

07:09

Малозумящий СИС смеситель на частоту 1 THz с двойной дипольной антенной

© С.В. Шитов,¹ А.В. Марков,¹ Б.Д. Джексон,² А.М. Барышев,² Н.Н. Иосад,³ Дж.-Р. Гао,³ Т.М. Клапвик³¹Институт радиотехники и электроники РАН
101999 Москва, Россия²Институт космических исследований Нидерландов (SRON),
Гронинген, Нидерланды³Делфтский технологический университет (DIMES),
Делфт, Нидерланды
e-mail: Sergey@hitech.cplire.ru

(Поступило в Редакцию 30 января 2002 г.)

Проведены экспериментальные исследования квазиоптического смесителя, содержащего два сверхпроводниковых туннельных СИС перехода типа Nb/Al/AlO_xNb, интегрированных в микрополосковую линию со структурой NbTiN/SiO₂/Al, в диапазоне частот 800–1000 GHz. Данный смеситель был разработан как один из возможных вариантов входного каскада гетеродинного приемника, работающего в диапазонах 3 или 4 модуля „НIFI“ в составе телескопа космического базирования „Herschel“. Двойная дипольная антенна смесителя изготовлена на основе пленок NbTiN и Al; для четвертьволнового рефлектора использована пленка из Nb. Смеситель оптимизирован для полосы ПЧ 4–8 GHz. Двухполосная шумовая температура приемника, T_{RX} , измеренная на частоте 935 GHz, составила 250 K при физической температуре смесителя 2 K и ПЧ = 1.5 GHz; T_{RX} остается ниже 350 K в пределах частотного диапазона 850–1000 GHz. Диаграмма направленности антенны имеет хорошую симметрию с уровнем боковых лепестков не более –16 dB.

Введение

Малозумящие гетеродинные приемники терагерцового диапазона необходимы для наиболее полной реализации потенциала телескопов космического базирования, разрабатываемых в настоящее время для субмиллиметровой спектральной астрономии, например для „НIFI“ [1]. Рассматривая проблему создания чувствительного приемника на частоту 1 THz, имеет смысл обратиться к анализу наиболее важных параметров смесителей на туннельных переходах типа сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (СИС).

Смесители на основе туннельных переходов Nb/Al/AlO_x/Nb известны как гетеродинные преобразователи частоты с низкой шумовой температурой, ограниченной квантовыми флуктуациями hf/k_B [2], где h , f , k_B — это постоянная Планка, частота и константа Больцмана соответственно. Такие смесители экспериментально исследовались в частотном диапазоне 30–1500 GHz. Была продемонстрирована шумовая температура приемников на уровне $(2–3) \cdot hf/k_B$ на частотах ниже 680 GHz — так называемой целевой частоты ниобия [3,4], выше которой чувствительность резко падает главным образом за счет увеличения потерь в настроечных цепях из ниобия. Теоретически частотный диапазон гетеродинного преобразователя на СИС переходах из ниобия ограничен удвоенной целевой частотой Nb, т.е. приблизительно частотой 1300 GHz [5]. Это объясняется тем, что эффективность собственно процесса преобразования частоты связана с нелинейностью туннельного тока

квазичастиц в самом СИС переходе и, таким образом, не зависит напрямую от потерь в подводящих цепях.

Создание широкополосного СИС смесителя, перекрывающего значительную часть субтерагерцового диапазона, представляется затруднительным из-за большой удельной емкости СИС перехода C , обуславливающей высокую нагруженную добротность цепи Q , типичное значение которой составляет около 10 на частоте 1 THz. Высокая добротность ведет по крайней мере к двум проблемам: сравнительно узкой полосе частот и возрастающему влиянию потерь. Действительная часть СВЧ импеданса сверхпроводящей пленки [6] обуславливает наличие потерь, эффект которых растет пропорционально квадрату плотности тока, т.е. как Q^2 . Добротность системы теоретически может быть уменьшена путем уменьшения удельного сопротивления туннельного барьера, т.е. увеличивая J_c . К сожалению, это трудно сделать практически из-за ухудшения качества вольт-амперной характеристики (ВАХ) СИС перехода при $J_c > 10–15 \text{ kA/cm}^2$ [7]. Существует еще одна возможность уменьшить СВЧ потери — за счет уменьшения площади СИС перехода, что также понижает плотность тока в подводящих цепях. В целом ясно, что СИС смесители с квантовой чувствительностью трудно реализовать для области частот, где потери в настроечной цепи существенны. Именно поэтому наряду с попытками минимизировать высокочастотные потери за счет повышения плотности туннельного тока и уменьшения размеров СИС переходов разработка настроечных цепей с малыми потерями как за счет новых конфигураций, так и за счет новых материалов [8–12] имеет большое зна-

чение для создания смесителя терагерцового диапазона с квантовой чувствительностью.

