

УДК 621.396

# СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ТЕХНИКИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА



[Д.С. ГАВВА](#),

[Е.В. КРИКУН](#),

[А.И. ЛУЧАНИНОВ](#)

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

*ВТНП-пристрої мають нелінійні властивості, які призводять до появи небажаних нелінійних ефектів. У статті розглянуто сучасний стан в області техніки мікрохвильових ВТНП-пристроїв, методи їх аналізу.*

*HTS-devices possess nonlinear properties which result in appearance of undesirable nonlinear effects. In the article the modern state is considered in area of technique of microwave HTS-devices, methods of their analysis.*

*ВТСП-устройства обладают нелинейными свойствами, которые приводят к появлению нежелательных нелинейных эффектов. В статье рассмотрено современное состояние в области техники микроволновых ВТСП-устройств, методы их анализа.*

## Введение

Данная статья содержит результаты обзора литературных источников и анализ теории и техники электродинамических устройств, выполненных с использованием эффекта высокотемпературной сверхпроводимости, которые находят свое применение в различных радиотехнических системах широкого диапазона частот – от сотен мегагерц до сотен терагерц. В подразделе 1 проанализирована перспективность применения устройств на основе высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) в составе систем сотовой связи. В подразделе 2 приведены примеры подобных устройств, а в подразделе 3 рассмотрены нелинейные эффекты, возникающие в микрорезонансных устройствах из-за нелинейных свойств поверхностного импеданса высокотемпературных сверхпроводников.

## I. Перспективы использования ВТСП в системах связи

Концепция создания систем третьего поколения IMT-2000 является одним из наиболее грандиозных проектов конца XX века. В ходе его реализации мобильный телефон превращается в персональный компьютерный коммуникатор, с помощью которого станут возможными высокоскоростной обмен информацией, глобальный роуминг и доступ к услугам мультимедиа [1].

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 поколения ( $f_0 = 2$  ГГц,  $\Delta f = 5$  МГц, спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) – 70 дБ/МГц).

Кардинальное решение задачи возможно с использованием технологии ВТСП [2–9]. Кроме того, ключевые компоненты БС – элементы, изготавливаемые из тонкопленочных ВТСП, позволяют обеспечить увеличение чувствительности приемника как за счет уменьшения вносимых элементами искажений, так и благодаря увеличению отношения сигнал/шум охлаждаемых компонентов, таких как малошумящий усилитель. 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 также является использование элементов, выполненных на основе ВТСП: антенны, фильтры, резонаторы, мультиплексоры, смесители, линии задержки. Они составляют свыше 50% объема как наземных радиоэлектронных систем, так и бортового аэрокосмического радиоэлектронного оборудования. Поэтому ВТСП-материалы играют важную роль и в снижении их массогабаритных показателей.

Результаты использования пассивных элементов СВЧ на основе технологии ВТСП в составе БС 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: уменьшить интенсивность ошибочных битов (Bit Error Rate, BER) на Up-link линии связи (величина 3%-го порога BER улучшается на 4,2 дБ), расширить динамический диапазон емкости канала CDMA (рис. 1), улучшить качество обслуживания (уменьшить число пропущенных вызовов на 40%, уменьшить возникновение сбоев телефонных разговоров);
- уменьшить мощность, излучаемую АТ, на величину от 1 до 6 дБ (типовое значение 3 дБ или от 30 %);
- разворачивать меньшее число БС для охвата равной территории;
- улучшить радиопокрытие в зданиях;
- увеличить скорость передачи данных на 20 %.

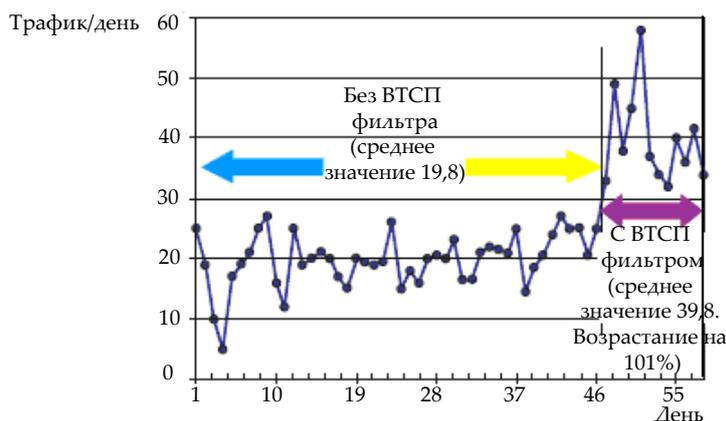


Рис. 1. Увеличение производительности БС

Как видно из рис. 1, увеличение производительности БС (трафик/зона охвата) при использовании радиочастотного ВТСП-узла составляет около 100%. Таким образом, перспективность данного направления не вызывает сомнений.

## II. Микрополосковые электродинамические устройства на основе высокотемпературных сверхпроводников

Все более жесткие требования, предъявляемые к современной аппаратуре, обуславливают стремление к миниатюризации и применению нестандартных технических решений при разработке и изготовлении сложных радиотехнических систем. 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 использования 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). Одним из способов решения этой проблемы является применение сверхпроводящих материалов при изготовлении сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств. Сверхпроводниками называют материалы, которые в определенных диапазонах температуры, индукции магнитного поля и плотности электрического тока имеют малое сопротивление по постоянному току. Поверхностное сопротивление сверхпроводника в 10-100 раз меньше поверхностного сопротивления хорошо проводящих материалов (золото, медь) при тех же температурах [10, 11]. Резкое уменьшение потерь в планарных структурах из сверхпроводника позволяет повысить чувствительность приемных трактов за счет снижения уровня внутренних шумов, увеличить коэффициент полезного действия (КПД) передающей аппаратуры. Появилась возможность улучшить избирательность резонансных устройств.

Актуальность исследований в данном направлении резко повысилась после открытия высокотемпературных сверхпроводников [2, 3], критическая температура которых ниже температуры 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, в принципе, позволило создавать приборы с уникальными характеристиками.

К настоящему времени реализуются микрополосковые СВЧ элементы с применением ВТСП, которые можно функционально разделить на резонаторы [4, 12–14], фильтры [15–18], линии задержки [4, 9, 19, 20], антенны [23–29].

## Резонаторы

Резонатор является одним из наиболее важных пассивных микроэлектронных компонентов микроволнового диапазона. 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 в сравнении с традиционными микрополосковыми резонаторами. Основными требованиями, наиболее часто предъявляемыми к электродинамическим параметрам, являются: высокая добротность, широкий динамический диапазон рабочих мощностей.

Во многих ранних работах, посвященных ВТСП, был применен метод измерения добротности резонаторов для определения поверхностного сопротивления – очень важной характеристики сверхпроводящих пленок. Пример тонкопленочного проходного резонатора представлен на рис. 2 [14].

Измерения, проводившиеся с использованием этого микроволнового прибора при температуре 77 К, показали, что собственная добротность резонатора, изготовленного на основе  $YBa_2Cu_3O_{7-x}$  (YBCO), в 50 раз превышает добротность идентичной структуры, изготовленной из золота при той же рабочей температуре.

На рис. 3 приведены результаты измерения поверхностного сопротивления проводящего полоска резонаторов, изготовленных из ВТСП и меди, как функции частоты при температуре 77 К [14].



Рис. 2. Микрополосковый резонатор, изготовленный на основе  $YBa_2Cu_3O_{7-x}$

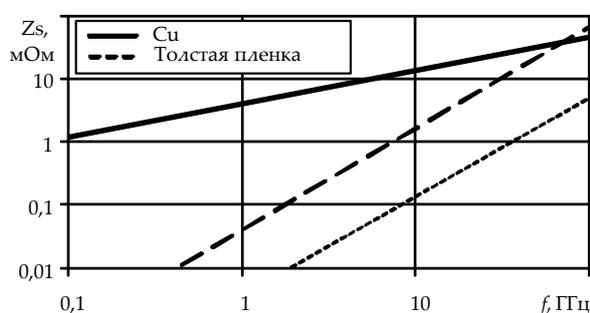


Рис. 3. Зависимость поверхностного сопротивления от частоты пленок, изготовленных из YBCO и меди

Как можем видеть из представленной зависимости (рис. 3), ВТСП имеет очевидное превосходство перед охлажденной медью в исследуемом диапазоне частот.

