

05

К разработке RFTES-детектора для радиоастрономии в окне прозрачности атмосферы 200–270 GHz

© П.С. Соловьев,¹ Н.Ю. Руденко,¹ В.И. Чичков,¹ С.В. Шитов^{1,2,3}

¹Национальный исследовательский технологический университет „МИСИС“, 4119049 Москва, Россия

²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 125009 Москва, Россия

³Российский квантовый центр (РКЦ), 121205 Москва, Россия
e-mail: psoloyv2004@mail.ru

Поступило в Редакцию 14 мая 2026 г.

В окончательной редакции 14 мая 2026 г.

Принято к публикации 14 мая 2026 г.

Представлена разработка сверхпроводникового детектора терагерцового диапазона на основе технологии RFTES (Radio Frequency Transition Edge Sensor), объединяющей некоторые ключевые преимущества датчиков края сверхпроводящего перехода (TES) и детекторов микроволновой кинетической индуктивности (MKID). Обсуждается процесс разработки и оптимизации RFTES-детектора для диапазона частот 210–250 GHz с центральной частотой 230 GHz и системой считывания на основе четвертьволнового резонатора на частоте 5.5 GHz. Методом электромагнитного моделирования определены оптимальные геометрические параметры двухщелевой антенны, разработана оригинальная топология компактных режекторных фильтров на основе копланарных (однослойных) волноводов, которая обеспечивает подавление утечки сигнала антенны более 25 dB. Разработаны тестовые структуры для определения свойств материала мостика-поглотителя и частот настройки резонаторов матрицы из пяти пикселей. Подготовлена экспериментальная установка на базе оптического криостата замкнутого цикла (4 K) с двухступенчатой системой ИК-фильтров и СВЧ измерительным трактом.

Ключевые слова: RFTES-детектор, сверхпроводящий резонатор, сверхпроводящий фазовый переход, сверхпроводящий микромостик, ниобий, двухщелевая антенна, режекторный фильтр, сверхпроводимость на СВЧ.

DOI: 10.61011/JTF.2026.09.63491.146-26

Введение

Исследование и измерение терагерцового (THz) излучения в частотном диапазоне от 0.1 до 10 THz представляют собой приоритетные задачи современной экспериментальной физики. Этот частотный интервал, расположенный между инфракрасным и микроволновым диапазонами, имеет широкий спектр применения в фундаментальных и прикладных исследованиях. В астрономии и космологии анализ субмиллиметрового излучения необходим для изучения реликтового излучения, характеристик холодных космических объектов, таких как межзвездная пыль и молекулярные облака, а также для исследования атмосфер экзопланет. В физике конденсированных сред THz-спектроскопия является эффективным методом изучения фоновых резонансов, сверхпроводимости и динамики заряда в квантовых материалах. В биологии и медицине THz-технологии используются для неинвазивной диагностики, визуализации гидратации живых тканей и анализа структуры белков.

Для решения вышеуказанных научных и прикладных задач требуется разработка высокочувствительных детекторов, способных регистрировать слабые сигналы в

THz-диапазоне. Существующие технологии, такие как полупроводниковые болометры и прямые детекторы, сталкиваются с компромиссом между чувствительностью, быстродействием и технологичностью производства. В связи с этим перспективным направлением является создание сенсоров, использующих уникальные свойства сверхпроводниковых материалов. На сегодняшний день наиболее распространенным подходом является применение датчиков на основе сверхпроводящего перехода (Transition Edge Sensor, TES) и детекторов с микроволновой кинетической индуктивностью (Microwave Kinetic Inductance Detector, MKID). Технология RFTES (Radio Frequency Transition Edge Sensor) представляет собой инновационный метод детектирования [1,2], сочетающий в себе ряд ключевых преимуществ обоих подходов.

Принцип работы RFTES-детектора заключается в регистрации изменения активного импеданса сверхпроводящего микромостика, находящегося вблизи границы сверхпроводящего перехода, под действием поглощенного излучения. Микромостик интегрирован в высокочастотный сверхпроводящий резонатор СВЧ, и детектирование THz-сигнала осуществляется путем ре-

гистрации изменений его добротности. Согласно подтвержденной модели теплообмена в RF TES в режиме электронного газа (электрон-фононный теплообмен) в диапазоне температур 200–400 mK, NEP (Noise-equivalent power) такого детектора пропорциональна $\sqrt{V}$, а в режиме фононного теплообмена с подложкой при температурах 2–4 K пропорциональна $\sqrt{S}$, где V и S — объем и площадь пленки мостика соответственно. Такая архитектура может обеспечить высокую чувствительность вплоть до значений $\text{NEP} \sim 10^{18} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$ при температурах $\sim 300 \text{ mK}$ и субмикронных размерах ($200 \times 200 \times 50 \text{ nm}$) мостика-поглотителя из гафния с электронным газом. При рабочих температурах 200–400 mK по этим параметрам RF TES превосходит TES [3–5] и MKID, а также имеет недостижимое для TES малое время отклика ($\sim 1\text{--}3 \mu\text{s}$) [6,7], сохраняя возможность частотного мультиплексирования (Frequency Division Multiplexing, FDM) на СВЧ токе, применяемого для MKID [8]. С точки зрения астрономических задач сравнительно простая технология СВЧ мультиплексирования (FDM) позволяет увеличить время интеграции сигнала RF TES для каждого пикселя матрицы до величины, обратно пропорциональной кадровой скорости фиксируемого изображения.

Одним из ключевых направлений применения таких матричных детекторов является радиоастрономия, где современные инструменты, такие как радиотелескопы Специальной астрофизической обсерватории РАН (CAO РАН), работают в сантиметровом и оптическом диапазонах. Однако значительный научный интерес представляют миллиметровый, субмиллиметровый и THz-диапазоны, где изучается излучение от протопланетных дисков, молекулярных облаков и удаленных галактик. Многопиксельные приемные матрицы на основе RF TES, функционирующие при температурах жидкого гелия (1.4–5 K) [9], могут значительно расширить возможности наблюдательной астрономии. Кроме фундаментальных научных исследований, RF TES-детекторы находят применение в системах подповерхностной радиолокации, обеспечении общественной безопасности и неразрушающем контроле. Задачи обнаружения скрытых объектов требуют компактных, высокочувствительных и быстродействующих THz-приемников. Простота конструкции и высокая производительность RF TES делают ее перспективной основой для создания портативных сканирующих систем нового поколения.

Настоящее исследование направлено на изучение процессов проектирования, моделирования и выявление критических факторов, влияющих на эффективность прототипа перспективного RF TES-детектора-радиометра, оптимизированного для работы в диапазоне частот 210–250 GHz с центральной частотой 230 GHz, что совпадает с одним из окон прозрачности земной атмосферы. Настоящая работа призвана продемонстрировать высокую адаптивность технологии RF TES при создании практических устройств для работы в широком частотном диапазоне с поверхности земли, а также

описать методы оптимизации отдельных элементов детектора, опираясь на опыт успешно апробированного варианта на диапазон 550–750 GHz ($T \approx 400 \text{ mK}$) [3], который пригоден, скорее, для космических применений, например, для перспективной обсерватории „Миллиметр“ [10].

1. Концепция и подходы

Разрабатываемый RF TES-детектор представляет собой неравновесный тепловой детектор, объединяющий ряд ключевых преимуществ традиционных сверхпроводниковых сенсоров, таких как высокая чувствительность датчика края сверхпроводящего перехода (TES) и возможность частотного мультиплексирования (FDM), характерная для детекторов микроволновой кинетической индуктивности (MKID). Новизна подхода заключается в использовании оригинального метода высокочастотного считывания активной нелинейности импеданса сверхпроводника в области сверхпроводящего перехода [11], что позволяет так же, как и в MKID, обойтись без низкочастотного считывания с помощью СКВИД-усилителей и обеспечивает интеграцию детектора в изображающую FDM-матрицу с частотами считывания $\sim 5 \text{ GHz}$ [9].