Собственная емкость СИС перехода в сочетании с емкостью интегрированных настроечных цепей может затруднить согласование выхода смесителя на промежуточной частоте (ПЧ) вследствие высокого динамического сопротивления СИС перехода. Это сопротивление в рабочем режиме может составлять 0,2–1 к Ω и даже принимать отрицательные значения [2], что приводит к высокой добротности выходной цепи смесителя и становится более заметным на высокой ПЧ. Решить проблему широкополосного согласования по выходу можно на пути уменьшения емкости всех настроечных и соединительных цепей в сочетании с применением специального согласующего трансформатора.

Запитывание СИС смесителя по высокой частоте возможно двумя основными способами: по прямоугольному волноводу или с помощью планарной квазиоптической антенной структуры, интегрированной с СИС переходом. Все вышеупомянутые проблемы являются общими для обоих типов смесителей. Однако существуют некоторые специфические проблемы, возникающие при создании точных механических деталей волноводных смесителей. Например, сечение одномодового волновода терагерцового диапазона составляет всего лишь $120 \times 240 \mu\text{m}$, что определяет микронную точность изготовления других деталей, таких как скалярный рупор, настроечные поршни, канал для установки чипа и т.д. Подготовка чипов и окончательная сборка волноводного смесителя также входят в число критических операций; следует отметить прецизионную резку и шлифовку чипов, а также точную установку их в блоке смесителя.

В отличие от волноводных квазиоптические смесители могут изготавливаться на сравнительно больших и простых в обращении подложках, которые являются частью оптической системы, а их параметры зависят главным образом от точности фотолитографии, что составляет доли микрона. Следует отметить, что диаграмма направленности системы линза-антенна зависит как от качества микроволновой линзы, так и от точности установки антенны на оптической оси линзы [13,14]. Теоретический уровень боковых лепестков первого порядка диаграммы направленности наиболее распространенных типов интегральных линзовых антенн находится на уровне около -18 dB , что несколько выше (хуже), чем у скалярных рупорных антенн, используемых с волноводными смесителями, но тем не менее этот параметр удовлетворяет большинству практических применений.

Двойная щелевая антенна и двойная дипольная антенна — два типа антенн, широко используемых в планарных приемных структурах [10,15–18]. Обе антенны имеют близкие диаграммы направленности при использовании их в составе интегральной линзовой антенны; они имеют также близкие значения импеданса. Если продолжить сравнение, то преимущество щелевой антенны является широкий экран, который позволяет размещать сравнительно сложные цепи вблизи такой

антенны. В то же время двойная дипольная антенна была успешно использована в составе сравнительно сложной схемы сверхпроводникового интегрального приемника [16]. Для щелевой антенны невозможно использовать ее задний лепесток как для дипольной антенны, так как контр-рефлектор становится неэффективным. У двойной дипольной антенны обычно отсутствуют емкостные элементы связи, так что общая емкость структуры может быть сделана несколько меньшей, что является важным фактором при использовании высокой ПЧ.

Основными задачами данного проектора являлись разработка и экспериментальная демонстрация квазиоптического СИС смесителя с интегральной линзовой антенной, удовлетворяющего требованиям „NIFI“ [1], установленным для диапазонов 3 и 4.

