05

К разработке RFTES-детектора для считывания добротности сверхпроводящего резонатора

© Н.Ю. Руденко,[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: ny.rud@yandex.ru

Поступило в Редакцию 13 мая 2026 г.
В окончательной редакции 13 мая 2026 г.
Принято к публикации 13 мая 2026 г.

Представлено исследование нового принципа интеграции квантовых цепей с высокоэффективным RFTES (Radio Frequency Transition Edge Sensor) детектором на общем чипе, основанное на измерении тока в высокодобротном резонаторе. Предложена схема-демонстратор, в которой эмулятором кубита выступает терагерцовый RFTES-детектор, отклик которого, также как и для кубита, состоит в изменении тока высокодобротного резонатора. Считывание тока резонатора на частоте 7 GHz производится вторым RFTES-детектором с балансной схемой включения мостиков-поглотителей в токовую цепь и с частотой опроса 5.5 GHz. Проведено численное моделирование схемы, разработаны экспериментальные топологии такой микросхемы и изготовлены первые образцы нового устройства.

Ключевые слова: сверхпроводящий детектор, RFTES, сверхпроводящий резонатор, детектор проходящей мощности, тонкопленочный мостик, сверхпроводниковый кубит, электронный газ.

DOI: 10.61011/JTF.2026.09.63493.170-26

Введение

Высокодобротные резонаторы ($Q \approx 10^3-10^5$) используются в квантовых цепях в качестве устройства-медиатора, позволяющего регистрировать состояние квантовых битов. Дисперсионный отклик кубита состоит в изменении частоты f_0 связанного с ним резонатора ($f_0 \approx 5-8$ GHz), что не приводит к разрушению квантового состояния [1,2]. Серьезную проблему измерения дисперсионного сдвига представляет необходимость использования очень слабых сигналов порядка нескольких фотонов и обработка их в непосредственной близости от кубита, чтобы избежать существенных потерь. Применение охлаждаемых полупроводниковых сверхмалошумящих усилителей в непосредственной близости от кубитов ограничено их тепловыделением. Развитие технологий параметрического усиления (ПУ) на основе массива джозефсоновских контактов с малым тепловыделением меньше $1\,\mu$W и собственными шумами на уровне нескольких фотонов может решить проблему, но встречает на своем пути определенные трудности, в том числе насыщение при работе с большим массивом кубитов и необходимость устранения обратного воздействия мощного сигнала накачки ПУ, что решается с помощью достаточно громоздких СВЧ диплексеров [3,4]. Использование тепловых детекторов (болометров) для считывания состояния сверхпроводниковых кубитов на сегодня рассматривается как один из методов, который позволит отказаться от применения широкополосного параметрического усилителя на ступени растворения, на основе принципа „каждому кубиту — свой детектор“ [5,6]. Этот принцип является логичным шагом, так как технология селекции детекторов полностью аналогична частотной селекции массива кубитов. Этот подход был продемонстрирован экспериментально, однако применялась гибридная схема с использованием раздельных чипов для сверхпроводникового кубита и детектора, разделенных достаточно громоздкими дискретными элементами СВЧ цепи.

Уникальная технология прямого детектирования RFTES позволяет регистрировать токовые сигналы в широком спектральном диапазоне $\sim 1-1000$ GHz и потенциально — шире. Продемонстрированный ранее [7,8] метод измерения тока в копланарном волноводе с помощью интегрированного на том же чипе сверхпроводящего СВЧ детектора проходящей мощности (СДПМ) на основе технологии RFTES с малыми вносимыми потерями показал возможность измерения тока в цепи копланарного волновода с пренебрежимо малой утечкой мощности накачки в канал источника сигнала. Такой результат был достигнут за счет применения балансной схемы RFTES-детектора. Новизна данного исследования, по сравнению с ранее опубликованными работами, состоит как в применении новой схемы, так и в том, что и исследуется демонстратор технологии балансного

