

УДК 538.945+539.23+621.382.2

## СВЕРХПРОВОДНИКОВЫЙ СМЕСИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЧИПА С ОДНОСТОРОННИМ ПОДКЛЮЧЕНИЕМ ДЛЯ РАДИОАСТРОНОМИИ

*О. В. Корюкин, С. В. Шитов, А. Н. Выставкин*

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, г. Москва, Россия

Детально описаны принципы конструирования настраиваемого смесителя с подавлением зеркального канала на частотный диапазон  $86\div 115$  ГГц и смесителя на диапазон  $787\div 950$  ГГц с двухканальным приёмом и отсутствием деталей механической настройки. Указанные смесители основаны на туннельных сверхпроводящих переходах типа сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с применением нормального металла (алюминия) в настроенном контуре. Оба разработанных смесителя оптимизированы для одностороннего подключения чипа к прямоугольному волноводу полного сечения, что необходимо для создания однокамерного волноводного смесителя субмиллиметровых волн по балансной схеме с широкой полосой промежуточных частот. Коэффициент отражения входного сигнала составил величину менее  $-15$  дБ, а потери на прохождение сигнала на смесительный элемент — менее  $3$  дБ в диапазоне частот  $787\div 950$  ГГц.

### ВВЕДЕНИЕ

В результате совместных исследований по созданию приёмной системы интерферометра со сверхдлинной базой для международного радиоастрономического сообщества был разработан сверхпроводниковый смеситель волн миллиметрового диапазона, который был установлен на радиотелескопе обсерватории Метсахови (Финляндия) [1]. В данном смесителе использованы научные разработки более чем десятилетней давности [2]. Смесительным элементом является чип со сверхпроводниковой планарной структурой, разработанный и изготовленный в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. В процессе эксплуатации было обнаружено, что некоторые свойства смесителя ограничивают его КПД, в частности эффективность вывода сигнала промежуточной частоты на усилитель промежуточной частоты на частотах выше примерно  $4$  ГГц. Причиной этого является способ подключения чипа к волноводу: плёночная структура, помещённая на чип, пересекает полость волновода и имеет длину около  $5$  мм, включая интегрированные на чипе режекторные фильтры сверхвысоких частот (СВЧ), что создаёт заметный паразитный импеданс токам на промежуточных частотах.

Проект «Atacama Large Millimeter Array» (ALMA [3]), задействующий  $64$  субмиллиметровых телескопа, расположенных на пустынном горном плато Атакама в Чили, является крупнейшим международным проектом в области радиоастрономии. С помощью используемой в нём системы антенн планируется получать информацию о ранних стадиях развития Вселенной, в том числе в режиме многоэлементного интерферометра. Реализация этого проекта была начата в  $1983$  году и в настоящее время находится в стадии тестирования первых приёмных систем. Полный частотный диапазон измерений в рамках проекта, который составляет  $50\div 1500$  ГГц, был разбит более чем на  $10$  поддиапазонов. При исследовании и апробации вариантов приёмной системы для его  $10$ -го диапазона ( $787\div 950$  ГГц) выявилась необходимость в разработке новых подходов к созданию смесителя на туннельных переходах типа сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с шириной полосы промежуточных частот более  $8$  ГГц (простирающейся от  $4$  до  $12$  ГГц), сочетающего в себе компактность и экономное использование энергии гетеродина. Оптимальным решением могло бы быть создание компактного балансного смесителя субмиллиметрового диапазона длин волн, в котором используются два чипа в одном сечении волновода [4].

*О. В. Корюкин, С. В. Шитов, А. Н. Выставкин*

Таким образом, для двух разных радиоастрономических проектов были поставлены две весьма схожие задачи, которые мы попытались решить на концептуальном уровне. Было предложено использовать новый подход, заключающийся в замене поперечного подключения чипа на его одностороннее подключение в прямоугольном волноводе полного сечения. Это позволяет перенести точку подключения линии промежуточных частот практически вплотную к переходу сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, используя интегрированные на чипе цепи промежуточных частот, и устранить таким образом паразитную индуктивность плёночных электродов интегральной структуры. В качестве отправной точки была взята работа [5], базовая идея которой была переработана и оптимизирована в соответствии с поставленными задачами.

## 1. СМЕСИТЕЛЬ ДЛЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 86÷115 ГГц

Модель смесительной камеры с чипом сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник (рис. 1), имеющим размеры  $2\,800 \times 700 \times 150$  мкм, была построена с помощью программы электромагнитного моделирования [6] на основе прямоугольного волновода с полным сечением  $1,2 \times 2,4$  мм.