Общий подход

Мы остановили свой выбор на конфигурации смесителя типа „твин“, содержащего два СИС перехода Nb/Al/AlO_x/Nb с антифазным включением и двойную дипольную антенну, как показано на рис. 1. Для такой резонансной структуры из СИС переходов численные и экспериментальные исследования [10,18] продемонстрировали более широкую полосу согласования, а также меньшие потери по сравнению со схемой, в которой переход является оконечной нагрузкой настроенной микрополосковой линии. Более низкие потери можно объяснить меньшей плотностью СВЧ тока на входе трансформатора импеданса, что является характерной чертой СИС структуры типа твин. Для минимизации омических потерь в настроечной цепи были использованы микрополосковые линии на основе сплава NbTiN, который имеет температуру сверхпроводящего перехода

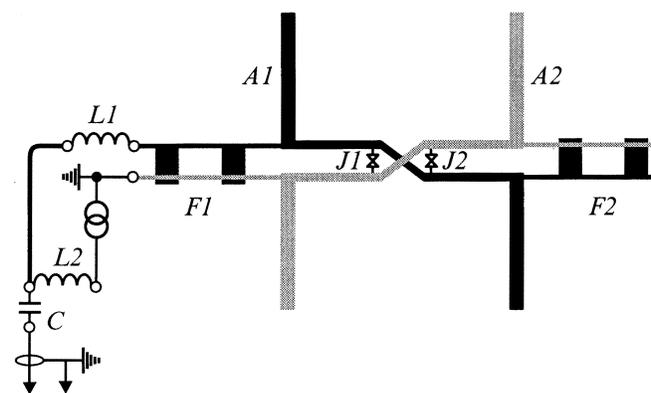


Рис. 1. Упрощенная электрическая схема квазиоптического планарного СИС смесителя с двойной дипольной антенной (A1 и A2). Смеситель содержит два СИС перехода (J1 и J2), которые работают в антифазном режиме и подключены параллельно по току ПЧ, но последовательно по току СВЧ. Индуктивность $L1 = 0.7 \text{ nH}$ является настройкой выхода ПЧ; C и L2 образуют фильтр источника смещения; F1 и F2 — полосовые заграждающие фильтры антенны.

около 16 К и щелевую частоту более 1 THz [19,20], что теоретически может обеспечить очень малые потери на этой частоте. Было использовано компромиссное решение — микрополосковая линия со структурой NbTiN/SiO₂/Al. Это было сделано по двум причинам. Во-первых, использование верхнего электрода линии из Al позволяет минимизировать эффект тепловой ловушки и, как следствие, устранить перегрев СИС перехода на основе Nb, имеющей место для настроечной цепи, изготовленной полностью из NbTiN [19]. Во-вторых, SiO₂ является далеко не оптимальным подслоем для правильного роста пленки NbTiN, что может явиться причиной слишком высоких потерь на частотах в районе 1 THz, связанных с пониженным значением щелевой частоты [20].

Два идентичных смесителя были размещены на расстоянии 500 μm друг от друга в центральной области подложки-чипа из высокоомного кремния размером 2 × 2 mm и толщиной 300 μm, который устанавливался на плоскую заднюю поверхность кремниевой эллиптической линзы в ее фокусе. Такие размеры чипа определяют обрезание диаграммы планарной антенны на угле раскрытия около 120°, где уровень сигнала пренебрежимо мал. Второй смеситель на том же чипе может быть использован в качестве запасного. Диаметр линзы выбран равным 10 mm, что определяет как угол дифракционной расходимости пучка на частоте 1 THz (около 2°), так и точность установки чипа (около 10 μm). Для расчета согласования по ПЧ принималось, что потери на отражение не должны превосходить уровень -10 dB в пределах полосы ПЧ 4–8 GHz для динамического сопротивления смесителя $R_d = 50–150 \Omega$.

Детали конструкции

Смесительный элемент был разработан для двух частотных диапазонов: 800–960 и 960–1120 GHz. Оптимизация интегральной структуры проводилась для каждой из двух полос отдельно. Двойная дипольная антенна, представленная на рис. 2, является масштабной копией антенны интегрального приемника на 500 GHz [16]. Внешний размер собственно антенны составляет 34 × 40 μm, а ширина ее элементов 4 μm. Изначально предполагалось, что низкая плотность СВЧ тока на поверхности пленки контррефлектора не может приводить к существенным потерям сигнала и позволяет использовать почти любой металл, например Nb. Роль контррефлектора выполняет чип размером 0.5 × 0.5 mm и толщиной 22 μm, что составляет четверть длины волны в монокристаллическом кремнии ($\epsilon = 11.7$) на частотах около 1 THz с односторонним покрытием из пленки Nb толщиной 200 nm. Просветляющее покрытие микроволновой линзы оптимизировано для частоты 960 GHz и представляет собой слой эпоксидного компаунда StycastTM-1264 ($\epsilon \approx 2.9$) толщиной 46 μm.