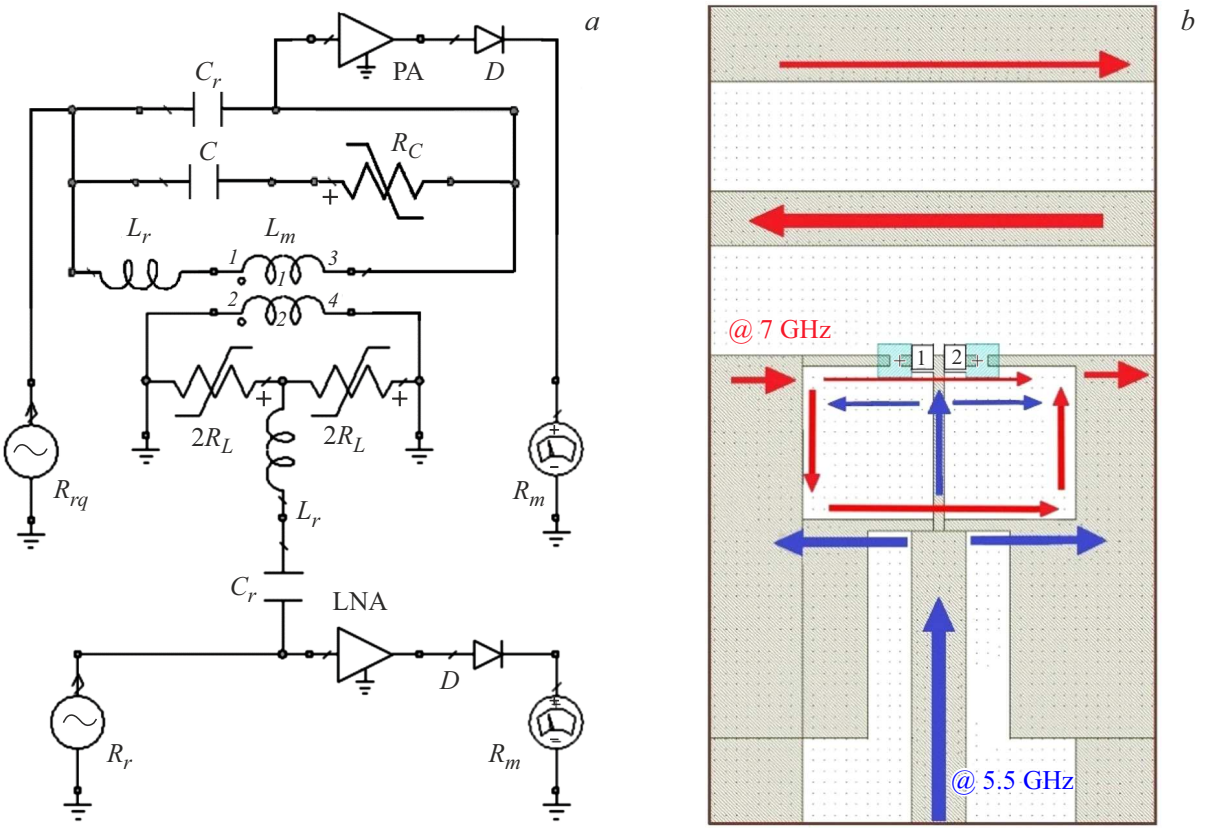

Рис. 1. Концептуальная схема детектора добротности резонатора (*a*), в котором считывание состояния резонатора C-детектора (нелинейная фильтр-пробка), управляемого мостиком с нелинейным импедансом R_C, осуществляется нелинейными мостиками R_L, входящим в состав L-детектора (балансный детектор); ЭМ-структура балансного детектора (*b*) с обозначением растекания токов ортогональных мод копланарного волновода балансного детектора: сигнальный ток 7 GHz, щелевая мода — красная, ток детектора 5.5 GHz — синяя, копланарная мода. Голубые квадраты, выполненные из серебра толщиной 100 nm, служат для разрыва сверхпроводящих контуров квантования магнитного поля.

считывания на основе пленок ниобия, что серьезно упрощает проведение тестовых экспериментов при температурах около 4 K. Предполагается, что заключение о применимости нового принципа не зависит от того, что является источником изменения тока в резонаторе — терагерцовый RFTES-детектор или кубит. Оценка необходимой чувствительности такого болометра для типичных параметров системы кубит–резонатор с добротностью резонатора $Q = 10^3$, резонансной частотой $f_r = 7$ GHz и временем на считывание состояния кубита около $10\,\mu$s (типичная величина на два порядка ниже) требует детектора с NEP (Noise-equivalent power) $\sim 10^{-18}\,\mathrm{W}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$. При условии регистрации сигнала с энергией в 10 фотонов и SNR (Signal-to-Noise Ratio) = 6, такой чувствительности можно достичь за счет снижения $T_c \sim 10$ mK и объема мостика-поглотителя RFTES-детектора, используя EBL с разрешением ~ 100 nm [9]. Балансное считывания с использованием RFTES-мостиков имеет ряд преимуществ по сравнению с другими платформами считывания кубитов:

1) низкое тепловыделение мостика, который смещается мощностью ~ 1 pW [10]. Такая рассеиваемая мощность создаст локальное повышение температуры на расстоянии $10\,\mu$m порядка $1\,\mu$K, поэтому вкладом разогрева мостиков можно пренебречь [11];

2) низкая степень инвазивности за счет подавления на 70 dB утечки сигнала накачки детектора в резонатор THz-детектора (кубита), настроенный на другую частоту;

3) технология RFTES легко масштабируется за счет частотного разделения детекторов, интегрированных на кубитном чипе.

1. Балансный детектор

Схема демонстратора (рис. 1, *a*) содержит два высокодобротных сверхпроводящих четвертьволновых резонатора, которые настроены на отличные друг от друга частоты 7 и 5.5 GHz. Первый резонатор играет роль эмулятора кубита, и амплитуда тока в нем управляется терагерцовым (THz) RFTES-детектором. Принцип управления добротностью резонатора описан в ряде работ, например, [10], и лежит в основе регистрации разогрева RFTES-поглотителя фотонами, поступающи-

ми как от THz-планарной антенны, интегрированной в резонатор, так и от самого резонатора на частотах в области ~ 1 GHz. Используемая схема THz-детектора может быть отнесена к C-типу. Это означает, что ограничение тока резонатора через RFTES-поглотитель происходит за счет его последовательного включения через конденсатор C, имеющий достаточно высокий импеданс на частоте резонатора. В этот же резонатор, в окрестности разомкнутого конца, включен балансный малоинвазивный RFTES-детектор L-типа [7,8], который считывает ток этого резонатора. Детектором L-типа называют RFTES-детектор, в котором ограничение тока резонатора через RFTES-поглотитель происходит за счет его шунтирования индуктором L, имеющим достаточно малый импеданс на частоте резонатора. На рис. 1, *b* изображена топология балансного детектора, где RFTES-поглотители, обозначенные как порт 1 и 2, включены одновременно и в токовую цепь резонатора считывания детектора на частоте 5.5 GHz, и в разрыв экрана копланарного резонатора THz-детектора с частотой 7 GHz. Индуктивные шунты имеют малый СВЧ импеданс Z_L, и тем самым ограничивают диссипативный ток резонатора через мостики-поглотители, имеющие сопротивление $Z_L \ll R_L \sim 1\,\Omega$. Именно потери в мостиках определяют добротность резонатора L-детектора.

Симметрия схемы подключения мостиков-поглотителей к копланарному резонатору детектора приводит к разнонаправленному растеканию тока, что обеспечивает изоляцию накачки детектора и тока в измеряемом резонаторе (в THz-детекторе). Отметим, что ток копланарной моды в резонаторе балансного детектора служит источником разогрева мостиков до рабочей температуры вблизи их критической температуры T_c и может изменяться в широких пределах в зависимости от температуры общей подложки. Изменение уровня THz-сигнала приводит к изменению тока в резонаторе на частоте 7 GHz и изменению разогрева мостиков, что регистрируется по изменению добротности резонатора на частоте 5.5 GHz. Таким образом, используемый детектор-эмулятор является полноценным THz-сенсором, отклик которого может быть считан как традиционным способом — по линии накачки/считывания на частоте резонатора 7 GHz, так и независимо с помощью дополнительного RFTES-детектора-усилителя балансного типа на частоте 5.5 GHz. Отметим здесь, что в работе [9] обсуждается эффективное использование такой схемы, когда связь с линией возбуждения на частоте 7 GHz устанавливается на пренебрежимо малом уровне, т. е. опирается на запас мощности генератора возбуждения. При этом „традиционный“ канал считывания закрыт, и это позволяет повысить сигнал на входе балансного детектора. Резюмируя, отметим, что облучение антенны THz-детектора приводит к вариации тока в резонаторе 7 GHz, что аналогично дисперсионному сдвигу в резонаторе кубита, и этот отклик считывается балансным детектором. Таким образом, рассматриваемая схема на рис. 1 аналогична схеме дифференциального детектора из работы [7].

