

режим работы ионно-плазмового метода нанесения технологичного покрытия та динамічну керуваність роботи плазмового генератора.

При регулюванні керуванням навантаженням необхідно захистити систему від переходу в некерований режим. Для цієї мети система вводить обмеження за часом для збільшення значення напруги та струму.

Функціонально-стійке керування є розподільним, з відповідно підібраними елементами регулювання та синтезованим програмним забезпеченням.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ:

1. Hirokazu Tahar, Naozumi Yoshimura, Yoji Koshiro *Spraying Using Electromagnetically Accelerated Plasma // Designing of Interfacial Structures in Advanced Materials and their Joints.* 2007. Vol. 127. P. 319–324. doi:10.4028/www.scientific.net/SSP.127.319

2. Баранов О.О., Горбенко С.С. Плазмово-іонні методи зміни експлуатаційних властивостей поверхневих шарів оброблених деталей // Вестник ХНАДУ, вып. 82, 2018. С. 62–67.

3. Функціональна стійкість системи керування генератором плазми з секціонованими катодними вузлами в режимі іонно-плазмового нанесення багатоконпонентних наноструктурованих матеріалів / Фірсов С.М., Кочук С.Б., Бреславець М.В., Слюсар Д.В. // Open Access Peer-reviewed Journal Science Review. 2(9), February 2018, Vol.1, SCIENTIFIC EDITION. P. 38–42. ISSN: 2544-9346, 2544-9443

4. Firsov, S.N. Formation of Fault-Tolerant Flywheel Engine Units in Satellite Stabilization and Attitude Control Systems [Text] // Journal of Computer and Systems Sciences International. – 2014. Vol. 53, №4. P. 601 – 609.

УДК 621.396.67

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

К.т.н. Д.С. Гавва¹, к.т.н. Д.В. Грецьких¹, к.т.н. А.В. Гомозов², А.Д. Преснякова¹

1. Харьковский национальный университет радиоэлектроники

2. Сертификационный центр ракетно-космической техники Харьковского представительства генерального заказчика – Государственного космического агентства Украины, г. Харьков

В статье представлен обзор электродинамических устройств с нелинейными характеристиками, которые построены по принципу объединения электродинамической структуры с радиоэлементами и/или материалами с нелинейными характеристиками.

У статті наведено огляд електродинамічних пристроїв з нелінійними характеристиками, які побудовані за принципом об'єднання електродинамічної структури з радіоелементами і/або матеріалами з нелінійними характеристиками.

The article presents a review of electrodynamic devices with nonlinear characteristics, which are built on the principle of combining the electrodynamic structure with radio elements and / or materials with nonlinear characteristics.

Ключевые слова: электродинамические устройства, нелинейные элементы, нелинейный поверхностный импеданс, высокотемпературные сверхпроводники

Введение

Одним из перспективных направлений развития электродинамики является изучение электродинамических устройств (ЭДУ) с нелинейными характеристиками (НХ), широкое внедрение которых в практику, позволяет решать ряд важных актуальных задач радиоэлектроники. Изучение ЭДУ с НХ – задача достаточно трудная. Связано это со сложностью математического аппарата, используемого при анализе нелинейных устройств, а также с тем, что нелинейные эффекты, в таких устройствах, зависят от большого числа факторов и в каждом конкретном случае они проявляются по-разному. Поэтому возникает

необходимость систематизации большого многообразия нелинейных ЭДУ с целью выявления в них новых особенностей, возможных закономерностей в работе и характеристиках для дальнейшего построения универсальных математических моделей, позволяющих проводить анализ возникающих в устройствах нелинейных эффектов еще на этапе компьютерного моделирования.

В работе [1], носящей обзорный характер, авторами была построена одна из возможных классификационных диаграмм ЭДУ с НХ, а также рассмотрены некоторые типы таких устройств: реконфигурируемые антенны и метаматериалы, устройства функциональной электроники и частотно-избирательные материалы.

Настоящая работа является продолжением обзора [1] конструкций, характеристик, особенностей построения и функционирования ЭДУ выполненных с применением нелинейных элементов (НЭ) или материалов, обладающих нелинейными свойствами поверхностного импеданса (НПИ).

ЭДУ с оптическим или электронно-лучевым управлением

В [1] приводились примеры некоторых ЭДУ (реконфигурируемые антенны, метаматериалы и т.д.), конфигурация которых изменялись при помощи оптических управляющих сигналов. На основе применения подобных технологий можно выделить целый класс ЭДУ с оптическим/электронно-лучевым управлением или ЭДУ с пространственным возбуждением. Наиболее перспективными среди них можно считать антенны, поскольку простое изменение пространственного распределения интенсивности

облучения (с помощью изменения световой “маски” на оптическом облучателе) позволяет управлять материальными параметрами среды (например, кремниевой пластины), а значит, и изменять амплитудно-фазовое распределение на поверхности антенны. Широкое распространение в настоящее время получили многослойные полупроводниковые управляемые структуры (панели), используемые при построении фазированных антенных решеток (ФАР) [2]. Принцип управления элементами в таких «оптических» ФАР (ОФАР) основан на различном, одновременном, независимом взаимодействии оптического излучения либо электронного потока, с одной стороны, и электромагнитного поля, с другой стороны, с веществом полупроводникового слоя управляемой панели, которая в общем случае состоит из слоев полупроводника, диэлектрика и металла.

В состав ОФАР, например, отражательного типа, входит управляемая полупроводниковая панель, оптическая или электронно-лучевая система управления и высокочастотное устройство возбуждения. В соответствии с принципом формирования ОФАР оптическая или электронно-лучевая система управления формирует антенное полотно, формируя на поверхности полупроводникового слоя панели дискретный набор неоднородностей в виде областей с измененной концентрацией носителей заряда, повторяющих форму излучателей в антенной решетке (АР). При этом в местах воздействия электронного или оптического облучения участки полупроводникового слоя панели переходят из диэлектрического состояния в состояние с выраженными металлическими свойствами по отношению к электромагнитному полю. Падающая на антенное полотно электромагнитная волна фазуется в каждом излучателе (элементе АР) и переотражается в заданном направлении. Достоинство ОФАР состоит в возможности управления пространственными характеристиками рассеяния за счет изменения рабочей длины волны, поляризации, смены типа используемых излучающих элементов в процессе работы, а также в возможности моделирования как отдельных излучающих элементов, так и ОФАР в целом.

Примеры базовых излучающих элементов ОФАР приведены на рис. 1. В одном из вариантов (рис. 1а) управляемый элемент представляет собой линейный вибратор со шлейфом, который выполнен в виде отрезка двухпроводной линии, закороченной в некотором сечении. Очевидно, что в зависимости от длины шлейфа фаза отраженной волны будет различной.

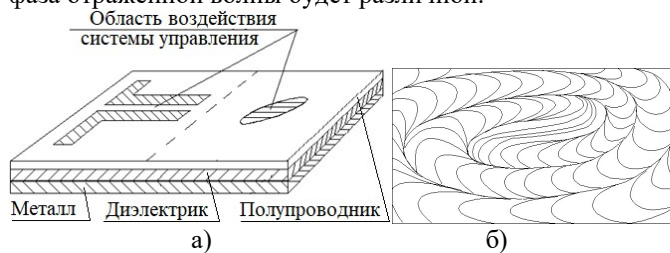


Рис. 1. Оптические ФАР

На рис. 1а также представлен управляемый переизлучающий элемент в виде линейного отражателя для поля эллиптической поляризации. Одна линейно поляризованная составляющая поля падающей волны

отражается от самого излучателя, а ортогональная ей – от экрана. В результате суммарная волна приобретает фазовый сдвиг, равный удвоенному углу поворота излучателя.

Наиболее простым способом технической реализации поляризационно-голографических антенн (разновидность ОФАР) является использование сетчатых структур, расположенных над проводящим экраном [3]. Такие структуры позволяют изменять поляризационную и фазовую структуру отраженной волны в зависимости от густоты, ориентации сетки проводов и их высоты над проводящим экраном. Достоинством их является простота конструкции и технологичность изготовления. Например, конфигурация сетки, выполняющей функции параболического зеркала, представлена на рис. 1б. Возможность создания таких антенн проверена экспериментально [3].

Недостатком оптоуправляемых антенн является сложность реализации осветителя – устройства формирующего оптический луч управления. Это в результате ограничивает круг применения рассматриваемых ЭДУ.

Один из способов частичного устранения отмеченного недостатка предложен в [4]. Здесь по результатам эксперимента и проведенных расчетов предложен вариант многослойной структуры с жидким диэлектриком в качестве антенного полотна, позволяющего применить пьезоэлементы для управления фазой в миллиметровом диапазоне длин волн. Пьезоэлементы используются для перемещения отражающей поверхности. Показано, что такая антенна должна представлять собой структуру, состоящую из согласующего слоя твердого диэлектрика (например, фторопласта) и слоя ацетона, как жидкости с малыми потерями и высокой диэлектрической проницаемостью ϵ , что позволяет уменьшить величину перемещения отражающей поверхности в $\sqrt{\epsilon}$ раз.

Частотно-избирательные устройства

Применение воздействия электрического поля для управления материальными параметрами сплошных сред, то есть модулирования поверхности по заданному закону изменения удельной проводимости σ или ϵ применяется не только для создания антенн, но и ЭДУ закрытого типа: фазовращателей, аттенуаторов, фильтров, резонаторов, линий задержки, отрезков линий передачи и т.д. Большинство из них можно считать частотно-избирательными устройствами (ЧИУ) с электронной перестройкой параметров.

Оптически управляемые полупроводниковые устройства детально рассматривались еще в обзорной работе [5], в которой описывалось развитие этой техники до 1987 г. Позднее были опубликованы многочисленные работы, в которых описаны разнообразные элементы тракта, функционирование которых основано на принципе управления материальными параметрами среды. Например, на рис. 2а показан оптически возбуждаемый микроволновый кольцевой резонатор на подложке из GaAs – материала с хорошими фотопроводящими свойствами [6]. Оптический сигнал, модулированный СВЧ колебанием, фокусировался на согласующий зазор, изменяя его проводимость

(плотность носителей заряда) и тем самым возбуждая электромагнитную волну в резонаторе. Для возникновения эффекта фотопроводимости к зазору прикладывалось напряжение смещения. Измеренные резонансные частоты резонатора – 3,48 ГГц, 6,94 ГГц и 10,3 ГГц при значениях добротности 53,5; 75,4; 103,0 соответственно. Экспериментальные зависимости выходной мощности резонатора от напряжения смещения области фотопроводимости для трех резонансных частот приведены на рис. 2б. Исследование возможности возникновения нелинейных эффектов в оптически возбуждаемом резонаторе, авторы публикации [6] не проводили.

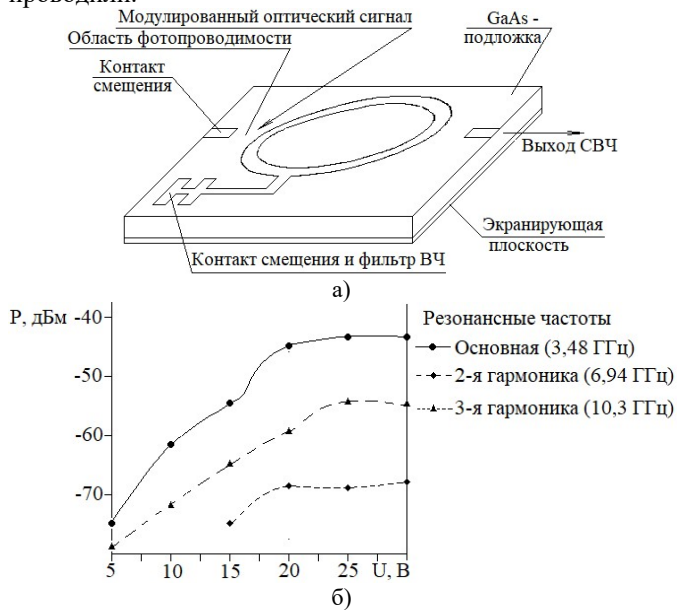


Рис. 2. Топология резонатора а) и его характеристики б)

В настоящее время известно большое многообразие управляемых ЧИУ. Их классификацию можно провести по аналогии с классификацией реконфигурируемых антенн. Так, в общем случае ЧИУ можно разделить на статически и динамически перестраиваемые. Согласно этой идеологии к динамически перестраиваемым селективным устройствам можно отнести устройства с обратной связью, которые позволяют автоматически изменять свои характеристики в процессе функционирования, а к статически перестраиваемым – устройства без обратной связи, то есть такие, изменение характеристик которых, производится при поступлении команды на изменение электрической конфигурации.

