07

К разработке оконечного RFTES-детектора СВЧ

© Н.Ю. Руденко,[1] И.Р. Газизов,[1] В.И. Чичков,[1] С.В. Шитов,[1,2,3]

[1] Национальный исследовательский технологический университет „МИСИС“,
119049 Москва, Россия
[2] Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
125009 Москва, Россия
[3] Российский квантовый центр (РКЦ), Инновационный центр „Сколково“,
121205 Москва, Россия
e-mail: Sergey3e@gmail.com

Поступило в Редакцию 15 мая 2026 г.
В окончательной редакции 15 мая 2026 г.
Принято к публикации 15 мая 2026 г.

Рассмотрена концепция развития технологии RFTES из области субтерагерцовых частот 550−750 GHz в область телекоммуникационных частот 6−8 GHz, основанная на применении схемотехнических решений балансного типа, что позволяет изолировать источник сигнала от воздействия источника накачки RFTES-детектора путем подачи сигнала и накачку на детектор в виде двух ортогональных электромагнитных мод. Предложена и разработана новая конструкция связи поглотителя RFTES-детектора с высокодобротным резонатором накачки и источником сигнала, позволяющая получить предельно возможную чувствительность. Проведено детальное электромагнитное моделирование в масштабе полного чипа для двух практических случаев: для поглотителя на основе пленки гафния и для поглотителя на основе пленки ниобия в температурном интервале 4−5 K с накачкой на частоте 5.5 GHz. Определено остаточное влияние неконтролируемой асимметрии структуры на степень развязки как −50 dB. Разработаны, изготовлены и начаты экспериментальные тесты первой серии экспериментальных образцов с поглотителями микронного размера для работы в температурном диапазоне 4−5 K.

Ключевые слова: прямой детектор, балансный детектор, RFTES-детектор, сверхпроводящий фазовый переход, сверхпроводящий резонатор, сверхпроводящий микромостик, пленка гафния, горячий электронный газ, СВЧ сверхпроводимость, сверхпроводящий кубит, дисперсионное считывание.

DOI: 10.61011/JTF.2026.10.63613.174-26

Введение

Исторически RFTES (Radio Frequency Transition Edge Sensor) технология разрабатывалась для прямых детекторов THz-диапазона [1]. Чувствительным элементом такого сенсора является терморезистивный мостик-абсорбер из пленки размером $\sim 1\,\mu$m с нормальным сопротивлением R_n около 30 Ω. Это значение активного импеданса мостика близко к оптимальной нагрузке планарной двухщелевой антенны THz-диапазона. Отметим, что геометрический размер такой антенны весьма мал и составляет всего $\sim 100\,\mu$m. Сверхпроводник вблизи температуры сверхпроводящего перехода T_c можно рассматривать как терморезистор с предельно высокой крутизной $dR(T)/dT$ внутри узкого диапазона температур, если импеданс измеряется на постоянном токе. Нелинейность такого мостика сохраняется на относительно высоких частотах, в том числе в диапазоне 1−10 GHz [2], что позволяет измерять степень нагрева абсорбера THz-сигналом, используя методы СВЧ, и отказаться от цепей постоянного тока, которые традиционно используются для считывания нагрева TES-детекторов [3] и HEB (Hot Electron Bolometer) детекторов [4].

Источником тока СВЧ для измерения импеданса нагретого фотонами мостика-абсорбера является высокодобротный резонатор на основе копланарного волновода с физической длиной в диапазоне 5−20 mm, свернутый для компактности. Мостик включается в электрическую цепь так, что через него протекают одновременно и ток сигнала с антенны, и СВЧ ток резонатора. Разогрев мостика THz-фотонами влияет на потери в резонаторе (на его добротность), и такой управляемый резонатор работает как передаточное звено между мостиком-абсорбером и линией, возбуждающей этот резонатор. В результате в линии возбуждения на частоте резонатора появляется провал в характеристике пропускания S_{21}. Чем больше разогрев мостика и выше его сопротивление, тем ниже добротность резонатора и тем меньше глубина провала в характеристике S_{21} [1]. Это свойство похоже на свойства MKID-детектора (Microwave Kinetic Inductance Detector) [5] и позволяет создавать большие матрицы (массивы), в которых освещение каждого пикселя регистрируется в общем канале СВЧ, но на уникальной частоте его индивидуального резонатора.

Для реализации максимального динамического диапазона рабочую точку RFTES по температуре T_0 устанавливают в нижней части сверхпроводящего перехода, чтобы выполнялось соотношение $R(T_0) \ll R_n$ и разогрев сигналом приводил к увеличению импеданса пленки, естественным пределом которого является значение R_n.

Таким образом, рабочий режим лежит в области температур начала перехода сверхпроводящей пленки в нормальное состояние (~ 0.1Rn) и составляет единицы Ω, что аналогично классическому TES (Transition Edge Sensor) болометру [3]. Принципиальной разницей между RFTES и TES является то, что вместо сквид-усилителя для измерения состояния TES в RFTES можно использовать намного более доступный и простой в применении охлаждаемый полупроводниковый усилитель.