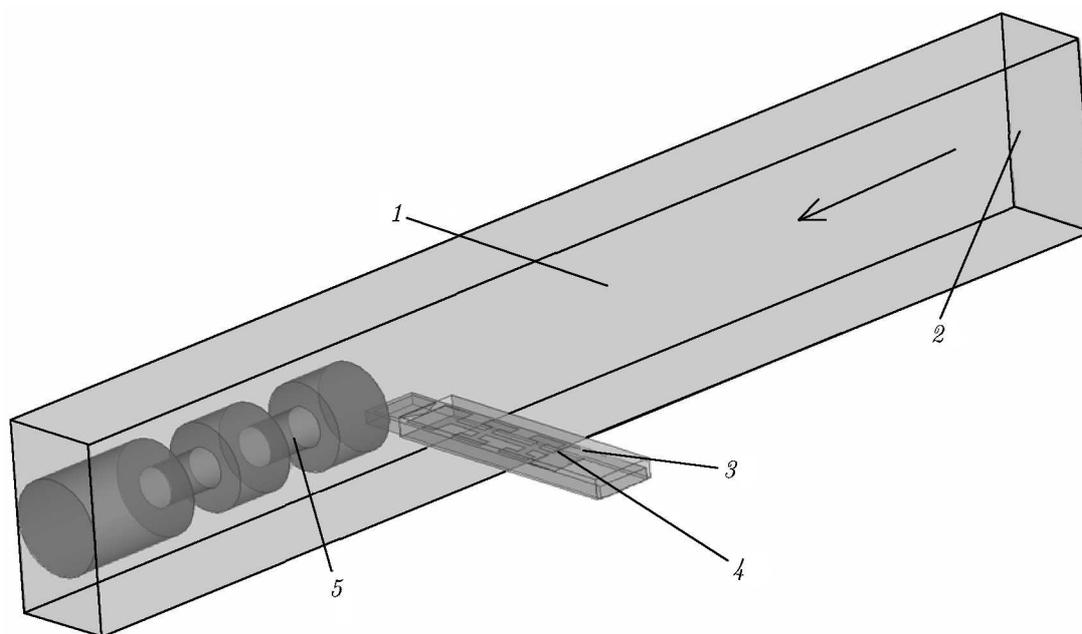


Рис. 1. Общий вид электромагнитной модели смесительной камеры для частотного диапазона 86÷115 ГГц с подавлением зеркального канала. Исследуемый сигнал и сигнал от гетеродина вводятся в канал прямоугольного волновода 1 через сечение 2 с размерами  $2,4 \times 1,2$  мм. Распространяясь по волноводу (показано стрелкой), этот сигнал приходит на чип со смесительным элементом 3. Полость волновода представлена в модели проводящими стенками с бесконечно малой толщиной; контактные площадки чипа 4 расположены в канале, который также образован проводящими стенками. Бесконтактный подвижный поршень 5 позволяет создать реактивный настроечный шлейф, согласующий антенну чипа с волноводом. На рисунке поршень пододвинут вплотную к чипу 3, что приблизительно соответствует расстоянию в четверть длины волны до смесительного элемента. При этом реализуется двухполосный режим приёма. При смещении поршня на расстояние, равное половине длины волны зеркального канала, плоскость короткого замыкания приходится на положение чипа и происходит подавление (т. е. отражение) сигнала зеркального канала, что соответствует однополосному режиму приёма

На оси волновода полного сечения с одной стороны от чипа находится место ввода излучения, которому в программе моделирования соответствует входной порт, эквивалентный бесконечно длинному волноводу. С другой стороны от канала помещён являющийся полосно-заграждающим фильтром отражающего типа короткозамкнутый настраиваемый шлейф в виде перемещаемого поршня с цилиндрическим сечением, имеющего периодическую структуру. Расстояние от поршня до чипа может изменяться в пределах  $0,5 \div 15$  мм с целью получения такой структуры стоячей волны между чипом и короткозамыкающим шлейфом, при которой происходит прохождение сигнала на основной частоте и отражение сигнала на зеркальной частоте, отстоящей от основной частоты на удвоенную промежуточную частоту:  $F_{\text{СИГ}} = F_{\text{ЗЕР}} - 2F_{\text{ПЧ}}$ . Чип, содержащий смесительный элемент, может быть выполнен на основе плавленного или монокристаллического кварца, вносящего сравнительно низкую диэлектрическую нагрузку волновода. Однако при практически одинаковых диэлектрических постоянных монокристаллический кварц предпочтителен, т. к. он обеспечивает лучший теплоотвод от плёночных переходов сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, что особенно важно при эксплуатации рассматриваемого устройства в вакууме, когда теплоотвод обеспечивается лишь теплопроводностью подложки. Толщина подложки была выбрана равной 150 мкм, т. к. более тонкая подложка затрудняет монтаж чипа, а более толстая не позволяет спроектировать фильтры низких частот с оптимальными параметрами.

Минимизировать утечку сигнала СВЧ через канал в стенке волновода, куда помещена подложка, можно двумя способами: с помощью металлических контактов с собственной проводимостью (выполненных, например, из мягкого металла индия) или с помощью интегрированного на чипе режекторного фильтра, как было сказано выше. Такой фильтр может обеспечить реактивное замыкание токов СВЧ на стенку волновода, т. е. шунтировать канал для токов с частотами, лежащими в полосе частот полезного сигнала  $86 \div 115$  ГГц. Мы выбрали микрополосковый фильтр молоткового типа (рис. 2), состоящий из трёх секций. Следует заметить, что большое число секций усиливает эффект замыкания, делая его более широкополосным на СВЧ. Более того, при одностороннем подключении такой фильтр не создаёт дополнительной ёмкости на промежуточных частотах.

Сигнал от волновода передаётся к смесительному элементу с помощью трапециевидной планарной антенны, интегрированной на чипе и выходящей в полость прямоугольного волновода на расстояние, не превышающее полуширины узкой стенки волновода. Антенна подключена к смесительному элементу через центральный проводник копланарной линии (рис. 2), которая выполняет функцию трансформатора импеданса, необходимого для согласования структуры сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с антенной.

Трансформатор импеданса состоит из 5-ти секций: первая, третья и пятая секции представляют собой микрополоски с шириной 4 мкм с низким импедансом около 16 Ом, вторая и четвёртая — копланарную линию с высоким импедансом около 108 Ом. Такое сочетание позволяет получить минимальную ёмкость на промежуточных частотах и высокий коэффициент трансформации, достигнуть которого невозможно при использовании только микрополосковой линии. Потери передачи в таком трансформаторе, изготовленном на основе сверхпроводящей плёнки, составляют менее 0,5 дБ. Смесительный элемент содержит два перехода сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с площадью 2 мкм<sup>2</sup> каждый, соединённые настроечной индуктивностью [7], которая в нашем случае представлена отрезком копланарной линии с длиной 36 мкм и шириной 4 мкм. Такая индуктивность в резонансе с паразитной ёмкостью переходов сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник и в сочетании с трансформатором импеданса настраивает интегральную схему на оптимальное согласование с антенной в заданной полосе частот  $86 \div 115$  ГГц. Центральная линия микрополоскового фильтра-замыкателя (рис. 2) не монолитна и представляет собой оригинальную конструкцию, содержащую вложенную копланарную линию ещё с одним