Под усилением RFTES-детектора подразумевается не традиционное синфазное увеличение амплитуды входного сигнала, а передача в канал несущей мощности, пропорциональной теплу, выделенному входным сигналом в поглотителе детектора, причем величина приращения джоулева тепла в выходном канале может быть значительно больше поглощенного, как показано в работе [10]. Усиление вариации тепла вследствие изменения тока резонатора кубита или THz-детектора происходит за счет поддержания устойчивой положительной электротермической обратной связи (PETF) в RFTES-детекторе [10]. Это обеспечивается выбором импеданса включения нелинейного мостика в цепь резонатора. Такой подход опирается на возможность точного определения и поддержания параметров СВЧ цепей, изготавливаемых методами тонкопленочной технологии. Отметим здесь, что точные амплитудно-фазовые соотношения практически невозможно поддерживать в гибридных высокоиндуктивных цепях, применяемых для классических TES (Transition-Edge Sensor) или HEB (Hot-Electron Bolometer) детекторов [12,13]. Недавно было обнаружено, что неустранимая „паразитная“ индуктивность, возникающая при подключении мостиков в RFTES-детекторе L-типа, может благоприятствовать режиму с PETF [14]. Режим работы с усилением и его устойчивость рассмотрены ниже.

При электромагнитном (ЭМ) моделировании сложных структур с копланарными линиями остро стоит вопрос паразитного возбуждения и последующего учета возникающих щелевых мод. На практике эта проблема для физических структур решается с помощью установки шунтирующих мостов, подавляющих щелевую моду. Однако в случае проектирования компактных структур отдельными блоками, не обладающими геометрической симметрией относительно центрального полоска, что есть случай балансного детектора на пути экранного тока, установка возбуждающего порта на центральный полосок может приводить к возбуждению именно паразитной щелевой моды. С целью избежать ошибки в расчете согласования цепей из-за возникновения паразитной моды была разработана схема двухпортового возбуждения копланарного волновода, применение которой иллюстрирует рис. 2, где изображена топология балансного детектора, и рис. 3, где проведено подключение идеальных трансформаторов к ЭМ структуре так, чтобы возбудить копланарную моду даже в короткой несимметричной структуре.

Топология L-детектора на рис. 2 разработана таким образом, чтобы, во-первых, минимизировать фазовый набег на двух последовательно включенных мостиках и, как следствие, утечку тока возбуждения, что происходит из-за конечной ширины щели копланарного волновода [7], включенного в разрыв экрана резонатора C-детектора, являющегося источником сигнала. Во-вторых, такое включение позволяет повысить входной импеданс

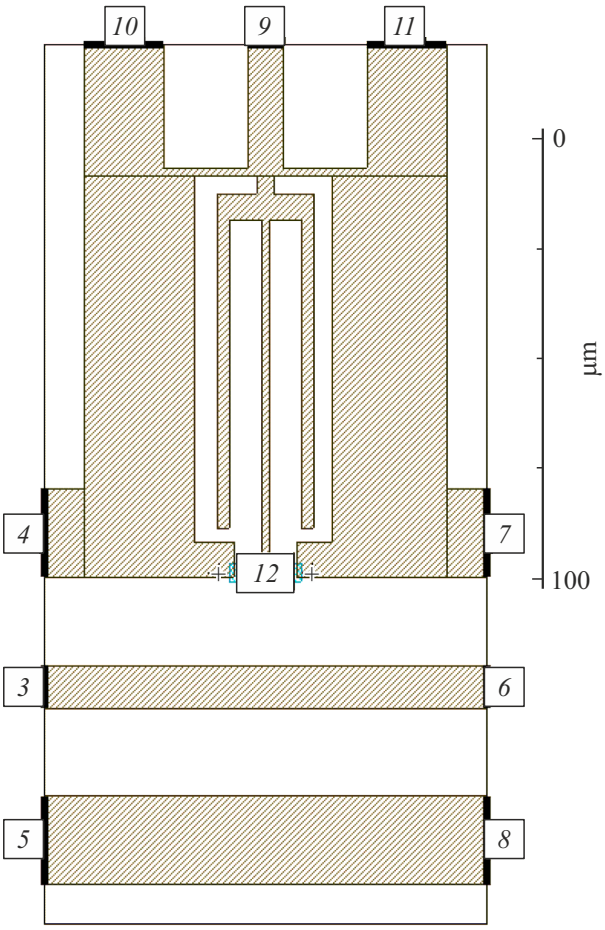

Рис. 2. ЭМ структура L-детектора-усилителя. Шкала указана в микрометрах.

