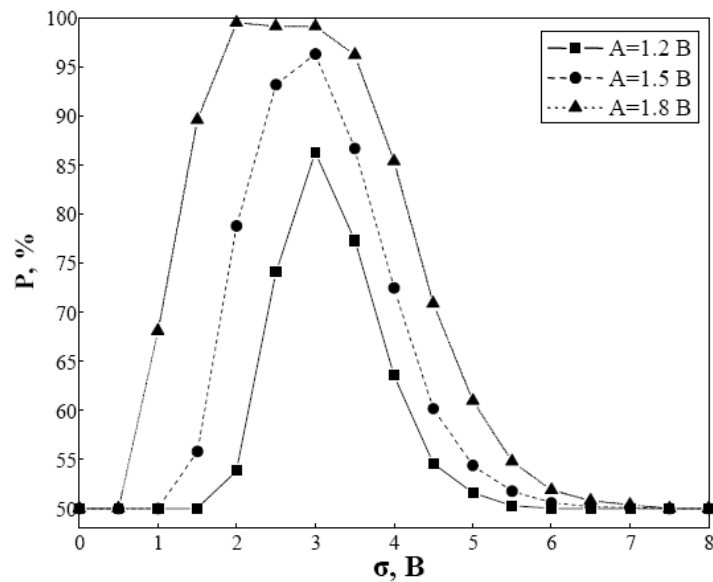


Рис. 4.18.

Процент P правильно детектированных битов в зависимости от мощности шума для амплитуд входного сигнала $A = 1,2\text{ В}$; $1,5\text{ В}$ и $1,8\text{ В}$, несущие частоты равны 40 Гц и 60 Гц , порог равен 2 В , $T=1\text{ сек}$, $F_0 \approx 150\text{ Гц}$, $\Delta t = 10^{-3}\text{ сек}$, $\tau = 10^{-3}\text{ сек}$.

Для определенных значений интенсивности шума, а в некоторых случаях для определенного диапазона интенсивности шумов, расположенного около оптимальной интенсивности, вероятность правильного детектирования стремится к 100% (рис. 4.18). Очевидно, чем ближе значение амплитуды сигнала к величине порога, тем меньше шума требуется для корректных переключений, а это означает, что P будет иметь высокое значение (рис. 4.18).

Как известно, определение координат и скорости движущейся цели является основной задачей радиолокации. Одновременное точное определение этих параметров при использовании одиночного прямоугольного импульса невозможно в силу принципа неопределенности.

Для решения этой проблемы в современных радиолокационных системах (РЛС) обычно применяются сложные сигналы с расширением спектра типа CDMA или OFDM. При этом расстояние до цели – время задержки, скорость цели – доплеровский сдвиг частоты определяются с помощью отдельных процедур обработки принятого сигнала. Как правило, это корреляционная обработка для определения задержки, и фурье-обработка – для определения сдвига частоты [25].

Такой метод обработки сигналов требует значительных вычислительных ресурсов. Принципиальным путем является возможность точного одновременного определения локационных параметров, используя базис на основе сигнала особой формы, обладающего свойством сильной экспоненциальной локализации в частотно-временной плоскости (рис. 4.19) [A50].

Основой метода является сигнал особой формы, обладающий свойством сильной экспоненциальной локализации в частотно-временной плоскости. Наиболее важной особенностью сигнала является экспоненциальный спад осциллирующих хвостов. В доплеровской импульсной РЛС принятый сигнал, по отношению к излученному, несет в себе два типа изменений: он задержан по времени и сдвинут по частоте. С точки зрения ЧВП, сдвиги в плоскости соответствуют одновременной трансляции и модуляции (группа Вейла–Гейзенберга). На рис. 4.20 для наглядности излученный и принятый сигналы изображены в ЧВП со сдвигом, соответствующим их реальным сдвигам по времени и по частоте: $\Delta t = a/8$ и $\Delta f = b/6$, где a и b – постоянные решетки ЧВП с условием $a \cdot b = \pi$.

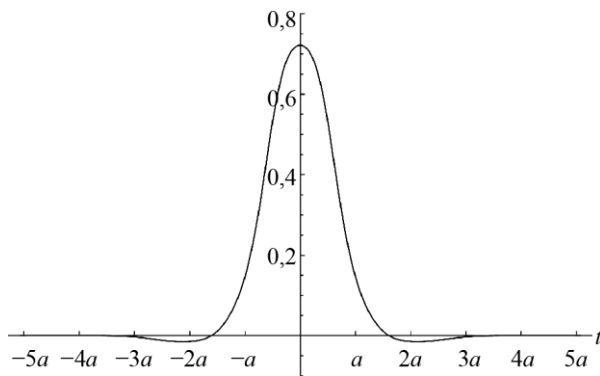


Рис. 4.19.

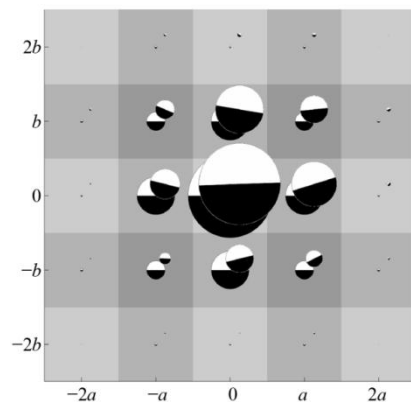


Рис. 4.20.

Их произведение значительно ниже предела принципа неопределённостей. Применение нового метода обработки радиолокационного сигнала в частотно-временной плоскости показало, что метод допускает одновременное точное определение частотного и временного сдвига радиолокационного сигнала в области сильных ограничений со стороны принципа неопределенности.