Измерения, проводившиеся с применением микрополоскового кольцевого резонатора [12], схематически представленного на рис. 4, продемонстрировали значительное увеличение добротности благодаря использованию сверхпроводящих материалов вместо золота при изготовлении данного устройства.

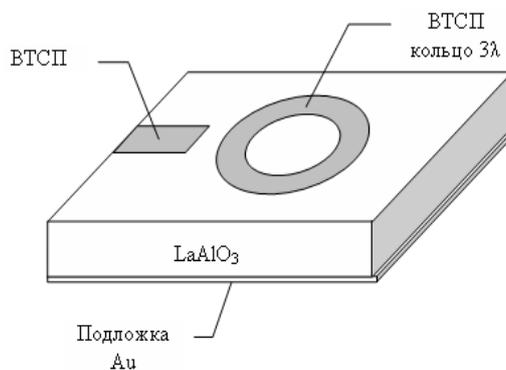


Рис. 4. Схематическое представление микрополоскового кольцевого резонатора

Этот резонатор с  $f_0 = 35$  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...90) К. Электрическая длина кольца резонатора на рабочей частоте составила  $3\lambda$ . Измеренные значения собственной добротности для устройств, изготовленных с применением ВТСП и золота, приведены рис. 5.

Из представленных 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.

Исследование динамического диапазона рабочих мощностей для резонатора проводилось в пределах от 0,25 мВт, до 10 мВт. Значения собственной добротности фиксировались в трех температурных точках (рис. 6). В рассматриваемом диапазоне входных мощностей при различных температурах кольцевой резонатор, как и ожидалось, показал стабильность исследуемых характеристик (рис. 6).

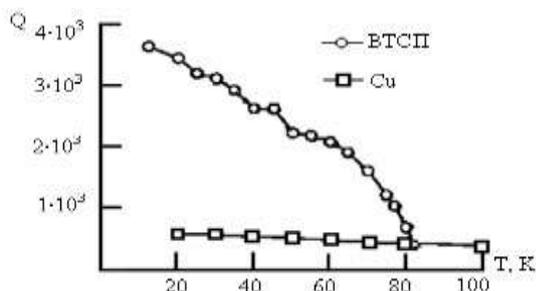


Рис. 5. Измеренная зависимость собственной добротности резонаторов, изготовленных с применением золота и ВТСП

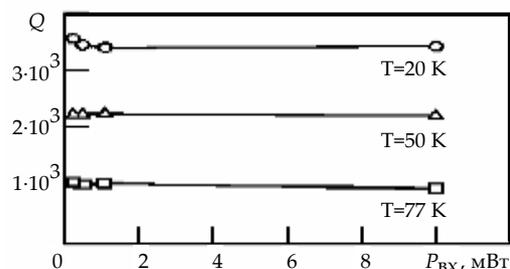


Рис. 6. Зависимость собственной добротности YBCO резонатора от значения входной мощности

Одним из основных требований, предъявляемых к резонаторам передающих устройств, является большая допустимая пропускаемая мощность [5,8]. Для достижения поставленной задачи фильтры в традиционном исполнении не годятся в силу вырождения сверхпроводимости в ВТСП-пленке. Наиболее рациональным в данном случае является использование дисковых ВТСП-резонаторов, работающих с колебаниями вида  $TM_{010}$  [15]. Их применение перспективно при создании компактных планарных фильтров с допустимой мощностью 50 кВт или более. Эта концепция использовалась американскими и европейскими учеными, которые разработали фильтры на базе сверхпроводящей керамики YBCO и  $Tl_2Ba_2Ca_3Cu_3O_{7-x}$ . Достижимый при этом выигрыш в 8–10 раз в габаритах и массе получается при замене традиционных объемных резонаторов на дисковые с ВТСП-пленками.

Предположение о достижимых рабочих характеристиках одиночного дискового резонатора, а также различных типов фильтров, может быть сделано, основываясь на измеренной величине критического магнитного поля. При 60 К качественные ВТСП-пленки позволяют получать величину критического поля около 150 А/см. Это соответствует мощности в 1125 Вт и 235 Вт на частоте 2 ГГц для сапфировой и  $LaAlO_3$ -подложек толщиной 0,5 мм соответственно. На рис. 7 изображена температурная зависимость собственной добротности (режим  $TM_{010}$ ) дисковых резонаторов с различными подложками.

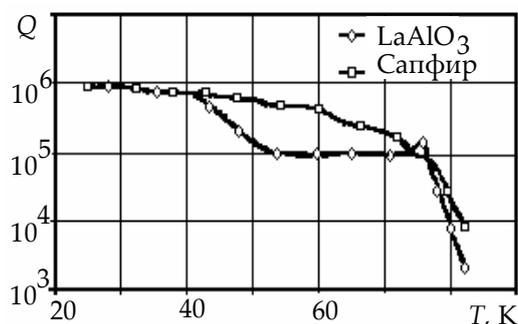


Рис. 7. Зависимость добротности ВТСП резонаторов от температуры

Исследование пределов допустимой пропускной мощности проводилось с помощью 3-звенного фильтра с  $f_0 = 1,95$  ГГц, собранного на микрополосковых резонаторах [15], поперечное сечение которого показано на рис. 8.

Каждый резонатор фильтра изготовлен из двусторонней пленки YBCO, осажденной на подложку из лантаната алюминия ( $LaAlO_3$ ) диаметром 2 дюйма (5,08 см). Цепь состоит из трех вертикально связанных микрополосковых дисковых резонаторов, разделенных между собой позолоченной титановой прокладкой. Измеренная мощность при 50 К составила 72 Вт и была ограничена возможностью испытательной установки. Для рассмотренного примера трехзвенного фильтра при входной мощности 70 Вт выходной ВЧ-ток составил 1,2 А, при этом диссипативные потери составили 40 мВт, что предъявляет определенные требования к системе охлаждения ВТСП-фильтра. Относительная полоса пропускания его составляет 1,2% при неравномерности 0,6 дБ. Расчеты показали, что 9-звенный фильтр аналогичной

конструкции будет иметь относительную полосу пропускания 0,75 % и сможет пропускать СВЧ-мощность свыше 1 кВт [15]. АЧХ фильтра рассмотренной конструкции представлена на рис. 9.

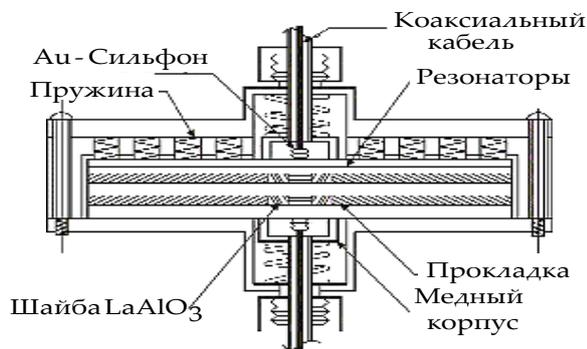


Рис. 8. Поперечное сечение трехполосного фильтра, собранного на микрополосковых резонаторах

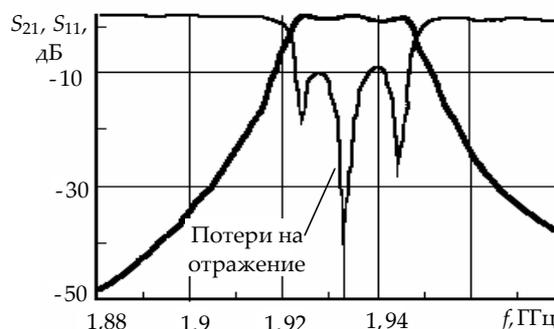


Рис. 9. АЧХ фильтра

Фильтр имел чебышевскую АЧХ с неравномерностью в полосе прозрачности 0,1 дБ и с относительной шириной полосы пропускания 0,75 %. Его АЧХ измерена при двух уровнях входной мощности: 1 мВт и 72 Вт. Снятые при этом характеристики практически не отличались друг от друга. Величина измеренного вносимого затухания фильтра при 1 мВт и 72 Вт оказалась менее 0,1 дБ и фактически ограничивалась точностью измерительных приборов. Измеренная добротность ненагруженных резонаторов на 50 К составила 100 000 и практически ограничивалась только диэлектрическими потерями в подложке. Расчетные вносимые затухания составили величину 0,02 дБ для  $Q = 100\,000$  при  $T = 50$  К. Суммарные потери на сопротивлении позолоченной гофрированной трубки – сильфоне составила 0,002 Ом. Таким образом, рассеиваемая мощность на сильфонах составила менее 40 мВт. Это увязывается с измеренной величиной вносимого затухания (менее 0,1 дБ).