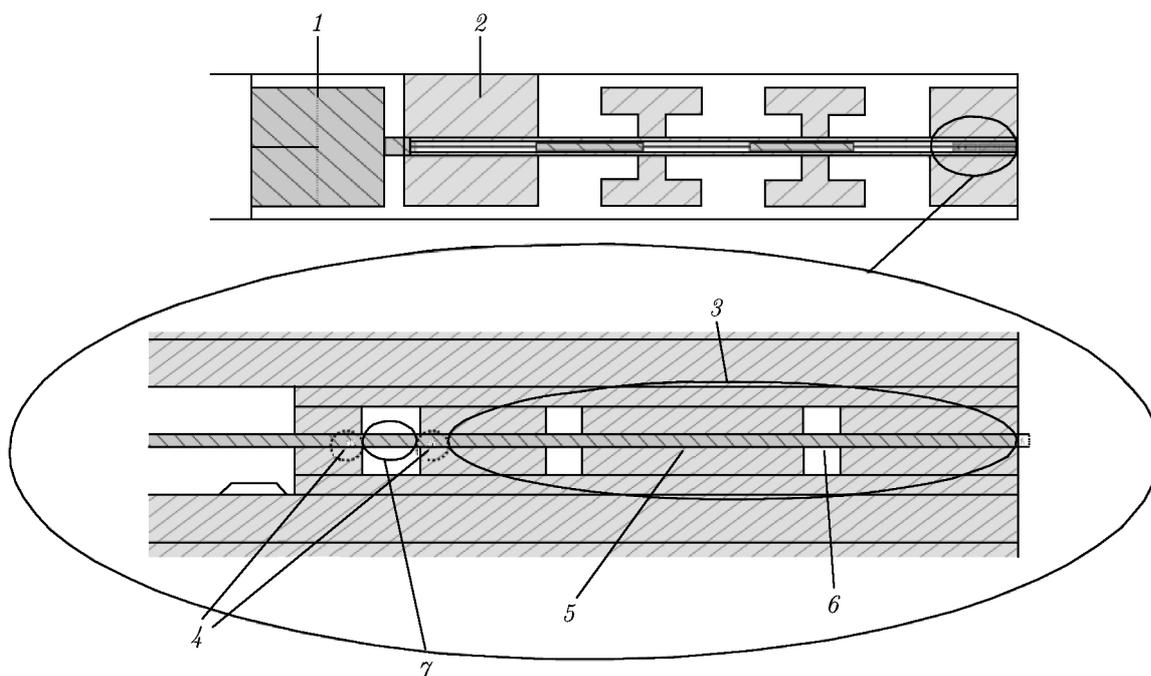


Рис. 2. Детальная структура чипа, находящегося в канале вне полости волновода; антенна, выходящая в полость волновода, не показана. На врезке внизу изображён трансформатор импеданса и переходы с настроечной структурой. Цифрами обозначены: 1 — контактная площадка для вывода сигнала на промежуточных частотах и подключения схемы смещения, 2 — контактная площадка для заземления чипа на корпус смесительного блока, 3 — трансформатор импеданса на отрезках микрополосковой и копланарной линий, 4 — переходы сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, 5 — отрезок микрополосковой линии, подключённой к антенне (расположена справа, не показана), 6 — отрезок копланарной линии, 7 — индуктивность, настроенная в резонанс с собственной ёмкостью структуры сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, в виде отрезка копланарной линии

режекторным фильтром СВЧ, соединяющим смесительный элемент с коаксиальным выводом излучения промежуточных частот. Такой фильтр в цепи промежуточных частот содержит четыре четвертьволновых отрезка копланарной линии с зазором в экране 40 мкм и центральными проводниками с разной шириной: 4 и 36 мкм; после оптимизации его общая длина фильтра составила 1880 мкм. Ослабление фильтра в цепи тока на промежуточных частотах составило более 35 дБ в полосе 86÷115 ГГц (рис. 3); для сигнала на промежуточных частотах потери на прохождение составили менее 1 дБ. Таким образом, удалось сконструировать функциональную часть тракта промежуточных частот, расположенную на чипе и имеющую импеданс 50 Ом, и подключить её непосредственно к смесительному элементу, что в принципе невозможно при традиционном поперечном включении чипа в волновод.

При гетеродинном преобразовании в полосу промежуточных частот попадают частоты сигналов, зеркально симметричные относительно частоты гетеродина: как ниже частоты гетеродина (нижний канал), так и выше неё (верхний канал). Одновременный приём обоих каналов называется режимом двухканального приёма. Для определения, какой частоте СВЧ диапазона соответствует данный сигнал промежуточной частоты, необходимо либо подавить один из каналов приёма СВЧ с помощью специального фильтра, либо проводить специальный математический анализ спектральных данных. Сравнительно недавно получил развитие метод разделения таких каналов, основанный на применении довольно сложных гибридных схем, содержащих

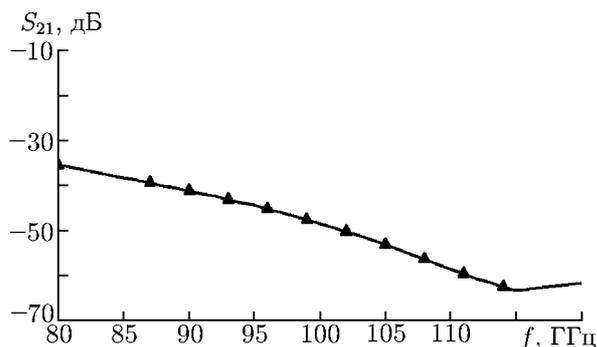


Рис. 3. Зависимость от частоты уровня утечки  $S_{21}$  сигнала СВЧ через копланарный фильтр промежуточных частот. Импеданс фильтра близок к импедансу микрополосковой линии 50 Ом в полосе промежуточных частот, и потери сигнала практически отсутствуют