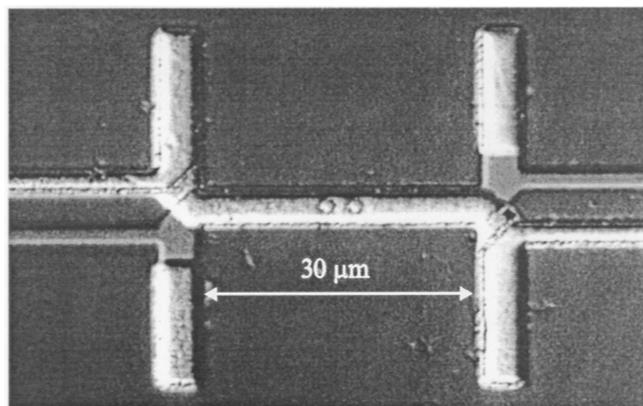


Рис. 2. СИС смеситель с двойной дипольной антенной, изготовленный на кремниевой подложке. В центре видны два СИС перехода микронного размера. Светлые полосы металла — алюминий, темные линии — NbTiN, слой межэлектродного изолятора из SiO₂ практически прозрачен.

Два СИС перехода Nb/Al/AIO_x/Nb площадью 1 μm² каждый интегрированы с антенной, как показано на рис. 1 и 2. Линия передачи шириной 3 μm, соединяющая антенну и два перехода, расположенные в зависимости от диапазона на расстоянии 3.6 или 3 μm друг от друга, является микрополосковой линией с узким экраном шириной 4 μm. При расчете смесителя были использованы следующие допущения. Из-за почти симметричной структуры линии передачи полосок и его экран можно считать взаимозаменяемыми, и поэтому использовано их симметричное подключение к антеннам. Симметрия структуры позволяет рассматривать ее центр как точку виртуального заземления, которое находится посередине между двумя СИС переходами. Таким образом, отрезок микрополосковой линии, соединяющий переходы, может быть для простоты разбит на два независимых короткозамкнутых шлейфа, которые на высокой частоте эквивалентны двум настроечным индуктивностям, подсоединенным параллельно к каждому из СИС переходов [10].

Согласование антенны и эффективность передачи сигнала к СИС переходам были рассчитаны с учетом омических потерь в настроечных элементах; они приведены на рис. 3. Результаты расчета с хорошей точностью совпадают с экспериментальными данными, полученными с помощью фурье-спектрометра. В этих вычислениях предполагалось, что базовый электрод из NbTiN является идеальным сверхпроводником с лондоновской глубиной проникновения около 300 nm. Для полоска из алюминия было использовано значение поверхностного сопротивления, равное 0.15 Ω. Заграждающие полосовые фильтры $F1$ и $F2$ подключены к обоим диполям, как показано на рис. 1, что предполагает наилучшую симметрию диаграммы направленности антенной системы. Отметим, что, как обычно, только один фильтр подключен к каналу ПЧ. Фильтры сконструированы в виде

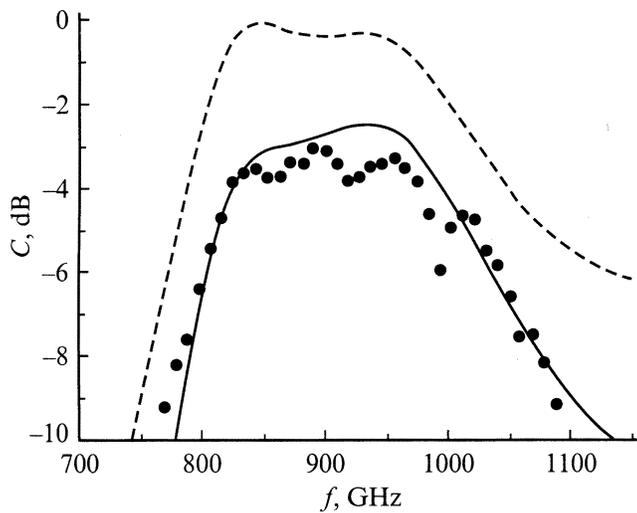


Рис. 3. Сопоставление экспериментальных данных, полученных с помощью Фурье-спектрометра (точки) и расчетного уровня сигнала C , попавшего на смесительные СИС переходы (сплошная кривая). Видно, что сигнал, принятый антенной (штриховая) заметно сильнее сигнала, попавшего на СИС переходы, что обусловлено поверхностными потерями в слое алюминия микрополосковой линии NbTiN/SiO₂/Al.