## Микрополосковые фильтры

Традиционные микрополосковые фильтры вносят большие потери в полосе пропускания полезного сигнала, 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 [4]. Сравнительная характеристика основных параметров традиционных и ВТСП-полосовых фильтров приведена в табл. 1.

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.

Таблица 1. Характеристики различных типов фильтров

Тип фильтров	Центральная частота $f_0$ , МГц	Полоса частот, % от $f_0$ , МГц	Вносимые потери, дБ	Затухание сигналов в полосе заграждения, дБ	Добротность
ПАВ	5...2000	1...10	0,5...30	40...70	10...100
Кварцевые	0,1...1000	0,1...10	До 3	80..90	103...105
Микрополосковые	До 10000	2...60	До 4	От 20	До 104
Цифровые	10...300		До 0,1	60...80	103...104
ВТСП	0,2...28 000	0,2...15	0,3...1,2	50...100	106...107

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. Так, например, все спутники программы INTELSAT-8 оснащены аппаратурой уплотнения, в состав которой входят 10-звенные фильтры на диэлектрических резонаторах (рис. 10 слева) [4]. Для сравнения на рис. 10 справа представлен идентичный по электродинамическим параметрам планарный ВТСП-фильтр с криогенным охладителем.

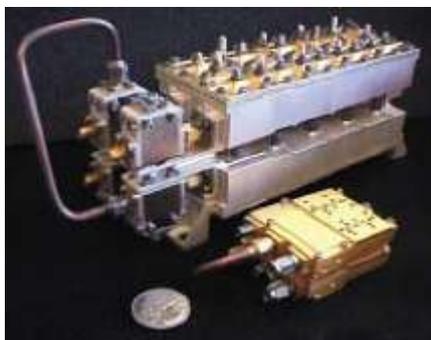


Рис. 10. Сравнение 10-звенного ВТСП планарного фильтра (справа) и 10-звенного фильтра на основе диэлектрических резонаторов (слева)

Данные по массе и занимаемому объему этих устройств сведены в табл. 2. Из представленных данных можно сделать вывод, что применение ВТСП-материалов улучшило массогабаритные параметры системы более чем в два раза.

Приведем еще несколько характерных примеров применения сверхпроводников при производстве резонансных устройств. На рис. 11 изображен типичный четырехсекционный фильтр с рабочей частотой 11 ГГц [4]. Экранирующий слой этого 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 самой полоске.

Таблица 2. Сравнение технологий изготовления фильтров

Параметр	Масса	Занимаемый объем
Традиционная технология на основе диэлектрических резонаторов, включая крепежное оборудование	25 кг	$50 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$
Технология на основе ВТСП, включая корпус, два криогенных охладителя и два электронных контроллера	12,2 кг	$24 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$
Процентный выигрыш по параметрам	> 50 %	> 50 %

Измеренные данные, представленные на рис. 12, свидетельствуют о том, что использование ВТСП-экрана снизило вносимое затухание фильтра до 0,36 дБ.



Рис. 11. Микрополосковый фильтр

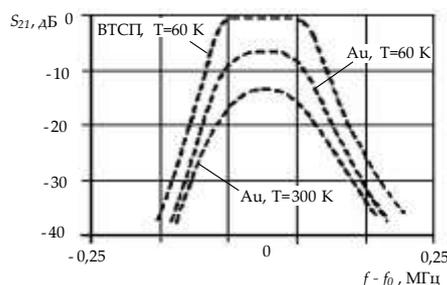


Рис. 12. АЧХ микрополоскового фильтра

Хорошо видно влияние потерь в проводнике на АЧХ фильтра (рис. 13).

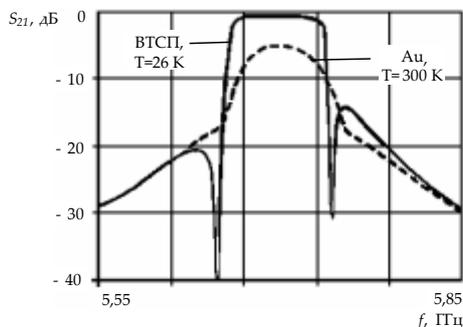


Рис. 13. Сравнение характеристик фильтров, изготовленных на основе золота и ВТСП

Четырехсекционный 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. Из представленной зависимости (рис. 13) видно, что ВТСП-фильтр имеет лучшие показатели вносимых потерь и коэффициента прямоуглольности.

Часто в целях упрощения при проектировании и изготовлении фильтры изготавливают в виде цепи связанных отрезков длинных линий. В некоторых случаях с целью уменьшения габаритов линейные проводники фильтра изгибают, придавая им форму прямоугольной спирали. В качестве примера можно привести микрополосковый фильтр для приемного тракта системы мобильной связи, разработанный фирмой Matsushita. Спроектированный 4 звенный фильтр изготовили на основе

Tl<sub>2</sub>Ba<sub>2</sub>Ca<sub>3</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-x</sub>-пленок толщиной 700 нм, осаждаемых на обе стороны LaAlO<sub>3</sub>-подложки толщиной 0,5 мм. ВТСП-пленка на обратной стороне подложки служит для заземления. Частотные характеристики: вносимые потери при температуре 77 К 0,4 дБ, обратные потери в полосе пропускания свыше 10 дБ. Для сравнения, вносимые потери фильтра такой же конфигурации, в котором вместо ВТСП-пленки используется золото, составили 19 дБ (при 77 К), а его габариты вдвое больше.

Следующий пример – 8 звенный узкополосный фильтр, разработанный специалистами Denso Corporation (Япония) с применением YBCO-пленки на подложке из MgO [17]. Измеренная АЧХ представлена на рис. 14.

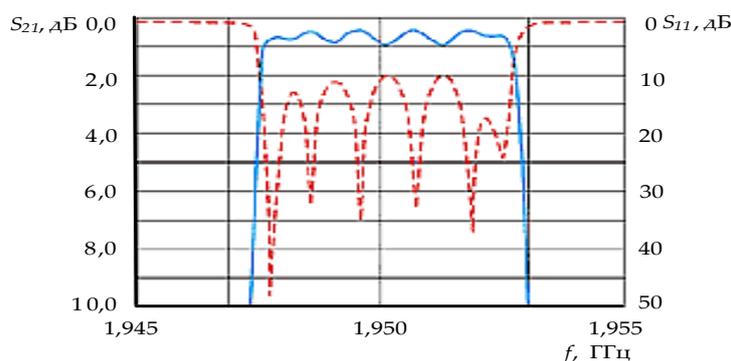


Рис. 14. АЧХ 8 звенного фильтра

Центральная частота пропускания – 1,95 ГГц. Полоса пропускания фильтра – 5 МГц. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания – не более 0,5 дБ, вносимые затухания – около 0,35 дБ.

Сам фильтр представляет собой цепочку из восьми связанных полуволновых резонаторов, имеющих переменный коэффициент связи:  $k = f(U)$ ,  $k = (2,5; 1,8; 1,6; 1,4)10^{-3}$ . Особенность этого фильтра заключается в том, что при ширине полосы пропускания  $\Delta f = 2,5\%$  АЧХ фильтров для различных значений добротности Q ( $Q = 5000, 10000, 100000$ ) незначительно отличаются друг от друга. Однако при  $\Delta f = 0,25\%$  АЧХ фильтров отличаются друг от друга по величине затухания полезного сигнала в полосе пропускания: при  $Q = 5000$  затухание составляет  $-1,5$  дБ, а при  $Q = 100\ 000$  вносимые потери не превышают  $-0,2$  дБ. Таким образом, для достижения высоких характеристик добротность фильтров должна иметь значение до 100 000, в то время как у традиционных фильтров эта величина ограничена несколькими тысячами.