включения мостиков в L-детектор, увеличив индуктивность (П-образный индуктор) последовательно мостикам. Согласно расчетам, увеличение входного импеданса повышает полезный диапазон изменения импеданса мостика в области с высоким откликом [14].

В основе подхода к созданию схемы, изображенной на рис. 3, лежит независимое и синхронное возбуждение токов в каждой половине копланарной линии, эмулирующее падающую волну. Для этого во входной цепи используется конвертер моды (balun), превращающий ток несимметричной линии (копланарного волновода) в ток симметричной линии (обобщенной двухпроводной, щелевой линии). Далее каждый из этих двух равных токов расщепляется еще раз пополам конвертерами моды для инжекции в две пары ЭМ портов, поддерживающих равное возбуждение обеих щелей копланарной структуры. Тот же подход применен к остальным копланарным соединениям блоков на чипе. Следует отметить, что численные эксперименты показали: важность правильного двухпортового возбуждения уменьшается с увеличением длины копланарной структуры, что связано с уменьшением влияния импеданса в области локальной асимметрии (неоднородности) на полный импеданс структуры. Иными словами, двухпортовое возбуждение принципиально важно для коротких структур.

Расчет параметров схемы проводился в среде электромагнитного моделирования Cadence AWRDE [15]. На рис. 4 представлена блок-схема исследуемого устройства, состоящая из трех основных блоков: Coupler Comb, включающего два копланарных каплера с магнитной и емкостной связью длиной 420 и 360 μm для резонаторов на 5.5 и 7 GHz соответственно, LDet, представленного на рис. 3, и CDet, который состоит из встречно-штыревого конденсатора с длиной 40 μm и шириной щели 2 μm, подключенной к мостику через группу частотно-заграждающих фильтров, препятствующих утечке терагерцового сигнала с двухщелевой антенны в резонатор. Основные блоки объединены в общую схему с помощью передающих линий с учетом резистивных потерь. Потери в пленке ниобия (толщиной $t = 200$ nm, лондоновская глубина проникновения $\lambda_L = 100$ nm, критической температурой $T_c = 8.9$ K) при температуре $T = 6$ K (типичная T_c пленки ниобия толщиной 20 nm) и частоте 7 GHz оценены как $\alpha = 4.9 \cdot 10^{-3}$ dB/cm [16,17]. Оценка добротности резонатора $Q = \beta/2\alpha$, где $\beta = \omega/c\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}$, оказывается около 560. Снижение рабочей температуры до 5 K и частоты резонатора до 6 GHz снизит потери до $1.8 \cdot 10^{-3}$ dB/cm и Q составит порядка $1.5 \cdot 10^3$, а при увеличении T_c ниобия до 9.5 K увеличится еще на 10 %. Указанные оценки позволят учесть и оптимизировать резистивные потери в экспериментальном чипе, что, в свою очередь, позволит сделать заключение о работоспособности демонстратора. На рис. 5 представлены результаты расчета модели, где измерялся коэффициент прохождения S_{21} в общей линии возбуждения на частоте 5.5 и 7 GHz, коэффициент передачи мощности на частоте 7 GHz на мостик C-детектора и L-детектора, S_{31} и S_{41} соответственно, и на частоте 5.5 GHz на мостик L-детектора, S_{14}, а также коэффициент передачи мощности S_{43} (утечка) на частоте 5.5 GHz с мостика балансного детектора на мостик THz-детектора. Таким образом, при уровне утечки мощности около -70 dB имеет место практически полная развязка двух мод в балансном детекторе. Традиционное согласование на уровне -6 dB между каплером линии возбуждения и мостиком THz-детектора при считывании сигнала по линии возбуждения не является оптимальным при считывании балансным детектором-усилителем, так как приоритетом является поглощение в усилительном блоке (в балансном детекторе). Иными словами, источником сигнала должен выступать кубит (THz-детектор), и его резонатор, теоретически, не должен иметь сильной связи с линией возбуждения, как это упоминалось выше. Для исследуемого демонстратора выбрано условие согласования $S_{43} > S_{31}$, которое является оптимальным с точки зрения увеличения SNR.