В результате изменения электрической конфигурации устройства могут изменяться входной импеданс, амплитудно-частотные характеристики (АЧХ), время задержки сигнала, рабочая полоса частот, в пределах которой другие параметры устройства не выходят за пределы допусков, установленных техническим заданием и т.д. Зачастую, в перестраиваемых селективных устройствах одновременно изменяются несколько параметров, например, коэффициент передачи, полоса пропускания и входной импеданс устройства, поэтому возможно выделить такие устройства в отдельный класс. В пределах этого класса устройств, для обеспечения требований различных систем в частном случае может

требоваться изменение только одного из этих параметров при неизменности второго (например, требуется изменение рабочей частоты либо формы АЧХ при постоянстве остальных параметров).

Управляющие элементы, при помощи которых производится изменение электрической конфигурации ЧИУ, можно условно разделить на две группы – управляющие элементы механического типа (переключатели – MEMS) и электрического типа (элементы с управляемым импедансом – диоды, транзисторы и т.д.).

Еще одним классификационным признаком ЧИУ является разделение по виду управления – на структуры с дискретным управлением и структуры с непрерывным управлением. Устройства, управляющие элементы которых работают в ключевом режиме являются устройствами с дискретным (цифровым) управлением. На рис. 3а–3е отображены принципы дискретного типа перестройки устройств. Перестройка характеристик выполняется путем: а) переключения конденсаторов в конце шлейфа, б) переключения шлейфов различной электрической длины, в) переключение линий с различным импедансом, г) наращивания длины линии, д) шунтирования длины линии в разных ее местах, е) коммутации заземленных конденсаторов по длине линии.

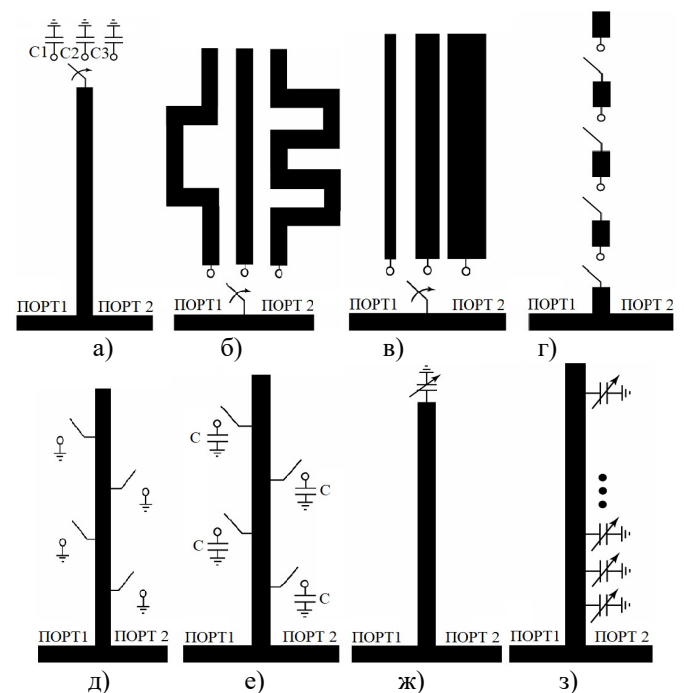


Рис. 3. Принципы дискретной а)-е) и непрерывной д)-з) перестройки ЭДУ

В качестве примера представленного подхода управления (на основе коммутации длин линий и конденсаторов) на рис. 4 изображены схема реализации, схема с учетом использования MEMS коммутаторов, фотография рабочего прототипа и характеристики восьмизвонной цепи согласования импедансов [7].

Исследования микроволновой лаборатории Финляндии MilliLab для корпорации Nokia показывают, что потребляемая мощность усилителя системы многоканальной связи, использующего подобные тюнера,

снижается на 40-45%. Однако при этом существуют и определенные проблемы. Недостатками согласующей схемы является трудность ее интеграции в «тело» усилительного каскада без наведения в соединительных проводах (проводах управления) паразитных сигналов. Определенные вопросы остаются и в стоимости подобных решений, размерах устройства с учетом логики управления и т.п., которые являются весьма актуальными в мобильных радиотехнических системах (РТС).

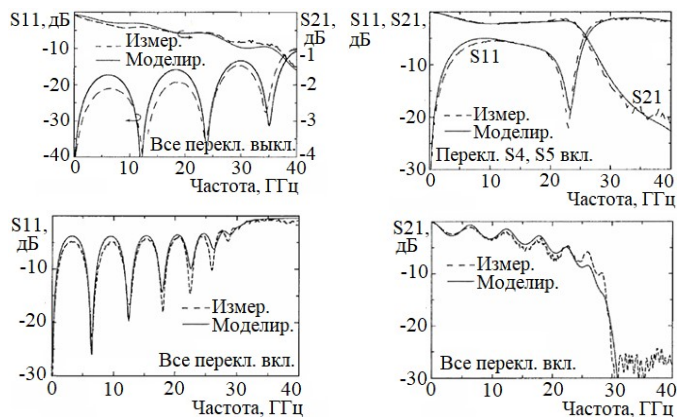
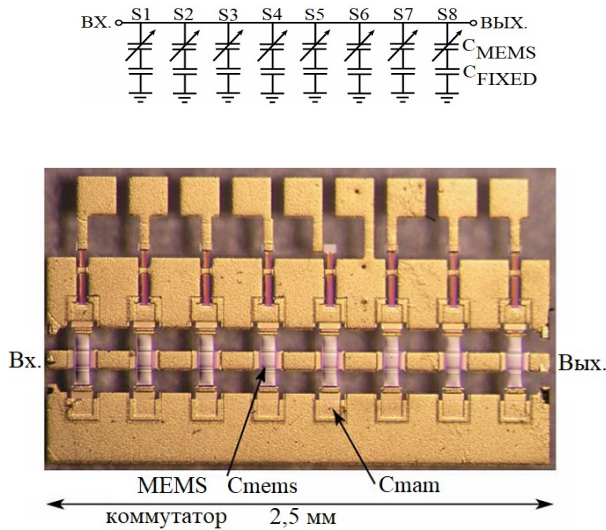


Рис. 4. Цепь согласования и ее характеристики

К структурам с непрерывным управлением можно отнести устройства, в которых в качестве управляющих элементов выступают варикапы и подобные им диоды с нелинейной емкостью р-п перехода. Управление характеристиками выполняется путем: а) изменения параметров варикапа, подключенного к концу линии, б) путем изменения характеристик множества варикапов подсоединенных вдоль линии (соответственно рис. 3ж,з). Примерами такого устройства могут быть фильтры представленные на рис. 5а,в и их характеристики при различных напряжениях управления (рис. 5б,г).

Предложенная классификация ЧИУ приведена на рис. 6. Она является далеко не исчерпывающей так как можно выделить еще ряд других признаков по которым можно классифицировать рассматриваемые ЭДУ.

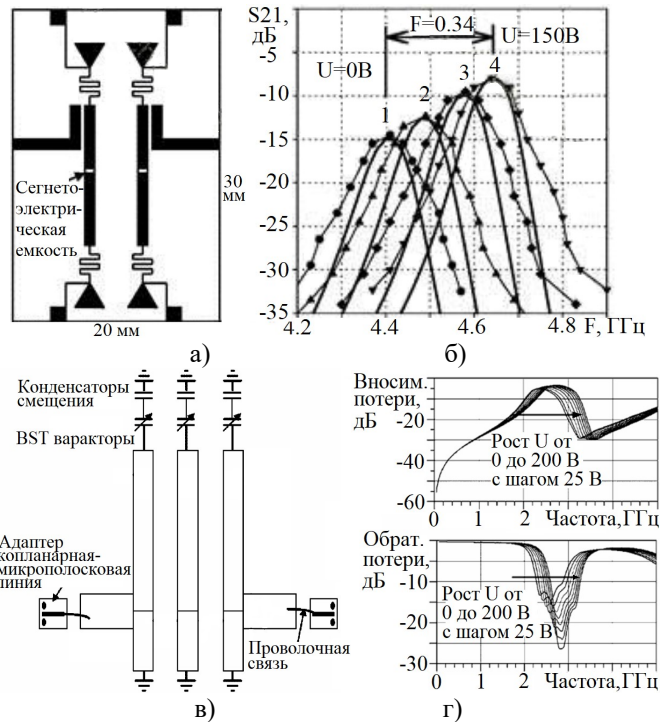


Рис. 5. Непрерывно перестраиваемые фильтры а), в) и их характеристики б), г)

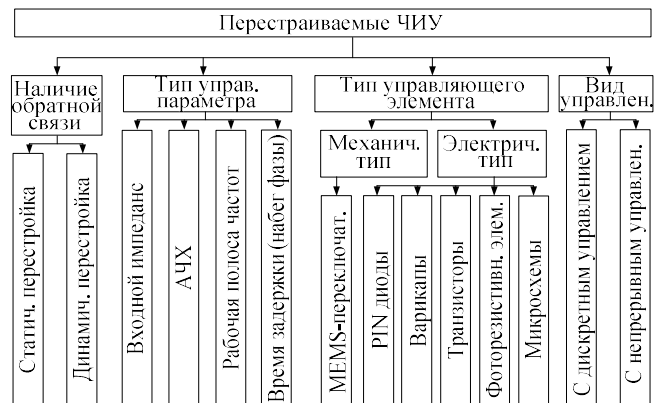


Рис. 6. Классификация ЧИУ

ЭДУ на основе высокотемпературных сверхпроводников

Сегодня широкое использование телекоммуникационных технологий предъявляет все более жесткие требования к узлам и аппаратуре связи. И это не случайно. Чтобы обеспечить увеличивающееся число абонентов качественной и бесперебойной связью, необходимо, в силу ограниченности частотного ресурса, либо увеличить число сот, либо улучшить радиочастотные характеристики как цепей приемника (увеличить чувствительность и избирательность), так и цепей передатчика радиотракта базовой приемопередающей станции (БС). Известно, что емкость (число каналов) и зона охвата приемником БС определяется, главным образом, мощностью абонентского терминала (АТ) и избирательностью приемника на линии связи от АТ к БС. Традиционные радиокомпоненты, работающие в частотном диапазоне 800...2000 МГц, не обеспечивают характеристик, требуемых для телекоммуникационных систем связи третьего, а тем более четвертого и пятого поколений ($f_0=2$

ГГц, $\Delta f=5$ МГц, спад АЧХ – 70 дБ/МГц).

Кардинальное решение задачи возможно с использованием технологии высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) [8, 9]. Как известно [10 – 12], ВТСП в отличие от обычных проводников, у которых глубина проникновения поля в материал зависит от частоты поля, имеют частотно независимую глубину проникновения. По ВТСП, который обладает весьма малым сопротивлением (например, для тонких пленок 100 – 200 $\mu\Omega$), электрический ток протекает практически без потерь на тепловое излучение. При этом материал обладает низкими шумовыми показателями.

В результате, при изготовлении ключевых компонентов БС из тонкопленочных ВТСП, можно обеспечить увеличение чувствительности приемника как за счет уменьшения вносимых элементами искажений, так и благодаря увеличению отношения сигнал/шум охлаждаемых компонентов, таких как мал шумящие усилители (МШУ). Это приводит к увеличению зоны охвата БС и увеличению емкости сети, что сказывается на уменьшении стоимости инфраструктуры системы связи.