Применение OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигналов в активной и пассивной радиолокации является актуальным направлением в области цифрового синтеза

и обработки радиолокационных сигналов. Большая база OFDM сигнала, обусловленная значительной шириной суммарного спектра большого числа поднесущих частот и большой длительностью OFDM символа определяет его перспективность как радиолокационного сигнала.

Основной проблемой в этой области является разработка эффективных методов обработки отраженных радиолокационных OFDM сигналов с целью одновременного выделения движущихся целей и определения их дальностных и скоростных характеристик.

Нами исследовано влияние радиолокационных характеристик на сигнальное созвездие OFDM символов и разработан метод выделения радиолокационных параметров только на основе оценки искажения сигнальной решетки. Метод основывается на допущении большого количества поднесущих частот OFDM и статистической независимости модулирующих символов. Основными этапами этого метода является усреднение сигнальных векторов в каждом квадранте I/Q плоскости, оценки среднеквадратичного отклонения и определения фазового сдвига решетки QPSK сигнала (Рис.4.21) [A57, A60].

Из определенной таким образом величины фазового сдвига легко определяются дальность и скорость цели. Предложенный метод обеспечивает точность определения 12% при отношении сигнал-шум 10 dB.

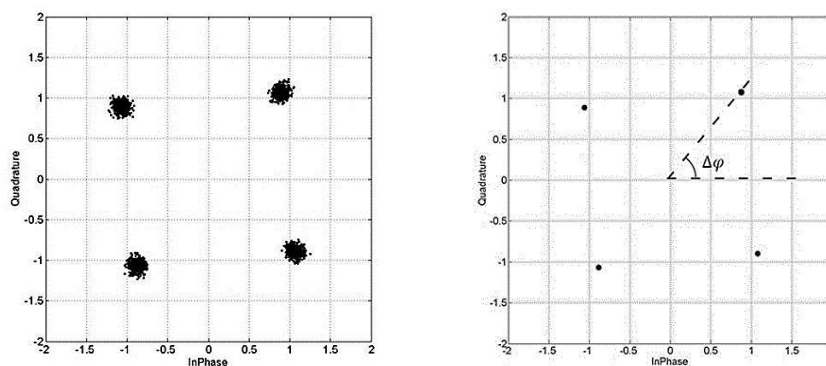


Рис. 4.21.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложен метод прямого определения начальных расщеплений уровней парамагнитных крамеровских ионов в кристаллическом поле. Определены начальные расщепления, параметры спин-гамильтониана и их температурная зависимость для ионов Fe^{3+} в кристаллах андалузита и рутила. Прямые измерения начальных расщеплений и ширины линий ЭПР междублетных переходов крамеровских ионов позволяет с высокой точностью определить параметры локального кристаллического поля и величину их разброса, вызванного несовершенствами кристаллов.
2. В гранулированных ВТСП слабосвязанных структурах с размерами, значительно превосходящими длину когерентности, возникают явления, характерные для джозефсоновских переходов, обусловленные когерентным движением магнитных вихрей. Обнаружено и исследовано собственное когерентное излучение ММВ из гранулированных ВТСП-мостиковых структур длиной значительно превосходящее длину когерентности, и дано объяснение в рамках теории когерентного движения магнитных вихрей.
3. Обнаружено, что в двухкомпонентных смесях анизотропных металлоксидов с различными коэффициентами Зеебека в окрестности концентраций, соответствующих перколяционным значениям, возникает термоэдс большая, чем у каждой компоненты в отдельности. Данное явление открывает новый путь для повышения термодобротности элементом Пельтье.
4. В миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн наиболее адекватными электродинамическими структурами для построения функциональных устройств являются металлодиэлектрические структуры с внешними эванесцентными полями. В ММВ и СубММВ диапазонах на основе ЗДВ разработана гамма функциональных устройств – ферритовые вентили, антенны с частотным качанием диаграммы направленности, оптоуправляемые модуляторы и интегральные входные модули приемных систем.
5. В многослойных волноводно-диэлектрических структурах с нелинейными и активными кристаллами путем соответствующего выбора формата структуры и граничных условий можно достичь необходимых условий синхронизма для эффективного преобразования и усиления миллиметровых терагерцевых волн.

6. Впервые для бездисперсионной передачи сверхширокополосных ТГц волн предложен, изучен и реализован гибкий волновод, состоящий из параллельных скривленных металлических поверхностей. Предложенный для субмиллиметрового диапазона волновод при возбуждении квази ТЕМ-волны обеспечивает бездисперсионное распространение с малыми дифракционными потерями и с высокой плотностью потока мощности вблизи волноведущих поверхностей.
7. В радиолиниях ММДВ дальность надежной связи определяется только условиями распространения и практически не зависит от параметров радиоприемных устройств. Предпочтительной архитектурой трансиверов ММДВ является прямой синтез и прямое преобразование сигналов.
8. В радарах с OFDM-сигналами и с QPSK-модуляцией путем определения параметров искажения сигнальной решетки возможно одновременное определение времени задержки (расстояние до цели) и доплеровской частоты (радиальной скорости цели). Предложен и исследован новый экономичный метод обработки OFDM-радарных сигналов с QPSK-модуляцией для определения дальности и радиальной скорости целей. Показано, что на основе векторного анализа возникающих искажений QPSK-решетки отраженного сигнала возможно одновременное определение скорости и координаты целей.