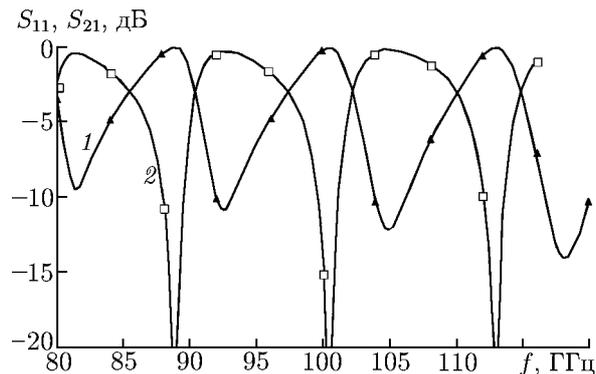


Рис. 4. Зависимости от частоты коэффициента отражения сигнала  $S_{11}$  от порта 1 (рис. 1), представляющего собой антенну, (кривая 1), и потерь прохождения сигнала  $S_{21}$  ((кривая 2) с входного волноводного порта при положении короткозамыкающего настроечного поршня на расстоянии 9500 мкм от чипа. Диапазоны частот основного и зеркального каналов равны соответственно  $104,5 \div 105,5$  ГГц и  $112,5 \div 113,5$  ГГц. Частота генератора 109 ГГц; ширина полосы промежуточных частот 1 ГГц ( $4,5 \div 5,5$  ГГц)

как минимум два смесителя [8].

Одним из способов подавления зеркального канала является применение настроечного короткозамыкающего поршня, описанного выше и позволяющего менять длину короткозамкнутого шлейфа, тем самым настраивая максимум отражения сигнала в волноводе на определённый диапазон частот. Этот способ является разновидностью использования режекторного фильтра СВЧ. На рис. 4 изображена амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи мощности СВЧ сигнала от входа волновода к смесительному элементу при нахождении поршня на расстоянии 9,5 мм от чипа. Для частоты гетеродина 109 ГГц и диапазона промежуточных частот  $3,5 \div 4,5$  ГГц основной канал будет расположен в диапазоне  $104,5 \div 105,5$  ГГц с потерями прохождения сигнала на уровне  $-0,3$  дБ и малым уровнем отражения  $-11$  дБ, а сигнал с зеркального канала в диапазоне  $112,5 \div 113,5$  ГГц будет практически полностью отражён, что отвечает однополосному режиму приёма.

После оптимизации компьютерной модели был разработан комплект фотошаблонов для изготовления экспериментальных образцов. Эти шаблоны позволяют формировать структуру из двух слоёв металла и слоя диэлектрика, которые наносятся на подложку методом тонкоплёночной технологии [9]. В нижнем слое из ниобия с толщиной 200 нм изготавливаются молотковые фильтры и контактные площадки. Поверх нижнего слоя ниобия наносится слой изоляции из диоксида кремния с толщиной 250 нм, имеющий окна, в которых формируются туннельные переходы сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с площадью  $2 \text{ мкм}^2$ , имеющие естественный контакт с нижним слоем. Туннельный слой имеет очень малую толщину всего около 1 нм. Он образован слоем алюминия с толщиной  $60 \div 70$  нм, поверхность которого окислена в атмосфере чистого кислорода при пониженном давлении. Антенна, входной трансформатор, выходные фильтры и контактные площадки изготавливаются из плёнки ниобия с толщиной 400 нм поверх слоя диэлектрика и включаются в электрическую цепь через окна в диэлектрике, где формируется контакт с верхней обкладкой туннельного перехода. Планируется изготовление чипов и их экспериментальная проверка в составе лабораторного стенда; смесительная камера будет распо-