Основные функциональные элементы детектора включают планарную двухщелевую антенну, тонкопленочный сверхпроводящий микромостик в качестве термочувствительного элемента, высокодобротный четвертьволновой копланарный резонатор, линию накачки/считывания с коротким участком магнитной связи и систему блокировки утечки THz-сигнала от антенны в резонатор. Общий вид чипа одиночного детектора показан на рис. 1 (слева). Концептуальная схема устройства, объединяющая описанные выше элементы, представлена на рис. 1 (справа), здесь нелинейный резистор R_b обозначает микромостик вблизи температуры сверхпроводящего перехода, индуктивность L_c — связь линии накачки/считывания с резонатором, C_b — емкость оконечной секции резонатора считывания вблизи антенны, индуктивность L_R и емкость C_R определяют частоту резонанса системы, аналогично работе [6].

Подходы к разработке суб-THz-детектора можно условно разделить на два этапа: проектирование отдельных функциональных элементов и оптимизация их взаимодействия друг с другом. Внешнее THz-излучение принимается линейно поляризованной планарной двухщелевой антенной, которая преобразует его в ток фидерной линии, протекающий через согласованный микромостик. Фидерная часть антенны представляет собой короткий отрезок копланарной линии, и ее конфигурация такова, что считывающий резонатор является продолжением этой линии. Утечка THz-сигнала в резонатор предотвращается специальными фильтрами, которые прозрачны для тока на частоте резонатора, но блокируют THz-токи в диапазоне приема антенны. Поскольку токи на частоте считывания резонатора протекают по фидеру антенны,

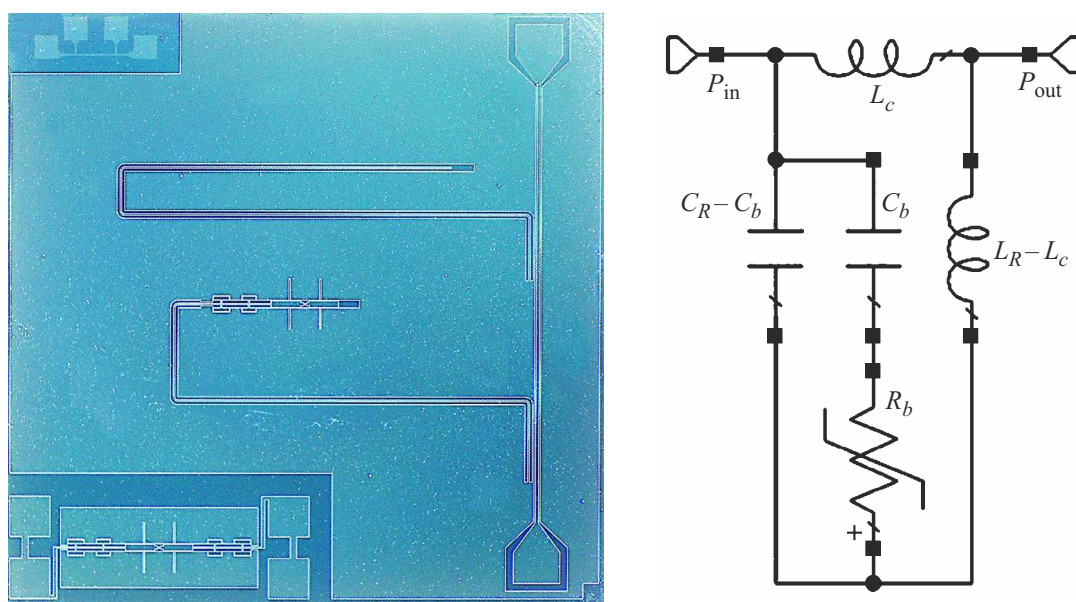


Рис. 1. Фото чипа детектора (слева) и упрощенная эквивалентная схема детектора (справа).

то, строго говоря, они испытывают некоторые потери на излучение, что может привести к потере добротности резонатора. Для минимизации влияния излучательных потерь на добротность связанного с мостиком резонатора антенна должна иметь размеры, значительно меньшие длины волны на частоте считывания.

Микромостик-поглотитель функционирует в режиме поддержания температуры его электронной подсистемы на границе области температур сверхпроводящего перехода вблизи и чуть ниже критической температуры T_c . Протекание THz-тока вызывает нагрев электронной подсистемы в мостике. Подразумевается, что ток сигнала является результатом абсорбции THz-электромагнитного излучения планарной антенной. Рабочий режим мостика оптимизируется для получения максимальной крутизны резистивного перехода $R(T)$ с помощью оптимизации СВЧ тока резонатора, который также нагревает электронную подсистему вблизи T_c , сохраняя нелинейность, что следует из теории аномального скин-эффекта Маттиса–Бардина [11]. Этот эффект лежит в основе отклика детектора: изменение сопротивления микромостика под действием THz-тока вызывает изменение полного импеданса резонансной структуры, что отражается в поглощении резонатором мощности несущей в проходной линии накачки/считывания. Четвертьволновой копланарный резонатор, настроенный на частоту вблизи 5.5 GHz и имеющий волновое сопротивление $Z_0 \approx 71 \Omega$, выполняет две функции: во-первых, через него подается сигнал накачки (подогрева) для поддержания микромостика в рабочей точке на краю сверхпроводящего перехода, во-вторых, он преобразует малое изменение сопротивления микромостика в амплитудную и фазовую модуляцию высокочастотного сигнала несущей в линии накачки/считывания. Элемент

связи между линией накачки/считывания и резонатором реализован в виде слабой магнитной (индуктивной) связи. Слабая связь с резонатором необходима для сохранения его высокой добротности (Q), что влияет на эффективность мультиплексирования в случае матрицы. Модулированный THz-сигналом СВЧ сигнал несущей поступает на выход чипа и далее через коаксиальный кабель в усилительный тракт, передавая информацию о мощности поглощенного THz-излучения.

Оценки показывают, что предложенная схема RFTES-детектора при температурах в районе 4 K и при использовании мостиков субмикронного размера может быть положена в основу прямого детектора THz-излучения с целевой чувствительностью $\sim 10^{-15} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$, малым временем отклика (доли микросекунды) и совместимостью с частотным мультиплексированием в составе перспективной изображающей матрицы.

2. Моделирование

Процесс проектирования прототипа RFTES-детектора в среде электромагнитного моделирования AWR Design Environment [12] включает схемное и электромагнитное моделирование ключевых компонентов: терагерцовой антенны, согласующих и фильтрующих структур, четвертьволнового резонатора и линии связи. Основная цель моделирования — определение оптимальных геометрических параметров топологии, обеспечивающих требуемые частотные характеристики устройства. В контексте задач радиоастрономических наблюдений целями являются настройка антенны детектора для регистрации излучения в диапазоне частот 210–250 GHz с центральной частотой 230 GHz и настройка системы считывания

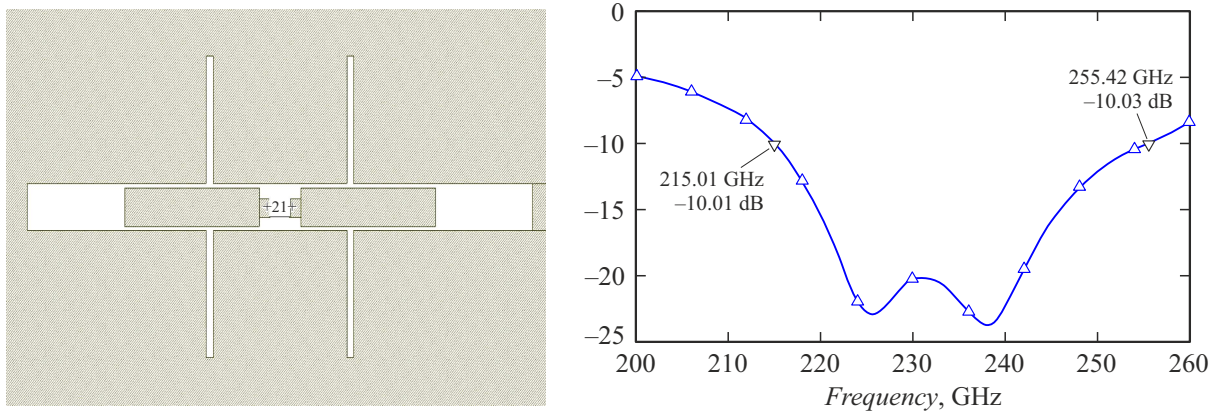


Рис. 2. EM-модель антенны (слева) и частотная зависимость коэффициента отражения в точке питания мостика с нормальным сопротивлением 28Ω (справа).