Уменьшение мощности, излучаемой АТ, можно осуществить за счет уменьшения шумов входных каскадов приемника, и уменьшения искажений приемопередающего тракта. Средством для решения поставленной задачи может быть все те же ЭДУ, выполненные на основе ВТСП: антенны, фильтры, резонаторы, мультиплексоры, смесители, линии задержки и т.д. Они составляют свыше 50% объема как наземных радиоэлектронных систем, так и бортового аэрокосмического радиоэлектронного оборудования [8]. Поэтому ВТСП-материалы также играют важную роль в снижении их габаритов и массы, увеличении коэффициента полезного действия (КПД) передающей аппаратуры, улучшения избирательности резонансных устройств.

Здесь важно понимать, что масса, габариты, и потребление энергии электронного оборудования – существенные составляющие стоимости радиотехнических систем. ВТСП технология дает огромный потенциал по этим показателям, ведя к существенному снижению стоимости наземных и воздушных систем. Массогабаритные показатели ВТСП приемопередатчика вместе с криоохладителем могут быть снижены до 50% по сравнению с аналогичным приемопередатчиком, построенным по традиционной технологии без использования ВТСП [13], причем с улучшением его характеристик. Это особенно важно при применении радиотехнических систем на спутниках, где необходимы ресурсоэкономные технологии. Данные технологии уже использовались на Международной Космической Станции (в рамках программы демонстрации оборудования европейской технологии), а также, например, на спутнике ARGOS [14].

Необходимо отметить еще одну особенность. Детальные исследования ВТСП показали, что их поверхностный импеданс обладает распределенными нелинейными свойствами. Это означает, что устройства, изготовленные из таких материалов, являются устройствами с НХ и в них возникают эффекты, характерные для нелинейных устройств. Это, в свою очередь, может стать фактором, ограничивающим область применения ВТСП-устройств, так как такой

импеданс может приводить к появлению "вредных" нелинейных эффектов, которые, в частности, вызывают дополнительные трудности в решении проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем, безискаженной передачи информации и т.п. В данное время наблюдается повышенный интерес к этой проблеме [15 – 18].

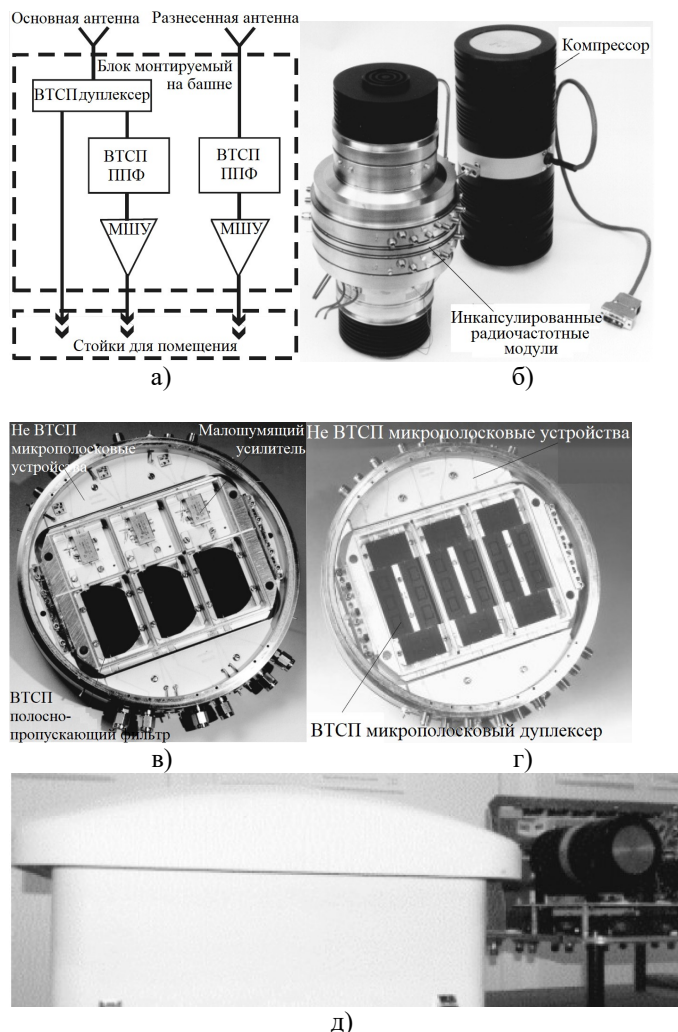


Рис. 7. Модули мачтовой базовой станции DCS1800

В качестве примера внедрения ВТСП технологий в наземные телекоммуникационные системы ниже приведены схемы и фотографии модулей мачтовой базовой станции DCS1800 (рис. 7) [19] реализованной в рамках европейского исследовательского проекта «Сверхпроводящие системы для коммуникаций» (SUCOMS). В проекте принимали участие ряд компаний: GEC-Marconi, Великобритания; Thomson-CSF, Франция; Leybold, Германия, а также университеты из Бирнингема (Великобритания) и Вуппертала (Германия).

На рис. 7а изображена схема типичной ВТСП части базовой станции мобильной связи. На рис. 7в,г – радиочастотный модуль с шестиканальным ВТСП фильтром и мал шумящими усилителями, а также модуль с трехканальным дуплексером. На рис. 7б изображены закрытые радиочастотные модули в охладителе Стирлинга с двойной охлаждающей головкой и двойным компрессором. На рис. 7д представлено фото смонтированного приемопередатчика мобильной базовой станции.

Таким образом, базовая станция фактически состоит из трех одинаковых блоков представленных на рис. 7а. Каждый из них оснащен приемо-передающей антенной. При этом стоит обратить внимание, что сама антенна тоже может быть выполнена с применением ВТСП технологий. ВТСП дуплексеры, фильтры преселектора и МШУ монтируются в башенной части (верхняя часть) антенной мачты базовой станции. Сумматоры и разветвители (сплитеры) находятся в контейнере нижней части антенной мачты. Подсистема разработана для базовой станции цифровой системы связи (Digital Communication System) или DCS-1800, но может быть сопряжена с глобальной системы мобильной системы связи (Global System for Mobile Communication System) или GSM-1800 базовой станции. Она также может быть изменена для других систем мобильной связи, таких как система персональной связи PCS и универсальная система мобильной связи UMTS.

Уже существуют и весьма уникальные точки соприкосновения ВТСП с телекоммуникационными технологиями. Так, в конце 2017 года южнокорейская машиностроительная компания SsangYong Motor Company объявила о выпуске ограниченной партии городского кроссовера на базе одной из своих моделей со встроенным уникальным средством связи, которое способно вытеснить привычные сотовые телефоны – стационарного кубитового (квантового) телефона [20]. Его создание стало возможным благодаря сотрудничеству учёных физического факультета Московского государственного университета, объявивших в декабре 2017 года о создании рабочего прототипа, отделения по производству телекоммуникационного оборудования корейской корпорации Samsung Group, а также китайской академии наук, чей спутник «Мо-цзы» (Quantum Science Satellite (QSS), QUESS), предназначенный для квантовой передачи информации, функционирует на орбите с января 2017 года.

Сам новый сотовый телефон представляет собой дуплексный эффектор квант-кубитового поля, и обладает уникальными характеристиками. Так, данные при передаче кодируются в квантовых состояниях фотонов. Любая несанкционированная попытка изменить эти состояния приведет к тому, что они изменятся в соответствии с законами квантовой физики. Поэтому скрытно перехватить и изменить данные, передаваемые по квантовому каналу, нельзя. Не менее важно и то, что достигнута абсолютная помехозащищённость – качество связи неизменно на любых расстояниях и при любых погодных и прочих условиях. Это проистекает из самой природы квантовой запутанности – эффекта, лежащего в основе теории кубитовой связи, когда измерение (модуляция) параметра одной частицы пары приводит к мгновенному изменению запутанного состояния другой. Наконец, скорость передачи данных уже доходит до 2 000 Тбод (две тысячи миллиардов Кбит в секунду), что на несколько порядков превосходит самые быстрые действующие на сегодняшний день сети.

Новому средству связи не нужны вышки, ретрансляторы, физические каналы связи и прочие элементы современных сотовых сетей. Планируется что всё это уже в ближайшем будущем заменят 16 спутников с кубитовыми блоками обработки данных.

На пути полного, мгновенного и безоговорочного вытеснения традиционных сотовых технологий новыми устройствами сейчас стоит только одно препятствие – пока для их работы требуются системы охлаждения поддерживающие температуру не более чем в 5 градусов Кельвина для рабочих контуров антенн. Однако, по словам технического директора SsangYong, Тхан Джин-Хо, "...уже полученные результаты новых экспериментов позволяют со всей уверенностью ожидать в ближайшее время прорыва в этой области – создания ВТСП (способных работать при 300-330 град. Кельвина) материалов на основе танталово-иттриевой керамики, что даст возможность довести размеры и вес всего устройства до величин, сравнимых с таковыми у современных смартфонов. Уровень потребления энергии при этом будет настолько низким, что подзарядка, даже в максимально нагруженном режиме, потребует не ранее чем через месяц." Таким образом, мировой рынок коммуникаций и связанных ним технологий стоит на пороге грандиозных перемен.

Применение же уже отработанных на практике ВТСП технологий в пассивных устройствах СВЧ БС сотовых систем связи показали, что это позволяет:

- увеличить дальность цифровой и аналоговой связи, увеличить емкость канала CDMA на линии связи от АТ к БС;
- улучшить качество следующих параметров связи: увеличить BER (битовая ошибка) на Up-link (канал – вверх) (величина 3%-го порога BER улучшается на 4,2 дБ), расширить динамический диапазон емкости канала CDMA (рис. 8), улучшить качество обслуживания (уменьшить число пропущенных вызовов на 40%, уменьшить возникновение сбоев телефонных разговоров);
- уменьшить мощность, излучаемую АС на величину от 1 до 6 дБ (типовое значение 3 дБ или от 30%);
- развертывать меньшее число БС для охвата равной территории (за счет увеличения чувствительности и селективности радиотрактов базовых станций);
- улучшить радиопокрытие в зданиях;
- увеличить скорость передачи данных на 20%.

Как видно из рис. 8, увеличение производительности БС (трафик/зона охвата) при использовании радиочастотного ВТСП-узла составляет около 100%. Таким образом, перспективность данного направления не вызывает сомнений.

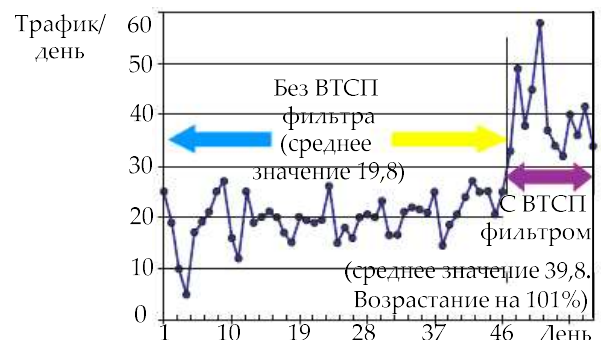


Рис. 8. К пояснению улучшения качества связи

Обратим внимание еще на один аспект. С ростом уровня требований, предъявляемых к мобильности радиоэлектронных устройств, повысился интерес к возможности использования микрополосковой технологии, позволяющей наиболее эффективно улучшить массогабаритные свойства разрабатываемой системы. К достоинствам этой технологии следует также отнести относительную простоту в конструктивном отношении, надежность, малую стоимость, возможность автоматизированного производства. Применение микрополосковых элементов целесообразно и полностью оправдано при изготовлении отдельных элементов и даже целых узлов. Однако они имеют и ряд недостатков. Наиболее существенный из них – это большие потери по сравнению с волноводными и коаксиальными линиями передачи (особенно в диапазоне сантиметровых волн). А одним из способов решения этой проблемы также является применение сверхпроводящих материалов при изготовлении СВЧ устройств. Причем актуальность исследований в данном направлении резко повысилась после открытия высокотемпературных сверхпроводников [21, 22], критическая температура которых превышает температуру кипения жидкого азота (77,3 К). Использование азотных температур вместо гелиевых резко упростило и удешевило криогенную технику, функционирующую при достаточно простых и дешевых системах охлаждения, что позволило создавать приборы с уникальными характеристиками. Далее приведем примеры некоторых ВТСП ЭДУ различного назначения.