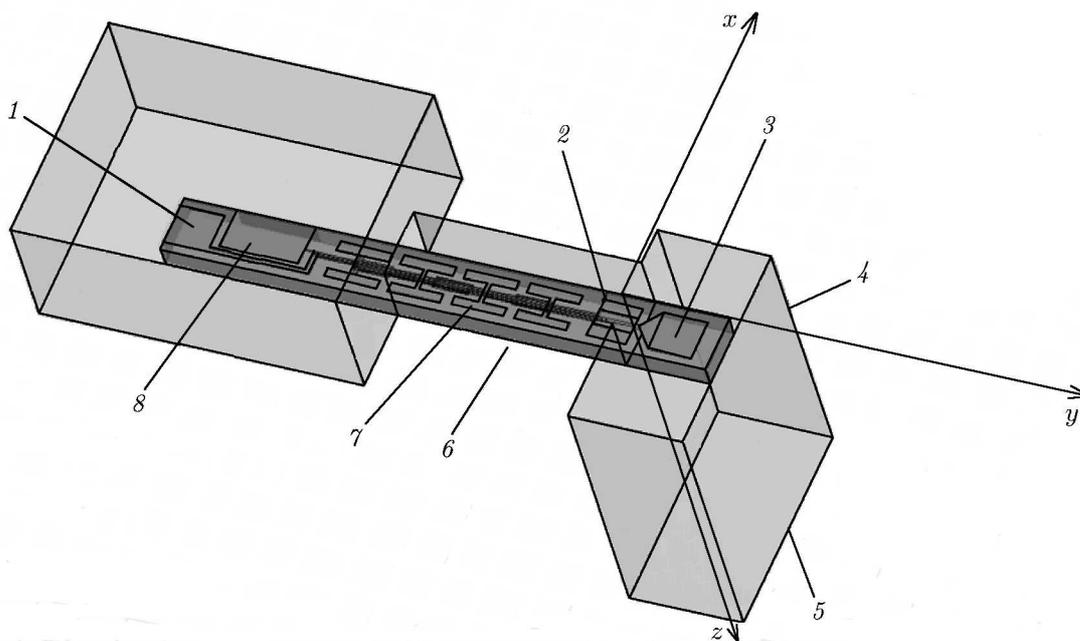


Рис. 5. Общий вид электромагнитной модели смесительной камеры с чипом на диапазон частот  $787 \div 950$  ГГц. Цифрами обозначены: 1 — полость и контактная площадка для вывода сигнала на промежуточных частотах, 2 — переходы сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, 3 — антенна, 4 — прямоугольный волновод с сечением  $260 \times 130$  мкм, 5 — ввод внешнего сигнала и гетеродина, 6 — кварцевый чип с размером  $580 \times 70 \times 30$  мкм, 7 — микрополосковый фильтр низких частот молоткового типа, 8 — контактная площадка для подключения смесительного блока к корпусу

ложена в криостате при гелиевой температуре около 4,2 К.

## 2. СМЕСИТЕЛЬ ДЛЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ $787 \div 950$ ГГц

Известно, что неравномерность амплитудно-частотной характеристики смесителя зависит не только от конструкции интегральных цепей согласования переходов сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник на чипе, но и от способа установки чипа в волновод. Одним из критических параметров является размер канала в стенке волновода, в котором расположены электрические подключения и точки механической опоры чипа, в том числе выводы излучения на промежуточных частотах, содержащие микрополосковые структуры, препятствующие утечке сигнала СВЧ. Проблема состоит в том, что в канале чипа возможно возбуждение высших волноводных мод, отличных от фундаментальной ТЕМ-моды микрополосковой линии, на которой основана работа вышеупомянутых полосно-заграждающих (режекторных) фильтров. На частоте таких мод возможна утечка полезного сигнала и образование провалов на амплитудно-частотной характеристике коэффициента передачи мощности СВЧ сигнала от входа волновода к смесительному элементу. Оказывается целесообразным повернуть чип вокруг его продольной оси и расположить его плоскость перпендикулярно оси волновода (рис. 5). В такой конфигурации в силу симметрии первая мода высшего порядка микрополосковой линии в канале ортогональна моде  $H_{10}$  ( $TE_{10}$ ) волновода. В смесителе, описанном в первом разделе, нет необходимости в такой модификации, т. к. на частотах в районе 100 ГГц сравнительно легко изготовить чип с небольшим поперечным сечением, в котором указанный эффект не возникает. На высоких частотах в районе 1 ТГц значительно сложнее изготовить чип малого сечения: сегодня эта задача лежит практи-

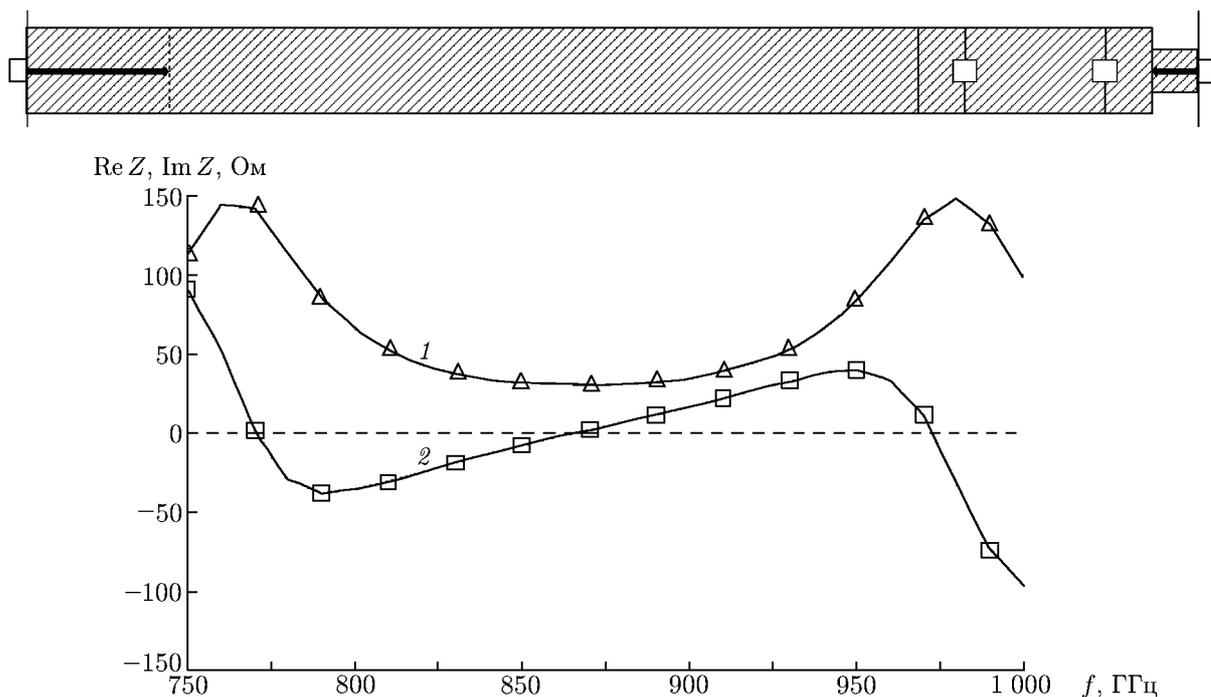


Рис. 6. Зависимость от частоты действительной  $Re Z$  (кривая 1) и мнимой  $Im Z$  (кривая 2) частей импеданса порта антенны. Видно, что импеданс в точке подключения антенны к трансформатору лежит в интервале  $35 \div 80$  Ом. Вверху показана электромагнитная модель микрополоскового трансформатора с длиной 32 мкм (слева) и переходы сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник (два маленьких квадрата без штриховки справа) в виде двух межслойных портов с площадью  $0,785 \text{ мкм}^2$  с настроечной индуктивностью с длиной 6 мкм. К межслойным портам подключаются схемы, моделирующие переходы сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник в виде параллельно включённых конденсатора и резистора

чески на пределе технологических возможностей, т. к. включает в себя многоэтапный процесс подгонки размеров, заключающийся в резке и шлифовке хрупких микрообъектов.