на основе четвертьволнового резонатора на рабочую частоту около 5.5 GHz.

2.1. THz-антенна

Топология антенны разрабатываемого RFES-детектора представлена на рис. 2. Планарная антенна обеспечивает прием внешнего THz-излучения и его преобразование в высокочастотный ток, который нагревает микромостик. Основными требованиями к выбору типа антенны являются возможность ее интеграции в копланарную линию передачи резонатора и широкополосное согласование с нормальным импедансом микромостика порядка 10Ω . Одним из апробированных (оптимальных) решений, удовлетворяющих перечисленным требованиям, является двойная щелевая антенна (twin-slot antenna) [2,6,7,9]. Этот тип антенны характеризуется линейной поляризацией и симметричной диаграммой направленности. Антенна передает сигнал на детектор по копланарной линии, которая является коротким фрагментом копланарного резонатора системы считывания, аналогично подходу, применяемому в конструкциях MKID.

Электромагнитная модель антенны была выполнена как структура на полубесконечном пространстве из кремния ($\epsilon \approx 11.7$) с тангенсом диэлектрических потерь 10^4 . Основные параметры двойной щелевой антенны: длина щелей (L_{ant}), определяющая центральную частоту резонанса; расстояние между щелями (S_{ant}), влияющее на симметрию диаграммы направленности и входной импеданс; ширина щелей (W_{ant}), которая оказывает влияние на импеданс в точке питания антенны. Эти параметры подбираются для выполнения двух главных условий: 1) согласование антенны с нагрузкой (R_n) в заданной полосе частот; 2) получение осесимметричной диаграммы направленности (ДН) антенны, что связано с оптимизацией режима согласования ДН детектора с оптической системой телескопа. В результате электромагнитного моделирования в диапазоне частот 210–250 GHz были определены оптимальные значения

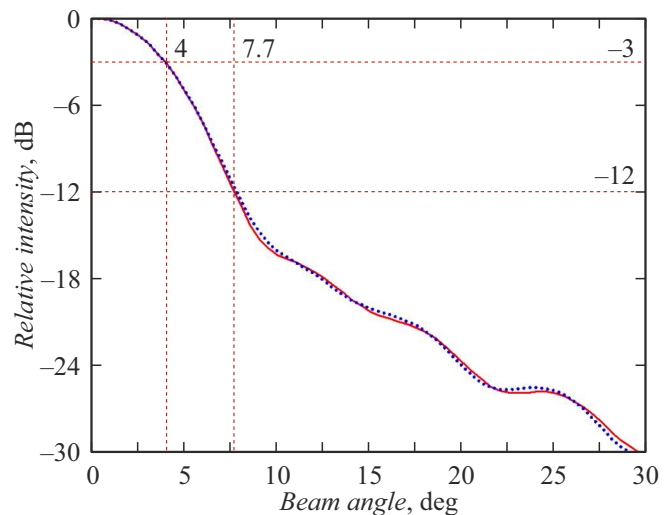


Рис. 3. Диаграмма направленности антенны (antenna beam pattern) с рис. 2, рассчитанная для частоты 235 GHz и для материала подложки/линзы с $\epsilon = 11.7$ (монокристаллический кремний при низкой температуре).

параметров: $L_{ant} = 335 \mu\text{m}$, $S_{ant} = 192 \mu\text{m}$, $W_{ant} = 10 \mu\text{m}$. Электромагнитная модель представляет собой трехпортовую систему, в которой порт 1 и порт 2 представляют вход и выход линии опроса (матрицы), а порт 3 — нагрузку планарной антенны, т.е. мостик-поглотитель. На рис. 2 (справа) представлена зависимость коэффициента отражения S_{11} THz-сигнала между антенной и мостиком в точке подключения микромостика, который на частоте THz-сигнала обладает активным сопротивлением $R_n = 28 \Omega$.

Чип с планарной антенной является частью оптической системы, и главный лепесток антенны формируется в диэлектрическом пространстве подложки, интегрированной с удлиненной полусферической линзой, изготовленной, в идеале, из того же материала, что и подложка с антенной. Расчетная диаграмма такой интегральной линзовой антенны приведена на рис. 3. Из рисунка вид-

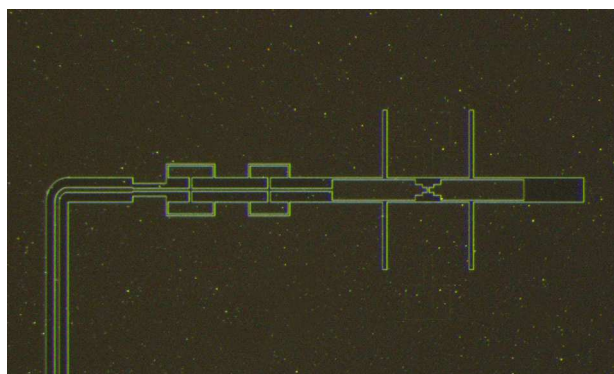
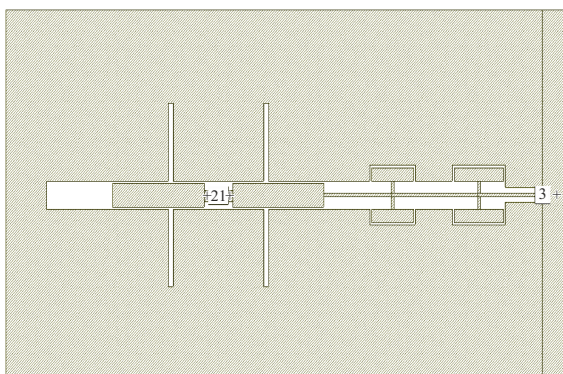


Рис. 4. Электромагнитная модель антенны с режекторным фильтром (слева). Фото экспериментального образца (справа). Нумерация портов в данном отдельном блоке иная (локальная).

но, что в обеих принципиальных плоскостях линзовой антенны угловое распределение интенсивности приема/излучения на уровне -12 dB практически идентично, что говорит о высокой степени симметрии. Данный уровень считается оптимальным для отсечки апертурой главного зеркала телескопа при прямом облучении детектора. Отметим здесь, что применение интегральной линзовой антенны в дифракционном пределе с эллиптической фокусировкой является одним из самых удобных инструментов для настройки ширины пучка согласования, который определяется диаметром используемой линзы и длиной волны, достигая эффективности $\sim 80\%$.

2.2. Режекторные фильтры

Характеристики фильтров, блокирующих утечку THz-токов от антенны в резонатор, критически важны для эффективности приема THz-сигнала. Интегрированные фильтры могут быть построены по различным (классическим) схемам [13], но должны удовлетворять ряду общих требований: обеспечивать в диапазоне частот антенны 210–250 GHz блокировку утечки сигнала; иметь одинаковый импеданс подключения для каждой из двух щелевых антенн в рабочем диапазоне частот (обеспечивать максимальную симметрию токов в плечах антенны). Поскольку антенна подключена к резонатору лишь с одной стороны, и с противоположной стороны структура имеет зазор с экраном $\approx 140 \mu\text{m}$, требование симметрии сводится к обеспечению режима холостого хода в точке подключения резонатора. В противном случае расчетная ДН антенны может быть искажена, ее направленность ухудшится, и в ДН возрастет уровень боковых лепестков. Новая концепция заграждающего фильтра для RFTES-детектора опирается на комбинацию четвертьволновых и полуволновых отрезков линий из идеального проводника (сверхпроводника). Электромагнитная модель антенны с интегрированными фильтрами изображена на рис. 4.