периодической структуры, содержащей четвертьволновые отрезки копланарных и микрополосковых линий, чтобы реализовать предельную компактность и высокую эффективность. Численный расчет показал, что омические потери сигнала в антенных фильтрах не являются пренебрежимо малыми. Оценка поглощения в трехступенчатых фильтрах дает величину около 6%. Это значение может быть в принципе несколько понижено путем добавления дополнительных секций, но согласование смесителя по ПЧ ухудшается вследствие увеличения емкости фильтров. Кривые на рис. 3 получены с учетом таких паразитных эффектов, как индуктивность „таблетки“ СИС перехода и индуктивность растекания тока вокруг окна перехода. Паразитная индуктивность растекания около окна перехода может быть оценена как 0.1–0.2 pH [21].

Экспериментальные результаты

Экспериментальные образцы смесителей были изготовлены путем использования процесса, подобного описанному для волноводных устройств с настроечными цепями из NbTiN и Al [20]. Была использована стандартная оптическая литография. Экран микрополоска, изготовленный из NbTiN толщиной 300 nm, наносился при комнатной температуре. Толщина слоя диэлектрика из SiO₂ составляет 250 nm. Слой алюминия толщиной 400 nm при температуре 4 K имеет удельную электропроводность $2 \cdot 10^8 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$, что, скорее всего, соответствует аномальному пределу [22]. Слой алюминия защищен от

нежелательного химического воздействия пленкой SiO₂ толщиной 200 nm. Типичная вольт-амперная характеристика экспериментального СИС смесителя показана на рис. 4.

Несколько образцов, предназначенных для диапазона 4 (960–1120 GHz), были измерены в стандартном вакуумном криостате с оптимизированными инфракрасными фильтрами, потери которых были оценены как 1.2 dB на частоте 1 THz [23]. Данные, полученные с фурье-спектрометром, выявили особенность частотной характеристики, которая весьма похожа на высокочастотную отсечку в районе 1 THz. Указанная граничная частота практически не зависит от вариаций размера СИС переходов и других важных настроечных параметров. Для нескольких образцов была измерена двухполосная шумовая температура приемника T_{RX} — около 500 K на частотах выше 950 GHz. Поскольку шумовая температура уменьшалась при возрастании частоты, это было интерпретировано как не оптимально высокая частота настройки. В результате проведенного анализа был выбран образец с центральной частотой несколько ниже 1 THz. Для этого образца с помощью фурье-спектрометра была измерена полоса частот, которая составила 800–1050 GHz по уровню 3 dB, как показано на рис. 3. Значения отклика на изменение температуры согласованной антенной нагрузки составили 1.6 dB при температуре смесителя 4.2 K и 1.8 dB при 2 K на частоте 935 GHz с майларовым диплексером толщиной 15 μm (рис. 4). Отклик увеличился до 2.1 dB при использовании более тонкого диплексера (6 μm), что соответствует двухполосной шумовой температуре $T_{RX} = 260$ K. Коррекция на отражение, произведенная для обоих диплексеров, дала достаточно близкие значения шумовой температуры — около 245 K. На рис. 5 четко видна спектральная линия абсорбции водяных паров в районе частоты 990 GHz; эти данные были получены с ПЧ, равной 1.5 GHz.

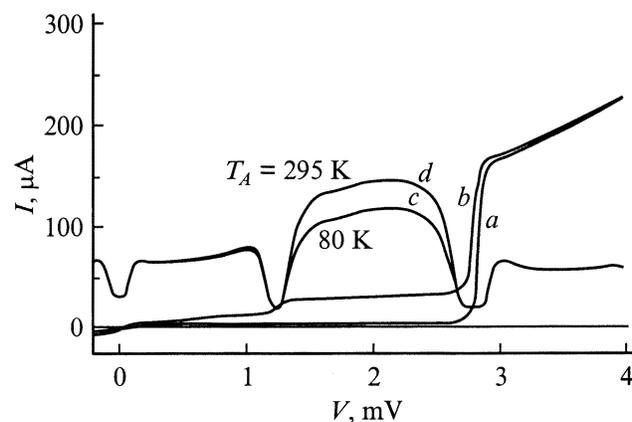


Рис. 4. Автономная (a) и накачанная (b) вольт-амперные характеристики СИС смесителя на частоте 955 GHz, а также отклик на „холодную“ (c) и „горячую“ (d) антенные нагрузки, измеренный на ПЧ = 1.5 GHz.