Оптимальные размеры чипа и тонкоплёночной структуры сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, как правило, обратно пропорциональны рабочей частоте. Поэтому для диапазона 10 проекта ALMA взят чип с размерами  $580 \times 70 \times 30$  мкм, который гораздо меньше чипа, описанного в предыдущем разделе. По замыслу такой чип должен содержать те же элементы, что и больший чип, и они должны функционировать аналогичным образом. Трансформатор импеданса в данном случае состоит всего из одного микрополоскового элемента с шириной 4 мкм и длиной 32 мкм (см. рис. 6), что связано с тем, что импеданс перехода сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник растёт примерно прямопропорционально частоте до значения, близкого к нормальному сопротивлению этой структуры. В результате в данном случае уже не нужен высокий коэффициент трансформации и его оптимальное значение составляет около 2,5. Импеданс антенны (рис. 6) равен примерно 50 Ом и лишь незначительно меняется по диапазону. В данной модели настроечная структура переходов сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник состоит из отрезка микрополосковой линии с шириной 4 мкм и длиной 6 мкм, расположенной между переходами сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с цилиндрической формой с радиусом основания  $0,5 \text{ мкм}$  каждый. Один из таких переходов (рис. 6) настроен на верхнюю часть  $860 \div 950$  ГГц рассматриваемого частотного диапазона, второй — на нижнюю ( $787 \div 860$  ГГц). Выходной фильтр промежуточных частот состоит из отрезков копланарной и микрополосковой линий (рис. 7),

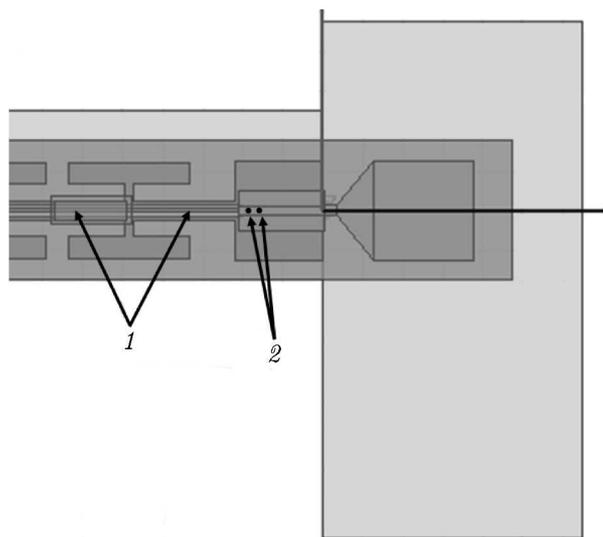


Рис. 7. Увеличенный вид части электромагнитной модели чипа, примыкающей к волноводу (вертикальный прямоугольник); сигнал приходит с антенны, трапецевидный вывод которой подключён к микрополосковому трансформатору, расположенному справа внутри волновода. Цифрами обозначены: 1 — фильтр промежуточных частот, состоящий из отрезков копланарной и микрополосковой линий, 2 — межслойные порты для моделирования переходов сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с площадью  $0,785 \text{ мкм}^2$  каждый

плёнки не обладают необходимыми сверхпроводящими качествами и заметно уступают плёнкам, эпитаксиально выращенным непосредственно на подложке из оксида магния  $\text{MgO}$ . Мы остановили свой выбор на верхнем электроде из плёнки сверхчистого алюминия с толщиной 500 нм, который имеет хорошую теплопроводность при низких температурах; она наносится поверх слоя изоляции с толщиной 400 нм, как описано в [11].

Заметим, что в данном случае структура сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник изготавливается по модифицированной технологии. Переходы сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник  $\text{Nb—Al/AlO}_x\text{—Nb}$  с расчётной площадью  $0,785 \text{ мкм}^2$  каждый формируются не стравливанием верхнего слоя Nb в трёхслойной структуре, где алюминий служит стоп-слоем, а протравливанием насквозь всей трёхслойной структуры  $\text{Nb—Al/AlO}_x\text{—Nb}$ , включая алюминий и нижний электрод из ниобия. Вся туннельная структура формируется в виде «сэндвича» микронного размера, имплантированного между электродами микрополоска [11].

Использование нормальных (не сверхпроводящих) металлов в резонансных настроечных цепях ведёт к неизбежным потерям в передаче терагерцовых сигналов по микрополосковым линиям, что требует их тщательной оптимизации. В результате проведённых исследований уровень потерь на отражение (по входу смесителя) составил менее  $-11 \text{ дБ}$  во всём частотном диапазоне, а общие потери на прохождение сигнала на смесительный элемент могут быть менее  $3 \text{ дБ}$  в диапазоне  $787\div 950 \text{ ГГц}$ , как показано на рис. 8. В расчётах для плёнок из сплава  $\text{NbTiN}$  и для плёнок из алюминия, упомянутых выше, было использовано значение проводимости  $2 \cdot 10^8 \text{ См/м}$ , что

имеющих сильно отличающиеся импедансы, что позволяет получить высокий коэффициент заграждения. Выход фильтра подключён к плате промежуточных частот, через которую подаётся смещение по постоянному току.

Для этой модели был разработан комплект фотошаблонов, аналогичный первому, т. к. общая топология слоёв двух структур весьма сходна. Однако технологическая реализация терагерцового смесителя имеет ряд существенных отличий, вызванных высокими потерями излучения СВЧ в микрополосках из ниобия в области частот выше 700 ГГц. В связи с этим нижний слой микрополосковой структуры может быть изготовлен из эпитаксиальной плёнки  $\text{NbTiN}$  с толщиной 300 нм. Выбор материала для верхнего электрода микрополоска заслуживает отдельного рассмотрения.