Режекторный полосовой фильтр состоит из двух пар Т-образных четвертьволновых структур: на резонансной

частоте каждая из них может быть представлена как LC-резонатор напряжения, создавая режим, близкий к короткому замыканию в точке подключения к центральной линии. Эти точки подключения эмпирически оптимизированы так, что центральная линия преобразует импеданс подключения секций в импеданс, близкий к режиму холостого хода в точке подключения фильтра к антенне (рис. 2). Выбранная длина линии, соединяющей фильтр с антенной, составляет около четверти длины волны принимаемого излучения, что позволяет преобразовать режим короткого замыкания в режим холостого хода в точке соединения с антенной структурой, эффективно блокируя прохождение THz-сигнала в линию накачки и локализуя его в контуре „антенна–микромостик“. Режекторный полосовой фильтр THz-антенны является сосредоточенным элементом на частоте резонатора считывания ~ 5.5 GHz и обладает емкостным импедансом, что меняет частоту четвертьволнового резонатора и требует коррекции его физической длины. Отметим здесь, что благодаря малой емкости антенны со стороны, противоположной подключению резонатора (эквивалент — конденсатор C_b , рис. 1 справа) и высокой добротности резонатора, для мостика естественным образом реализуется функция эффективного подавления ЭМ-помех, в том числе, низкочастотных, включая промышленные помехи.

Эффективность полосового частотно-заграждающего фильтра оценивалась по отсутствию деградации коэффициента связи микромостика и антенны, а также по низкому коэффициенту передачи мостика в линию накачки. Данные оптимизированной системы (антенны и фильтра) представлены на рис. 5. Из рисунка видно, что в рабочем диапазоне частот 210–250 GHz расчетный коэффициент передачи в линию накачки не превышает -29 dB, а отражение сигнала от мостика составляет -10 dB в диапазоне частот 215–255 GHz и практически неотличимо от характеристики автономной антенны. Эти данные подтверждают высокую эффективность предложенной архитектуры. Коэффициент отражения между антенной с нагрузкой -10 dB является на прак-

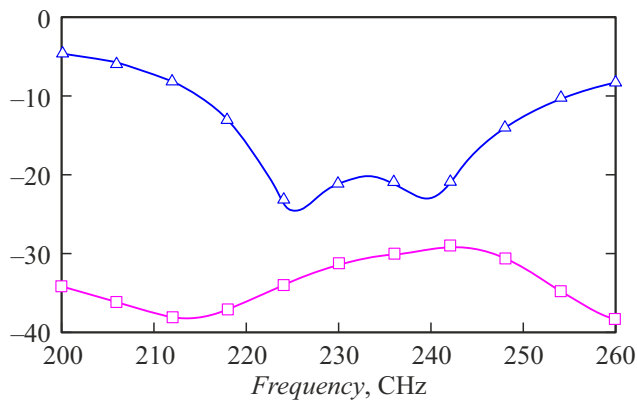


Рис. 5. Зависимость коэффициента отражения сигнала антенны от мостика (синие треугольники, вверху) — кривая практически совпадает с данными автономной антенны с рис. 2, и зависимости коэффициента загараждения (розовые квадраты, внизу) для системы антенна–фильтр.

тике идеальным случаем. Если для определения рабочей полосы детектора использовать более распространенный критерий -3 dB , то она становится шире, чем $200\text{--}300\text{ GHz}$ и составляет около 40% . В данном случае важнее, что на центральной частоте $\sim 230\text{ GHz}$ потери сигнала на отражение составляют всего -20 dB . При измерении линейчатых спектров с помощью прямых детекторов частота приема в окне прозрачности атмосферы выбирается с помощью дополнительной системы узкополосной фильтрации внутри более широкой полосы чувствительности самого детектора. Для этих целей избыточная широкополосность является несомненным достоинством разработанного детектора.

2.3. Частотно-селективный резонатор и элемент связи

Резонатор представляет собой ключевой компонент прибора, выполняющий две основные функции: подачу мощности накачки для поддержания рабочей температуры микромостика на границе сверхпроводящего перехода, которая может быть заметной выше температуры криостата, и вывод полученного отклика микромостика в линию накачки/считывания. Регулярная часть резонатора выполнена на основе четвертьволнового отрезка копланарной линии с волновым сопротивлением $Z_0 \approx 71\ \Omega$ (ширина центрального полоска $10\ \mu\text{m}$, зазоры $30\ \mu\text{m}$) и свернута для компактности. Элемент магнитной связи с линией накачки реализован в виде двух параллельно расположенных копланарных линий, имеющих общий экранирующий проводник шириной $10\ \mu\text{m}$. Связь между линией накачки и резонатором обеспечивается их взаимной индукцией и общим экранирующим током. Уровень связи определяется геометрическими параметрами, такими как длина области связи и ширина общего проводника. На эквивалентной схеме (рис. 1) этот элемент представлен индуктором L_C .

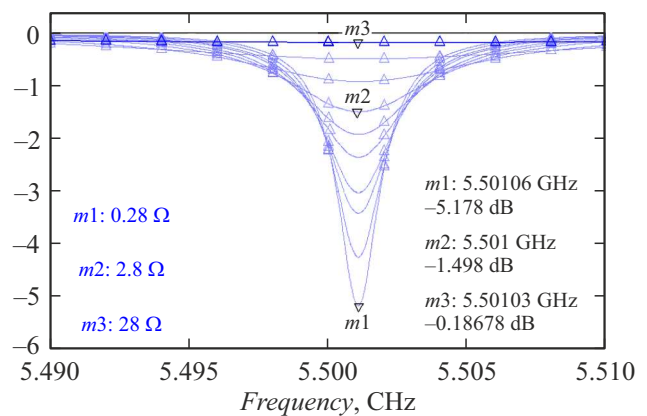


Рис. 6. Результаты моделирования отклика детектора на разогрев микромостика аналогично работе [3].

Открытый конец резонатора нагружен ТНз-антенной с интегрированным в нее мостиком-поглотителем. Эта структура на частоте считывания представляет собой систему из сосредоточенных элементов с избыточной емкостью, что учитывается при выборе длины регулярной части резонатора, настроенного на центральную частоту 5.5 GHz . Для оценки отклика детектора рассчитывался коэффициент пропускания линии считывания S_{21} для разных значений сопротивления мостика R_b , который менялся в диапазоне между двумя предельными значениями: от состояния, соответствующего отсутствию детектируемого сигнала, когда импеданс составляет приблизительно $0.28\ \Omega$, до нормального состояния, что соответствует насыщению сигналом — порядка $28\ \Omega$ (рис. 6). Расчетная ширина полосы резонатора в рабочем режиме составила около 1 MHz , а добротность — около 5000 . Расчеты показывают, что для получения указанной добротности тангенс диэлектрических потерь материала подложки не должен превышать 10^{-5} .

3. Экспериментальные образцы

Процесс изготовления RFTES-детекторов методом тонкопленочной фотолитографии сопряжен с неизбежными технологическими отклонениями: вариациями толщины напыляемых пленок, погрешностями линейных размеров при экспонировании и травлении, неоднородностью свойств материалов. Для контроля этих параметров и верификации конструкторских решений необходимо проведение тестовых измерений на специально разработанных структурах. Накопленный за годы исследований опыт показывает, что наиболее эффективным подходом является размещение на одном чипе, наряду с рабочими детекторами, дополнительных тестовых элементов. Изготовление тестовых структур в том же технологическом цикле позволяет получить косвенные данные о свойствах пленок и параметрах схемы, не поддающихся прямому измерению при испытании самого детектора. Как пример, отметим, что самый важный

элемент схемы — мостик — не имеет гальванических контактов, и его электрические параметры не могут быть измерены на постоянном токе. Для решения этой проблемы на чип добавлен тестовый элемент — точная копия антенной структуры с мостиком, имеющая контакты для измерения сопротивления по четырехзондовой схеме, как было показано выше на рис. 1.