В ходе исследований RFTES в терагерцовой области частот 550–650 GHz [6,7] они показали высокую чувствительность, близкую к теоретически возможной для используемого абсорбера, NEP $\approx 10^{-17}$ W/$\sqrt{\text{Hz}}$ при температурах 200–400 mK с накачкой на частоте 1.5 GHz и NEP $\approx 10^{-14}$ W/$\sqrt{\text{Hz}}$ при температурах 1.5–2 K с накачкой на частоте 5.5 GHz. Анализ полученных результатов показал, что новые детекторы обладают рядом существенных преимуществ. Во-первых, отсутствие гальванической цепи поглотителя делает RFTES устойчивым к ЭМ-помехам. Во-вторых, RFTES-абсорбер эффективно поглощает сигнал не только в THz-диапазоне, но и в GHz-диапазоне — в том же диапазоне, что и телекоммуникационные сигналы, где также лежат характерные частоты сверхпроводящих кубитов. Это является серьезным преимуществом RFTES перед популярными MKID-сенсорами.

Следует отметить, что высокодобротная C-связь поглотителя RFTES с резонатором, применяемая на терагерцовых частотах [7], с одной стороны, демонстрирует простоту и эффективность RFTES-детектора, а с другой — не позволяет абсорбировать СВЧ сигнал в широкой полосе, делая низкочастотный детектор малоэффективным. Технической сложностью подключения на сравнительно низкой частоте является реализация негальванического широкополосного подключения поглотителя к источнику GHz-сигнала. При наличии гальванической цепи малоразмерный поглотитель становится уязвим к электрошокам, включая статическое электричество.

Разработка цепей с индуктивным шунтом мостика-поглотителя [8] открыло возможность для ввода в резонатор СВЧ сигналов ~ 1 GHz, что в итоге привело к созданию балансной схемы считывания тока резонатора, использованной для разработки детектора проходящей мощности [9,10]. Применение балансной схемы смещения, использующей ортогональность электромагнитных мод сигнала и тока резонатора, позволило подавить паразитное воздействие накачки детектора на измеряемую цепь. Было разработано несколько конструкций такого включения RFTES в сверхпроводящий резонатор с добротностью $\sim 10^4$ и проведены испытания в окрестности частоты сигнала 7 GHz [11], продемонстрировавшие подавление перекрестных помех источника сигнала и детектора, более чем на 40 dB, что позволяет говорить о создании нового типа детектора. Однако такой детектор заведомо не реализует потенциала RFTES по пороговой чувствительности $\sim$NEP (Noise Equivalent Power), так как шунтирование снижает входной импеданс такого детектора до $\sim 0.01\,\Omega$, и он, действительно, не влияет на измерительную цепь, абсорбируя лишь малую часть ($\sim 10^{-3}$) от проходящей мощности. Детектор с таким малым поглощением легко сделать сверхширокополосным по частоте, например, от 1 до 40 GHz и, возможно шире.

Решение, представленное в данном исследовании, не использует шунтов в новой балансной схеме. Детальная проработка в масштабе полного чипа велась с применением пакета электромагнитного моделирования индустриального уровня Cadence AWRDE [12] без изъятия каких-либо деталей на финальном этапе. Пакет AWRDE зарекомендовал себя как надежный инструмент прикладной электродинамики для разработки 2.5D-структур, иначе говоря, планарных микросхем. Фактически на возможности этого пакета опирается вся история создания и развития RFTES-технологии.

Резюмируя — предметом нового исследования является дальнейшее развитие концепции балансного RFTES-детектора с пренебрежимо малым обратным воздействием на цепь источника сигнала, чтобы открыть путь к перспективам демонстрации фундаментального значения NEP уже не на THz-частотах, а на телекоммуникационных частотах, близких к частотам сверхпроводящих кубитов.

1. Концепция

В основе новой концепции лежит идея, похожая на широко распространенную балансную схему, применяемую для нелинейного преобразования радиочастотных сигналов. В предложенной схеме можно существенно увеличить входной импеданс RFTES-детектора за счет последовательного включения двух мостиков-поглотителей, что облегчает согласование с модой щелевой (по сути двухпроводной) линии, по которой распространяется входной сигнал. Средний (общий) вывод мостиков подключается к центральной линии копланарного волновода. Это позволяет теоретически полностью развязать ток сигнала, получаемый от электромагнитной моды щелевой линии в виде бегущей волны, с током накачки детектора, поступающим с симметричной копланарной линии в виде стоячей волны резонатора. Разработанная и апробированная конструкция балансного детектора проходящей мощности [11] использует элементы связи мостиков с резонатором в виде индуктивных шунтов (обозначены цифрами *9* на рис. 1 слева) [9]. Этот тип схемы мы назвали детектором L-типа [14], который идеально подходит для считывания высокодобротного резонатора, так как обладает входным импедансом $\sim 0.01\,\Omega$ и вносит минимальные потери в проходящую линию или в резонатор сверхпроводящего кубита [10]. Однако такая схема не может быть использована для высокоэффективного широкополосного согласования в случае оконечного детектора. Эквивалентная схема нового решения представлена на рис. 1 спра-

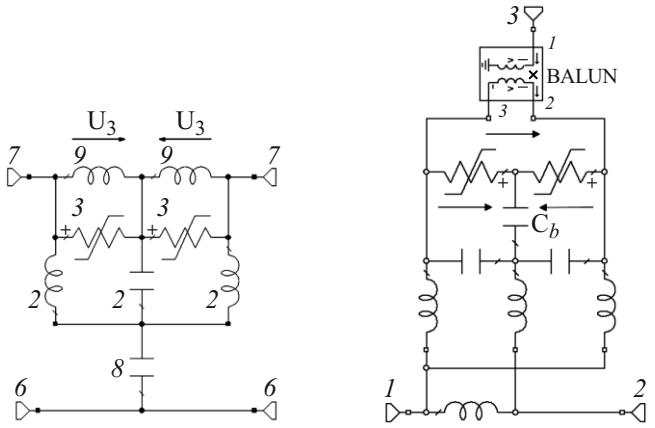

Рис. 1. Генезис концепции балансного RFTES-детектора: слева — эквивалентная схема детектора проходящей мощности СВЧ из работы [11]; справа — эквивалентная схема нового оконечного балансного детектора СВЧ с применением идеального конвертера моды (BALUN) из работы [13]; электромагнитные порты обозначены цифрами *1–3*.