Цитируемая литература

1. Justin J. Stambaugh, Roy K. Lee and William H. Cantrell. The 4 GHz Bandwidth Millimeter-Wave Radar, Lincoln Laboratory Journal, v.19, No 2, pp. 64-76, 2012.
2. N. Gopalsami, S. Bakhtiari, T.W. Elmer, A.C. Raptis. Application of Millimeter Wave Radiometry for Remote Chemical Detection, IEEE Trans. on MTT, v.56, Issue 3, pp.700-709, 2009.
3. C. Duarte et al. CWLRFM Radar for Ship Detection and Identification, IEEE A&E Systems, Feb. 2008.
4. D.T.Petkie, F.C. De Lucia, C. Casto, P. Helminger, E.L. Jacobs, S. Moyer, S. Murrill, C. Hafford, S. Griffin and C. Frank. Active and passive millimeter and submillimeter wave imaging, Proc. of SPIE, vol. 5989, pp. 598918-1-8, 2011.
5. Susan L. Dexheimer. Terahertz Spectroscopy: Principles and Application, CRC Press, 2008.
6. S. Rongan, T.S. Rappaport, E. Erkip. Millimeter-Wave Cellular Wireless Network: Potentials and Challenger, Proceedings of The IEEE, vol.102, N 3, pp.366-385, 2014.
7. C. Wang, C. Lin, Q. Chen, B. Lu, X. Deng, J. Zhang. A10-Gbit/s Wireless Communication Link Using 16-QAM Modulation in 140-GHz band, IEEE Trans. on MTT, vol. 61, Issue 7, pp. 2737-2746, 2013.
8. Ч. Пул. Техника ЭПР спектроскопии. М.: Мир, 1970.
9. Millimeter and Submillimeter Wave Spectroscopy of Solids, Edited by G. Grüner, Springer, 1998.
10. Shestopalov V.P. Physical Foundations of the Millimeter and Submillimeter Waves Technique, vol. 1, Open Structure, VSP BV 1997, Netherlands.
11. Carter D.L., Okaya A. Electron-paramagnetic resonance of iron ion Fe^{3+} in rutil (TiO_2). Phys. Rev., vol.118, N 6, pp.1485-1488, 1960.
12. F.Holuj and A. Jesmanovic. EPR of Fe^{3+} in andalusite and kyanite at V-band and the pair spectra, Physica Status Solidi (a), vol. 48, Issue 1, pp.191-198, 1978.
13. W. Meisel, J. Schnellrath, P. Griesbach, P. Gütich. The state of iron in andalusite. Hyperfine Interactions. Springer ,1990.
14. Holuj F., Thyer I.R. Hedgecock H.E. ESR spectra of Fe^{3+} in single crystals of Andalusite, Canad. J. Phys., v. 44, No. 3, pp.509-523, 1966.
15. Лихарев К.К. Введение в динамику джозефсоновских переходов. М: Наука, 1985.
16. Сонин Э.Б. Письма в ЖЭТФ, т. 47, с. 415, 1988.
17. Трифонов В.И., Стукан В.А., Лазарев В.Б., Шевченко В.Я., Маренкин С.Я. Использование термоэлектрического эффекта в анизотропных полупроводниках для

измерения мощности излучения миллиметрового и субмиллиметрового диапазона волн. Электронная техника, серия 1. Электроника СВЧ, выпуск 12, с. 119-120, 1977.

18. Взятых В.Ф. Диэлектрические волноводы. М.: Советское радио, 1970.
19. Handbook of Microwave Technology, Edited by T.Koryu Ishii, vol. 1, Academic Press, 1995.
20. Kajfez D. and Gullion P. Dielectric Resonators. Noble Publishing Corporation, Atlanta, 1998.
21. Т.Н. Нарытник, В.Л. Бабак, М.Е. Ильченко, С.А.Кравчук. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах. Київ: Техніка, 2000.
22. Song H-J., Kim J-Y., Ajito K., Kukutsu N., Yaita M. 50Gb/s Direct Conversion QPSK Modulator and Demodulator MMICs for Terahertz Communications at 300GHz, IEEE Trans. on MTT, vol. 62, Issue 3, pp. 600-609, 2014.
23. Karim Mazouni, Armin Zeitler, A Kiko Kohmura and Shunichi Futatsumori. 76.5 GHz millimeter-wave radar for foreign objects debris detection on airport runways, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol.4, Issue 03, pp. 317-326, 2012.
24. D. Rousseau, F. Chapeau-Blundeu. Supra threshold stochastic resonance and signal-to-noise ratio improvement in arrays of comparators, Physical Letters A, 321 (2004) 280-290.
25. M. Scolnik. Radar Handbook 3rd ed. McGraw-Hill, 2008.