Из литературы известно, что плёнки  $\text{NbTiN}$ , размещённые на поверхности плёнки поликристаллического диоксида кремния, обладают рядом недостатков. Такие структуры имеют недостаточную теплопроводность в месте контакта с верхним электродом туннельной структуры сверхпроводник — изолятор — сверхпроводник  $\text{Nb—AlO}_x\text{—Nb}$ , что вызывает токовый перегрев смесительного элемента [10]. Кроме того, такие

соответствует данным работы [12].

В табл. 1 представлены результаты поэлементного анализа потерь в описанном выше смесителе. Видно, что основные потери приходятся на резонансный контур, состоящий из отрезка микрополосковой линии, работающей как индуктивность, подключённая между переходами сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник. В резонаторе наибольшие потери связаны с резким возрастанием тока вблизи резонанса, хотя однородная микрополосковая линия с такой геометрией имеет на такой же длине волны на порядок меньшие потери. Вторым источником заметных потерь является трансформатор импеданса, согласующий антенну и переходы. Потери в нём обусловлены также резонансным характером согласования. Потери в остальных элементах сравнительно малы. Небольшое расхождение в суммарных потерях и потерях в полной модели, приведённых в табл. 1, связано с неизбежной неточностью расчёта (неточным учётом краевых условий) при раздельном электромагнитном анализе компонентов схемы; итоговое расхождение двух методов является несущественным.

Известно, что импеданс смесительного перехода сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник на промежуточной частоте может меняться в широких пределах [13], что связано с зависимостью СВЧ импеданса перехода сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник от напряжения смещения, проявляющейся в его уменьшении при приближении напряжения смещения к напряжению щели. При этом происходит уменьшение поглощаемой гетеродином мощности сигнала СВЧ и падает ток накачки, следствием чего становится увеличение динамического сопротивления  $R_d$  на «горизонтальных» участках вольт-амперной характеристики (ВАХ) структуры. Этот эффект, проявляющийся на промежуточных частотах, может иметь разную силу на разных рабочих частотах гетеродина, т. к. импеданс источника гетеродина также может изменяться с частотой. Для уменьшения потерь выходного сигнала, вызванных неопределённостью в согласовании выходного импеданса на промежуточных частотах, необходимо определить минимальные необходимые меры для согласования смесителя со стандартной коаксиальной линией, по которой сигнал поступает на усилитель сигнала на промежуточных частотах. Важно понимать, что, несмотря на рассогласование выходных импедансов перехода сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник и выходной линии (как правило, равное 50 Ом), режим с высоким  $R_d$  приводит к более высокому коэффициенту преобразования смесителя в целом, т. к. отдача тока в нагрузку 50 Ом всегда растёт с ростом импеданса источника, т. е. с ростом  $R_d$ . Влияние на эффективность смесителя  $G$  тракта промежуточных частот может быть оценено с помощью формулы  $G \sim R_d C_{пч}$ , где  $C_{пч}$  — коэффициент согласования импеданса смесительной структуры сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник с импедансом выходной линии промежуточных частот. Главной проблемой при использовании высоких значений  $R_d$  может стать возникновение стоячих волн в линии, соединяющей такой смеситель и усилитель сигнала

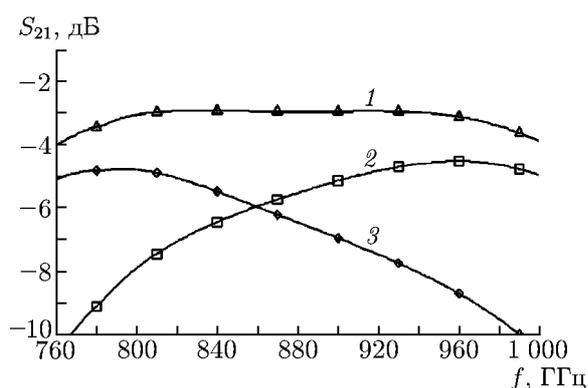


Рис. 8. Потери сигнала, проходящего на переходы сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник. Коэффициент передачи сигнала на оба перехода (кривая 1) составляет  $-3$  дБ во всём диапазоне рабочих частот  $787 \div 950$  ГГц; примерно  $2,4$  дБ потерь связаны с поглощением СВЧ излучения в нормальном металле, (алюминии), из которого изготовлена микрополосковая линия (рис. 7). Кривая 2 — коэффициент передачи сигнала на один переход сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, расположенный ближе к антенне и настроенный на верхнюю часть  $860 \div 950$  ГГц частотного диапазона. Кривая 3 — на второй переход сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, настроенный на нижнюю часть  $787 \div 860$  ГГц частотного диапазона

Таблица 1. Полные потери (поглощение и отражение) в отдельных частях смесителя в дБ

Элемент	частота, ГГц		
	787	865	950
Прямоугольный волновод с поперечным сечением $260 \times 130$ мкм и длиной 500 мкм	0,10	0,07	0,06
Трансформатор импеданса с длиной $L = 32$ мкм и шириной $W = 4$ мкм	1,07	0,60	1,25
Настроечная индуктивность с длиной $L = 6$ мкм и шириной $W = 4$ мкм	1,90	1,79	1,58
Фильтр полосно-заграждающий (4 секции)	0,04	0,03	0,03
Всего (сумма)	3,11	2,490	2,92
Полная модель (без разбиения на элементы)	3,23	2,32	3,00

ла на промежуточных частотах. Оно способствует появлению резонансов и в сочетании с очень большим и, тем более, отрицательным  $R_d$  может привести к сильной частотной изрезанности коэффициента пропускания широкополосного тракта промежуточных частот и даже к развитию его неустойчивости, т. е. к возникновению генерации.