3.1. Краткое описание технологического процесса

Изготовление экспериментальных образцов RFES-детекторов выполнялось на подложках из высокоомного кремния (HRSi (100)) и сапфира (C-cut) с использованием методов тонкопленочной фотолитографии. Процесс включал последовательную ультразвуковую очистку подложек в деионизированной воде, ацетоне, NMP (N-Methylpyrrolidone) и изопропанолe, а также удаление поверхностного оксида кремния в буферном растворе HF (для кремниевых пластин) или отжиг при 1000 °C для рекристаллизации поверхности сапфира. Напыление сверхчистого ниобия (99.995 %) проводилось методом магнетронного распыления на установке Gensoa при остаточном вакууме до $5 \cdot 10^{-8}$ mbar и давлении аргона $5 \cdot 10^{-3}$ mbar.

Формирование топологии осуществлялось в два этапа. На первом этапе создавался тонкопленочный слой ниобия толщиной 20–40 nm (скорость напыления 0.6 nm/s) с целевым значением нормального сопротивления $20 \Omega/\square$ при комнатной температуре. Далее методом лазерной литографии (Miscan, разрешение 0.5 μm) и плазмохимического травления в смеси SF_6/O_2 (Sentech SI 591) формировались микромостики с характерными размерами $2.5 \times 2 \mu\text{m}$ или $3 \times 1 \mu\text{m}$. На втором этапе напылялся „толстый“ слой ниобия (100 nm), после чего аналогичным образом создавалась топология резонаторов и передающих линий. Удаление фоторезистивных масок на всех этапах проводилось в NMP. Из прошлого опыта известно, что данный технологический маршрут обеспечивает воспроизводимость параметров структур и необходимый уровень качества пленок ниобия.

3.2. Конфигурация и состав экспериментальных чипов

В рамках настоящей работы была разработана серия экспериментальных чипов размером $4 \times 4 \text{ mm}$, изготавливаемых на одной кремниевой или сапфировой пластине (вафере) в едином технологическом цикле. Такой подход обеспечивает близость параметров пленок и структур для всех типов чипов, что повышает достоверность сравнительного анализа и статистическую значимость полученных данных.

На чипах размещаются следующие функциональные элементы: RFES-детектор — полная структура, включающая антенну, микромостик, систему фильтров и четвертьволновый резонатор (основной измеряемый эле-

мент); тестовый резонатор — четвертьволновый копланарный резонатор, предназначенный для измерения собственных частотных характеристик резонансной структуры, определения диэлектрической проницаемости подложки (ϵ), оценки омических потерь в пленках и выявления возможных дефектов топологии; четырехконтактная измерительная структура с микромостиком — тестовый элемент, включающий сверхпроводящий микромостик, идентичный используемому в детекторе, с четырьмя контактными площадками для измерений вольт-амперных характеристик (ВАХ) на постоянном токе (рис. 1 слева); такая структура не связана с резонатором, что позволяет независимо исследовать сверхпроводящий переход $R(T)$, критическую температуру T_c , критический ток I_c и другие параметры микромостика без влияния СВЧ-поля.

Для обеспечения статистической достоверности и возможности исследования различных аспектов работы детектора были выбраны следующие конфигурации чипов:

Чип типа „А“: один детектор + тестовый резонатор + четырехконтактная структура. Данная конфигурация является основной для комплексной оценки параметров схемы (показана на рис. 1). Наличие тестового резонатора позволяет точно определить частотную характеристику (резонансную частоту и добротность) и отделить вклад резонатора и подложки от вклада детектирующего элемента (мостика). Эта структура может измеряться на сравнительно больших сигналах векторного анализатора цепей (VNA) без применения маломощного усилителя (LNA). Четырехконтактная структура дает возможность измерить на постоянном токе параметры сверхпроводящего перехода такого же микромостика, как тот, что интегрирован в антенну и резонатор на том же чипе, с учетом всех нюансов, возникающих при формировании самого мостика, антенны и фильтров. Количество пикселей (детекторов) на чипе: 1.

Чип типа „В“ не содержит детекторов. Три тестовых резонатора на разные частоты (5.45, 5.5 и 5.55 GHz) предназначены для детального исследования частотных характеристик. Резонаторы, настроенные на различные частоты, позволяют оценить дисперсию параметров и точность литографии. Цель — калибровка электродинамической модели.

Чип типа „С“ не содержит тестовых резонаторов. В его состав входят два детектора и две четырехконтактные структуры с мостиками. Данная конфигурация предназначена для исследования варибельности параметров детекторов при идентичной топологии. Сравнение характеристик двух соседних детекторов позволяет оценить технологический разброс. Расстояние между антеннами составляет около двух диаметров Эйри на частоте 230 GHz, что позволит в перспективе использовать два детектора для дифференциальных астрономических измерений [14]. Количество пикселей на чипе: 2.

Чип типа „D“ не содержит тестовых резонаторов. Матрица из пяти детекторов является прототипом многопиксельной матрицы для частотно-мультиплексированного считывания. Пять детекторов

имеют резонаторы с разными резонансными частотами в пределах рабочей полосы (с шагом 50 MHz), что позволяет реализовать принцип FDM. Количество пикселей (детекторов) на чипе: 5.

4. План эксперимента

Серия экспериментальных измерений имеет целью определение основных характеристик нового RFTES-детектора, которые включают точность настройки частот FDM-системы, эффективность преобразования детектора, пороговую мощность сигнала (Noise Equivalent Power, NEP), время отклика и динамический диапазон. Общая методика включает следующую последовательность: измерение микроволнового отклика детектора на калиброванный источник сигнала (черное тело переменной температуры), расчет коэффициента усиления (преобразования) и спектральной плотности шума на выходе детектора, что позволяет провести анализ шумовых факторов, включая систему буферных усилителей. На заключительном этапе с помощью модулированного монохроматического сигнала измеряется динамический диапазон и время отклика (время разрешения двух последовательных импульсов). Процесс измерения характеристик RFTES-детектора можно разделить на два основных этапа:

Исследование в основном состоянии (без внешнего облучения). Этот этап направлен на подтверждение корректности предыдущих этапов проектирования и изготовления. Измеряются резонансные частоты, начиная с тестовых резонаторов, производится сравнение с расчетными значениями, определяется добротность резонаторов и выявляются возможные технологические дефекты. По результатам данного этапа вводятся коррекции в геометрию структуры и в технологический процесс приготавления пленок.

Исследование отклика на внешнее THz (термодинамическое) излучение от черного тела. Этот этап направлен на оценку детектирующих свойств системы, включая измерение чувствительности, NEP и работоспособности детектора в условиях, приближенных к реальным условиям эксплуатации. В случае оптического криостата такие исследования включают использование метода переключаемой антенной нагрузки с двумя чернотельными излучателями, установленными снаружи криостата, с физическими температурами 295–300 K (комнатная температура) и 77 K (жидкий азот).

4.1. Исследование характеристик резонансной системы

Для определения параметров отклика детектора на чип через коаксиальную линию подается высокочастотный сигнал разного уровня с использованием векторного анализатора цепей (VNA) в узком частотном диапазоне, соответствующем окрестности резонансной

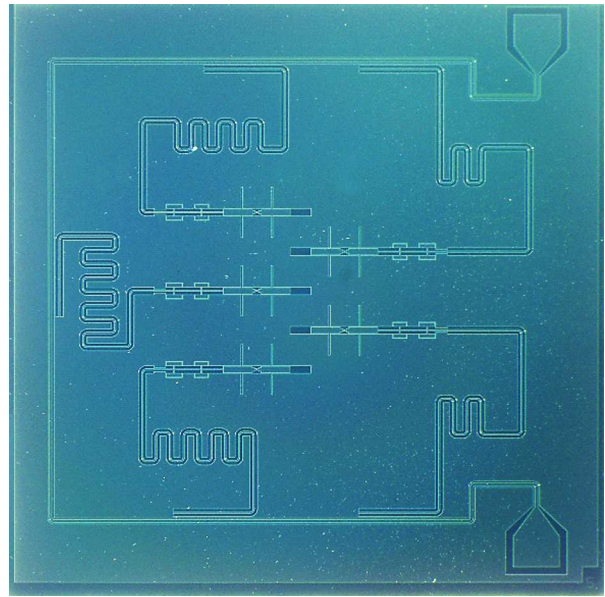


Рис. 7. Фото экспериментального чипа матрицы из пяти пикселей.