Список опубликованных работ, включенных в диссертацию

- [A1] Ахумян А.А., Кочарян К.Н., Мартиросян Р.М., Мирзаханян А.А. Прямое измерение начальных расщеплений иона Fe^{3+} в октаэдрическом комплексе естественного андалузита //Физика твердого тела. –1975. – т. 17, № 12. – с. 3698-3700.
- [A2] Ахумян А.А., Кочарян К.Н., Мартиросян Р.М., Мирзаханян А.А. Температурная зависимость параметров спинового гамильтониана иона Fe^{3+} в рутиле //Физика твердого тела. –1976. – т. 18, № 7. – с. 2073-2075.
- [A3] Ахумян А.А., Мартиросян Р.М., Аракелян Ж.А., Букин Г.В., Огнева В.К. Квантовый парамагнитный усилитель на синтетических кристаллах изумруда. //Квантовая электроника. – 1979. – т. 6, № 1. – с.109-113.
- [A4] Ахумян А.А., Мартиросян Р.М., Манвелян М.О., Погосян Н.Г. Неоднородное уширение линии ЭПР-иона Cr^{3+} в синтетических кристаллах изумруда. //Известия АН Арм. ССР. Физика. – 1979. – т. 14. № 1. – с. 43-49.
- [A5] Ахумян А.А., Мартиросян Р.М., Погосян Н.Г. Квантовое усиление миллиметровых волн на синтетических кристаллах изумруда //Письма в ЖТФ. – 1981. – т. 7, вып.14. – с. 864-866.
- [A6] Ахумян А.А., Р.М.Мартиросян Р.М., Л.Э.Аматуни Л.Э., К.И.Константинян К.И., Г.А.Овсянников Г.А. Движение вихрей в мостиковых структурах из высокотемпературных сверхпроводников //Письма в ЖЭТФ. – 1989. – т. 49, вып.10. – с. 559-562.
- [A7] Аматуни Л.Э., Ахумян А.А., Айрапетян Р.Б., Константинян К.И., Мартиросян Р.М., Овсянников Г.А. Собственное электромагнитное излучение ВТСП тонкопленочных мостиковых структур //Письма в ЖЭТФ. – 1989. – т. 50, вып. 8. – с. 355-358.
- [A8] Ахумян А.А., Григорян С.С., Мартиросян Р.М., Мурмужев Б.А. Широкополосное входное устройство радиометра миллиметрового диапазона на основе зеркальных диэлектрических волновода (ЗДВ) //Тезисы докладов III Всесоюзной школы-семинара по распространению мм и субмм волн в атмосфере. – г. Харьков. – 1989. – с. 226-227.
- [A9] Hakhoumian A.A., Martirossian R.M., Ghigoyan S.S. Image-Line Integration Circuits in the MM-wave Receivers // Report Series 4-th Soviet-Finnish Symposium On Radio Astronomy. – Ashtarak. – 1990. – pp. 80-82.

- [A10] Ахумян А.А., Мартиросян Р.М., Гигоян С.С., Мурмужев Б.А. Ферритовые вентили миллиметрового диапазона на зеркальном диэлектрическом волноводе из поликора // Радиотехника – 1990. – № 2. – с. 41-43.
- [A11] Ахумян А.А., Григорян Л.С., Кузаян А.С., Арутюнян Ф.Р., Ерзнкянян К.Г. О характере СВЧ-поглощения ВТСП-керамик //Сверхпроводимость, физика, химия, техника. –1990. – т. 3, № 2. – с.237-239.
- [A12] Hakhumian A.A., Martirossian R.M., Amatuni L.E., Constantinian K.Y., Hayrapetian R.B., Kiejn Lee, Gwangseo Park. Mixing and generating properties of LTS and HTS thin film bridges in mm wave lengths band //Third International Superconductive Electronics Conference (ISEC). – 1991. – University of Strathclyde, Glasgow, Scotland. Extended abstracts. – p. 505-508.
- [A13] Hakhoumian A.A., Martirossian R.M., Amatuni L.E., Konstantinian K.I., Hairapetian R.B. Microwave mixing processes in HTSC thin Films. //Physica B 173 (1991), p. 313-315, North Holland.
- [A14] Akhumian A.A., Martirossian R.M., Amatuni L.E., Constantinian K.Y., Hayrapetian R.B., Ovsyannikov G.A. Nonlinear behavior of high- T_c superconducting bridges at microwaves. // Bulletin of Materials Sciences. – 1991. –vol. 14, № 3. – pp. 797-801.
- [A15] Amatuni L.E., Constantinian K.Y., Hakhumian A.A., Hayrapetian R.B., Martirossian R.M., Kiejn Lee and Gwangseo Park. Microwave mixing and generation in the low- T_c and high- T_c superconducting thin-film bridges. // Supercond. Sci. Technol. –1992. – vol. 5, pp. 107-110.
- [A16] Hakhoumian A.A., Martirossian R.M., Gigoian S.S. Broad-Bandwidth Input Circuits for Millimeter-Wave Receivers //Proceedings of International Confer.on Application of Critical Technologies for the Needs of Society. – 1995. – pp. 27-29.
- [A17] Kiejn Lee, I.Iguchi, Akhoumian A.A., J.Kim and K.Kang. Millimeter-wave transmitter and receiver in communication radio link. //Telecomm. Rev. 6. – 1996. –pp. 786-795.
- [A18] Hakhoumian A.A., Martirossian R.M., Pogossian N.G., Erzknanian K.H., Uzunoglu N.K. Testing System for 60 GHz Indoor LAN. //Proceedings of 4-th Intern. Sympos. On Communication Theory and Applications. – UK. –1997. – pp. 108-110.
- [A19] Hakhoumian A.A., Martirossian R.M., Erzknanian K.H. Millimeter Wave RadioLink //Proceedings of 4-th Intern. Sympos. On Communication Theory and Applications. –