ВТСП антенны. Развитие систем связи и освоение новых, более высокочастотных диапазонов волн ставит перед разработчиками задачи снижения потерь, улучшения электромагнитной совместимости и миниатюризации радиоустройств. Поэтому весьма актуальным и перспективным является одно из направлений развития антенн – разработка антенн с малыми потерями, шумами, габаритами и высокими качественными показателями на основе сверхпроводящей технологии, дающей новые качественные возможности [23 – 25].

При этом опять-таки заметим, что микрополосковые антенны (МПА) обладают целым рядом достоинств, к которым можно отнести их малые габаритные размеры и массу, низкую стоимость, металлоемкость. К тому же они обладают конформностью – возможностью в наибольшей степени по сравнению с другими типами антенных устройств повторять форму объекта, на котором они располагаются. Отличительной особенностью современных МПА является их малая (по сравнению с длиной волны λ) толщина d ($d/\lambda \ll 1$). А изготовленные по технологии интегральных схем МПА обеспечивают высокую повторяемость размеров.

Простейшая МПА представляет собой участок металлической плоскости, расположенный обычно на тонком диэлектрическом листе, который, в свою очередь, лежит на металлическом основании (рис. 9а). Результаты проектирования и измерения параметров двумерной МПА с правой круговой поляризацией (рис. 9а) и 4-х элементной решетки (рис. 9б), изготовленных с применением ВТСП показали [26], что поверхностное сопротивление (характеристика наиболее влияющая на качественные показатели антенн микроволнового

диапазона) сверхпроводника в диапазоне около 12 ГГц на два порядка ниже чем у обычного проводника. Основные параметры сверхпроводниковой двумерной антенны и ее аналога из меди приведены в табл. 1.

На рис. 10 приведены для сравнения частотные характеристики медной антенны при комнатной температуре 293 К (кривая а) и сверхпроводниковой YBa₂Cu₃O_{7-X} (YBCO) при температуре 20 К (кривая б)). Графики на рис. 10а и 10б построены для конструкций антенн изображенных соответственно на рис. 9а, и 9б. Измеренный коэффициент усиления сверхпроводниковой антенны составляет примерно 11 дБ, что на 4 дБ выше аналогичной антенны из меди. Коэффициент усиления сверхпроводниковой решетки составил около 17,6 дБ. Это на 3,6 дБ выше, чем у аналогичной антенны, изготовленной из меди.

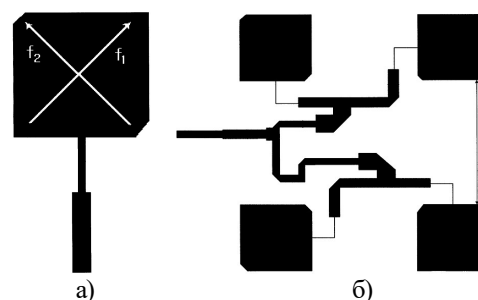


Рис. 9. Микрополосковые ВТСП антенны

Таблица 1
Параметры ВТСП антенны и ее аналога из меди

Параметры	Медная антенна	ВТСП антенна
Толщина подложки, (мм)	0,5	0,5
Диэлектрическая проницаемость (ϵ_r)	10,5	9,65 ($\approx 77K$)
Тангенс потерь	0,011	$6,1 \cdot 10^{-6}$ ($\approx 77K$)
Толщина пленки, (мкм)	18	0,5
Поверхностное сопротивление (Ом)	$7,4 \cdot 10^{-2}$	$1,15 \cdot 10^{-5}$
Критическая температура (К)	-	90 К

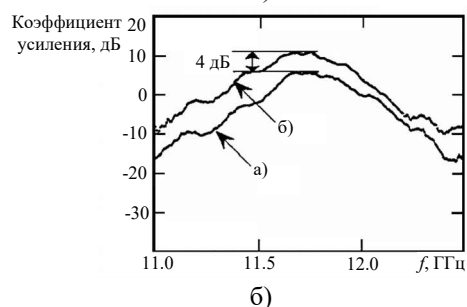
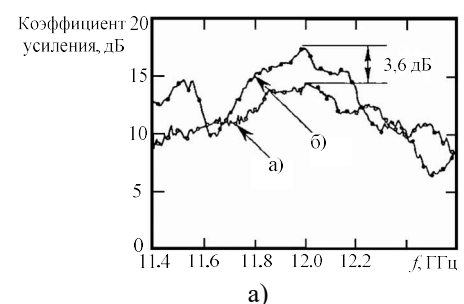


Рис. 10. Сравнительные характеристики ВТСП антенны и ее аналога из меди

Еще одним интересным примером реализованной ВТСП антенны является адаптивная GPS антенная решетка (АР) [27] имеющая размеры значительно меньше, чем у традиционных АР. Дальнейшему уменьшению размеров антенны препятствует взаимодействие излучающих элементов. Один из способов преодоления этой проблемы является создание сверхпроводящей многопортовой антенны. Такой подход основан на использовании схемы развязки и согласования.

Так, для примера, на рис. 11а изображены излучатели, разнесенные на расстояние $\lambda/2$. В этом случае взаимная связь между излучателями относительно невелика. Направление главного лепестка диаграммы направленности (ДН) регулируется разностью фаз между сигналами излучателей. При уменьшении расстояния между излучающими элементами (рис. 11б), входная мощность не полностью излучается, а значительная ее часть отражается обратно к генератору. Также из-за взаимодействия между излучателями уменьшается коэффициент усиления антенны. При использовании схемы развязки и согласования (рис. 11в), взаимосвязь между излучателями компенсируется цепью согласования, приводящей к структуре, при которой вся АР обладает резонансным характером. Поле в направлении главного лепестка такой антенны характеризуется частично ослабленной интерференцией (сверхнаправленное возбуждение).

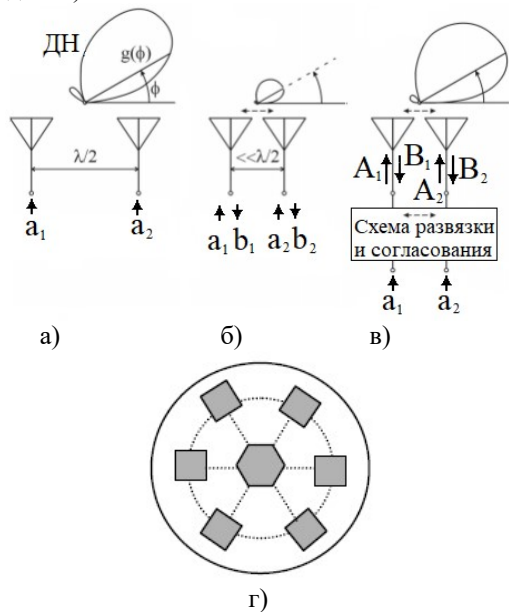


Рис. 11. Адаптивная ВТСП GPS антенная решетка

Важно также то, что увеличение количества излучателей и уменьшение расстояния между ними сужает полосу пропускания антенны. Для GPS антенны, допустимое уменьшение размеров антенны составляет 0,75 – 1,25 от длины волны. Такая сверхнаправленная антенна применима только для антенных решеток с малыми габаритными размерами, для которых уменьшение размеров антенны на $(0,5-1)\lambda$ значительно.

Схема развязки и согласования, описываемой антенны, реализована на микрополосковом контуре и связана с элементами антенны через отверстия отражательного экрана. Для снижения же

чувствительности антенной системы к потерям и поддержания достаточно высокой ее эффективности, используется ВТСП материалы, в том числе и в схеме питания.

Топология разработанной антенны изображена на рис. 11г. Теоретически такая антенна с семью элементами способна нивелировать помехи с 6-ти направлений. Хотя уменьшение расстояния между элементами АР приводит к уменьшению соотношения сигнал-шум и, как итог, количества подавляемых источников помех.

В реализованной на практике конструкции АР, использованы уменьшенные двухчастотные излучающие элементы (резонансные частоты 1575,42 МГц и 1227,6 МГц) с многосекционной схемой согласования. Реализованные малые значения полосы пропускания (примерно 20 МГц) позволяют получить хорошую избирательность и подавление внеполосных помех. Элементы антенны размещены на 6-ти дюймовой круглой подложке с шагом 60° . Которая, в свою очередь, расположена над схемой согласования. Такое расположение образует круговую симметрию и обеспечивает поляризационное разнесение между элементами, то есть обеспечивает более эффективное подавление помех. ВТСП элементы антенны сделаны из итриево-барьерной керамики ($T_c = 93$ К) и расположены на сапфировой подложке.

Приведенный пример показал, что технологии сверхпроводимости используются и при создании сверхнаправленных антенн (СНА). Сопrotивление излучения СНА существенно меньше омического сопротивления проводников, из которых сделаны антенны. Поэтому КПД СНА чрезвычайно низок, что является одним из препятствий их практического использования. Использование же ВТСП материалов при реализации СНА позволяет обеспечить высокие значения КПД [28].

Теоретические и экспериментальные исследования СНА показали, что основными факторами ограничения уменьшения размеров являются: уменьшение КПД; жесткие допуски на точность реализации геометрии и возбуждения элементов антенны; узкая ширина полосы пропускания. Уменьшение размеров антенны без потери эффективности излучения возможно при одновременном уменьшении омических потерь в проводящих материалах антенны. И очевидную возможность для этого представляют явления ВТСП, при котором поверхностное сопротивление металлов уменьшается на несколько порядков. Уже первые эксперименты [29, 30] с элементарными сверхпроводниковыми излучателями (одиночные рамки или вибраторы) показали возможность увеличения КПД приблизительно на 10 – 30 дБ по сравнению с неохлаждаемыми излучателями тех же размеров и достигал 30 – 100%. Для примера, на рис. 12а. схематически изображен экспериментальный макет антенны помещенной в криостат [31]. Строение и фото одного из возможных лабораторных криостатов для антенны можно увидеть на рис. 12б,в [32].

Излучатель представляет собой резонансный отрезок четырехпроводной линии передачи, закороченный с одной стороны и нагруженный на «укорачивающую» емкость с другой. «Укорачивающая» емкость выполнена в виде четырех конденсаторов, регулировка которых позволяет обеспечить симметрию

токов. Возбуждение излучателя осуществляется рамкой (на рисунке не показана). Все элементы излучателя выполнены из технического ниобия ($T_c=9,2$ К), размеры излучателя: $2a=0,062$ м, $l=0,2$ м, $d=0,008$ м. Изменением емкости «укорачивающего» конденсатора резонансная длина излучателя варьировалась в пределах (0,25 – 0,08) λ , что соответствовало изменению резонансной частоты приблизительно от 350 до 120 МГц.

Добротность этого квадрупольного излучателя имеет порядок 105, что определяет очень узкую полосу пропускания антенны. Такая антенна может служить узкополосным преселектором, защищающим вход приемника от помех и сигналов, не лежащих в полосе принимаемых частот. Коэффициент направленного действия (КНД) такой антенны составляет примерно 9, а ДН в азимутальной плоскости состоит из четырех лепестков шириной 60° по уровню 0,5. Современная ВТСП технология позволяет создавать малогабаритные излучатели и в широкополосном варианте.