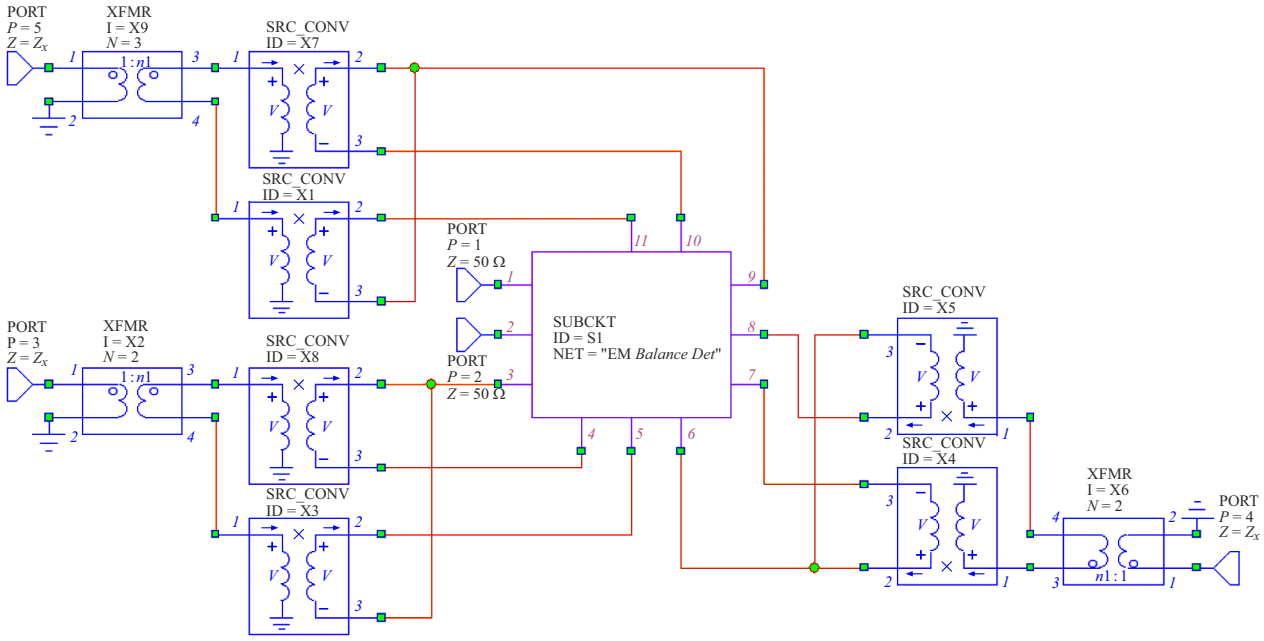

Рис. 3. Эквивалентная схема L-детектора с подключенными конвертором и трансформатором импеданса для возбуждения бегущей волны копланарной моды по двухпортовой схеме в ЭМ структуре на рис. 2. Импеданс порта Z_x в месте подключения к линии передачи равен 70 Ω. Номера ЭМ-портов совпадают с обозначениями на рис. 2.