- Ambleside, UK. –1997. – pp. 416-418.
- [A20] Hakhoumian A.A., Martirossian R.M., Pogossian N.G., Yernkanyan K.H, Martirossian A.R., Uzunoglu N.K. Testing System for 60 GHz Indoor LAN //Proc. International Conference Computer Science and Information Technology. – Yerevan, Armenia. – 1997. – pp. 367-370.
- [A21] Constantinian K.Y., Ovsyannikov G.A., Borisenko I.B., Mashtakov A.D., Pogosyan N.G., Hakhoumian A.A., Mygind J., Pedersen N.F. YBCO Josephson junctions on bicrystal sapphire substrates for submm wave applications. //Supercond. Sci. and Technol. – 2001. – v.14. – pp. 1035-1039.
- [A22] Nikoghosyan A.S., Lasiev E.M., Martirossian R.M., Hakhoumian A.A. Efficient Ultrashort Light Pulse Conversion in GHz-THz Pulses in ZnTe, GaAs, DAST Crystals. //Proceedings of SPIE. – Minsk. – 2001. – vol. 4752. – pp. 40-48.
- [A23] Hakhoumian A., Zakaryan T., Mozhaev P. Microwave Induced Response in Normal State Y-Ba-Cu-O Films. Conference Direct IRMMW-2002. – San Diego, USA. – pp. 261-262.
- [A24] Stylianios Panaghe, Hakhoumian A.A. Thermoelectric compositions. //United States Patent 6459031, Issued on October 1, 2002.
- [A25] Nahapetyan V., Hakhoumian A., Hakhumyan A. DC Offset Suppression in Double Balance Direct Conversion //Receivers, Proc. of the IEE Ninth Int. Conf. on Radio Systems and Techniques. – Bath, UK, 2003. – pp. 78-80.
- [A26] Hakhoumian A., Martirossian R., Pogosyan N., Agababyan K., Avakian R. Metal-Dielectric Waveguides Sub-MM and THz Band //27-th International Conference on Infrared and Millimeter Waves. – San-Diego, USA, 2002. – p. 101.
- [A27] Nahapetyan V., Hakhoumian A. BER Improvement in the Zer-IF Receivers. //Proc. Of the CSNDSP-2004 Forth Int. Symp. – Newcastle, UK, 2004. – pp. 71-74.
- [A28] Ахумян А.А., Нагапетян В.А. Квадратичная нелинейность в приемниках прямого преобразования //Известия НАН РА и ГИУА, Сер. ТН. – 2004. – т. LVII, № 2. – с. [1-7](#).
- [A29] Аветисян Ю. О., Ахумян А. А., Татевосян В. Р., Меликян А. К. Частотно-сканирующая антенна на основе зеркального диэлектрического волновода с периодическими щелями //Изв. НАН РА и ГИУА, Техника. – 2005. – 58, № 2. – стр. 318-322.
- [A30] Аветисян Ю. О., Ахумян А. А., Татевосян В. Р., Меликян А. К. Условие

- пространственного синхронизма в нелинейном зеркальном диэлектрическом волноводе //Изв. НАН Армении, Физика. – 2005,– 40, № 2. – с. 121-124.
- [A31] Ovsyannikov G.A., Borisenko I.V., Constantinian K.Y., Kisliniski Y.V., Hakhoumian A.A., Pogosyan N.G., Zakaryan T.W., Pedersen N.F., J. Mygind, Nikolaos Uzunoglu, Evangelia Karagianni. Bandwidth and noise of submillimeter wave detector on cuprate Josephson bicrystal junctions. //IEEE transactions of applied superconductivity. – 2005. – vol. 15, № 2. – pp. 533-536.
- [A32] Калантарян В.П., Оганисян А.О., Минасян С.М., Ахумян А.А., Оганесян К.Р. Влияние низкоинтенсивного когерентного электромагнитного излучения миллиметрового диапазона на активность катализа крови. //Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2005. – № 8. – с. 66-69.
- [A33] Калантарян В.П., Минасян С.М., Г.Ю. Григорян, С.Г. Саакян, А.А. Ахумян. Эффекты действия крайне высокочастотного электромагнитного излучения на импульсную активность нейтронов супероптического ядра гипоталамуса крыс. //Российский физиологический журнал им. И.М.Сеченова. – 2005. – т. 91, № 12. – стр. 1398-1406.
- [A34] Avetisyan Yu., Hakhoumian A., Sasaki Y., Ito B.H., Yokoyama A. H. Analysis of THz-wave difference-frequency generation in two-dimensional domain-inverted structure. //Proc. SPIE. – 2005. – v. 5989. – pp. 444-454.
- [A35] Овсянников Г.А., Константиныч К.И., Борисенко И.В., Кислинский Ю.В., Ахумян А.А., Погосян Н.Г., Захарян Т.В. Сигнальные и шумовые характеристики детекторов субмм волн на джозефсоновских бикристаллических переходах из металлоксидных сверхпроводников //Радиотехника. – 2005. – 8. – стр.117-122.
- [A36] Hakhoumian A.A., Avetisyan Yu.H., Tadevosyan V.R., Pogosyan N.G., Zakaryan T.V., Melikyan H.K. Radiometric millimeter-wave imager with frequency scanning antenna //Proc. SPIE. – 2005. –Vol. 5989. – pp. 408-413.
- [A37] Nikoghosyan A.S., Laziev E.M., Martirosyan R.M., Hakhoumian A.A., Chamberlain J.M., Dudley R.A., Zinov'ev N.N. Terahertz Generation in Waveguide Partially Loaded With Nonlinear Crystal //Proceedings of SPIE. – 2006. – Vol. 6257. – pp. 625-700.
- [A38] Никогосян А.С., Мартиросян Р.М., Ахумян А.А., Чамберлайн Дж.М., Дадли Р.А., Зиновьев Н.Н. Генерация терагерцового излучения в волноводе, частично заполненном нелинейным кристаллом //Электромагнитные волны и