Конструкция рассматриваемого фильтра (рис. 15) представляет собой планарную структуру – диск MgO ( $\epsilon_r=9,85$ ) диаметром 5,08 см и толщиной 0,5 мм, по периметру которого расположено восемь кольцевых резонаторов со щелью, толщина нанесенной пленки из YBCO-керамики – 0,5 мкм. Углы между осями, проходящими через середину щели и центр пластины, различны и определяются коэффициентом связи между соседними резонаторами. На рис. 16 приведены АЧХ фильтра при его экранировании и без него.

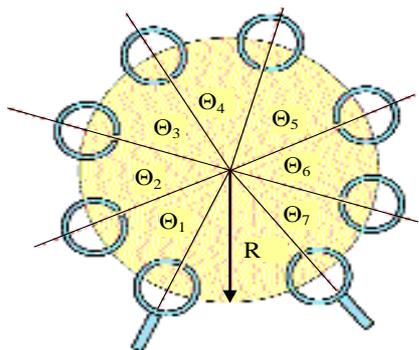


Рис. 15. Топология 8-звенного фильтра

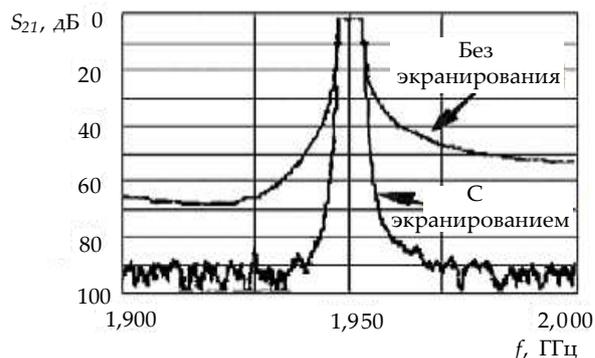


Рис. 16. Исследование влияния экрана на характеристики фильтра

АЧХ фильтра была снята при охлаждении до 70 К. При экранировании спад АЧХ на границе полосы пропускания составляет 0,8 МГц/30 дБ, а без него — 0, МГц/30 дБ. Увеличение крутизны спада АЧХ при экранировании фильтра объясняется уменьшением паразитной связи между резонаторами.

Исследования в области микроэлектроники дали возможность получить ВТСП-керамику, которая по упорядоченности внутренней структуры и структурной однородности схожа с монокристаллом [16]. Это позволило изготовить фильтр с высокими электродинамическими характеристиками. На рис. 17 изображен 9-звенный микрополосковый фильтр, работающий в диапазоне 2 ГГц [16].

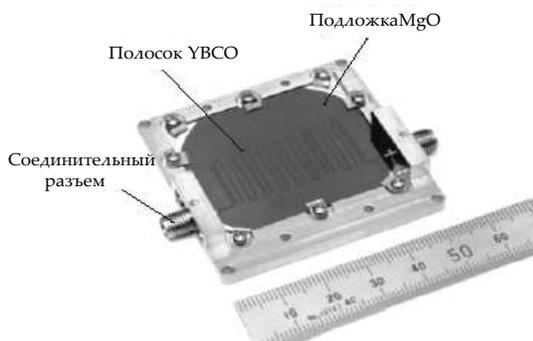


Рис. 17. 9-ти звенный микрополосковый полосно-пропускающий ВТСП-фильтр

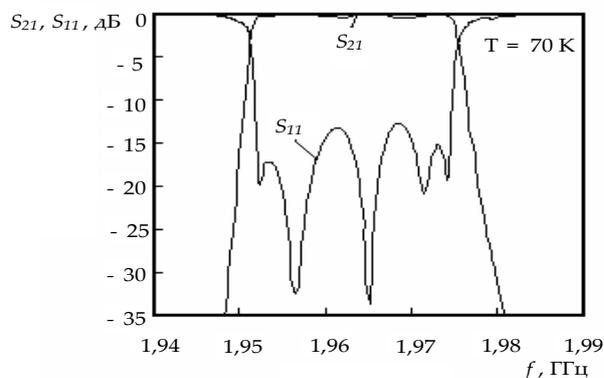


Рис. 18. Коэффициенты передачи и отражения для 9-звенного микрополоскового ВТСП-фильтра

Эпитаксиальная ВТСП-пленка толщиной 0,9 мкм нанесена на обе стороны MgO подложки с  $\epsilon_r = 9,7$  и тангенсом диэлектрических потерь около  $10^{-6}$ . На рис. 18 представлены результаты измерения коэффициента передачи и коэффициента отражения этого фильтра. Вносимые потери в полосе пропускания фильтра составляют менее 0,1 дБ, а значение собственной добротности достигает  $8 \cdot 10^4$  при температуре 70 К, что в десятки раз превышает тот же показатель для обычных фильтров.

Применение ВТСП-пленок позволяет изготовить полосовые фильтры с предельно узкой полосой пропускания. На рис. 19 приведена АЧХ ВТСП-фильтра с центральной частотой 700 МГц и шириной полосы всего лишь 100 КГц [6].

До сегодняшнего времени не существовало фильтров с предельно узкой полосой (менее 0,02 %) на такой частоте, однако современные технологии позволяют создавать такие фильтры, настроенные и на более высокие частоты. На рис. 20 изображена номограмма, характеризующая возможность обеспечения необходимой полосы при использовании различных способов реализации фильтров в широком диапазоне рабочих частот.

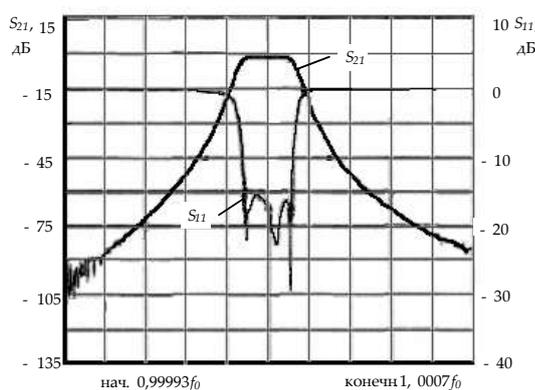


Рис. 19. Измеренная АЧХ сверхузкополосного ВТСП фильтра

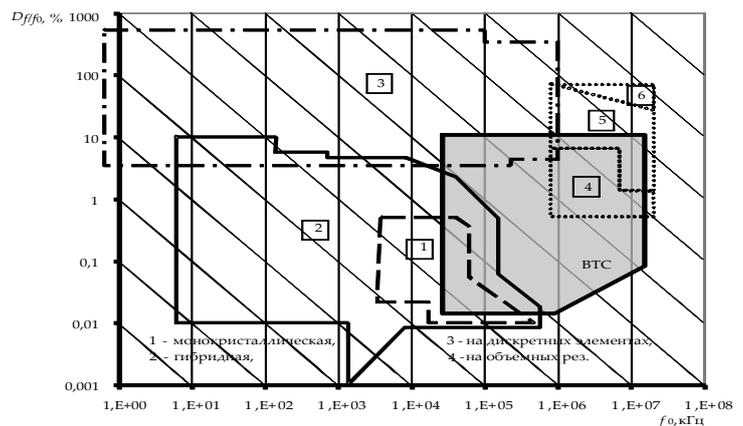


Рис. 20. Характеристики узкополосных фильтров, изготовленных с применением различных технологий

Оценка характеристик современных ВТСП-резонаторов демонстрирует новые возможности конструирования сверхузкополосных фильтров. Объединение ВТСП-структур с криогенными полупроводниковыми усилителями (чаще всего на GaAs полевых транзисторах) позволяет реализовать малошумящий высокочастотный тракт приемного устройства [7,8]. Значительное улучшение шумовых характеристик усилителя в сочетании с превосходными шумовыми характеристиками ВТСП-фильтров дает возможность получить чрезвычайно чувствительный входной тракт. Обычно, высокочастотные тракты, изготовленные с применением ВТСП, имеют коэффициент шума менее 1 дБ. Например, коэффициент шума систем сотовой связи приближается к 0,5 дБ.