ва. Стрелками показаны направления протекания тока сигнала и токов накачки через мостики; показано, что токи и потенциалы накачки вычитаются на терминалах сигнала, т. е. не передаются в сторону источника сигнала. Ток проходящего сигнала в схеме-прототипе протекает между терминалами, обозначенным цифрами *7*, через индуктивные шунты *9*, частично ответвляясь в поглотители *3* (рис. 1 слева). В новой схеме ток сигнала подается на терминал*3* конвертера моды волновода (BALUN на рис. 1 справа).

В новой интегральной схеме объединено два функциональных блока: первый — балансный RFTES-детектор, в котором связь L-типа с резонатором (индуктивный шунт *9*) заменена на связь C-типа (встречно-штыревой конденсатор C_b), как представлено на рис. 1, и второй — согласующая цепь на основе копланарно-щелевого перехода (конвертера моды волновода) [13], как представлено на рис. 2. Такой конвертор позволяет ввести сигнал на чип традиционным образом — по копланарной линии 50 Ω, а затем преобразовать распределение токов так, что на поглотитель этот сигнал передается уже по щелевой линии с малыми потерями. Таким образом можно реализовать исходную идею развязки с использованием идеального трансформатора моды (BALUN), показанную на схеме (рис. 1 справа).

2. Моделирование

Детальное электромагнитное моделирование сложных геометрических объектов, как правило, использует метод конечных элементов. Большое число мелких деталей требует не только высокой производительности, но и большой оперативной памяти компьютера. Время расчета быстро растет с ростом числа элементов, т. е. при попытке повысить точности или размеры моделируемой структуры, например, используя небольшое число мелких деталей $\sim 1\,\mu$m на фоне большой экранирующей плоскости размером с чип ~ 10 mm,

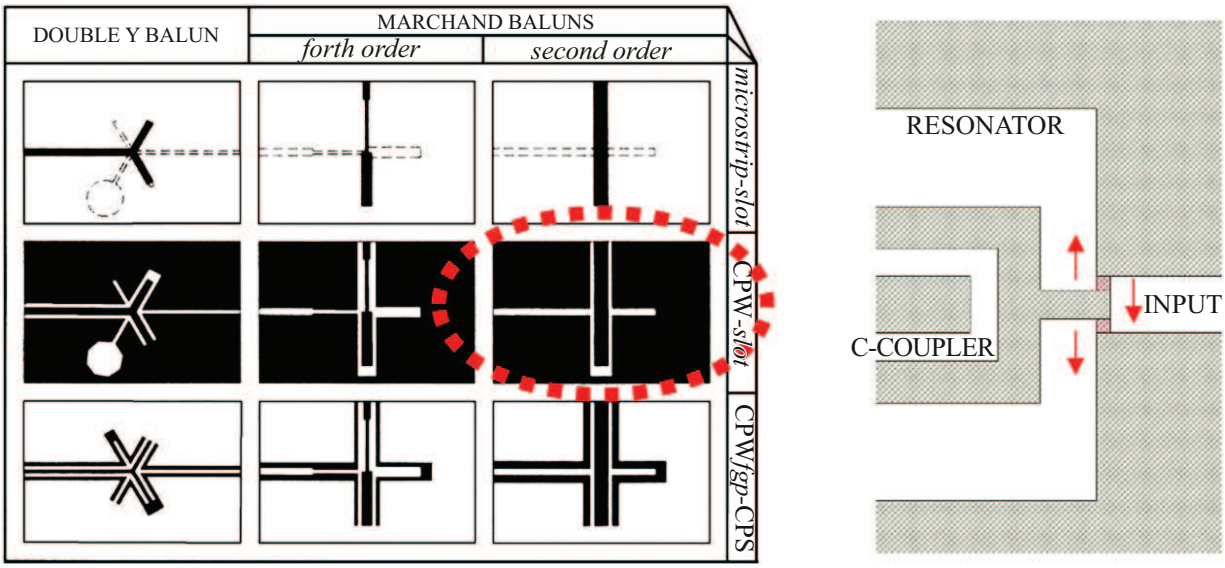

Рис. 2. Пояснение к конструкции конвертера моды (BALUN с рис. 1) и его подключения к детектору: слева — иллюстрация существующих конвертеров моды планарных волноводов из работы [13]; пунктирной линией выделено использованное решение; справа — упрощенная топология балансного подключения двух RFTES-мостиков, примененная в новом оконечном детекторе СВЧ: связь центрального вывода с резонатором — через встречно-штыревую емкость (C-COUPLER, показано не полностью), входной сигнал подается с конвертера по щелевой линии (INPUT).