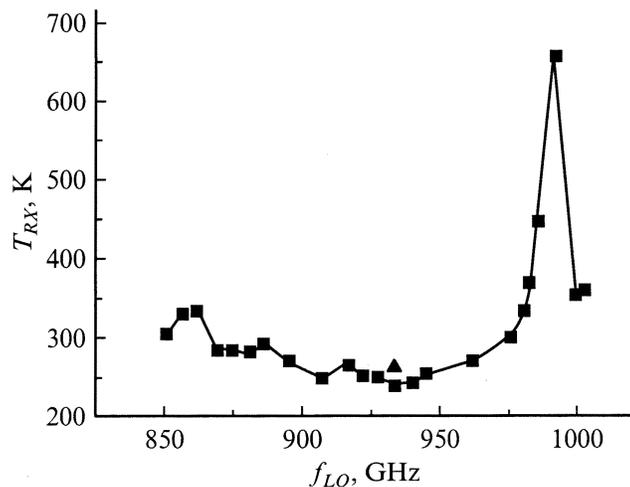


Рис. 5. Шумовая температура приемника в двухполосном режиме T_{RX} в зависимости от частоты гетеродина f_{LO} , измеренная для СИС смесителя с двойной дипольной антенной при физической температуре около 2 К и скорректированная на коэффициент отражения диплексера толщиной $15 \mu\text{m}$ (квадратики). Треугольником представлена контрольная точка, измеренная с диплексером толщиной $6 \mu\text{m}$ (без коррекции).

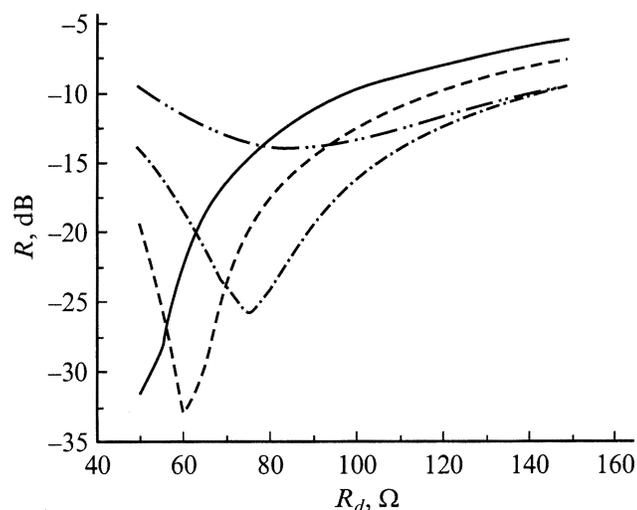


Рис. 6. Рассчитанные потери отражения на выходе ПЧ в зависимости от динамического сопротивления смесительного элемента при использовании индуктивной настройки $L1 = 0.7 \text{ nH}$ (рис. 1). Частота, GHz: — 1.5, --- 4, - · - · 6, · · · · 8.

На рис. 6 представлена рассчитанная зависимость коэффициента отражения на выходе ПЧ от динамического сопротивления смесителя. В расчете использовалось значение полной емкости структуры, которая равна примерно 0.5 pF , что включает в себя СИС переходы, микрополосковые линии и антенные фильтры. Из рис. 6 видно, что для большей части диапазона 4–8 GHz может быть получен коэффициент отражения ниже -10 dB . Такое согласование с линией передачи 50Ω может быть

достигнуто с помощью последовательно включенной индуктивности (рис. 1), в качестве которой могут быть использованы проводники, бондирующие чип смесителя. Расчет показывает, что необходимое значение индуктивности $L = 0.7 \text{ nH}$ может быть получено с помощью проводников длиной 1 mm и диаметром $20\text{--}50 \mu\text{m}$, расположенных на расстоянии 0.2 mm друг от друга.