### Линии задержки

При разработке гребенчатых фильтров для аналоговых систем обработки сигнала зачастую используются линии задержки. Основными наиболее часто предъявляемыми требованиями к электродинамическим параметрам линий задержки являются низкие вносимые потери, широкая полоса пропускания.

В настоящее время при изготовлении линий задержки применяются устройства на поверхностных акустических волнах и намотки (бухты) коаксиального кабеля. Однако применение линий задержки на поверхностных акустических волнах ограничено в нижнем частотном диапазоне, а коаксиальные линии передачи весьма громоздки и имеют большие вносимые потери.

Сверхпроводниковые линии задержки позволяют обеспечить широкую полосу пропускания и низкие потери при компактных размерах [4].

ВТСП-линии задержки 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 [4]. Чтобы предотвратить перекрестные наводки между различными линиями, предусматривается экранирование ярусов.

Фирма Superconductor Technologies изготовила линию задержки на 1 нс с применением  $TbBa_2CaCu_2O_x$ -керамики [19]. ВТСП-пленка наносится на подложку из  $LaAlO_3$ . Высокое значение относительной диэлектрической постоянной подложки ( $\epsilon_r = 23,5$ ) позволяет получить значительную задержку даже на одном отдельном кристалле. Длина и ширина линии задержки составляют 13,9 см и 50 мкм соответственно. Результаты сопоставления с рабочими характеристиками эквивалентной медной линии задержки на частоте 3,29 ГГц показали, что при 77 К ВТСП линия задержки обладает в 10 раз меньшими потерями. На рис. 21 изображена ВТСП-компланарная линия задержки [4].

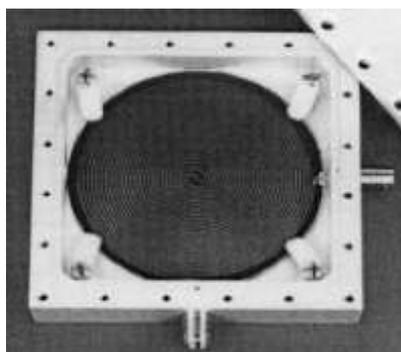


Рис. 21. ВТСП-линия задержки

При размерах 90 мм x 96 мм x 12 мм она обеспечивает задержку сигнала на 100 нс. Для изготовления 100 нс линии задержки 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.

## Микрополосковые антенны

Микрополосковые антенны обладают целым рядом достоинств, к которым можно отнести их малые габаритные размеры и массу, низкую стоимость, металлоемкость. К тому же они обладают конформностью, т.е. возможностью в наибольшей степени по сравнению с другими типами антенных устройств следовать за формой объекта, на котором они располагаются. Отличительной особенностью современных микрополосковых антенн является их малая (по сравнению с длиной волны  $\lambda$ ) толщина  $d$  ( $d/\lambda \ll 1$ ). Изготовленные по технологии интегральных схем микрополосковые антенны обеспечивают высокую повторяемость размеров.

Простейшая микрополосковая антенна представляет собой участок металлической плоскости, расположенный обычно на тонком диэлектрическом листе, который, в свою очередь, лежит на металлическом основании (рис. 22, а). Из элементарных излучателей строят антенные решетки (рис. 22, б).



а) двумерная микрополосковая антенна

б) четырехэлементная решетка

Рис. 22. Схематическое изображение антенн

Результаты проектирования и измерения параметров двумерной микрополосковой антенны с правой круговой поляризацией и четырехэлементной решетки (рис. 22) [21,22], изготовленных с применением ВТСП, показали, 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. 3.

Таблица 3. Параметры сверхпроводниковой и медной антенн

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

На рис. 23 и 24 приведены для сравнения частотные характеристики медной антенны при комнатной температуре и сверхпроводниковой при температуре 20 К. Измеренный коэффициент усиления сверхпроводниковой антенны составляет примерно 11 дБ, что на 4 дБ выше аналогичной антенны из меди.

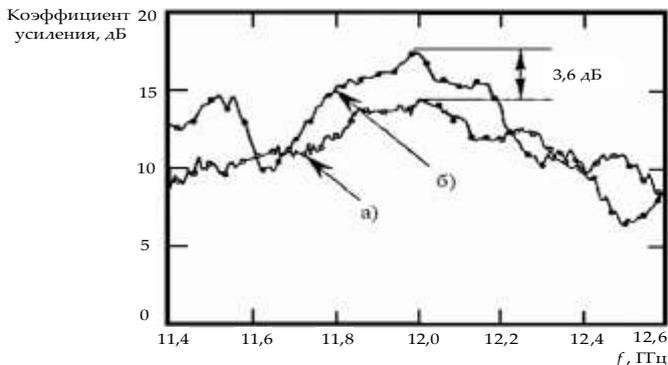


Рис. 23. Частотная характеристика микрополосковой антенны с проводником, выполненным  
а) из меди, ( $T = 293 \text{ K}$ ),  
б) из YBCO, ( $T = 20 \text{ K}$ )

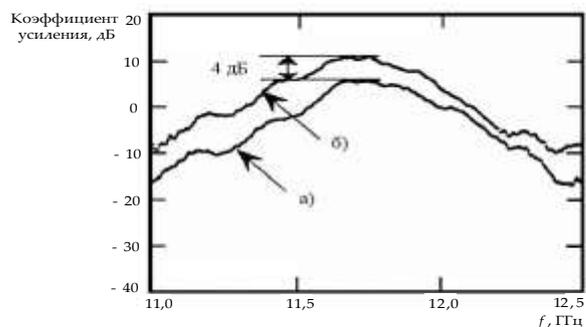


Рис. 24. Частотная характеристика четырехэлементной антенной решетки с проводниками, выполненными  
а) из меди, ( $T = 293 \text{ K}$ ),  
б) из YBCO, ( $T = 20 \text{ K}$ )

Коэффициент усиления сверхпроводниковой решетки составил около 17,6 дБ. Это на 3,6 дБ выше, чем у аналогичной антенны, изготовленной из меди. Из проведенного анализа [21] следует, что применение представленных антенн в рассмотренном частотном диапазоне является более предпочтительным.

Значительный интерес представляет использование эффекта сверхпроводимости для реализации сверхнаправленных антенн, в частности, антенных решеток. Сверхнаправленные антенные решетки обеспечивают большой коэффициент усиления в заданном направлении, чем обычные системы, однако КПД их чрезвычайно низок. Высокую эффективность можно получить используя ВТСП [21]. Результаты практических исследований сверхнаправленной антенной системы, изготовленной с применением ВТСП, приведены на рис. 25.

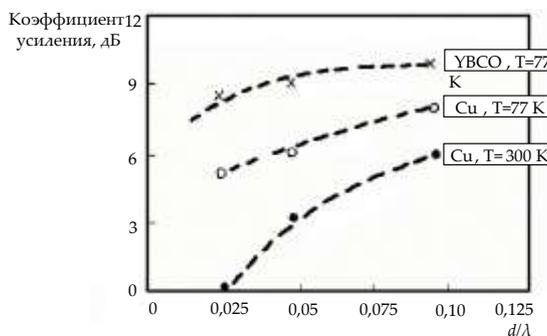


Рис. 25. Зависимость коэффициента усиления антенны от расстояния между элементами

Улучшение коэффициента усиления на 3 дБ стало возможным за счет применения сверхпроводящих материалов. Как видно из рис. 25, увеличение коэффициента усиления антенной решетки особенно существенно при уменьшении расстояния между ее элементами (при  $d/\lambda < 0,1$ ), т.е. при расстояниях, которые характерны для сверхнаправленных решеток.

Использование ВТСП-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 сверхпроводников в этих пассивных элементах вызвано стремлением к единообразию технологического процесса при изготовлении микроволновых трактов.