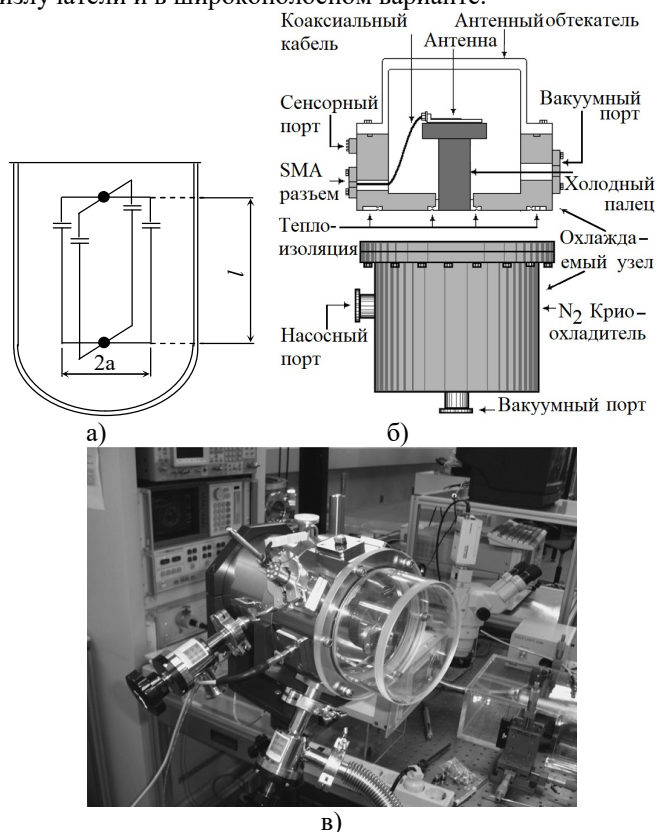


Рис. 12. Лабораторный криостат для ВТСП антенны

Отметим, что значительный интерес представляет использование эффекта сверхпроводимости и для реализации сверхнаправленных антенных решеток. Такие решетки обеспечивают большой коэффициент усиления в заданном направлении, чем обычные, однако их КПД чрезвычайно низок. Высокую эффективность можно получить используя ВТСП. Результаты практических исследований одной из сверхнаправленных антенных систем, изготовленной с применением ВТСП, приведены на рис. 13 [26], где отображена зависимость коэффициента усиления антенны от расстояния между элементами решетки и материала изготовления антенны (ВТСП – YBCO и медь – Cu).

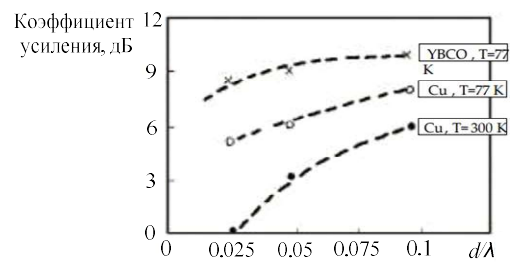


Рис. 13. Коэффициенты усиления сверхнаправленных антенн

ВТСП резонаторы и фильтры. Основными требованиями, наиболее часто предъявляемыми к электродинамическим параметрам устройств, являются высокая добротность и широкий динамический диапазон рабочих мощностей. Применение ВТСП керамических пленок в резонаторах позволяет снизить собственный шум в 100 и более раз, а полосу пропускания приемных устройств уменьшить более чем в 10 раз.

Пример тонкопленочного YBCO проходного резонатора представлен на рис. 14а [33]. Измерения, проводившиеся с использованием этого микроволнового прибора при температуре 77 К показали, что собственная добротность резонатора в 50 раз превышает добротность идентичной структуры, изготовленной из золота при той же рабочей температуре.

На рис. 14б приведены результаты измерения поверхностного сопротивления проводящего полоска резонаторов изготовленных из ВТСП и меди (Cu) как функции частоты при температуре 77 К [33]. Как можем видеть из представленной зависимости, ВТСП имеет очевидное превосходство перед охлажденной медью в исследуемом диапазоне частот.

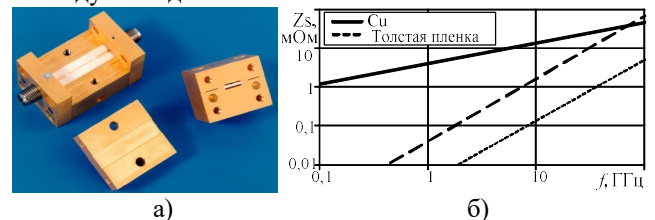


Рис. 14. Проходные резонаторы а) и частотная зависимость их поверхностного сопротивления б)

Исследования характеристик микрополоскового кольцевого резонатора [34], схематически представленного на рис. 15а, продемонстрировали значительное увеличение добротности благодаря использованию при изготовлении устройства сверхпроводящих материалов вместо золота. Этот резонатор с резонансной частотой $f=35$ ГГц на основе ВТСП был изготовлен осаждением YBCO пленки на подложку из алюмината лантана толщиной 254 мкм, расположенную на металлической пластине, выполняющей роль экрана. Исследования проводились в диапазоне температур 20 К – 90 К. Электрическая длина кольца резонатора на рабочей частоте составила 3λ . Измеренные значения собственной добротности для устройств изготовленных с применением ВТСП и золота (Au) приведены рис. 15б.

Из зависимостей видно, что с уменьшением температуры наблюдается стремительное повышение добротности резонатора на основе ВТСП, и только при температуре 77 К и выше выигрыш от использования

сверхпроводника вместо золота становится незначительным.

Если говорить о традиционных микрополосковых фильтрах, то они вносят большие потери в полосе пропускания, проявляющиеся в ухудшении соотношения сигнал-шум приемника и, следовательно, приводящие к снижению его чувствительности. Высокодобротные сверхпроводниковые резонаторы микроволнового диапазона позволяют создавать фильтры с наилучшими характеристиками [9]. Сравнительная характеристика основных параметров традиционных и ВТСП полосовых фильтров приведена в Табл. 2.

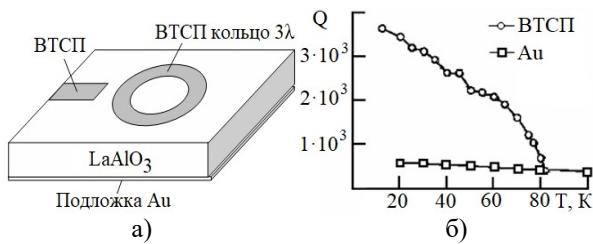


Рис. 15. Кольцевой резонатор а) и температурная зависимость его добротности б)

Потери фильтра напрямую обусловлены поверхностным сопротивлением используемого материала проводника. Особенно явно это прослеживается в узкополосных, высокоизбирательных фильтрах. Вносимые потери, в таких устройствах обратно пропорциональны собственной добротности и, следовательно, соотношению энергии запасенной и энергии рассеянной в цепи за период. Так как поглощение в значительной степени обусловлено поверхностным эффектом, указанное соотношение можно максимизировать, увеличивая размеры структуры, изготовленной с применением обычного проводника. Применяя ВТСП материалы, те же характеристики могут быть получены при меньших размерах структуры, что, несомненно, является выгодным для использования в бортовых и спутниковых системах.

На рис. 16а изображен четырехсекционный фильтр с рабочей частотой 11 ГГц [9].

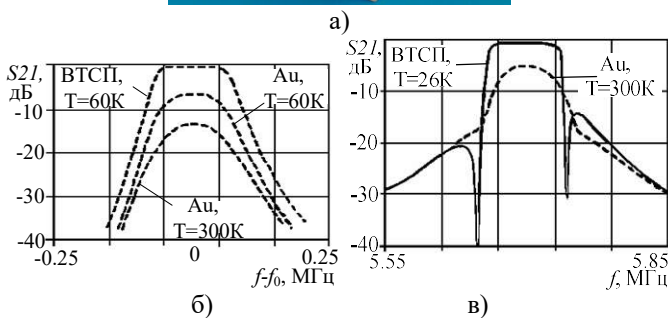


Рис. 16. ВТСП фильтр а) и частотные зависимости его S-параметров б), в)

Экран фильтра выполнен из серебра, при этом вносимое затухание составляет 1,07 дБ. Потери можно снизить, используя ВТСП экран, хотя, как известно, в микрополосковых структурах потери в основном возникают в самом полоске. Измеренные данные, представленные на рис. 16б, свидетельствуют о том, что использование ВТСП экрана снизило вносимое затухание фильтра до 0,36 дБ. На рис. 16 также хорошо видно влияние потерь в проводнике на АЧХ фильтра. Фильтр с полосой 1,25 % реализован в двух модификациях: с использованием золота и ВТСП. Из-за потерь в золоте крутизна границ полосы пропускания фильтра ухудшается. Т.о. видно, что ВТСП фильтр имеет лучшие показатели вносимых потерь и коэффициента прямоугольности.

ВТСП линии задержки (ЛЗ), мосты, дуплексеры.

Основными требованиями к параметрам ЛЗ являются низкие вносимые потери; широкая полоса пропускания. В настоящее время при изготовлении ЛЗ применяются устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и намотки (бухты) коаксиального кабеля. Однако применение ЛЗ на ПАВ ограничено в нижнем частотном диапазоне, а коаксиальные линии передачи весьма громоздки и имеют большие вносимые потери.

Сверхпроводниковые ЛЗ позволяют обеспечить широкую полосу пропускания и низкие потери при компактных размерах [9]. ВТСП-ЛЗ можно использовать для задержки сигнала от пикосекунд до микросекунд при его минимальном ослаблении. В отрезке линии сверхпроводника ослабление может быть на три порядка ниже, чем в золотом проводнике той же длины и с таким же поперечным сечением. Для получения максимальной задержки в заданном объеме микрополосковые ВТСП-линии изготавливают в виде меандра или спирали на тонких диэлектрических подложках, а из них создают многоярусную структуру [9]. Чтобы предотвратить перекрестные наводки между различными линиями, предусматривается экранирование ярусов. Фирма Superconductor Technologies изготовила ЛЗ на 1 нс с применением Tl₂Ba₂CaCu₂O_x керамики [35]. ВТСП-пленка наносится на подложку из LaAlO₃. Высокое значение относительной диэлектрической проницаемости подложки (ε_r = 23,5) позволяет получить значительную задержку даже на одном отдельном кристалле. Длина и ширина ЛЗ составляют 13,9 см и 50 мкм соответственно. Результаты сопоставления характеристик ВТСП-ЛЗ и ЛЗ изготовленной из меди, на частоте 3,29 ГГц показали, что при 77 К ВТСП-ЛЗ обладает в 10 раз меньшими потерями.

На рис. 17 изображена ВТСП компланарная линия задержки [9]. При размерах 90×96×12 мм³ она обеспечивает задержку сигнала на 100 нс. Для изготовления 100 нс ЛЗ из коаксиального кабеля, понадобилось бы 22 метра RG-141. Даже учитывая габариты криогенного охладителя очевидны возможности значительного уменьшения размера и массы таких устройств, применяя ВТСП при их изготовлении.

Дуплексер (дуплексный фильтр, от слова дуплекс, частотно-разделительный фильтр) – устройство, предназначенное для организации дуплексной радиосвязи с использованием одной общей антенны, как для приёма, так и для передачи. Он имеет три порта: для подключения антенны, радиоприёмного тракта и радиопередающего

тракта. Дуплексер содержит два фильтра с непересекающимися окнами прозрачности АЧХ: окно прозрачности АЧХ одного фильтра соответствует полосе частот тракта приёма, другого – полосе частот тракта передачи. Используется пара полосно-пропускающих фильтров, реже – пара из фильтра нижних (ФНЧ) и высоких (ФВЧ) частот. «Антенные» порты фильтров соединяются параллельно, образуя антенный порт дуплексера. Фильтры проектируются и настраиваются совместно, поскольку простое соединение работоспособных фильтров приведет к расстройке каждого из них.