Диаграмма направленности антенны измерялась в режиме прямого детектирования с использованием монохроматического источника со сравнительно узким пучком, что позволило реализовать динамический диапазон около 40 dB (рис. 7). При этом приемник поворачивался около фазового центра антенны. Главный лепесток диаграммы направленности антенны на частоте 915 GHz имеет практически круглое сечение. Полуширина пучка составляет около 1.8° по уровню -11 dB , боковые лепестки первого порядка имеют уровень не более -16 dB , а качество луча не ухудшается на частоте 850 GHz . Для более высокой частоты ширина диаграммы несколько меньше, как и следовало ожидать для оптической системы, работающей в дифракционном пределе. Чтобы получить ширину пучка, удовлетворяющую требованиям „НIFI“ ($F/3\text{--}F/5$), предлагается перед смесителем поместить эллипсоидальное корректирующее зеркало. Уровень отклика к поперечно поляризованной компоненте входного сигнала относительно абсолютного максимума чувствительности составил не более -24 dB на частоте 850 GHz . Это является экспериментальным подтверждением, что линзовая антенна типа двойной диполь является поляризованной.

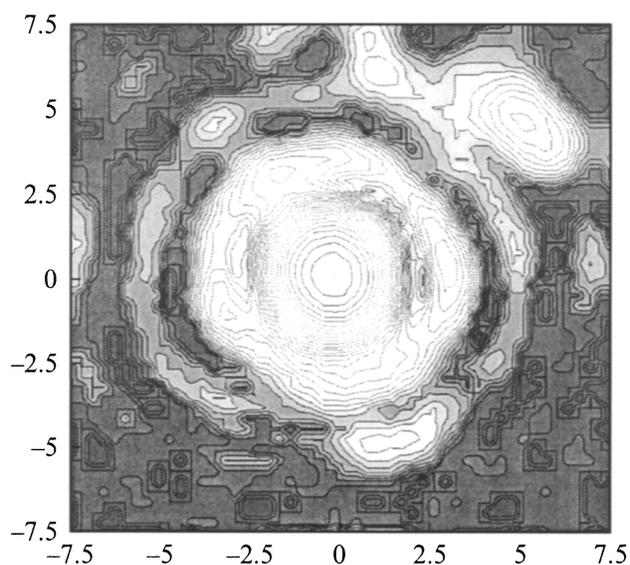


Рис. 7. Диаграмма направленности антенны на частоте 915 GHz . По обеим осям отложен угол в градусах. Контуры равной интенсивности проведены с шагом 1 dB , а большая плотность серого цвета соответствует меньшей интенсивности. Боковые лепестки не превышают 16 dB . Пятно, расположенное в правом верхнем углу, вероятнее всего, обусловлено наличием паразитных отражений в системе излучатель-антенна.

Заключение

Впервые был сконструирован, изготовлен и экспериментально исследован гетеродинный приемник терагерцового диапазона, использующий сверхпроводниковый квазиоптический СИС смеситель типа Nb/Al/AlO_x/Nb с интегральной антенной типа двойной диполь и имеющей малые шумы, эквивалентные всего десяти фотонам. Устройство покрывает диапазон 800–1000 GHz, демонстрируя отсечку по частоте чуть выше 1 THz. Этот результат позволяет сделать вывод о том, что настроенная микрополосковая линия со структурой NbTiN/SiO₂/Al, напыленная при комнатной температуре, может иметь сравнительно малые потери по крайней мере до частоты 1 THz. Двухполосная шумовая температура приемника составила около 250 K на частоте 935 GHz и 360 K на частоте 1 THz, что является на сегодня лучшими значениями в этой области частот. Указанные экспериментальные результаты подтверждают расчетное значение эффективного поверхностного сопротивления микрополосковой линии NbTiN/SiO₂/Al в диапазоне 0.1–0.2 Ω. Путем численных расчетов было показано, что для СИС смесителя типа „гвин“ с двойной дипольной антенной достижимо широкополосное согласование по промежуточной частоте в диапазоне 4–8 GHz. Можно заключить, что двойная дипольная антенна в комбинации с эллиптической кремниевой линзой может обеспечить эффективный прием сигналов в терагерцовом диапазоне частоты с боковыми лепестками менее –16 dB. Уровень отклика на сигнал поперечной поляризации составил менее –24 dB, что подтверждает поляризованный характер интегральной линзовой антенны типа двойной диполь.