В результате этого появились интегральные ВТСП-устройства [26]. Одними из них являются активные интегральные антенны (АИА), которые представляют собой объединение собственно излучателя, избирательных и согласующих цепей и элементов первичной обработки сигнала (усилители, смесители, детекторы) [22–25]. Первым шагом в создании подобных устройств явилось объединение ВТСП-излучателей и согласующих устройств [22, 23], что позволило реализовать АИА с высокой избирательностью и хорошим согласованием  $|S_{11}| \leq -20\text{дБ}$  в требуемом диапазоне частот. Были также реализованы активные интегральные антенны-детекторы [24,25], антенны-смесители [31].

Дальнейшее развитие технологии ВТСП способствовало появлению интегральных ВТСП-модулей, осуществляющих полный цикл приема-обработки сигналов (ВТСП-приемников) [27, 28]. Одним из примеров такого устройства является приемный модуль для антенной решетки системы радиовидения, показанный на рис. 26 [28].

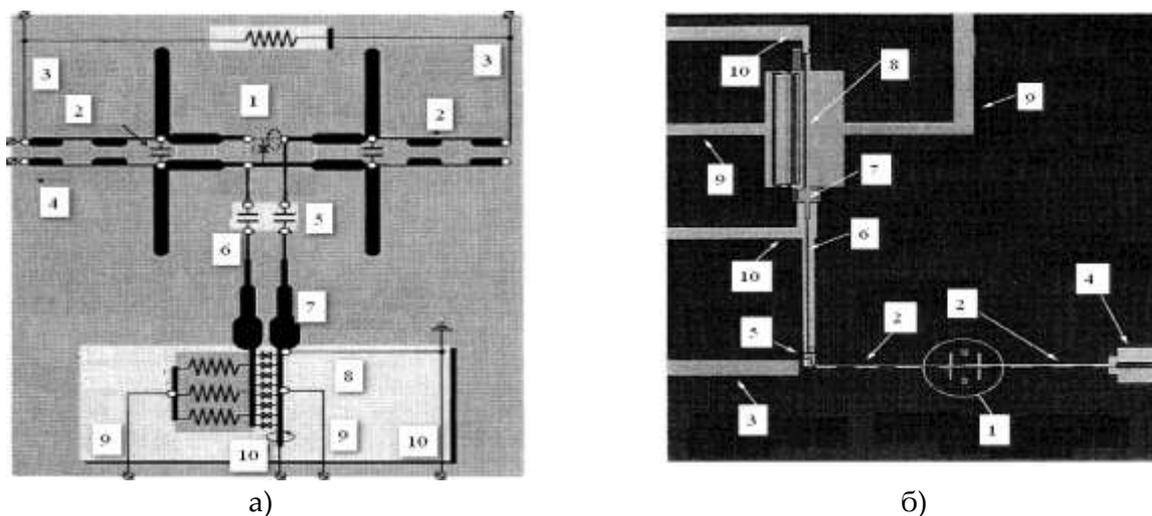


Рис. 26. Схема (а) и микрофотография топологии ВТСП (б) приемного модуля антенной решетки:

- 1 – двухэлементная антенна-смеситель; 2 – режекторные фильтры;
- 3 – линии подачи тока подмагничивания смесителя; 4 – выход сигнала промежуточной частоты; 5 – разделительные емкости; 6 – микрополосковая линия; 7 – согласующее устройство;
- 8 – гетеродин; 9 – линии подачи напряжения смещения гетеродина;
- 10 – линии подачи тока подмагничивания гетеродина

Он включает в себя двухэлементную вибраторную антенну-смеситель, устройства согласования, гетеродин, предназначенный для приема электромагнитного излучения в диапазоне 480...520 ГГц и преобразования его в сигнал промежуточной частоты. Экспериментальные исследования данного модуля показали, что полоса пропускания составляет 15%, шумовая температура – 200...250 К на центральной частоте. По утверждению авторов данный модуль является весьма перспективным устройством для систем радиовещания.

Таким образом, изложенные выше материалы показывают возможность широкого применения в микроволновом диапазоне волн микрополосковых устройств, изготовленных с применением ВТСП. Создание компактных, надежных устройств с улучшенными электродинамическими характеристиками позволяет широко использовать технологию ВТСП во многих областях практического применения.

### **III. Анализ и классификация нелинейных эффектов микрополосковых устройствах на основе высокотемпературных сверхпроводников**

Более детальные исследования ВТСП показали, что их поверхностный импеданс обладает нелинейными свойствами [3]. Это означает, что устройства, изготовленные из таких материалов, являются устройствами с нелинейными характеристиками. В них возникают эффекты, характерные для нелинейных устройств:

- интермодуляционные искажения (появление составляющих спектра с частотами, равными линейной комбинации двух или более частот возбуждения);
- генерация гармоник (возникновение составляющих с частотами, кратными частоте возбуждения);
- насыщение и снижение чувствительности (искажение слабого сигнала, когда мощный сигнал вводит в насыщение цепи усиления);
- перекрестная модуляция (перенос модуляции с одного сигнала на другой);
- амплитудно-фазовые модуляционные преобразования (переход изменяющейся амплитуды в изменяющуюся фазу).

Нелинейность особенно ярко проявляется в структурах с высокой плотностью тока, таких как, например, высокодобротные резонаторы, фильтры или устройства большой мощности. Нелинейные свойства ограничивают область применения ВТСП. В данное время наблюдается повышенный интерес к этой проблеме [30–44], поскольку применение ВТСП, как было отмечено ранее, открывает новые возможности использования микрополосковых устройств.

Для анализа нелинейных характеристик сверхпроводящих YBCO-полосковых линий и других устройств микроволнового диапазона проводились исследования по определению мощности третьей гармоники сигнала, обусловленной нелинейностью исследуемой системы как функции от входной СВЧ-мощности [32]. В качестве источника использовался одночастотный генератор с частотой 3 ГГц, сигнал с которого подавался на твердотельный усилитель и ФНЧ, а затем и на сверхпроводящие линии передачи, помещенные в криогенную систему. ФНЧ предназначен для подавления

гармоник источника сигнала и усилителя. Выходной сигнал подавался на спектроанализатор. Результаты измерения мощностей первой ( $P_1$ ) и третьей ( $P_3$ ) гармоник при различных значениях входного сигнала ( $P_{вх}$ ) представлены на рис. 27.



Рис. 27. Зависимость мощности 1-ой и 3-ей гармоник от мощности входного воздействия

По причине нелинейности поверхностного сопротивления микрополосковой линии в системе возникают дополнительные спектральные составляющие сигнала на частотах, кратных частоте возбуждения. Следует отметить, что в отличие от общего случая нелинейных систем, в устройствах, изготовленных на основе ВТСП, следует ожидать генерации только нечетных гармоник. Поэтому чаще всего исследуется 3-я и 5-я гармонические составляющие. Как видно из графика (рис. 27), с ростом мощности сигнала входного воздействия мощность третьей гармоники растет, и в точке  $P_{1P3}$  становится равной мощности первой гармоники.

Явление интермодуляции, или генерации комбинационной частоты  $2\omega_1 - \omega_2$ , при воздействии на ВТСП-сигналов с частотами  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  часто используется в качестве теста на нелинейность [33, 36–38]. Тест на интермодуляцию является наиболее чувствительным к амплитуде переменного магнитного поля, что позволяет осуществлять диагностику при сравнительно низких микроволновых мощностях. Для исследования интермодуляции применяются резонаторы, а нелинейность характеризуется зависимостью выходной мощности на комбинационной входной мощности. На рис. 28 показаны результаты таких исследований, проводившихся компанией URC с использованием  $YBaCuO-MgO$ -резонатора с  $f_0=3,68$  ГГц.

Полученная зависимость является типичной интермодуляционной характеристикой. Частоты входных сигналов  $\omega_1$  и  $\omega_2$  выбираются незначительно отличающимися от резонансной частоты таким образом, чтобы исследуемые комбинационные составляющие находились в полосе пропускания резонатора. Это необходимо для того чтобы не допустить значительного ослабления сигнала комбинационных частот. Посредством линейной экстраполяции измеренных характеристик (рис. 28) можно получить точки пересечения ( $IP_3, IP_5$ ).