Рис. 17. ВТСП линия задержки

Принцип действия дуплексера состоит в следующем. Сигнал радиопередатчика проходит с минимальными потерями через фильтр тракта передачи и поступает в антенну. Этот сигнал задерживается фильтром тракта приёма, не выводит из строя радиоприёмник и не препятствует его нормальной работе. Одновременно сигнал в полосе частот тракта приёма, принимаемый антенной, проходит с минимальными потерями через фильтр тракта приёма и поступает в радиоприёмник. Поскольку соединенный с этим фильтром параллельно фильтр тракта передачи в полосе частот приёма имеет малый коэффициент передачи, то мощность принятого сигнала практически не теряется в тракте радиопередачи. Таким образом, принцип действия дуплексера основан на частотной селекции сигналов различных частот и отличается от принципа действия циркулятора и направленного ответвителя, которые разделяют сигналы по направлению распространения электромагнитных волн.

В качестве примера одного из возможных ВТСП дуплексеров рассмотрим дуплексер для стандарта DCS-1800, охватывающий диапазон приема сигналов с 1710 до 1785 МГц и диапазон передачи с 1805 по 1880 МГц (см. фото на рис. 7г и рис. 18) [19].

Важным при реализации таких устройств является:

- качество согласования – частотные зависимости коэффициентов стоячей волны по каждому из портов и их максимальные значения в соответствующих полосах частот;

- развязка – частотные зависимости переходного затухания между каждой парой портов, а также

- минимальные значения переходных затуханий в соответствующих полосах частот;

- потери – частотные зависимости коэффициентов передачи из порта в порт в соответствующих полосах частот;

- номинальные значения волнового сопротивления;

- максимально допустимая передаваемая мощность сигнала.

Представленный дуплексер состоит из двух 3 дБ мостов (рис. 18б) и двух режекторных фильтров (рис. 18в), объединенных так, как показано на рис. 18г.

Микрополосковый режекторный фильтр К-коннектор гибридный мост

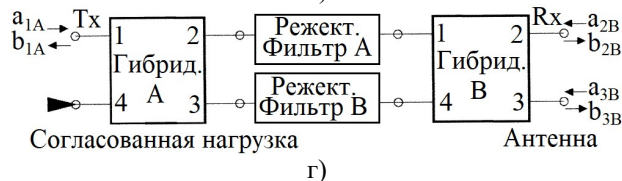
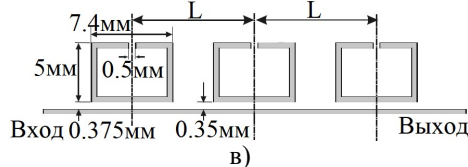
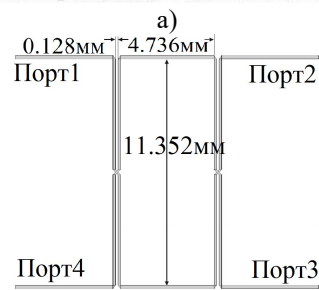
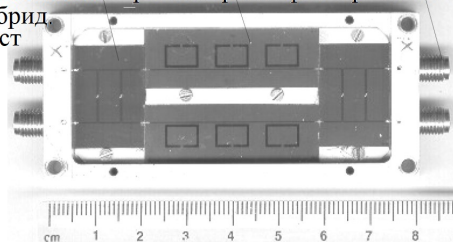


Рис. 18. Дуплексер

Для уменьшения конструкции и возможности объединения в криокамере с другими устройствами, дуплексер выполнен на LAO подложке толщиной 0,5 мм с использованием двухсторонней YBCO пленки. Мосты имеют размеры 15,5×22,5 мм², а размер каждого фильтра дуплексера 38×13 мм². При этом мосты и фильтры установлены на позолоченные титановые кронштейны с помощью проводящей серебряной эпоксидной смолы и зафиксированы болтами. Фильтры проектировались с расчетом указанных выше полос, минимальным затуханием в полосе заграждения 20 дБ и неравномерностью АЧХ в полосе пропускания не более 0,1 дБ. Характеристики составных частей дуплексера – моста и режекторного фильтра представлены соответственно на рис. 19а и рис. 19б. Результирующие же характеристики ВТСП дуплексера, измеренные при температуре 80 К, представлены на рис. 19в и в табл. 3.

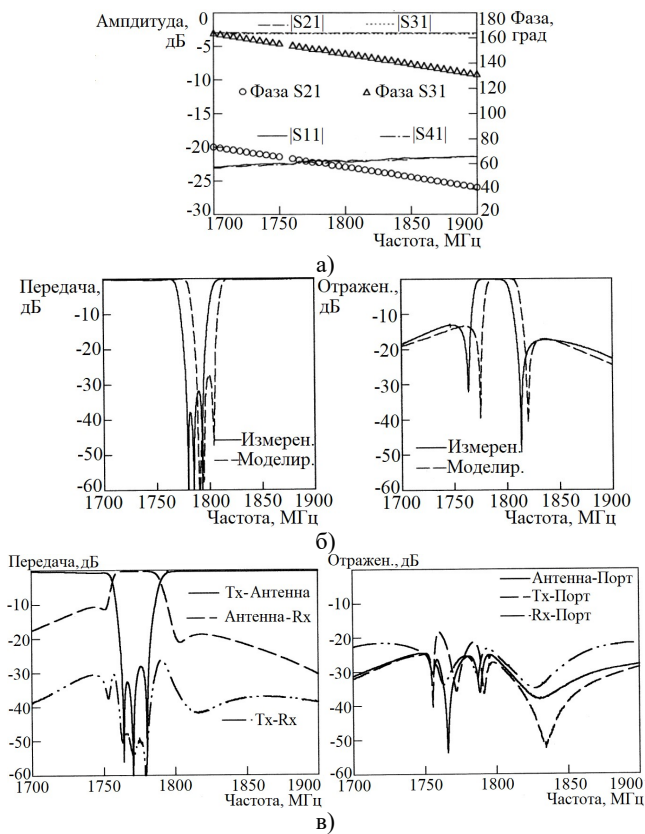


Рис. 19. Характеристики дуплексера

Таблица 3

Характеристики дуплексера		
Частота	1770 – 1785 МГц (Rx полоса)	1805 – 1880 МГц (Rx полоса)
Потери сигнала порт антенны – порт приемника	< 0.3 дБ	
Потери сигнала порт антенны – порт передатчика		< 0.3 дБ
Развязка приемник-передатчик	> 43 дБ	> 35 дБ
Обратные потери антенного порта	> 27 дБ	> 26 дБ
Обратные потери приемного порта	> 25 дБ	
Обратные потери передающего порта		> 28 дБ

В заключение рассмотрения ВТСП устройств отметим, что использование сверхпроводящих материалов при изготовлении других пассивных элементов микроволновой цепи, таких как согласующие трансформаторы, делители (сумматоры) мощности, направленные ответвители и др. снижает вносимые потери и коэффициент шума всей системы. Применение ВТСП в этих пассивных элементах вызвано стремлением к единообразию технологического процесса при изготовлении микроволновых трактов. В результате этого появились интегральные ВТСП устройства [36]. Например, одними из них являются активные интегральные антенны, которые представляют собой объединение на одной подложке (в одном устройстве) собственно излучателя, избирательных и согласующих цепей и элементов первичной обработки сигнала (усилителей, смесителей, детекторов, НЭ типа высокотемпературных бикристаллических джозефсо-

новских переходов – слабых электрических контактов двух сверхпроводников, и т.п.), [37 – 39]. Так, на рис. 20 представлена часть камеры АМКID спектрографа DESHIMA, выполненной по ВТСП технологии и используемой для обнаружения излучения в астрономии или для квантовых вычислений.

В сверхпроводнике при низких температурах большинство электронов соединяются в так называемые куперовские пары. Эти пары могут быть разбиты фотоном, например, летящим из звезды или галактики. Поэтому чтобы выявить излучение в сверхпроводник, используется небольшая линза, которая фокусирует излучение на антенну. Излучение, полученное антенной, приведет к разрыву куперовских пар в алюминиевой части резонатора (рис. 20), что приведет к изменению сопротивления и индуктивности алюминия и дает возможность выявить весьма незначительные изменения в принимаемом излучении.

Подобные передовые технологии превратили космологию в экспериментальную науку, так как появление чувствительных субмиллиметровых ВТСП волновых датчиков привело к обнаружению неожиданно большого количества скрытых звездных формирований во Вселенной. И это может привести к пересмотру нынешнего понимания космологии.

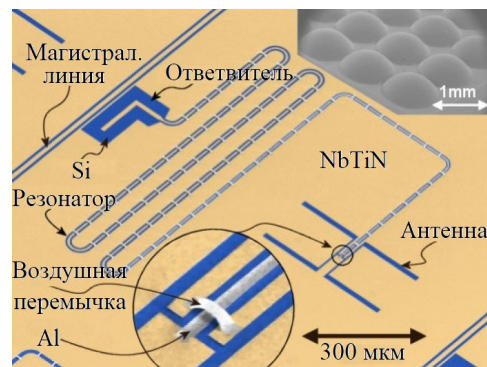


Рис. 20. Часть камеры АМКID спектрографа DESHIMA

Антенны с НЭ (АНЭ)

Вообще объединение излучающих ЭДУ с нелинейными радиоэлементами без использования ВТСП материалов производят уже достаточно давно и уже можно выделить такой класс ЭДУ как антенны с НЭ (АНЭ – зачастую малоэлементные). Они применяются для реализации целого ряда функциональных радиоустройств и нашли применение в информационных и энергетических радиоэлектронных системах для генерации электромагнитных волн (антенны-генераторы) [40, 41], преобразования частоты сигналов (антенны-смесители, антенны-умножители) [42, 43], детектирования и выпрямления, беспроводной передачи СВЧ энергии (антенны-детекторы и ректенны) [44 – 46]. Интегрированные антенны используются также для управления положением луча в пространстве [45] и в качестве облучателей апертурных антенн [42].

Широкие функциональные возможности антенн-автогенераторов (ААГ) обуславливают перспективность их применения в радиотехнических устройствах, особенно СВЧ и КВЧ диапазонов [47 – 50]. Особенностью ААГ является то, что антенна, выполняя

традиционную функцию излучения и приема электромагнитной энергии, одновременно выполняет функцию реактивного элемента автоколебательной системы, определяющей частоту колебаний. Одновременно с излучением ААГ принимает электромагнитные волны в рабочей полосе пропускания и преобразует частоту принятого сигнала. На этих свойствах и на основе эффекта Доплера функционируют радиоволновые сенсоры выявления движения различных объектов в системах охраны, контроля, радиоизмерительной технике, системах ближней радиолокации. Так, на рис. 21 представлена схема ААГ интегрированная с детекторной секцией. Схема реализована на диэлектрической подложке из поликора, RT/duroid 5870/5880, ФАФ-4Д толщиной 1 и 1,5 мм. Тип диэлектрика определяет геометрические размеры ААГ и влияет на стабильность генерируемых колебаний. Диапазон рабочих частот составлял от 1 до 6,5 ГГц. Излучаемая мощность СВЧ-сигнала определяется типом транзистора и режимом его работы. При напряжении питания 9 В для транзистора 2Т640А-2 мощность составляет в среднем 50мВт, а для 2Т3115 – 5 мВт. КПД равен 22 %, что несколько меньше КПД обычного транзисторного автогенератора. Нестабильность частоты колебаний ААГ при постоянных условиях излучения не хуже 10^{-4} в диапазоне 2-3 ГГц. Подавление высших гармонических составляющих в спектре излучаемого сигнала не хуже -35 дБ. Форма ДН ААГ практически совпадает с ДН используемой в ААГ печатной резонансной антенны (ПРА). Ее ширина в Е-плоскости составляет 70° , а в Н-плоскости – 90° .

Излучатель ПРА в определенной точке соединен с коллектором транзистора. Точка нулевого потенциала, которая для прямоугольного излучателя находится на пересечении его диагоналей, заземлена. За счет этого образуется цепь протекания постоянной составляющей коллекторного тока транзистора. В то же время в его коллекторной цепи образуется полосковая структура с распределенными параметрами, имеющая индуктивный характер сопротивления. Совместно с отрезками полосковых линий (W_1 и W_5) это обеспечивает генерирование и излучение электромагнитных волн.