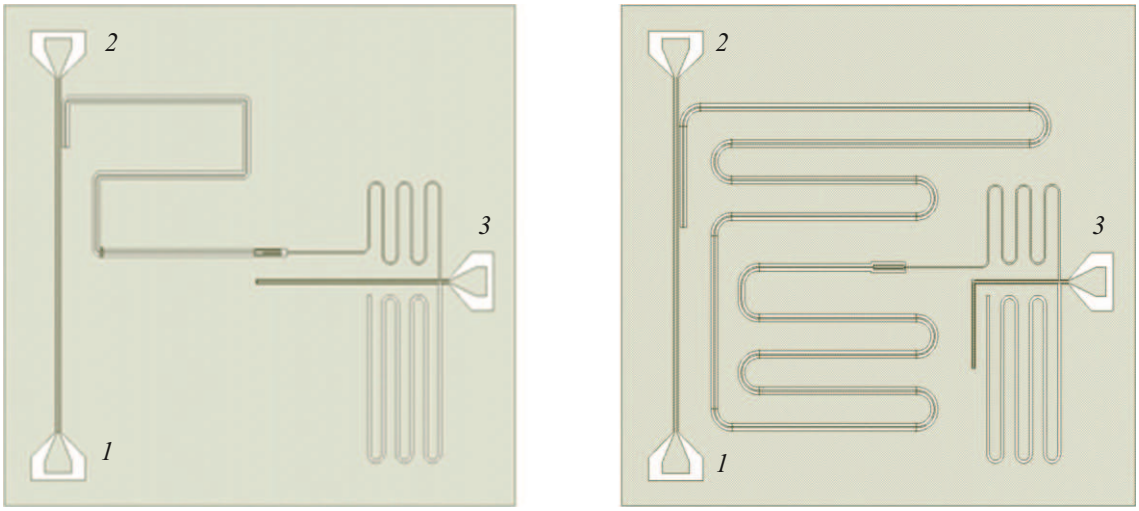

Рис. 3. Электромагнитные модели двух чипов оконечного RFTES-детектора: (слева) на частоту несущей 5.5 GHz и рабочую температуру 4–5 K для мостиков из ниобия и на частоту несущей 1.5 GHz и рабочую температуру 300–400 mK для мостиков из гафния (справа). Цифрами *1–3* отмечены номера электромагнитных портов.

можно быстро исчерпать оперативную память ПК. На практике преодоление этой проблемы следует искать на пути исключения из задачи неиспользуемых для переноса токов (холостых) участков металла, что может несколько снизить точность полученного результата, но необходимо для разумно быстрой оптимизации структуры. Особого внимания требует случай балансного детектора, который можно называть нуль-детектором. Такая схема основана на высокой симметрии структуры и взаимной компенсации потенциалов при растекании токов. В электродинамических симуляторах с автоматическим разбиением размер конечных элементов, как правило, не одинаков для разных частей структуры. Пакет AWRDE не является исключением. Мелкое разбиение всегда привязано к мелким деталям, и для соседствующих полей такое автоматическое разбиение приводит не только к увеличению расчетного времени, но и к потере математической симметрии, в том числе в ближней зоне двух визуально сбалансированных мостиков-поглотителей. Для большинства применений полная симметрия не так важна, но в случае нуль-детектора это приводит к серьезному разбалансу, который в первом приближении противоречит очевидной локальной симметрии исследуемой структуры. Пакет AWRDE позволяет визуализировать разбиение и визуально оценить его симметрию. Попытки ускорить расчет сложной структуры за счет укрупнения конечных элементов также приводят не только к снижению точности, но и к ухудшению симметрии распределения токов. В связи с этим на этапе оптимизации использовались лишь зоны существенных токов, а окончательный вариант топологии размером 4×4 mm „медленно, но верно“ просчитывался без каких-либо изъятий элементов структуры, включая мостики-бонды, предотвращающие возникновение щелевой моды в копланарном резонаторе, с сеткой разбиения $1\,\mu$m и оперативной памятью персонального компьютера 32 GB.

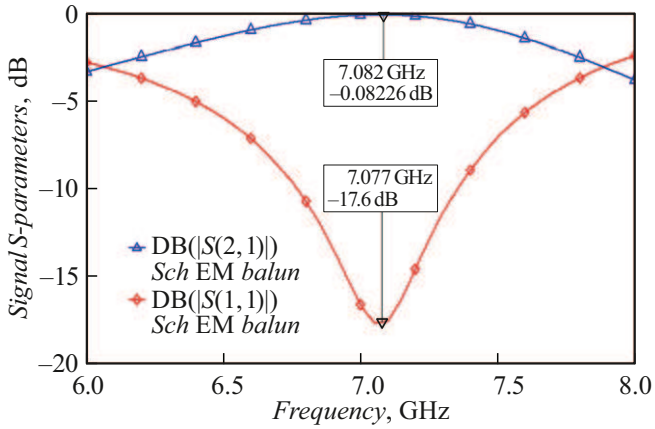

Рис. 4. Результат моделирования конвертера моды сигнального волновода в диапазоне частот 6–8 GHz (BALUN с рис. 1 и 2). Сопротивление каждого мостика — 5 Ω; резонатор детектора к мостикам не подключен.