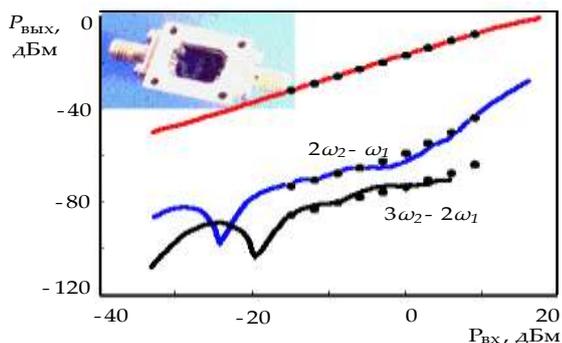


Рис. 28. Зависимость уровня выходной мощности на основной частоте  $\omega_1$  и частотах нечетных комбинационных составляющих ( $2\omega_2 - \omega_1; 3\omega_2 - 2\omega_1$ ) от уровня входной мощности ( $P_{\text{вх}} = P_{\text{вх}}(\omega) = P_{\text{вх}}(\omega_2)$ ) для ВТСП-резонатора

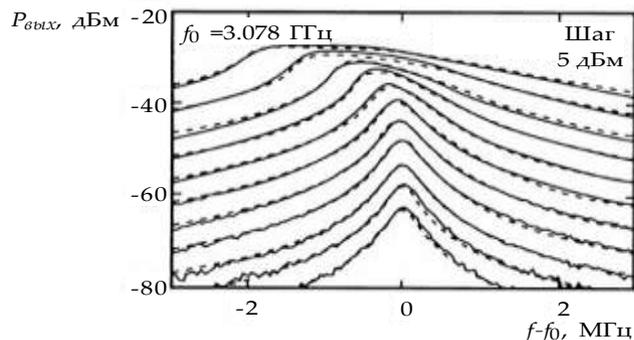


Рис. 29. Влияние уровня входной мощности на резонансные характеристики ВТСП-резонатора

Нелинейность поверхностного импеданса ВТСП является не только причиной возникновения дополнительных спектральных составляющих сигнала в устройстве, но и может серьезно повлиять на его основные электродинамические характеристики. Исследования, проведенные в Массачусетском технологическом институте, показывают, что уровень мощности, подводимой к микрополосковому YBCO-резонатору, заметно влияет на его резонансные характеристики (рис. 29) [4, 39]. Изменяя входную мощность с шагом 5 дБм, были получены резонансные кривые, из которых видно, что с увеличением амплитуды сигнала на входе микрополоскового резонатора, его резонансная частота смещается в область более низких частот. Из этого можно сделать вывод, что реактивная часть поверхностного импеданса ВТСП пленки, из которой изготовлено устройство, имеет индуктивный характер.

К аналогичным результатам приводят и другие исследования характеристик ВТСП-резонаторов. На рис. 30 изображены зависимости резонансной частоты и добротности при различных значениях поверхностного тока.

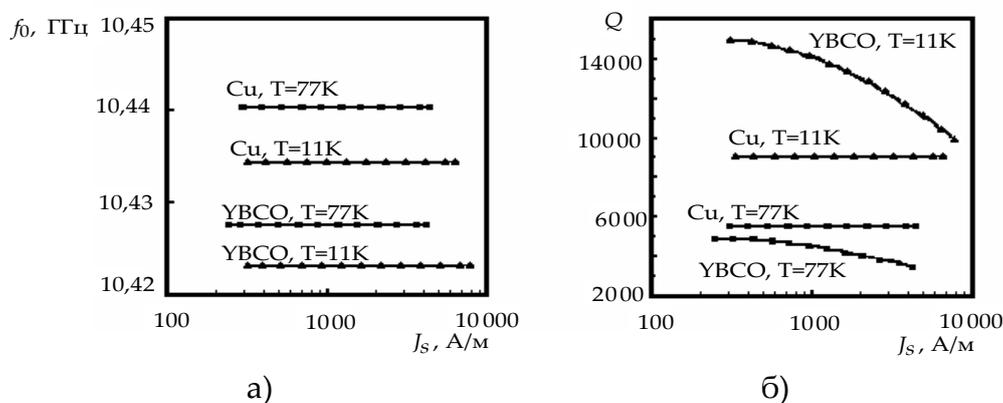


Рис. 30. Зависимость резонансной частоты  $f_0$  (а) и добротности  $Q$  резонатора (б) от величины плотности поверхностного тока  $J_s$

Для сравнения представлены те же зависимости для аналогичного резонатора, изготовленного из меди. Измерения  $Q$  и  $f_0$  проводились при температурах 77 и 11 К. Из графиков, представленных на рис. 30, видно, что для резонатора из меди  $Q$  и  $f_0$  не зависят от  $J_s$ . Напротив, для ВТСП-резонатора  $f_0$  уменьшается примерно на 0,15 МГц с увеличением  $J_s$  из-за того, что увеличивается толщина скин-слоя. Это соответствует примерно 3 % увеличению реактивной части поверхностного сопротивления. Результаты исследований показали, что активная часть поверхностного сопротивления меди не зависит от  $J_s$ , тогда как для YBCO эта зависимость имеет ярко выраженный характер. Так, при увеличении  $J_s$  с 300 до 7000 А/м значение активной части поверхностного сопротивления сверхпроводника при температуре 11 К увеличивается более чем на 400 %, что приводит к уменьшению добротности резонатора с увеличением  $J_s$ .

## Выводы

Проведенный аналитический обзор применения современных ВТСП электродинамических устройств в радиоэлектронных системах является перспективным направлением их развития, дает возможность расширить функциональные возможности систем и улучшить их технические характеристики. Однако ВТСП-устройства представляют собой электродинамические структуры с распределенными нелинейными свойствами поверхностного импеданса. Это, в свою очередь, может стать фактором, ограничивающим область применения ВТСП-устройств, так как такой импеданс приводит к появлению "вредных" нелинейных эффектов, которые, в частности, вызывают дополнительные трудности в решении проблемы электромагнитной совместимости РЭС и безискаженной передачи информации. Это обстоятельство делает особенно актуальной задачу теоретического анализа нелинейных эффектов в устройствах с ВТСП.

## Список литературы:

1. Вишневецкий В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера. – 2005. – 636 с.
2. Muller K.A., Bednorz J. G. High-temperature superconductivity // Proc. Nat. Acad. Sci. USA. – 1987. – Vol. 84. – P. 4678–4680.
3. Schrieffer J.R., Brooks J.S. Handbook of High-Temperature Superconductivity. – New York: Springer. – 2007. – 627 p.
4. Chang K. Encyclopedia of RF and microwave engineering / ed. By K. Chang. // New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005. – Vol. 1–6. P. 2571–2577.
5. Kolesov S., Chaloupka H., Baumfalk A. High Temperature Superconductor High Power RF-Devices // Proceedings of the 1997 Workshop on RF Superconductivity, Abano Terme (Padova), Italy. – P. 407–412.
6. Simon R. W., Hammond R. B., Berkowitz S. J., Willemsen B. A. Superconducting Microwave Filter Systems for Cellular Telephone Base Stations // Proceedings of the IEEE. – 2004. – Vol. 92. – № 10. – P. 1585–1596.
7. Satoh K., Suzuki Y., Mimura T., Narahashi S., Nojima T. Improvement in Capacity Performance of Mobile Communication Systems Achieved Through Cryogenic Receiver Front-End // 9th European Conference on Applied Superconductivity. – Dresden, Germany. – September 13–17, 2009. – P. 12.