частоты системы (приблизительно 5.5 GHz), и регистрируется комплексный коэффициент передачи S_{21} . Анализ амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) резонатора по методике [14] позволяет определить несколько важных параметров схемы: резонансную частоту f_0 , ее соответствие расчетному значению с учетом неконтролируемых технологических отклонений и нагруженную добротность резонатора, Q , характеризующую потери в системе, включая коэффициент связи с линией накачки и остаточные сопротивления в пленках резонатора и передающей линии. Подгонка модели под экспериментальные данные с учетом комплексной нелинейности позволяет определить скрытые (не поддающиеся прямому измерению) параметры системы, включая кинетическую индуктивность мостика-поглотителя, а также уточнить эквивалентную схему (ЭМ-модель) и определить необходимость коррекции тех или иных параметров структуры.

4.2. Определение отклика, расчет NEP и времени отклика

Для оценки отклика детектора на THz-излучение используется калиброванный источник термодинамического (чернотельного) излучения — поглотитель с известной температурой и коэффициентом поглощения (серое тело). Облучение RFTES-детектора вызывает изменение импеданса микромостика, что приводит к изменению коэффициента передачи S_{21} . Регистрируя изменение коэффициента передачи S_{21} при известной оптической мощности P_{opt} , можно определить эффективность (отклик) системы:

$$R = \Delta P_{RF} / P_{opt},$$

где ΔP_{RF} — изменение мощности микроволнового сигнала на выходе с учетом коэффициента усиления буферных усилителей, который также должен быть тщательно прокалиброван. Поскольку RF TES-детектор является линейным преобразователем мощность/мощность, параметр R , в отличие от классических квадратичных детекторов, является величиной безразмерной, и его можно назвать коэффициентом усиления тепла.

Эквивалентная мощность шума (NEP) является ключевым параметром, характеризующим чувствительность детектора. NEP определяется как мощность сигнала, при которой отношение сигнал/шум (SNR) равно единице в полосе частот 1 Hz на выходе детектора. Для расчета NEP проводится спектральный анализ шума выходного сигнала. Численное значение NEP совпадает со спектральной плотностью (мощностью шума в полосе 1 Hz). Временная реализация сигнала, так называемая шумовая дорожка, $P_{bias}(t)$, преобразуется в спектральную плотность мощности шума $S_x(f)$ с помощью преобразования Фурье. NEP вычисляется по формуле

$$NEP = S_x(f)/R,$$

где R — коэффициент усиления системы.

При расчете NEP следует учитывать вклады различных физических механизмов, которые генерируют шум [15]. Эти механизмы включают шум усилителя (NEP_{amp}), который определяется шумовыми характеристиками усилителя, включая как охлаждаемый, так и комнатный каскады. Фононный шум (NEP_{phonon}) связан с флуктуациями теплового потока между электронной и фононной подсистемами детектора. Фотонный шум (NEP_{photon}) обусловлен квантовой природой детектируемого излучения и представляет собой фундаментальный предел чувствительности для данного типа детекторов. При гелиевых температурах (4 K) вклад джонсоновского (теплового) шума обычно незначителен по сравнению с другими источниками шума.

Время отклика детектора определяется из максимальной частоты модуляции входного сигнала, при которой детектор способен регистрировать изменения (нарастание и спад) амплитуды. Эта частота обычно устанавливается по критерию снижения амплитуды демодулированного сигнала на 3 dB относительно низкочастотного значения. Для RF TES-детекторов характерное время отклика при температурах 300–400 mK составляет величину порядка 1–3 μ s [4], но для более высоких температур может уменьшиться на несколько порядков до ~ 1 ns. Время отклика будет измеряться методом подмешивания высокочастотной моды резонатора считывания, как описано в работе [7].

5. Экспериментальная установка

5.1. Оптический криостат

Используется оптический криостат с охладителем замкнутого цикла и пониженным уровнем вибрации [16].

Для проведения измерений отклика RF TES-детектора на внешнее THz-излучение необходима модернизация криогенной системы, обеспечивающая оптический доступ к образцу при сохранении низкой тепловой нагрузки на криостатируемые узлы. Для устранения паразитного ИК излучения на радиационных экранах криостата (на экране 40–50 K и гелиевом — 4 K) устанавливаются ИК-фильтры. Фильтрующая система должна обладать высоким коэффициентом пропускания ($S_{21} \rightarrow 1$) в рабочем THz-диапазоне (210–250 GHz) и максимальным подавлением ($T \rightarrow 0$) в более коротковолновой ИК-области, где сосредоточена основная мощность фонового излучения. На практике реализация такого „идеального“ фильтра затруднена из-за интерференционных эффектов в многослойных структурах и ограниченного выбора материалов с подходящими оптическими свойствами.

В разрабатываемой криогенной системе применяется упрощенная двухступенчатая система фильтрации. Внешнее вакуумное окно находится при комнатной температуре. Оно изготовлено из лавсановой пленки (Mylar, PETF, $\epsilon \approx 3.2$), прозрачного в THz-диапазоне и одновременно обладающего достаточной механической прочностью для вакуумного уплотнения. Толщина пленки выбрана равной половине длины волны $\sim 300 \mu$ m.

Внутренние охлаждаемые фильтры на радиационных экранах 40 и 4 K предназначены для каскадного подавления ИК-излучения, прошедшего через внешнее вакуумное окно. Для этих ступеней используется листовой тефлон (политетрафторэтилен, PTFE) толщиной около 500 μ m с диэлектрической проницаемостью $\epsilon \approx 2.1$ –2.2. Тефлон обладает низким поглощением в THz-диапазоне и хорошими ИК-фильтрующими свойствами благодаря наличию полос молекулярного поглощения в инфракрасной области.

Расчет и оптимизация фильтров проводилась с применением программного пакета электромагнитного моделирования AWRDE. Система окон-фильтров представлялась в виде каскадного соединения отрезков линий передачи, длина каждого из которых соответствует толщине слоя диэлектрика с известными параметрами: толщиной d и диэлектрической проницаемостью ϵ . Такая упрощенная модель позволяет оценить частотную зависимость коэффициентов передачи S_{21} всей оптической системы, пренебрегая взаимными переотражениями реальных фильтров, установленных на разных экранах и разнесенных друг от друга вдоль оптической оси на ~ 20 mm. На рис. 8 представлены ЭМ-модель и полученная частотная зависимость коэффициента пропускания в целевом диапазоне частот 210–250 GHz. Расчет проведен для имеющихся в наличии материалов: внешнее окно изготовлено из майлара (PETF) толщиной $d \approx 330 \mu$ m, а оба внутренних — из тефлона (PTFE), толщиной $d \approx 520 \mu$ m. Полученная полоса пропускания несколько сдвинута вниз от целевого диапазона, но это не должно повлиять на ход и общее заключение по результатам исследования, так как полоса приема