Авторы выражают глубокую признательность Т. Деграу и В.П. Кошельцу за постоянное внимание и интерес к работе, а также Д. Нгуену за техническую помощь.

Данная работа финансировалась частично Европейским космическим агенством по контракту ESTEC N 11653/95, а также Российскими программами ССП „Сверхпроводимость“, РФФИ (грант № 00-02-16270), INTAS (грант № 97-1712) и ISTC (грант № 1199).

Список литературы

- [1] <http://www.sron.nl>
- [2] Tucker J.R., Feldman M.J. // Rev. Modern Phys. 1985. Vol. 57. N 4. P. 1055–1112.
- [3] Kooi J.W., Chan M., Bumble B. et al. // Int. J. IR MM Waves. 1995. Vol. 16. P. 2049–2068.
- [4] Karpov A., Blondel J., Voss M. et al. // IEEE Trans. Appl. Supercond. 1999. Vol. 9. P. 4456–4459.
- [5] Siern J.A., Bumble B., LeDuc H.G. et al. // Proc. 9th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. 1998. P. 305–313.
- [6] Mattis D.C., Bardeen J. // Phys. Rev. 1958. Vol. 111. P. 412–417.
- [7] Dieleman P., Klapwijk T.M., Gao J.-R. et al. // IEEE Trans. Appl. Supercond. 1997. Vol. 7. P. 2566–2569.
- [8] Van de Stadt H., Baryshev A.M., Dieleman P. et al. // Proc. 6th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. 1995. P. 66–77.
- [9] Belitsky V.Yu., Jacobsson S.W., Filippenko L.V. et al. // Proc. 4th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. 1993. P. 538.
- [10] Zmuidzinas J., LeDuc H.G., Stern J.A. et al. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1994. Vol. 42. N 4. P. 698–706. Bin M., Gaidis M.C., Zmuidzinas J. et al. // Appl. Phys. Lett. 1996. Vol. 68. P. 1714–1716.
- [11] Belitsky V.Yu., Kollberg E.L. // J. Appl. Phys. 1996. Vol. 80. P. 4741–4748. Uzawa Y., Wang Z., Kawakami A. et al. // Proc. 12th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. San Diego (USA), 2001.
- [12] Iosad N.N., Roddatis V.V., Polyakov S.N. et al. // IEEE Trans. Appl. Supercond. 2001. Vol. 11. N 1. P. 3970–3973.
- [13] Filipovic D.F., Gearhart S.S., Rebeiz G.M. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 1993. Vol. 14. N 10. P. 1738–1749.
- [14] Van der Vorst M.J.M., De Maagt P.J.I., Herben M.H.A.J. // Proc. Intern. Symp. Antennas (JINA '96). 1996. P. 511–515. Van der Vorst M.J.M. // PILRAP, Software for Design of Integrated Lens-antennas.
- [15] Skalare A., De Graauw Th., Van de Stadt H. // Microw. Opt. Technol. Lett. 1991. Vol. 4. P. 9–12.
- [16] Shitov S.V., Koshelets V.P., Ermakov A.B. et al. // IEEE Trans. Appl. Supercond. 1999. Vol. 9. P. 3773–3776.
- [17] Zmuidzinas J., LeDuc H.G. // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 1992. Vol. 40. P. 1797–1804.
- [18] Shitov S.V., Baryshev A.M., Koshelets V.P. et al. // Proc. 7th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. 1996. P. 525–534.
- [19] Jackson B.D., Iosad N.N., Leone B. et al. // Proc. 10th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. 1999. P. 144. Leone B., Jackson B.D., Gao J.-R. et al. // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76. P. 780–782.
- [20] Jackson B.D., De Lange G., Laauwen W.M. et al. // Proc. 11th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. 2000. P. 238–250.
- [21] Khapaev M.M. // Supercond. Sci. Techn. 1996. Vol. 9. P. 729–733. Kupriyanov M.Yu. // Private Communication of the Inductance Calculation.
- [22] Kautz R.L. // J. Res. Natl. Bur. Std. 1979. Vol. 84. P. 247–259.
- [23] Baryshev A.M., Jackson B.D., De Lange G. et al. // Proc. 11th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. 2000. P. 129–138. Jackson B.D., Baryshev A.M., De Lange G. et al. // Proc. 12th Intern. Symp. Space Terahertz Techn. San Diego (USA), 2001.