- электромагнитные системы. – 2006. – т.11, 4, стр. 47-56.
- [A39] Ахумян А.А., Мартиросян Р.М., Меликян А.К., Погосян Н.Г., Закарян Т.В. Радиотепловое изображение объектов с помощью частотно-сканируемой антенны миллиметрового диапазона // Электромагнитные волны и электромагнитные системы. – 2006. – т.11, № 4, стр.19-23.
- [A40] Ovsyannikov G.A., Borisenko I. V., Constantinian K., Kisilinski V.Y., Hakhoumian A.A., Pogosyan N.G., Zakaryan T.V. Josephson Bicystal junctions on sapphire substrated for THz frequency application // Journal of Superconductivity and novel magnetism 19-(7-8). – 2006. – pp. 669-673.
- [A41] Ахумян А.А., Товмасян В.Ж., Ароян Ш.С. Детектирование В-FSK сигналов с помощью триггера Шмидта //Изв. НАН Армении, Физика. – Ереван. – 2008– т. 43, № 3, стр. 196-203.
- [A42] Ахумян А.А., Товмасян В.Ж., Ароян Ш.С. Оптимальная передача информации через пороговую систему со стохастическим резонансом //Математические вопросы кибернетики и вычислительной техники. – Ереван. – 2008. – № 30. – стр. 87-91.
- [A43] Nerkararyan Kh.V., Hakhoumian A.A., Babayan A.E. Terahertz Surface Plasmon-Polariton Superfocusing in Coaxial Cone Semiconductor Structures // Plasmonics. – 2008. – vol. 3, № 1. – pp. 27-31.
- [A44] Avetisyan Yu.H., Makaryan A.H., Khachatryan K.Kh, Hakhoumian A.A. Undistorted terahertz pulse propagation in slightly curved parallel plate waveguide and its use in time-domain spectroscopy // Armenian Journal of Physics. – 2009. – Vol. 2. – pp. 122-128, ISSN 1829-1171.
- [A45] Muzhikyan A.H., Hakhoumian A.A., Martirosyan S.G., Nikoghosyan V.R., Poghosyan N.G., Poghosyan T.N., Rustamyan K.S., Zakaryan T.V. Short-range Ku-band hybrid-mode CW-LFM radar // Proc. of 11-th International Radar Symposium (IRS-2010). – Vilnius, Lithuania. –2010. – pp.478-481.
- [A46] Никогосян А.С., Ахумян А.А., Лазиев Е.М., Оганесян Д.Л., Оганесян Г.Д. Генерация разностной частоты в кристалле GaAs с периодической доменной структурой при оптическом выпрямлении фемтосекундного лазерного импульса // Журнал Известия НАН РА, Физика. –2010. – т. 45, № 1. – стр. 28-38.
- [A47] Hovhannisyan D. L., Hakhoumian A. A., Martirosyan R. M., Nikoghosyan A. S., Laziev

- E.M., Hovhannisyan G.D. Theoretical investigation and computational modeling of the difference frequency generation by interaction of few cycle laser pulses in a GaAs crystal // Journal of Modern Optics - Vol. 57. - Issue 14 – 2010. - pp. 1228-1242.
- [A48] Poghosyan T., Makaryan A., Gasparyan A., Hakhoumian A. Quasi-TEM mode of slightly curved parallel plate waveguide for THz pulse propagation // International THz Conference. – Villach, Austria. – 2011. – pp.111-115.
- [A49] Ахумян А.А., Айрапетян А.Г., Закарян Т.В., Мартиросян Р.М., Мартиросян С.Г., Мужикян А.Г., Никогосян В.Р., Погосян Н.Г., Погосян Т.Н., Рустамян К.С. Малая РЛС Ку-диапазона с непрерывным ЛЧМ-сигналом //Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – т. 16, № 2. – стр. 43-48.
- [A50] Аванесян Г., Ахумян А., Мужикян А. Применение точного математического представления в частотно-временной плоскости к обработке сигналов доплеровской импульсной РЛС //Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – т.16, № 4. – стр. 22-24.
- [A51] Ахумян А.А., Гаспарян А.А. Ограничение частотной полосы Фабри-Перо резонаторных антенн //Известия НАН Армения, Физика. – 2011. – т. 46, № 4. – стр. 283-288.
- [A52] Ахумян А.А., Погосян Н.Г., Гаспарян А.А., Кузанын А.А. Микрополосковая фрактальная антенна Минковского S-диапазона //Известия НАН Армения. Серия технических наук. – 2011. – т.64, № 2. – стр. 207-214.
- [A53] Арутюнян Т.А., Варданын А.Ю., Ахумян А.А., Неркарарян Х. В. Аналитическое описание тороидального резонатора высокой добротности в терагерцовой области частот // Известия НАН Армении, Физика. – 2012. – т. 47, № 6. – стр. 443-441.
- [A54] Avagyan H., Hakhoumian A., Hayrapetyan H., Pogosyan N., Zakaryan T. PORTABLE NON-CONTACT MICROWAVE DOPPLER RADAR FOR RESPIRATION AND HEARTBEAT SENSING // Armenian Journal of Physics. – 2012. – vol. 5, issue 1, pp. 8-14.
- [A55] Ахумян А.А., Баша М., Гигоян С.С., Гигоян С.С., Мадосян Л.В., Меликян Р.Л., Саргсян С.А., Сафави С., Таеб А., Яйлоян С.М. Разработка и исследование интегральных модулей в субмиллиметровом диапазоне длин волн для биологических применений //Физические основы приборостроения. – 2013. – Т.2, №2, стр. 26-33.