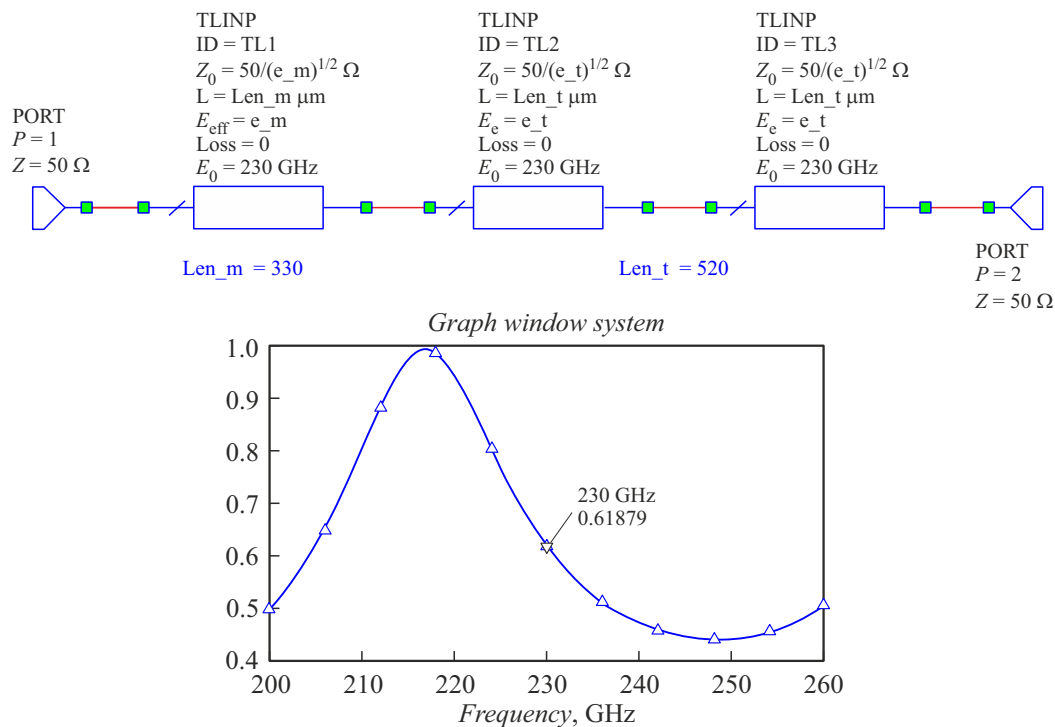


Рис. 8. Результаты моделирования системы ИК-фильтров: (вверху) эквивалентная схема в ЭМ-симуляторе AWRDE, (внизу) частотная зависимость коэффициента пропускания в диапазоне 200–260 GHz.

составляет около 35 GHz, центр которой может быть скорректирован позже за счет более тщательного подбора (обработки) материала используемых фильтров.

Согласно плану исследования, в дальнейшем в систему будут добавлены охлаждаемый ФНЧ или полосовой фильтр, например, от фирмы Тидекс [17], оптимизированный под заданную (согласованную с возможным заказчиком) полосу принимаемых частот.

5.2. Измерительная система

Функциональная схема соединений блоков экспериментальной установки представлена на рис. 9. В схему включены: оптический криостат [16] с минимальной температурой на рабочей ступени при открытых оптических окнах ~ 4.5 K, в котором установлена сборка детекторного блока, изготовленного из безкислородной меди (марка OFC), с диэлектрической линзой диаметром 10 mm, на которую монтируется чип детектора, и печатная плата-адаптер из TMM-10 для подключения коаксиальных кабелей с разъемами SMP-40, малошумящий охлаждаемый усилитель 4–8 GHz (LNA, 26 dB), циркулятор с согласованной нагрузкой для подавления отраженного сигнала и охлаждаемый аттенюатор –20 dB для подавления фона 300 K. Вне криостата размещаются измерительные устройства: VNA с неохлаждаемым буферным усилителем 40 dB (усилитель на схеме не показан) для измерения коэффициента прохождения S_{21} в диапазоне частот вблизи частоты резонатора 5.5 GHz,

фазовый детектор, синхронизированный с переключателем антенной нагрузки 300/77 K, а также блок температурного контроля. Температура детекторного блока и рабочей ступени измеряется двумя независимыми диодными термометрами DT-670. Термостатирование детектора на заданной температуре поддерживается резистивным нагревателем (100 Ω , 15 W) под управлением термометрического моста LakeShore 336 с PID-регулированием мощности нагревателя.

Измерение NEP производится с помощью переключателя антенной нагрузки (чоппера) с частотой 1–100 Hz аналогично работам [18,19]. Переключатель представляет собой плоский обтюратор с двумя отражающими лопастями из алюминия. Крыльчатка расположена под углом 45° к оптическому окну криостата так, чтобы попеременно отражать излучение от черного тела с температурой 77 K, поступающее снизу из емкости с жидким азотом, и пропускать излучение 300 K из комнаты или от абсорбера, расположенного на горизонтальной оси антенны.

Сигнал накачки/считывания (несущая) в диапазоне от –60 до –20 dBm с выхода VNA поступает в криостат через вакуумные коаксиальные разъемы типа SMA. Далее по коаксиальным теплоизолирующим кабелям из нержавеющей стали диаметром 0.85 mm, термализованным на ступени 40 K, сигнал несущей приходит на рабочую ступень 4 K, где термализуется на аттенюаторе –20 dB и с платы-адаптера подается на чип детектора. Пройдя по линии накачки/считывания на чипе, промодулированная

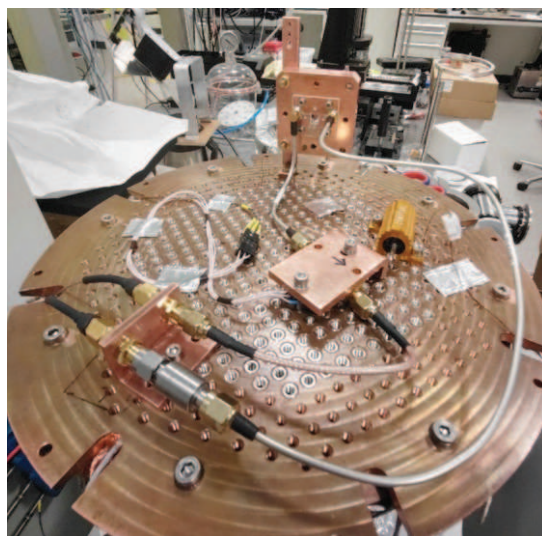
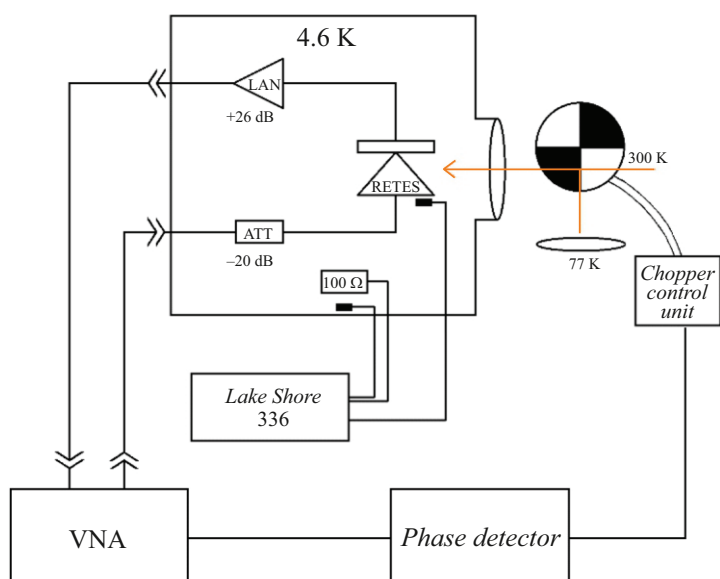


Рис. 9. Схема экспериментальной установки с основными элементами (слева) и фото размещения элементов на рабочей ступени криостата [16] (справа).

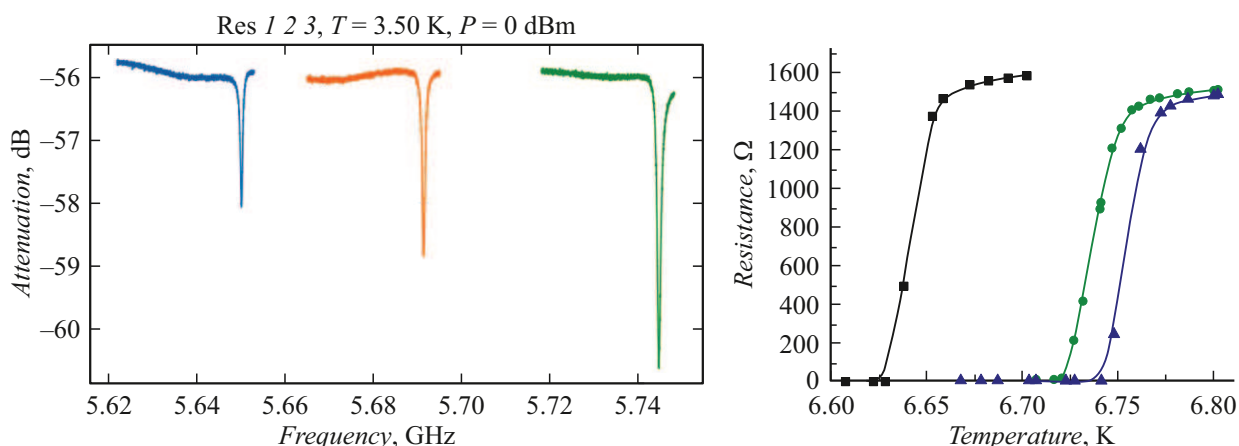


Рис. 10. Экспериментально полученные амплитудно-частотные характеристики тестовой структуры с тремя резонаторами на одном чипе (слева) и температурная зависимость сопротивления для пленок ниобия толщиной 10 nm (черные квадраты) и толщиной 14 nm зеленые кружки и синие треугольники), предназначенных для формирования мостиков-поглотителей (справа).