8. He Y.S., He X.F., Wang Y.H., Zhang X.Q. High power HTS system and its field trial in TD-SCDMA mobile communication network // 9th European Conference on Applied Superconductivity. –Dresden, Germany. – September 13–17, 2009. – 13 p.
9. Lancaster M.J., Passive microwave device applications of high-temperature superconductors. – Cambridge University Press, 1999. – 337 p.
10. Ekholm E.B., McKnight S.W. Attenuation and Dispersion for High-Tc Superconducting Microstrip Lines // IEEE Trans. on MTT. – 1990. – Vol. 38. – № 4. – P. 387–395.
11. Ohshima S., Kitamura K., Noguchi Y., Sekiya N. Surface Resistance of YBCO Thin Films under High DC Magnetic Fields // Journal of Physics: Conference Series. – 2006. – Vol. 43. – P. 551–555.
12. Chorey C., Kong K., Brasin B., Warner J., Itoh T. YBCO Superconducting Ring Resonators at Millimeter-Wave Frequencies // IEEE Trans. on MTT. – 1991. – Vol. 39. – № 9. – P. 1480–1487.
13. Dahm T., Scalapino D.J. Theory of Microwave Intermodulation in a High-T<sub>c</sub> Superconducting Microstrip Resonator // Applied Physics Letters. – 1996. – Vol. 69(27). – № 12. – P. 4248–4250.
14. Greed R.B., Jeffries B.F., Vojce D.C. Microwave Applications of High Temperature Superconductors // GEC Review. – 1999. – Vol. 14. – № 2. – P. 103–114.
15. Anderson A., Wu H., Barfknecht A. Transmit Filters for Wireless Basestations // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 1999. – Vol. 9. – № 2. – P. 4006–4009.
16. Akasegawa A., Yamanaka K., Nakanishi T., Kai M. High-Temperature Superconducting Materials for High-Performance RF Filters // Fujitsu Sci. Tech. J. – 2002. – Vol. 38. – № 1. – P. 31–38.
17. Hong J., McErlean E., Karyamapud B. Narrowband High Temperature Superconducting Filter for Mobile Communication Systems // IEEE Proc. - Microw. Antennas Propag. - 2004. - Vol. 151. – № 6. – P. 491–496.
18. Wang L.M., Liou J.W., Shiau C.Y., Lee C.C. Fabrication and Microwave Properties of Asymmetric Dual-Passband High-Tc Superconducting YBCO Filters // 9th European Conference on Applied Superconductivity. – Dresden, Germany. – September 13–17, 2009. – 79 p.
19. Liang G., Withers R., Cole B., Garrison S., Johansson M., Ruby W., Lyons W. High temperature superconductive delay lines and filters on sapphire and thinned LaA103 substrates // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 1993. – Vol. 3. – № 3. – P. 3037–3041.
20. Mansour R. Microwave Superconductivity // IEEE Trans. on MTT. – 2002. – Vol. 50. – № 3. – P. 750–759.
21. Hansen R.C. Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas. – John Wiley & Sons, Inc. – 2006. – 168 p.
22. Yoshida K., Takahashi T., Kanaya H., Uchiyama T., Wang Z. Superconducting Slot Antenna with Broadband Impedance Matching Circuit // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2001. – Vol. 11. – № 3. – P. 103–106.
23. Oda S., Sakaguchi S., Kanaya H., Pokharel R., Yoshida K. Electrically Small Superconducting Antennas with Bandpass Filters // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2007. – Vol. 17. – № 2. – P. 878–881.
24. Karmanenko S., Semenov A., Leonov V., Johansen T., Galperin Yu., Bobylk A., Dedoboretzk A., Gaevskik M., Lunevk A., Surisk R. Fabrication Process and Noise Properties of Antenna-Coupled Microbolometers Based on Superconducting YBCO Films // Supercond. Sci. Technol. – 2000. – Vol. 13. – P. 273–286.
25. Luukanen A.A., Hadfield R., Miller A., Grossman E. Superconducting Antenna-Coupled Microbolometer for THz Applications // Terahertz for Military and Security Applications II. – 2004. – Vol. 5411. – P. 121–126.
26. Vendik O.G., Vendik I.B., Kholodniak D.V. Applications of High-Temperature Superconductors in Microwave Integrated Circuits // Mater. Phys. Mech. – 2000. – № 2. – P. 15–24.

27. Lyons W., Arsenault D., Anderson A. High-Tc Superconductive Wideband Compressive Receivers // The Lincoln Laboratory Journal – 1996. – Vol. 9. – № 1. – P. 33–67.
28. Shitov S., Koshelets V., Ermakov A., Filippenko L., Baryshev A., Luinge W., Gao J. Superconducting Chip Receivers for Imaging Application // IEEE Trans. on Appl. Supercond. – Vol.9, No 2. – P. 3773–3776.
29. Arkharov A., Emel'yanov V. Use of High-Temperature Superconducting Components in Third-Generation Cellular Phone Basestations // Chemical and Petroleum Engineering . – 2002. – Vol. 38. – №. 9–10. – P. 525–528.
30. Trunin M.R., Leviev G.I. Nonlinear microwave response of a YBaCuO // J. Phys. III. – 1992. – Vol. 2. – P. 355–372.
31. Claassen J.H., Booth J.C., Beall J.A., Rudman D.A., Vale L.R., Ono R.H. Nonlinear inductive response of high temperature superconducting films measured by the mutual inductance technique // Applied Physics Letters. – 1999. –Vol. 74. – № 26–28. – P. 4023–4025.
32. Booth J.C., Vale L.R., Ono R.H., Claassen J.H. Predicting nonlinear effects in superconducting microwave transmission lines from mutual inductance measurements // Supercond. Sci. Technol. – 1999. – Vol. 12. – P. 711–713.
33. Hao L. Gallop J.C., Purnell A.J., Cohen L.F. Intermodulation Measurements on High Temperature Superconducting Thin Films // Journal of Superconductivity. – 2001. – Vol. 14. – № 1. – P. 29–33.
34. Booth J.C., Beall J.A., Rudman D.A., Vale L.R. Geometry dependence of nonlinear effects in high temperature superconducting transmission lines at microwave frequencies // Journal of Applied Physics. – 1999. – Vol. 86. – № 2. – P. 1020–1027.
35. Mateu J., Collado C., O'Callaghan J.M. Modeling superconducting transmission line bends and their impact on nonlinear effects // IEEE Trans. on MTT. – 2007. - Vol. 55. – № 5. – P. 822–828.
36. Hu W., Thanawalla A.S., Feenstra B.J., Wellstood F.C., Anlage S.M. Imaging of microwave intermodulation fields in a superconducting microstrip resonator // Applied Physics Letters. – 1999. – Vol. 75. – № 18. – P. 2824–2826.
37. Willemsen B. A., King B. H., Dahm T., Scalapino D. J. Microwave Intermodulation in High-Tc Superconducting Microstrip Resonators // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 1999. – Vol. 9. – № 2. – P. 4181–4184.
38. Monaco R., Andreone A., Palomba F. Intermodulation measurements in Nb superconducting microstrip resonators // Journal of Applied Physics. – 2000. – Vol. 88. – № 5. – P. 2898–2905.
39. Abdo B., Segev E., Shtempluck O., Buks E. Nonlinear dynamics in the resonance line shape of NbN superconducting resonators // Physical Review. – 2006. – Vol. B 73. – № 134513. – P. 1–11.
40. Mateu J., Booth J.C., O'Callaghan J.M. Intermodulation Distortion in Coupled-Resonator Filters With Nonuniformly Distributed Nonlinear Properties—Use in HTS IMD Compensation / J. Mateu, // IEEE Trans. on MTT. – 2007. – Vol. 55. – № 4. – P. 616–624.
41. Collado C., Mateu J., O'Callaghan J.M. Computer simulation of the non-linear response of superconducting devices using the multiport harmonic balance algorithm // in Applied superconductivity 1999. Institute of Physics Publishing. – 2003. – P. 411–414.
42. Mateu J., Collado C., O'Callaghan J. M. Harmonic effects in balance algorithm to model nonlinear HTS filters subject to CDMA signals // IEEE on MTT-S Digest, Philadelphia. – 2003. – P. 547–550.
43. Seron D., Collado C., Mateu J., O'Callaghan J. M. Analysis and Simulation of Distributed Nonlinearities in Ferroelectrics and Superconductors for Microwave Applications // IEEE Trans. on MTT. – 2006. – Vol. 54. – № 3. – P.1153–1160.
44. Booth J., Leong K., Shima S. Unified Description of Nonlinear Effects in High Temperature Superconductor Microwave Devices // Superconductivity and Novel Magnetics. – 2006. – Vol. 19. – № 7–8. – P. 531–540.