Разработанные ЭМ-модели чипов детектора на частоты 1.5 и 5.5 GHz показаны на рис. 3. По своим геометрическим размерам мостики-поглотители и выбранные частоты считывания являются наследниками испытанных терагерцовых решений и предназначены для температурных интервалов 300–400 mK и 4–5 K, что связано с использованием ультратонких пленок Hf ($T \sim 300$–400 mK) [7,8,15] и Nb ($T_c \sim 5$–6 K) [6] соответственно.

Разработка цепи согласования в диапазоне 6–8 GHz (конвертера моды) проводилась отдельно, что позволяло уменьшить объем каждой из задач на предварительном этапе конструирования. В расчете принималось,

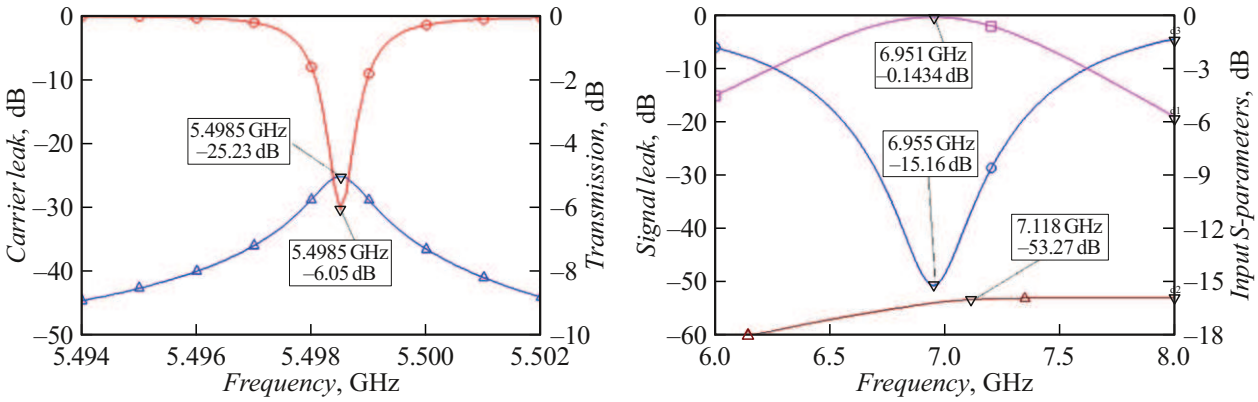

Рис. 5. Расчетные характеристики в двух частотных диапазонах: детекторной секции (слева) и секции согласования/конверсии линии сигнала (справа) для детектора с несущей 5.5 GHz и мостиками из ниобия для рабочих температур 4–5 K.

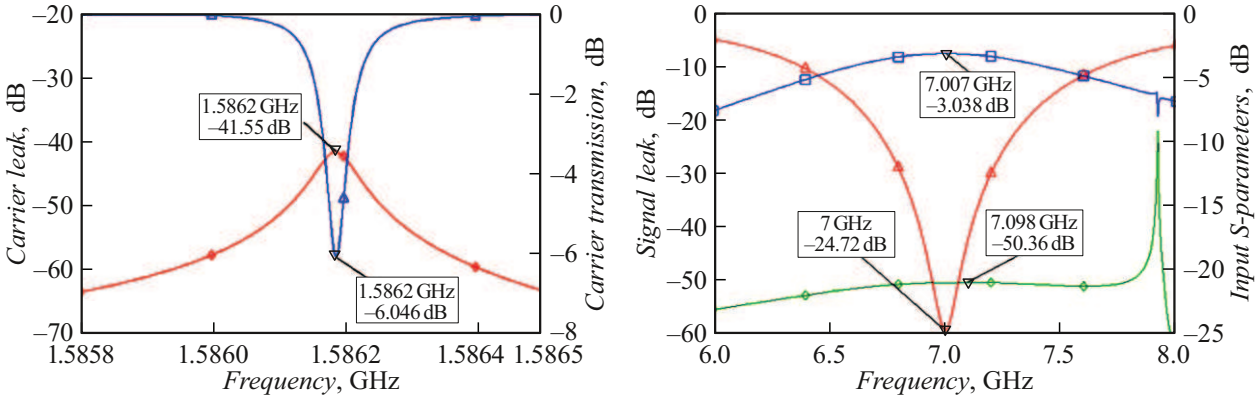

Рис. 6. Расчетные характеристики в двух частотных диапазонах: детекторной секции (слева) и секции согласования/конверсии линии сигнала (справа) для детектора с мостиками из гафния для температур 300–400 mK.

что импеданс подключения резонатора детектора последовательно соединенный к RFTES-мостикам равен бесконечности (эквивалентен разрыву тока). Результат независимого моделирования и оптимизации топологии конвертера моды (BALUN) представлен на рис. 4.

Проверка полной системы — расчет объединенных узлов детектора и конвертера сигнала без изъятия „холостых полей“, которые представлены на рис. 3, потребовала заметного компьютерного времени, что существенно замедлило скорость дальнейшей оптимизации полной структуры. После сшивки баланс структуры и полоса согласования сигнала, как и следовало ожидать, несколько ухудшились. На рис. 5 и 6 показаны расчетные характеристики полных интегральных схем в частотных диапазонах детекторной секции и секции согласования/конверсии линии сигнала для двух вариантов оконечного детектора. Из данных, приведенных на рис. 5 слева, видно, что подавление несущей 5.5 GHz в канале сигнала составляет более 25 dB. При уровне мощности несущей типично 10^{-11} W утечка в канал сигнала составит не более 10^{-13} W, и, если частота несущей подавлена в канале детектора дополнительными фильтрами хотя бы на 10 dB, уровень такой помехи будет лежать ниже порога чувствительности в полосе детектора при целевой NEP $\sim 10^{-14}$ W/$\sqrt{\text{Hz}}$. Из данных, приведенных на рис. 5 справа, видно, что помехи из канала детектора в полосе сигнала могут быть подавлены лучше, чем на 50 dB, что заведомо лучше чувствительности известных детекторов при температуре 5 K.