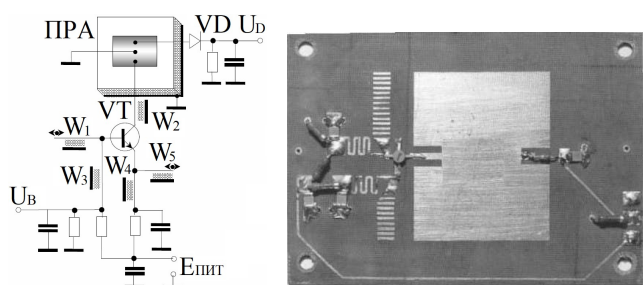


Рис. 21. Антенна автогенератор

Поскольку ААГ является открытой автоколебательной системой, то частота генерируемых колебаний зависит от изменения условий излучения электромагнитных волн, вызванных, например, движущимся в поле излучения объектом. В то же время отраженная от этого объекта электромагнитная энергия принимается антенной ААГ и в нелинейных цепях транзистора происходит преобразование частоты колебаний, в результате чего формируется

информационный сигнал Доплера. Таким образом, ААГ работает независимо в режиме автодина при одновременном изменении частоты колебаний за счет изменения входного импеданса антенны.

Информационный сигнал Доплера можно выделить в цепях базы или эмиттера транзисторной ААГ с помощью ФНЧ или в цепи питания. Исследования показали, что ААГ в режиме автодина имеет в 2 – 3 раза лучшую чувствительность сравнительно с автодином, реализованным по классической схеме, состоящим из автогенератора, цепи связи и антенны [51]. Высокая чувствительность ААГ обеспечивается тем, что энергия отраженного сигнала поступает в нелинейную схему автогенератора без потерь в цепях согласования, а также за счет изменения импеданса антенны под воздействием движущегося объекта.

Отметим, что способы реализации таких сенсоров различны. Применяют различные СВЧ-схемы автогенераторов (на основе емкостных трехузловых схем Клаппа и Колпитца или по схеме усилителя СВЧ с внешней обратной связью), различные принципы построения (автодинный или гетеродинный [51]) и т.д. Так, при использовании полосковых антенн автодинные ААГ имеют простую конструкцию, малые габариты и массу. Однако чувствительность ограничена значительным уровнем собственных шумов нелинейной колебательной системы, энергетический спектр которых, приблизительно пропорционален $1/f$ [52], и внешними помехами. Гетеродинные сенсоры за счет использования дополнительной детекторно-смесительной секции имеют лучшие шумовые параметры, однако худшие массогабаритные характеристики [51]. Также важно, что не все типы полосковых антенн обеспечивают малые габариты и массу интегрированного узла. При интеграции необходимо выбирать такой тип антенны (ПРА, щелевые резонаторные антенны [53]) и схемы автогенератора, чтобы для образования интегрированной ААГ не нужно было применять дополнительные реактивные элементы. Кроме того, для обеспечения высокой стабильности частоты генерируемых колебаний добротность частото задающего контура, составляющей которого является антенна, должна быть высокой, а нестабильность его собственной частоты – низкой.

Эти обстоятельства подталкивают разработчиков искать пути совершенствования схем, конструкций и расширения функциональных возможностей ААГ. Так, для повышения чувствительности рассмотренной выше ААГ за счет снижения влияния собственных шумов разработана конструкция сенсора на ААГ с амплитудной модуляцией отраженного от объекта сигнала с частотой $F_m=1$ кГц (рис. 22) [47]. В этом случае сенсор представляет собой синхронный приемник, в котором информационный сигнал выделяется на частотах $F_m \pm F_d$, находясь за границей основной части энергетического спектра собственных шумов. Особенностью же предложенной схемы сенсора является то, что амплитудная модуляция отраженного сигнала осуществляется путем изменения направления максимального излучения ААГ за счет коммутации ДН ААГ. Коммутация ДН осуществляется с помощью дополнительной ПРА, излучатель которой размещен рядом с излучателем ААГ и соединен с ним с помощью коммутатора на р-и-п диодах.

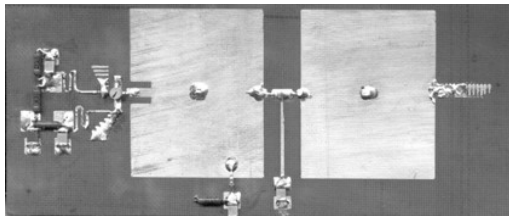


Рис. 22. ААГ с коммутируемой ПРА

Продолжая рассматривать примеры АНЭ заметим, что в ряде случаев, из-за размеров нелинейности (зачастую НЭ расположены на небольшом расстоянии друг от друга – порядка 0,1 длины волны), ее строго говоря, нельзя считать сосредоточенной, так как размеры области, занимаемой нелинейностью, становятся соизмеримыми с длиной волны. В принципе, каждая элементарная ячейка в таких антеннах может быть смоделирована как отдельная активная антенна, состоящая из активного устройства и короткого излучателя. Однако, взаимосвязь излучающих элементов настолько сильна, что для анализа антенны в целом должны использоваться специальные методы.

В качестве примера на рис. 23 приведен общий вид а), топология б) и эквивалентная схема ячейки в) направленной отражательной антенной решетки-фазовращателя, у которой сканирование осуществляется за счет изменения величины управляющего напряжения, подаваемого на варакторные диоды [54]. Конструктивно решетка-фазовращатель представляет собой арсенид-галлиевую квадратную подложку со стороной 2 см, содержащую 1600 варакторных диодов с барьером Шоттки (рис. 23б). Решетка исследовалась как экспериментально, так и теоретически. В последнем случае использовалась наиболее простая модель, основанная на модели нагруженной линии передачи (рис. 23в). Измерения проводились по схеме, приведенной на рис. 23г, а результаты расчетов и экспериментов модуля и фазы коэффициента отражения представлены соответственно на рис. 23д и 23е.

Другой пример антенны-фазовращателя, выполненной на р-і-п диодах, приведен на рис. 24а [55]. Специфика рассмотренных структур состоит в том, что их конструкции являются многослойными и содержат полупроводниковые подложки, контактирующие с металлическим основанием, что может рассматриваться как слоистая нелинейная импедансная среда. При таком подходе нетрудно предположить, что в рассмотренных ЭДУ с сосредоточенными НЭ существует две возможных причины возникновения нелинейных эффектов. Одна из них предопределена наличием сосредоточенных НЭ, а другая обусловлена возможным образованием на границе металл-полупроводник нежелательных распределенных барьеров Шоттки.

К ЭДУ в которых наличие элементов с НХ принципиально необходимо для функционирования устройства можно отнести антенну-смеситель представленную на рис. 24б [56]. Антенна образована кольцевой щелью и двумя диодами V1 и V2 включенными в щель под углом 90° друг к другу. Падающие на антенну волны – входной сигнал E_c и сигнал гетеродина E_g поляризованы взаимно ортогонально. Сигнал промежуточной частоты (1)

снимается со щели через фильтрующую цепь (Др1). Включение НЭ непосредственно в излучатель позволяет обойтись без высокочастотных линий передачи, что обеспечивает хороший коэффициент преобразования смесителя вплоть до частот субмиллиметрового диапазона.

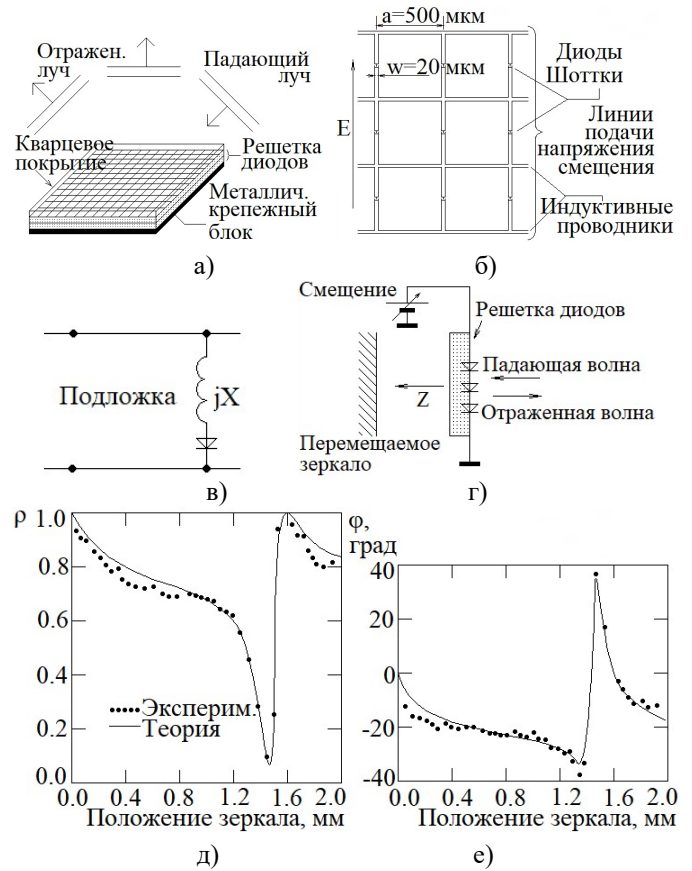


Рис. 23. Антенная решетка-фазовращатель

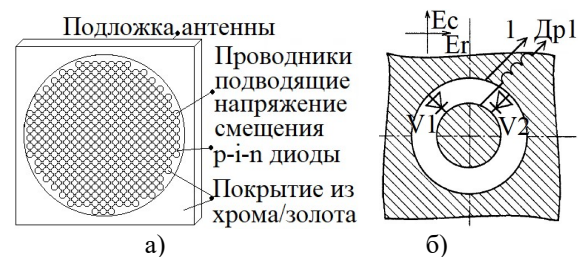


Рис. 24. Антенна-фазовращатель на р-і-п диодах а) и антенна смеситель б)

Выводы

Из выше изложенного материала, видно, что актуальность исследования ЭДУ с НХ обусловлена требованиями практики, которая постоянно увеличивает интерес к созданию современных РТС и комплексов имеющих новейшие расширенные функциональные свойства и перспективны для применения в различных отраслях, в том числе и для обеспечения дальнейшего развития радиофизических технологий.

Поэтому в настоящей работе и связанной с ней работой [1] на наглядных примерах было показано, что включение элементов и материалов с НХ в ЭДУ открывает возможность для создания структур с новыми

физическими и функциональными возможностями, снижения массогабаритных показателей устройств. Показано, что их характеристики принципиально отличаются от характеристик традиционных ЭДУ с линейными свойствами.

Следует отметить, что ЭДУ могут проявлять себя по-разному в зависимости от типа нелинейности, режима работы ЭДУ, уровня входного воздействия и т.д. В результате чего, в устройствах возможны проявления различных нелинейных эффектов, которым не всегда уделяется должное внимание при проектировании ЭДУ с НЭ. В результате внедрение в структуру РТС ЭДУ с НХ, обуславливает необходимость разработки специального аппарата их исследования заключающегося в построении соответствующих математических моделей, которые хорошо приспособлены для реализации на ЭВМ.