- [A56] Hakhoumian A.A. Thermo-power of highly anisotropic oxide mixtures // Armenian Journal of Physics. – 2014. – vol. 7, issue 3. – pp. 155-159.
- [A57] Hakhoumian A. A., Tovmasyan Kh., Gabrielyan E. Doppler Shift Extraction from QPSK Mapped OFDM Signal Constellation // Global Journal of Science Frontier Research. – 2014.– Vol. 14-A, Issue 1, Version 1.0. – pp. 39-42.
- [A58] Hakhoumian A.A. Target distance extraction from QPSK-OFDM radar signal // Armenian Journal of Physics. – 2014. – vol. 7, issue 3. – pp. 160-165.
- [A59] Hakhoumian A.A., Avagyanand H., Tovmasyan Kh. QAM mapped OFDM signal processing on Radar applications // Telecommunications and Radio Engineering. – 2014. – Vol. 73, Issue 6. – pp. 529-535.
- [A60] Hakhoumian A. A., Hovhannisyan G. D. Dynamics of Difference Frequency Radiation Generation in the Field of Few-Cycle Laser Pulse Propagating in GaAs Crystal with Domain Structure // Journal of Contemporary Physics (Armenian Academy of Sciences). – 2014. – Vol. 49, No. 2, pp. 60–68. /Published in Izvestiya NAN Armenii, Fizika. – 2014.– Vol. 49, No. 2. – pp. 99–113.
- [A61] Hakhoumian A. A. Target Distance Direct Determination from QPSK Modified Radar Signal. Global Journal of Science Frontier Research, GJSFR Volume 14 Issue 5 Version 1.0, pp. 43-47, 2014.

Ամփոփագիր

Սույն ատենախոսությունը նվիրված է միլիմետրական և ենթամիլիմետրական ալիքների փորձարարական հետազոտմանը գիտության և արդյունաբերության ոլորտներում կիրառման նպատակով: Կատարվել են հետազոտություններ, որոնք ուղղված են էլեկտրոնային պարամագնիսական ռեզոնանսի ուսումնասիրմանը պինդ մարմնում ենթամիլիմետրական տիրույթում, ինչպես նաև բարձր ջերմաստիճանային գերհաղորդչային թույլ կապերով կառուցվածքների ոչ-գծային դրսևորմանը միլիմետրային և ենթամիլիմետրային տիրույթներում: Զգալի ջանքեր են գործադրվել փոքր կորուստներ ունեցող ոչ-դիսպերսիվ SZg տիրույթի ալիքատարի կառուցման հնարավորության ուսումնասիրման համար: Մշակվել են զանազան սարքեր մետաղ-դիէլեկտրիկ կարուցվածքների հիման վրա: Եվ վերջապես, ուսումնասիրվել են մմ և ենթամմ ալիքների մի շարք յուրահատուկ կիրառությունները անլար կապի համակարգերում, մոտիկ գործողության ՌԼԿ-ներում, պասիվ արտապատկերիչներում, ինչպես նաև ազդանշանների ձևավորման և մշակման համակարգերում:

Առաջարկվել է բյուրեղային դաշտում գտնվող պարամագնիսական կրամերսի իոնների մակարդակների սկզբնական ճեղքման ուղղակի որոշման եղանակը: Որոշվել են սկզբնական ճեղքումները, սպին-համիլտոնիանի պարամետրերը եւ նրանց ջերմաստիճանային կախվածությունները Fe^{3+} իոնների համար անդալուզիտի եւ ռուտիլի բյուրեղներում:

Առաջարկվել է արհեստական զմրուխտի բյուրեղների որակի գնահատման եղանակ ելնելով Cr^{3+} իոնների միջ-դուբլետային անցումների լայնացումից, եւ առաջին անգամ իրականացվել է մմ ալիքների քվանտային ուժեղարար:

Դիտարկվել եւ ուսումնասիրվել է հատիկավոր ԲՁԳՀ կամրջակային կառույցների մմ տիրույթի սեփական ճառագայթումը երբ վերջիններիս երկարությունը էապես գերազանցում է կոհերենտության երկարությունը, եւ տրվել է բացատրություն մագնիսական մրրիկների կոհերենտ շարժման տեսության շրջանակներում:

Պատրաստվել են հենակային հարթության շեղվածքով շափյուղե տակդիրների վրա ձեւավորված YBCO բարակ թաղանթային երկբյուրեղային ջոզեֆսոնյան անցումներ եւ ուսումնասիրվել են նրանց աղմկային բնութագրերը եւ ենթամմ տիրույթի ազդանշանի

վերծանման հատկությունները: Տեսականորեն գնահատված շեմային զգայունությունը ընդհամենը երկու անգամ է գերազանցում փորձնականորեն ստացված արժեքը:

Հայտնաբերվել է, որ տարբեր Ջեֆեկի գործակիցների ունեցող անիզոտրոպ մետաղի օքսիդների երկբաղադրիչ խառնուրդներում, պերկուլացիոն կոնցենտրացիաներին համապատասխանող արժեքներին շրջակայքում առաջանում է ավելի մեծ ջերմաէլշու, քան յուրաքանչյուր բաղադրիչում անհատապես.

Մմ եւ ենթա-մմ տիրույթում ՀԴԱ հիման վրա մշակվել են ֆունկցիոնալ սարքերի ընտանիք՝ ֆերիտե մեկուսիչներ, հաճախականային ճոճքով անտենաներ, օպտիկապես կառավարվող մոդուլատորներ եւ ընդունիչ համակարգերի ինտեգրված մուտքային մոդուլներ:

Ստացվել են սահմանային առնչություններ Ֆաբրի-Պեռո ռեզոնանսային անտենաների հաճախությունների աշխատանքային շերտի համար, եւ առաջարկվել են լրացուցիչ հաճախական ընտրողունակ անդրադարձիչների միջոցով նրանց ընդլայնման մեթոդներ.