Для анализа полосы промежуточных частот разработанных смесителей была создана электромагнитная модель, где в качестве смесительных переходов сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник используется порт с настраиваемым динамическим сопротивлением и с параллельно подключённой ёмкостью, соответствующей ёмкости смесительной структуры сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник. К такому порту была подключена выходная, отвечающая за промежуточные частоты, часть интегральной структуры, находящаяся на чипе, а вывод чипа (через индуктивность двух проволочек бондинга) — к экрану и входу платы промежуточных частот. Последняя в данном случае представляет собой короткую (длина 7,4 мм) микрополосковую линию, подключённую к стандартному коаксиальному разъёму с импедансом 50 Ом.

Анализ структуры показал, что индуктивность проволочек бондинга может быть настроена в резонанс с ёмкостью смесителя, которая составляет примерно 0,2 пФ и обусловлена переходами сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник, фильтрами и микрополосковыми линиями. В результате оптимизации в диапазоне  $2 \div 14$  ГГц было установлено, что коэффициент отражения на выходе смесителя  $S_{22}$  менее  $-10$  дБ для диапазона  $R_d = 50 \div 210$  Ом может быть реализован в диапазоне  $4 \div 12$  ГГц при использовании паразитной индуктивности бондинга около 0,5 нГ. Это соответствует паре проволочек с диаметром 40 мкм и длиной 750 мкм, расположенных на расстоянии около 100 мкм друг от друга.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Детальное моделирование новых конфигураций компактных волноводных смесителей со сверхпроводящими туннельными переходами типа сверхпроводник—изолятор—сверхпроводник продемонстрировало применимость новых подходов для создания эффективных приёмных систем в терагерцовом диапазоне частот с шириной полосы промежуточных частот более 8 ГГц (от 4 до 12 ГГц). Трёхмерные модели, оптимизированные с помощью компьютерной программы электромагнитного моделирования [6] при учёте возможных отклонений в геометрии, монтаже и электрических параметрах структур, а также разработанный комплект фотошаблонов подтвердили реализуемость предложенных решений. Среди результатов следует отметить устойчивость полученных характеристик, возможность получения малых потерь сигнала из-за отражения на входе (менее  $-15$  дБ), относительно небольшие потери (не более 3 дБ) при передаче сигнала на смесительный элемент в терагерцовом диапазоне частот выше целевой частоты ниобия, возмож-

ность создания полосно-заграждающего (отражающего) фильтра СВЧ в диапазоне 787–950 ГГц с потерями из-за отражения менее 1 дБ. Разработанные чипы могут применяться в смесителях, построенных по уникальной балансной схеме [4]. Проект находится в высокой степени готовности к экспериментальной проверке полученных результатов.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты 10–07–00338-а и 12–02–01352-а) и Минобрнауки России (контракты 2010-1.1-407-006, 11.G34.31.0062, 11.G34.31.0029). Авторы выражают благодарность Национальной астрономической обсерватории Японии [14] за предоставление возможности электромагнитного моделирования с помощью программы HFSS в рамках проекта ALMA.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. <http://kurp-www.hut.fi/receiver/>.
2. Вдовин В. Ф., Елисеев А. И., Зинченко И. И. и др. // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50, № 9. С. 1207.
3. <http://www.almaobservatory.org/>.
4. Shitov S. V., Koryukin O. V., Uzawa Y., et al. // IEEE Trans. Appl. Supercond. 2007. V. 17, No. 2. P. 347.
5. Navarrini A., Lazareff B. ALMA Memo No. 351. 2001.
6. HFSS: <http://www.ansys.com/>.
7. Zmuidzinas J., LeDuc H. G., Stern J. A., et al. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1994. V. 42, No. 4. P. 698.
8. Kerr A. R., Pan S.-K., Lichtenberger A. W., et al. ALMA Memo No. 308. 2000.
9. Filippenko L. V., Shitov S. V., Dmitriev P. N., et al. // IEEE Trans. Appl. Supercond. 2001. V. 11, No. 1. P. 816.
10. Jackson B. D., Iosad N. N., Leone B., et al. // ISSTT Proc. 1999. P. 144.
11. Endo A., Noguchi T., Kroug M., et al. // IEEE Trans. Appl. Supercond. 2009. V. 19, No. 3. P. 400.
12. Jackson B. D., de Lange G., Laauwen W. M., et al. // ISSTT Proc. 2000. P. 238.
13. McGrath W. R., Richards P. L., Smith A. D., et al. // Appl. Phys. Lett. 1981. V. 39. P. 655.
14. NAOJ: <http://www.nao.ac.jp/E/>.

Поступила в редакцию 28 января 2013 г.; принята в печать 15 февраля 2013 г.

### SUPERCONDUCTING MIXER ON THE BASIS OF A CHIP WITH SINGLE-SIDED MOUNT FOR RADIO ASTRONOMY

*O. V. Koryukin, S. V. Shitov, and A. N. Vystavkin*

The principles of constructing a tunable mixer with suppression of the mirror channel for the frequency band 86–115 GHz and a mixer for the band 787–950 GHz with two-channel reception and absence of the mechanical-tuning details are described in detail. The above-mentioned mixers are based on the tunnel superconducting junctions of the type superconductor–insulator–superconductor using normal metal (Aluminum) in the tuning circuit. Both developed mixers are optimized for the single-side chip connection to the full-height rectangular waveguide which is required for creating a single-chamber waveguide balanced submillimeter-wave mixer with the wide intermediate frequency bandwidth. The input-signal reflection coefficient is below –15 dB and the losses of the signal transmission to the mixer are below 3 dB in the frequency band 787–950 GHz.

*O. V. Корюкин, С. В. Шитов, А. Н. Выставкин*