Из данных, приведенных на рис. 6 слева, видно, что при подавлении несущей с типичной мощностью 10^{-13} W на частоте 1.5 GHz для детектора с мостиком из гафния при температуре 300–400 mK в канал сигнала может просочиться мощность $\sim 10^{-17}$ W, что лежит у порога целевой чувствительности детектора. Стоит отметить, что получение точного баланса в вычислениях может оказаться невозможным из-за указанных выше технических причин, и практическое значение развязки должно быть определено путем экспериментальных исследований.

В копланарном резонаторе детектора с частотой накачки 1.586 GHz при расчете обнаруживается влияние резонанса пятого порядка щелевой моды. Свидетельством этому на рис. 6 справа является узкий пик резонанса в верхней части диапазона на частоте около 7.9 GHz. Фундаментальная причина этого эффекта по-

Сравнение расчетных характеристик детектора проходящей мощности [11] и оконечного детектора (настоящая работа) на основе поглотителя из пленки гафния при $T = 300-400$ mK

Параметры сравнения →	Диапазон рабочих частот (максимально), GHz	Порог обнаружения сигнала, W/$\sqrt{\text{Hz}}$	Эффективность развязки (минимально), dB
Детектор проходящей мощности [11]	1–10 (40)	$\sim 10^{-14}$	−40 (−30)
Оконечный детектор	6–8	$\sim 10^{-17}$	−50

нятна: участок магнитной связи не может симметрично возбуждать резонатор, так как общий ток резонатора и линии возбуждения протекает лишь с одной стороны закороченного в области связи копланарного волновода [7,8]. Такая асимметрия тока/поля генерирует не только ток в центральной линии копланарного волновода — симметричную (основную) моду копланарного волновода — но и асимметричную (поперечную) щелевую моду. Вблизи частоты ~ 7.9 GHz вдоль линии копланарного волновода от закороченного конца до поглотителя укладывается примерно пять четвертей волны щелевой моды, поэтому сигнал на детекторе легко возбуждает такую моду. На практике это может означать ухудшение (неравномерность) передачи сигнала с порта *3* (рис. 1 справа) на поглотитель детектора. Поскольку в цепи детектора не присутствует спектральная компонента ~ 7.9 GHz, кроме, возможно, внешних индустриальных помех, в детекторе не может возникнуть иного негативного воздействия на источник сигнала, кроме чрезвычайно узкой полосы отражения или поглощения в резонаторе. Тем не менее для подавления щелевой моды желательно использовать шунтирующий мостик (или набор мостиков), установленный в копланарный резонатор детектора на расстоянии чуть меньшем четверти волны центральной частоты сигнала, как показано на обеих ЭМ-моделях с рис. 2. Такой мостик не взаимодействует с модой копланарного резонатора (с накачкой детектора), но препятствует связи сигнала с ближайшей (пятой) модой щелевого возбуждения резонатора. Избавиться полностью от такого взаимодействия можно, по-видимому, только точным подбором и разнесением частотных диапазонов сигнала и накачки детектора, что планируется на более поздних стадиях нашего исследования. В таблице приведены для сравнения расчетные характеристики разработанного детектора и детектора проходящей мощности, описанного в работе [11].

Для детекторов, предназначенных для работы при гелиевых температурах с частотой накачки около 5.5 GHz, которые рассматриваются в том числе как демонстраторы первого этапа экспериментального исследования, проблем в диапазоне сигналов 6–8 GHz не обнаружено (рис. 5). Это объясняется тем, что более короткий копланарный резонатор такого детектора не имеет резонансов щелевой моды в диапазоне частот сигнала.

3. Экспериментальные образцы

Наш опыт свидетельствует о том, что создание и экспериментальное исследование сложных интегральных схем целесообразно начинать с анализа отдельных элементарных блоков и направлять усилия к созданию прототипа (демонстратора), на котором можно апробировать самые важные электродинамические параметры, такие как настройка резонаторов, согласующих цепей и прочее, в том числе влияние отклонений геометрии (утрату полной симметрии) на утечку и взаимные помехи сигнала и накачки. Экспериментальная структура для демонстратора была изготовлена на подложке из высокоомного монокристаллического кремния размером $4 \times 4 \times 0.5$ mm полностью из пленок Nb для исследований в температурном интервале 4–5 K. Напыление производилось магнетроном при остаточном вакууме до $5 \cdot 10^{-8}$ mbar и давлении аргона $5 \cdot 10^{-3}$ mbar. Для резонатора и волноведущих цепей использована сравнительно толстая пленка Nb толщиной 200 nm ($T_c \sim 8.5$ K), а для мостика — пленка толщиной около 30 nm ($T_c \sim 6.6$ K, рис. 7). Предыдущие исследования показывают, что такого соотношения T_c пленок резонатора и поглотителя может быть достаточно для функционирования резонатора с добротностью ~ 3000 [6] и демонстрации технологии, с последующим переходом на пленки Hf при температурах 300–400 mK. Температурное размытие сверхпроводящего перехода составляет примерно 120 mK при значении середины перехода 6.64 K. Значение нормированной крутизны, определенное как $(dR/dT)/(R_n/T_c) \approx 55$. Расчеты также ясно показывают, что для реализации высокодобротных копланарных резонаторов GHz-диапазона ($Q \sim 10^4$) тангенс диэлектрических потерь материала подложки должен быть мал, менее 10^{-5}.