несущая поступает через циркулятор на охлаждаемый маломощный усилитель и выходит из криостата по аналогичному теплоизолирующему кабелю. На выходе из криостата сигнал дополнительно усиливается на 25–40 dB и поступает на измерительный вход VNA, который регистрирует частотную характеристику коэффициента пропускания S_{21} , как представлено на рис. 6. В режиме „zero span“ VNA регистрирует шумовую дорожку $S_{21}(f)$, необходимую для определения спектральной плотности шума и последующего вычисления NEP-детектора, как описано выше.

Заключение

В ходе исследования были получены расчетные и экспериментальные данные, определяющие задел для

создания прототипа RFES-детектора (радиометра), оптимизированного в диапазоне частот 210–250 GHz и пригодного для радиоастрономических исследований и создания систем общественной безопасности. Разработана концептуальная схема, топология RFES-детектора и изготовлены первые экспериментальные образцы. Оптический криостат замкнутого цикла оснащен необходимыми элементами и подготовлен к проведению экспериментального исследования разработанных детекторов.

Основные характеристики детектора, полученные методом электромагнитного моделирования, представлены в таблице.

Показано, что разработанная конструкция обеспечивает эффективную связь THz-тракта с микромостиком с отражением, не превышающим –15 dB на цен-

Основные проектные характеристики RFTES-детектора

Параметр	Значение (диапазон)
Диапазон приема сигнала антенной для $S_{11} < -10$ dB	215–255 GHz (центральная частота 230 GHz)
Диапазон приема сигнала антенной для $S_{11} < -3$ dB	200–300 GHz
Геометрические размеры антенны L_{ant} — длина, S_{ant} — база, W_{ant} — ширина щели	335 μ m, 192 μ m, 10 μ m
Сопротивление микромостика в нормальном состоянии, R_n	28 Ω
Сопротивление микромостика в рабочем режиме, R_b	1–3 Ω
Частота резонатора накачки/считывания	(5.5 $\pm$ 0.1) GHz
Рабочая добротность резонатора	$\sim$ 3000
Добротность резонатора при сверхпроводящем состоянии микромостика	$\sim$ 5000

тральной частоте 230 GHz. Изоляция цепи считывания от паразитной утечки THz-сигнала достигается за счет оригинальных полосно-заграждающих фильтров на уровне ~ -30 dB во всем исследованном диапазоне 200–300 GHz. Проведенное моделирование отклика детектора путем вариации импеданса микромостика подтверждает необходимую чувствительность резонансной системы к изменению сопротивления термочувствительного элемента.

На момент подготовки рукописи изготовлены первые пробные образцы чипов нескольких конфигураций, включая матрицу из пяти элементов. Разработанная и изготовленная серия экспериментальных чипов включает в себя тестовые структуры для комплексной характеристики материалов и элементов детектора. На рис. 10 приведены предварительные данные по экспериментальному исследованию тестовых образцов. Полученные данные с разумной точностью соответствуют расчетным, что вселяет оптимизм и мотивирует к активному продолжению исследования.

Финансирование работы

Исследование выполнено в рамках стратегического технологического проекта НИТУ МИСИС „Квантовый интернет“ в рамках программы стратегического академического лидерства „Приоритет-2030“.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] С.В. Шитов. Письма в ЖТФ, **37** (19), 88 (2011). DOI: 10.1134/S1063785011100067
- [2] A.A. Kuzmin, S.V. Shitov, A. Scheuring, J.M. Meckbach, K.S. Il'in, S. Wuensch. IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol., **3** (1), 25 (2013). DOI: 10.1109/THZ.2012.2236148.
- [3] J. Clarke, P.L. Richards, N.H. Yeh. Appl. Phys. Lett., **30**, 664 (1977). DOI: 10.1063/1.89278
- [4] J.S. Lee, J. Gildemeister, W. Holmes, A. Lee, P. Richards. Appl. Opt., **37** (16), 3391 (1998). DOI: 10.1364/AO.37.003391
- [5] K.D. Irwin, G.C. Hilton. Topics Appl. Phys., **99**, 63 (2005). DOI: 10.1007/10933596_3
- [6] A.B. Меренков, Т.М. Ким, В.И. Чичков, С.В. Калинин, С.В. Шитов. ФТТ, **64** (10), 1404 (2022). DOI: 10.21883/FTT.2022.10.53081.50NN
- [7] С.В. Шитов, Т.М. Ким, Л.С. Соломатов, Н.Ю. Руденко, А.В. Меренков, А.Б. Ермаков, В.И. Чичков. ЖТФ, **94** (7), 1060 (2024). DOI: 10.61011/JTF.2024.07.58341.168-24
- [8] N. Bluzer. J. Appl. Phys., **78**, 7340 (1995). DOI: 10.1063/1.360383
- [9] S.V. Shitov, N.N. Abramov, A.A. Kuzmin, M. Merker, M. Arndt, S. Wuensch, K.S. Ilin, E.V. Erhan, A.V. Ustinov, M. Siegel. IEEE Trans. Appl. Supercond., **25** (3), Art. N 2300405 (2014). DOI: 10.1109/TASC.2014.2385090
- [10] J. Farah, P. Galison, K. Akiyama, K.L. Bouman, G.C. Bower, A. Chael, A. Fuentes, J.L. Gómez, M. Honma, M.D. Johnson. Astrophys. J. Lett., **930**, L18 (2022). DOI: 10.3847/2041-8213/ac6615
- [11] D.C. Mattis, J. Bardeen. Phys. Rev., **111**, 412 (1958). DOI: 10.1103/PhysRev.111.412
- [12] Электронный ресурс. Cadence Design Systems. Режим доступа: <https://www.cadence.com/>
- [13] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures (Artech House Publishers, 1980)

- [14] С.В. Шитов. ЖТФ, **93** (7), 988 (2023).
DOI: 10.21883/JTF.2023.07.55758.116-23
- [15] Л.С. Соломатов, А.В. Меренков, С.В. Шитов. ФТТ, **66** (6), 806 (2024). DOI: 10.61011/PSS.2024.06.58689.2HH
- [16] Yu. Balega, O. Bolshakov, A. Chernikov, A. Gunbina, V. Edelman, M. Efimova, A. Eliseev, A. Krasilnikov, I. Lapkin, I. Lesnov, M. Mansfeld, M. Markina, E. Pevzner, S. Shitov, A. Smirnov, M. Tarasov, N. Tyatushkin, A. Vdovin, V. Vdovin. Photonics, **11** (3), Art. N 257 (2024).
DOI: 10.3390/photonics11030257
- [17] G.I. Kropotov, E.V. Tsygankova. Вестник НГУ. Серия: Физика, **5** (4), 113 (2010).
DOI: 10.54362/1818-7919-2010-5-4-113-116
- [18] А.А. Кузьмин, С.В. Шитов, А.В. Устинов. ЖТФ, **84** (1), 139 (2014). DOI: 10.1134/S1063784214010137
- [19] A.A. Kuzmin, A.D. Semenov, S.V. Shitov, M. Merker, S.H. Wuensch, A.V. Ustinov, M. Siegel. Appl. Phys. Lett., **111** (4), 042601 (2017). DOI: 10.1063/1.4995981