Առաջին անգամ առաջարկվել, հետազոտվել եւ իրականացնել է ճկուն ալիքատար ուլտրա լայնաշերտ SՀզ ալիքների ոչ-դիսպերսիվ փոխանցման համար, որը բաղկացած է զուգահեռ ծոված մետաղական մակերեսներից, գրգռելով կվազի-TEM մոդան.

Առաջարկվել է ուղղակի ձեւափոխության ընդունիչների համար նոր կառուցվածք, որը առանձնահատուկ է հաստատուն բաղադրիչի եւ ֆլիկեր աղմուկի բարձր աստիճանի ճնշմամբ եւ հիմնված է փուլային սխալանքների ավտոմատ կոմպենսացիայով կրկնակի կվադրատուրային բաժանիչի վրա:

Առաջին անգամ ցույց է տրվել M-FSK մոդուլացված ազդանշանների դետեկտման հնարավորությունը շեմային համակարգերում, երբ տեղի են ունենում ստոխաստիկ ռեզոնանսային պայմանները, ինչին կարելի է հասնել ավելացնելով լրացուցիչ աղմուկ: Ստացվել են օպտիմալացնող հարաբերակցություններ շեմի արժեքի, աղմուկների դիսպերսիայի եւ էլքային գոտիչի շեմային հաճախականություն համար:

Առաջարկվել եւ ուսումնասիրվել է QPSK-մոդուլված OFDM-ռադարային ազդանշանների վերամշակման նոր տնտեսող եղանակ հեռավորությունը եւ արագությունը որոշելու համար: Ցույց է տրվել, որ անդրադարձած ազդանշանի QPSK-ցանցի աղավաղումների վեկտորական վերլուծության հիման վրա, հնարավոր է կատարել արագություն եւ թիրախների կոորդինատների միաժամանակ որոշումը:

SUMMARY

The present dissertation is devoted to the experimental investigation of various aspects of Millimeter and Sub Millimeter Waves for scientific and industrial applications. Physical investigations were directed to study of ESR in solids at Sub MMW, and nonlinear behavior of high – T_c superconducting weak coupled structures at MM and Sub MM waves. Significant effort was given to the investigation to construct low loss and non-dispersive waveguides for THz and ultra short pulse propagation, and design of various devices on base of metal-dielectric structures. And finally, specific problems of MMW and sub- MMW applications in wireless communication, short range radars, passive imager and signal forming and processing were studied as well.

The method for the direct determination of the initial splitting of levels of Kramers' paramagnetic ions in the crystalline field has been proposed. The initial splitting of the spin Hamiltonian parameters and their temperature dependence of the Fe^{3+} ions in the crystals of Andalusite and Rutile have been determined.

The method for estimating the quality of synthetic Emerald crystals by the line width of inter-doublet transitions of Cr^{3+} ions has been proposed, and mm-wave quantum amplifier has been implemented for the first time based on these crystals.

Own coherent mm-wave radiation from granular HTSC bridge structures with length far superior to the coherence length has been observed and investigated and explained in the framework of the coherent motion of magnetic vortices.

Thin film bicrystal YBCO Josephson junctions (BJJs) on in-plane tilted sapphire and on basal-plane tilted substrates were fabricated and characterized by their noise factor and submm wave signal detecting properties. Estimated sensitivity is only twice lower than the obtained experimental one.

It is shown that for mixtures of oxide having highly anisotropic thermo-power, near the percolation thresholds, Seebeck coefficient can be larger than the highest one of the components.

In the mm- and sub-mm ranges the set of functional devices – ferrite isolators, frequency scanning antennas, optically controlled modulators and integrated front-end modules for receivers have been developed on the base of DIG.

The limit relations for the operating bandwidth of Fabry-Perot resonant antennas have been obtained and methods of their expansion with additional frequency-selective reflectors have been proposed.

A nearly undistorted THz pulse propagation through the 8-cm-long slightly curved parallel plate oversized waveguide has been demonstrated. The possibility of use of CPPOWG in waveguide time-domain spectroscopy is tested by measuring absorption lines of tiny amount of water vapor.

The double balanced mixer scheme in-phase signal input and double-quadrature Local Oscillator is suggested for application on IQ direct conversion receivers. LO leakage influence on DC component and BER of the digital signal is shown. A model of the system is designed which is illustrating the improvement of the receiver sensitivity in case of using the suggested scheme.

Possibility to record B-FSK signals with use of stochastic resonance is studied. A Schmidt trigger is employed as bistable stochastic resonator. A digital model of the detector is proposed and quantitative results are obtained by means of simulations. Dependence of the probability of correctly detected bits on the added noise power and on the low-pass filter cutoff frequency is studied. Also the stability of the detector with respect to channel-introduced phase shifts is revealed.

Time shift of the target reflected signal in radar system can be calculated directly from modified QPSK mapped OFDM signal. It makes possible to determine target distance from radar station. When time shift respecting to phase delay depends on OFDM subcarrier number, modified OFDM signal prevents that dependence and lets system to decide the phase delay directly from QPSK-OFDM signal rotation angle of constellation points. Additionally, proposed system requires low computing resources as the entire calculation process could be done during a single OFDM symbol.