Фотография экспериментальной структуры для рабочей температуры 4–5 K приведена на рис. 8. Согласно результатам работы [6], чувствительность такой структуры-демонстратора можно ожидать на уровне NEP $\sim 10^{-14}$ W/$\sqrt{\text{Hz}}$ при размере мостика $2 \times 2 \times 0.02\,\mu$m. При размере мостика $0.2 \times 0.2\,\mu$m теория предсказывает снижение NEP $\sim 10^{-15}$ W/$\sqrt{\text{Hz}}$ и, возможно, ниже, что зависит от теплового сопротивления между электронной подсистемой поглотителя и подложкой, определяемого двумя последовательными процессами теплообмена — канала электронного газа

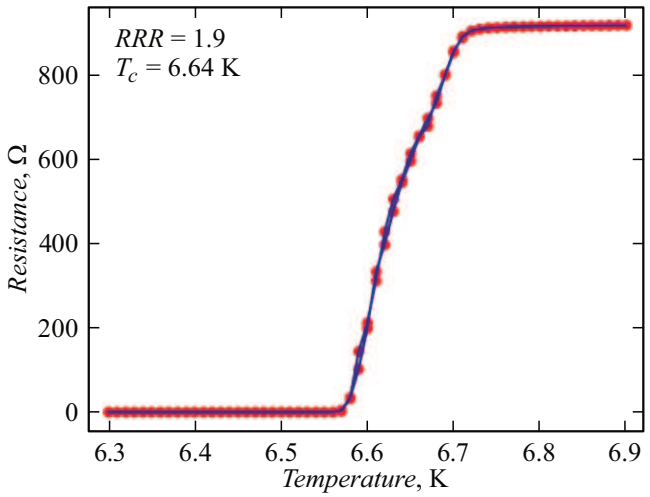

Рис. 7. Температурная зависимость сопротивления мостика $R(T)$ из пленки Nb толщиной 30 nm, измеренная в узком интервале температур 0.6 K по четырехзондовому методу (см. рис. 8).

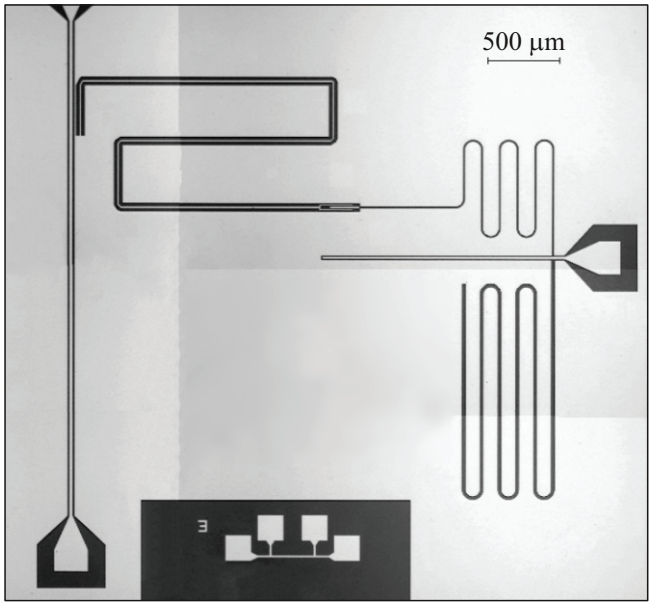

Рис. 8. Фотография экспериментальной структуры оконечного детектора СВЧ, изготовленной на монокристаллической кремниевой подложке размером 4 × 4 mm, с частотой считывания 5.5 GHz на рабочую температуру 4–5 K. Тестовая четырехконтактная структура для определения критической температуры мостика расположена в нижней части чипа (см. рис. 7).

(теплообмен электроны — фононы) [15] и сопротивления Капицы (теплообмен фононы — подложка) [16], которые имеют существенно разную зависимость от температуры и геометрии пленки.

В ходе дальнейших исследований предложенных структур будут рассмотрены прогнозируемые заранее паразитные эффекты, например, просачивание сигнала накачки (порты *1* и *2*) в канал сигнала (порт *3*) по треку вдоль края подложки, т. е. в виде электрического поля между сверхпроводящим экраном на чипе и металлом на печатной плате-адаптере коаксиальных подключений с подводящими копланарными линиями. Для этого будет проведено отдельное электромагнитное исследование и сконструирован чип-плацебо с заведомо высокой изоляцией портов *1–3*. Испытания демонстратора планируются в криостате замкнутого цикла Джиффорда–Макмагона, описанного в работе [17].

Заключение

Работа является теоретическим и экспериментальным развитием технологии RFTES [1,6–8] на основе идей балансного детектирования, изложенных в работах [9–11] и основанных на ряде уникальных свойств технологии RFTES, в том числе на высокой чувствительности используемых пленок-поглотителей к сигналам коммуникационных частот.