В последующих работах авторами будут рассмотрены такие ЭДУ с НЭ как ректенны, структуры на основе плазмонных проводов и углеродных нанотрубок. Отдельно также будет уделено внимание вопросам возникновения и примерам выявленных характерных нелинейных эффектов в ЭДУ с НЭ и ЭДУ выполненных на основе материалов с НПИ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ:

1. Гавва Д.С. Электродинамические устройства на основе радиоэлементов и материалов с нелинейными характеристиками // Д.С. Гавва, Д.В. Грециких, А.В. Гомозов, Д.В. Пунин // *Технология приборостроения*. – 2018. – №2. С. 17-32.
2. Гринев А.Ю., Зайкин А.Е. Фазированные антенные решетки КВЧ диапазона с оптическим и электронно-лучевым управлением (обзор) // *Радиоэлектроника*. – 1993. – Т. 36. - №5. – С.3-16.
3. Замятин В.И., Гусак Ю.А. Поляризационно-голографические антенны: методы расчета и возможные конструкции // *Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника*. – 1996. – Т.39. - №10. – С. 19-26.
4. Голуб Ю.В., Карпенко В.И., Франков А.В. Применение жидкостей с высокой диэлектрической проницаемостью для построения антенн в миллиметровом диапазоне длин волн // *Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника*. – 1996. – Т.39. - №9. – С. 75 - 80.
5. Вендик И.Б., Геворкян С.Ш., Хижа Г.С. Оптически управляемые полупроводниковые СВЧ устройства // *Зарубежная радиоэлектроника*. – 1987. - № 9. – С.10-22.
6. McGregor D.S., Park C.S., Weichold M.H., Taylor H.F. An optically excited microwave ring resonator on a Ga-As substrate // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* 1989. - P. 225-228.
7. Vähä-Heikkilä Tauno. MEMS tuning and matching circuits, and millimeter wave on-wafer measurements. Dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology / Tauno Vähä-Heikkilä // *VTT Technical Research Centre of Finland*. – 2006. – 165 P.
8. Klauda M. Superconductors and Cryogenic for Future Communication Systems / M. Klauda, T. Kasser, B. Mayer, et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 7, July 2000, pp. 1227 – 1239.
9. Chang K. Encyclopedia of RF and Microwave Engineering / Kai Chang // Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. – 2005. – 5949 p.
10. Ledenyov D.O. The nonlinearities in microwave superconductivity / Dimitri O. Ledenyov and Viktor O. Ledenyov // *Brisbane, Townsville, Australia & Kharkov, Ukraine*. – 2013. – P. 918.
11. Weinstock H. Microwave Superconductivity / H. Weinstock, Martin Nisenoff // Published Kluwer Academic Publishers in cooperation with NATO Scientific Affairs Division. – Dordrecht / Boston / London. – 1999. – P. 623.
12. Qiu X.G. High-temperature superconductors / X.G. Qiu // Woodhead Publishing Limited. Cambridge. – 2011. – P. 433.
13. Mansour Raafat R. Microwave Superconductivity / Raafat R. Mansour // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – vol. 50, no. 3. – March 2002. – pp. 750 – 760.
14. Klauda M. Superconductors and Cryogenic for Future Communication Systems / M. Klauda, T. Kasser, B. Mayer and etc. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – vol. 48, no. 7. – July 2000. – pp. 1227 – 1239.
15. Booth J.C. Predicting nonlinear effects in superconducting microwave transmission lines from mutual inductance measurements / J.C. Booth, L.R. Vale, R.H. Ono, J.H. Claassen // *Supercond. Sci. Technol.* – 1999. – Vol. 12. – P. 711-713.
16. Abdo B. Nonlinear dynamics in the resonance line shape of NbN superconducting resonators / B. Abdo, E. Segev, O. Shtempluck, E. Buks // *Physical Review*. – 2006. – Vol. B 73. – №134513. – P. 1–11.
17. Kermorvant J. Heating and high frequency nonlinearities in the surface impedance of high Tc superconductors / J. Kermorvant, C.J. Van der Beek, J.C. Mage, B. Marcilhac, Y. Lemaitre, R. Bernard, J. Briatico // *25th International Conference on Low Temperature Physics LT25, Amsterdam: Netherlands*. – 2008. – P. 1–4.
18. Kermorvant J. Joule heating and high frequency nonlinear effects in the surface impedance of high Tc superconductors / J. Kermorvant, C.J. Van der Beek, J.-C. Mage, B. Marcilhac // *J. Appl. Phys.* – 2009. – Vol. 106. – №. 2. – 6 p.
19. Hong Jia-Sheng. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster. – A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION. JOHN WILEY & SONS, INC, 2001. – P. 485.
20. Иоган Ваïc. Корейская революция - сотовые телефоны доживают последние дни? // <https://cont.ws/@ottuda/873586>
21. Muller K.A. High-temperature superconductivity / K.A. Muller, J. G. Bednorz // *Proc. Nat. Acad. Sci. USA*. – 1987. – Vol. 84. – P. 4678–4680.
22. Schrieffer J.R., Brooks J.S. Handbook of High-Temperature Superconductivity. – New York: Springer. – 2007. – 627 p.
23. Jain F.C. Monolithic semiconductor antennas for millimeter wave Si and GaAs integrated circuit technologies / F.C. Jain, R. Bansal // *Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves*. – 1985. – Vol.,6. – No. 2. – pp. 141 – 147.
24. Jain F.C. Semiconductor antenna: A new device in millimeter-and submillimeter-wave integrated circuits / F.C. Jain, R. Bansal, C.V. Valerio // *IEEE Trans.* – 1984. – V. MTT-32. – N 2. – pp. 204 – 208.
25. Ali M.I. Superconducting Patch Array Antenna on Both-side YBCO Thin Film for Satellite Communication / M.I. Ali, K. Ehata, S. Ohshima // *IEEE Trans. on Appl. Superconductivity*. – 1999. – V. 9. – N 2. – pp. 3077 – 3080.
26. Hansen R.C. Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas. – John Wiley & Sons, Inc. – 2006. – 168 p.
27. Kuester C. A high temperature superconducting anti-jam GPS antenna array / C. Kuester; H. Chaloupka; J. Knauth // *MILCOM 1999. IEEE Military Communications Conference Proceedings*. – 1999. – Vol. 1. – pp. 671 – 674.
28. Walker G.B. Superconducting superdirectional antenna

- arrays / G.B. Walker, C.R. Haden, O.C. Ramer // *IEEE Trans., AP.* – 25, 1977, N 6. – pp. 744 – 750.
29. Walker G.B. *Superconducting antennas* / G.B. Walker, C.R. Haden // *J. of Appl. Phys.* – 1969. – vol. 40, no. 5. – pp. 840 – 846.
30. Вендик, О.Г. Сверхпроводимый квадрупольный излучатель [Текст] / О.Г. Вендик, А.Б. Козырев, С.Е. Кривецков // *Письма ЖТФ.* – 1980. – т. 6, № 6. – с. 611 – 614.
31. Luukanen A.A. *Superconducting Antenna-Coupled Microbolometr for THz Applications* / A. Luuranen, R. Hadfield, A. Miller, E. Grossman // *Terahertz for Military and Security Applications II.* – 2004. – Vol. 5411. – P. 121–126.
32. Luukanen A.A. *Superconducting Antenna-Coupled Microbolometr for THz Applications* / A. Luuranen, R. Hadfield, A. Miller, E. Grossman // *Terahertz for Military and Security Applications II.* – 2004. – Vol. 5411. – P. 121–126.
33. Greed R.B. *Microwave Applications of High Temperature Superconductors* / R.B. Greed, B.F. Jeffries, D.C. Vojce // *GEC Review.* – 1999. – Vol. 14. – № 2. – P. 103–114.
34. Chorey C. *YBCO Superconducting Ring Resonators at Millimeter-Wave Frequencies* / C. Chorey, K. Kong, B. Brasin, J. Warner, T. Itoh // *IEEE Trans. on MTT.* – 1991. – Vol. 39. – № 9. – P. 1480–1487.
35. Liang G. *High temperature superconductive delay lines and filters on sapphire and thinned LaAlO₃ substrates* / G. Liang, R. Withers, B. Cole, S. Garrison, M. Johansson, W. Ruby, W. Lyons // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity.* – 1993. – Vol. 3. – № 3. – P. 3037–3041.
36. Vendik O.G. *Applications of High-Temperature Superconductors in Microwave Integrated Circuits* / O.G. Vendik, I.B. Vendik, D.V. Kholodniak // *Mater. Phys. Mech.* – 2000. – № 2. – P. 15–24.
37. Yoshida K. *Superconducting Slot Antenna with Broadband Impedence Mathching Circuit* / K. Yoshida, T. Takahashi, H. Kanaya and etc. // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity.* – 2001. – Vol. 11. – № 3. – P. 103–106.
38. Goldin A. *SAMBA: Superconducting Antenna-Coupled, Multifrequency, Bolometric Array* / A. Goldin, J. Bock, C. Hunt, A. Lange, H. LeDuc, A. Vayonakis, J. Zmuidzinis // *Ninth. Int. Workshop on Low Temperature Detectors. AIP Conf. Proc.* – 2002. – Vol. 605. – P. 251–254.
39. *Высокочастотные электромагнитные взаимодействия в многоэлементных Джозефсоновских структурах* / В.К. Корнев, И.В. Борисенко, Г.А. Овсянников // *Радиотехника и электроника*, 2001, том 46, №9, с. 1029 – 1047.
40. J.A. Navarro, Y-H. Shu, and K. Chang, “Broadband electronically tunable planar active radiating elements and spatial power combiners using notch antennas,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Feb. 1992, vol. 40, pp. 323 – 328.*
41. Jain F.C., Bansal R. *Monolithic semiconductor antennas for millimeter wave Si and GaAs integrated circuit technologies* // *Int. Journal of Infrared and Millim. Waves.* – 1985. – V.6. – N 2. – P. 141.
42. Navaro J.A., Chang K. *Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining.* - New York: John Wiley & Sons, 1996. - 368 p.
43. K.D. Stephen, N. Camilleri, and T. Itoh, “A quasi-optical polarization-duplexed balanced mixer for millimeter-wave application,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Feb. 1983, vol. MTT-31, pp. 164 -170.*
44. Uehara K., Miyashita K., Natsume K.-I., Hatakeyama K., Mizuno K. *Lens-coupled imaging arrays for the millimeter- and sub-millimeter-wave regions* // *IEEE Trans.* - 1992. - V. MTT-40. - N 5. - P. 806-811.
45. Koert P., Cha J.T. *Millimeter wave technology for space power beaming* // *IEEE Trans.* - 1992. - V. MTT-40. - No. 6. - P. 1251-1258.
46. *Исследования по беспроводной передаче энергии в Харьковском национальном университете радиоэлектроники / Шифрин Я.С., Шокало В.М., Лучанинов А.И., Коновальцев А.А., Грецих Д.В., Омаров М.А. // Сб. науч. тр. по мат. 1-го междунар. радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника: состояния и перспективы развития», часть 1. – Харьков: МРФ-2002. – 2002. – С. 236-239.*
47. Прудюс И.Н. *Транзисторные антенно-автогенераторы СВЧ-диапазона* / И.Н. Прудюс, В.Д. Голинский, В.Г. Стороже // «Львовская политехника», *Технология и конструирование в электронной аппаратуре.* – 2007. – №2. – С. 13 – 16.
48. Должиков В.В. *Активные передающие антенны* / В.В. Должиков, А.И. Лучанинов, С.Н. Сакало // *М. Радио и связь.* – 1984.
49. Pat. 4736454 USA. *Integrated oscillator and microstrip antenna system* / V.A. Hirach. – 1988.
50. Fredrick J.D. *Recept developments in RF front ends based upon active antenna concept* / J.D. Fredrick, T. Itoh // *International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS).* – Nis, Yugoslavia. – 2001. – P. 3 – 8.
51. Коган И.М. *Ближняя радиолокация.* – М.: Сов. Радио, 1973.
52. Букингом М. *Шумы в электронных приборах и системах.* – М.: Мир, 1986.
53. Нефедов Е.И. *Микрополосковые излучающие и резонансные устройства* / Е.И. Нефедов, В.В. Козловский, А.В. Згурский // – К.: Техніка, 1990.
54. Lam W.W., Jou C.F., Chen H.Z., Stolt K.S., Luhmann N.C., Rutledge D.B. *Millimeter-wave diode-grid phase shifters* // *IEEE Trans.* - 1988. - V. MTT-36. - N 5. - P. 902-907.
55. Navaro J.A., Chang K. *Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining.* - New York: John Wiley & Sons, 1996. - 368 p.
56. *Справочник по антенной технике: Справ. В 5 т. Т. 1./ Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенинсон, Е.Г. Зелкин и др; под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. – М.: ИПРЖР, 1997. – 256 с.*