Детальная проработка в масштабе полного чипа без изъятия каких-либо деталей, проведенная с применением пакета электромагнитного моделирования индустриального уровня Cadence AWRDE, показала, что, действительно, в рамках существующей технологии RFTES, может быть создан высокоэффективный и широкополосный детектор телекоммуникационных частот (полоса $\sim 30\,\%$ по уровню -3 dB). Проведено детальное электромагнитное моделирование и разработаны экспериментальные образцы- демонстраторы, для которых могут быть достигнуты расчетные параметры широкополосности и подавления влияния помех детектора на источник сигнала. Это позволяет положительно оценить перспективы новой концепции сверхчувствительной регистрации сигналов в области частот сигнала 6–8 GHz как при температурах жидкого гелия, так и при сверхнизких температурах с целевой чувствительностью NEP $\sim 10^{-17}$ W/$\sqrt{\text{Hz}}$ и 10^{-14} W/$\sqrt{\text{Hz}}$ при температурах 300–400 mK и 4–5 K соответственно. Чувствительность разработанных структур с балансными детекторами могут в перспективе быть улучшены на один-два порядка с переходом к субмикронным размерам мостиков, и такие сенсоры смогут выполнять роль универсальных датчиков в аналитической аппаратуре, включая регистрацию состояния массива сверхпроводящих кубитов с дисперсионным откликом. Объективным препятствием массового применения таких устройств, как и многих других приборов сверхпроводниковой электроники, является отсутствие широкого доступа к криорефрижераторам замкнутого цикла в диапазоне температур 0.05–4 K.

Финансирование работы

Работа выполнена 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). [S.V. Shitov. Tech. Phys. Lett., **37**, 932 (2011). DOI: 10.1134/S1063785011100117]

[2] D.C. Mattis, J. Bardeen. Phys. Rev., **111**, 412 (1958). DOI: 10.1103/PhysRev.111.412

[3] J. Clarke, P.L. Richards, N.H. Yeh. Appl. Phys. Lett., **30**, 66 (1977). DOI: 10.1063/1.89278

[4] B.S. Karasik, D. Olaya, J. Wei, S. Pereverzev, M.E. Gershenson, J.H. Kawamura. IEEE Trans. Appl. Supercond., **17**, 293 (2007). DOI: 10.1109/TASC.2007.897167

[5] P.K. Day, H.G. LeDuc, B.A. Mazin, A. Vayonakis, J. Zmuidzinas. Nature, **425**, 817 (2003). DOI: 10.1038/nature02037

[6] 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), 2101704 (2014) DOI: 10.1109/TASC.2014.2385090

[7] А.В. Меренков, Т.М. Ким, В.И. Чичков, С.В. Калинкин, С.В. Шитов. ФТТ, **64** (10), 1404 (2022). DOI: 10.21883/FTT.2022.10.53081.50HH [A.V. Merenkov, T.M. Kim, V.I. Chichkov, S.V. Kalinkin, S.V. Shitov. Phys. Solid State, **64** (10), 1387 (2022). DOI: 10.21883/PSS.2022.10.54223.50HH]

[8] С.В. Шитов, Т.М. Ким, Л.С. Соломатов, Н.Ю. Руденко, А.В. Меренков, Ан.Б. Ермаков, В.И. Чичков. ЖТФ, **94** (7), 1060 (2024). DOI: 10.61011/JTF.2024.07.58341.168-24 [S.V. Shitov, T.M. Kim, L.S. Solomatov, N.Yu. Rudenko, A.V. Merenkov, An.B. Ermakov, V.I. Chichkov. Tech. Phys., **69** (7), 987 (2024). DOI: 10.61011/TP.2024.07.58802.168-24]

[9] С.В. Шитов, Н.Ю. Руденко, Э.Р. Хан. *Сверхпроводящий СВЧ детектор проходящей мощности* (Патент РФ на изобретение № 2845481 от 20.08.2025)

[10] С.В. Шитов. *Сверхпроводящий резонансный детектор* (Патент РФ на изобретение № 2852936 от 16.12.2025)

[11] Э.Р. Хан, Н.Ю. Руденко, В.И. Чичков, С.В. Шитов. ЖТФ, **95** (9), 1698 (2025). DOI: 10.61011/JTF.2025.09.61230.101-25 [E.R. Khan, N.Yu. Rudenko, V.I. Chichkov, S.V. Shitov. Tech. Phys., **70** (9), 1600 (2025). DOI: 10.61011/TP.2025.09.61842.101-25]

[12] *Интеллектуальная система проектирования AWR Design Environment от компании Cadence*. https://microwave-e.ru/design/awr-design-environment-v15/

[13] V. Trifunovic, B. Jokanovic. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **42** (8), 1454 (1994) DOI: 10.1109/22.297806

[14] Н.Ю. Руденко, В.И. Чичков, С.В. Шитов. ЖТФ, **95** (9), 1716 (2025). DOI: 10.61011/JTF.2025.09.61232.121-25

[15] A.V. Sergeev, M.Y. Reizer. Intern. J. Modern Phys. B, **10**, 635 (1996). DOI: 10.1142/S021797929600026X

[16] A. Giri, P.E. Hopkins. Adv. Functional Mater., **30** (8), 1903857 (2019). DOI: 10.1002/adfm.201903857

[17] 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), 257 (2024). DOI: 10.3390/photonics11030257