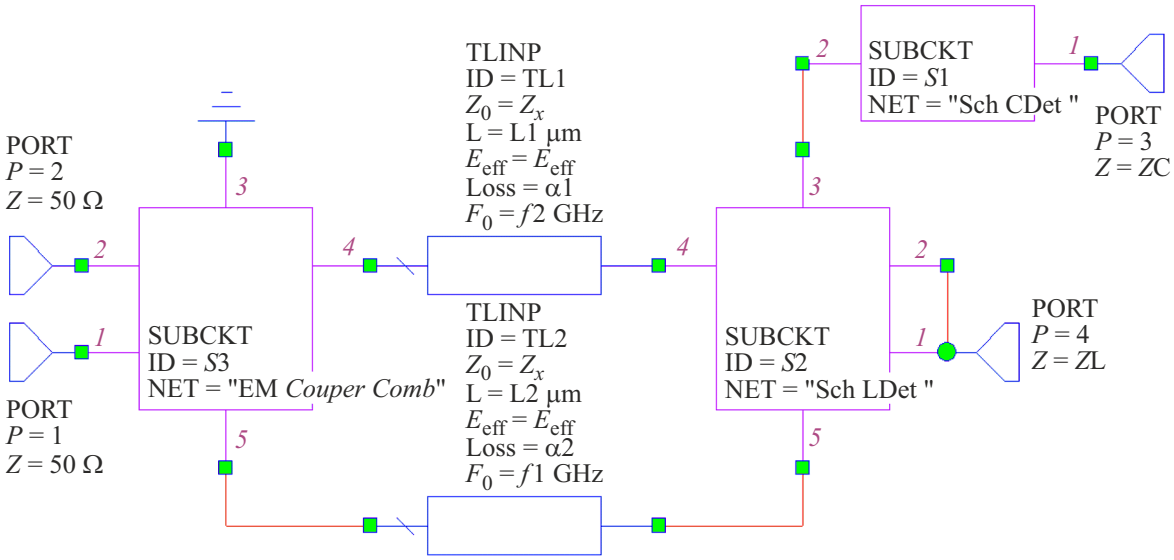

Рис. 4. Блок-схема устройства в среде электромагнитного симулятора Cadence AWRDE. Номера ЭМ-портов совпадают с обозначениями на рис. 3.

2. Устойчивость смещения RFTES-мостика на СВЧ токе

Известно, что для TES-детекторов, которые используют сверхпроводящие пленки-термометры, теплоизолированные от подложки, для сдерживания лавинного переключения их в нормальное состояние применяется шунтирование резистором с сопротивлением заведомо меньшим, чем их сопротивление в рабочей точке вблизи сверхпроводящего перехода, $R_s < R(T)$, т.е. выполняется условие отрицательной электротермической связи (ETF), $dP/dT < 0$. Однако отрицательная ETF не является необходимым условием для сохранения теплового баланса вблизи T_c, если не нарушается следующее неравенство [18]:

$$\frac{dR(T)}{dT}\,\frac{(T-T_{\text{cr}})\big(R_s-R(T)\big)}{R(T)\big(R_s+R(T)\big)} < 1. \qquad (1)$$

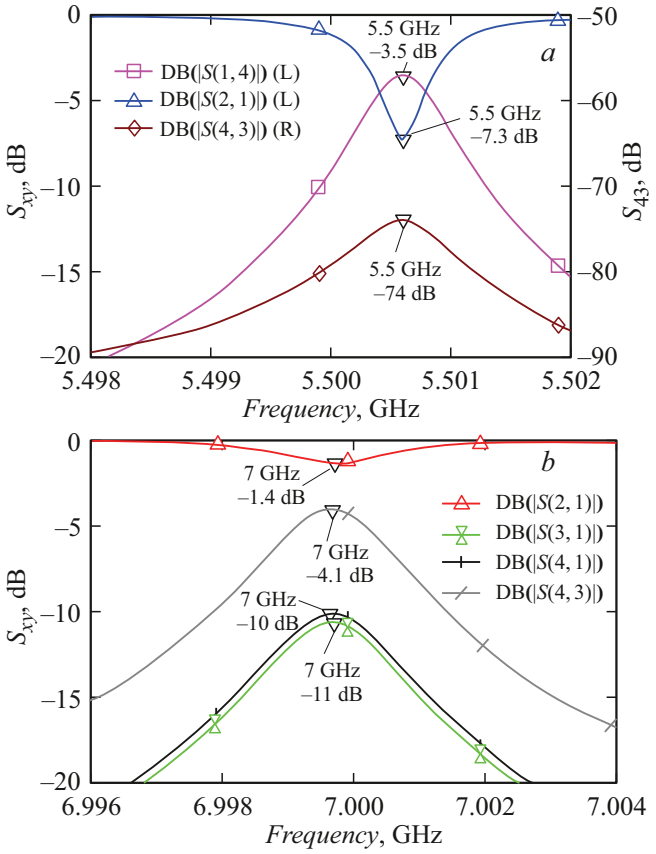

Рис. 5. Расчетные S-параметры устройства: a — прохождение несущей, S_{21}; коэффициент передачи мощности на мостик L-детектора, S_{14}; и утечка мощности с мостика L-детектора на мостик C-детектора, S_{43} (обратное воздействие); b — прохождение несущей для C-детектора с антенной S_{21}; коэффициент передачи мощности на мостик C- и L-детектора, S_{31} и S_{41}, и коэффициент связи мостика C-детектора с обоими мостиками в балансном L-детекторе S_{43}. Импеданс мостика-эмулятора кубита $Z_b = 2\,\Omega$.

Соотношение (1) вводит связь между импедансом внешней цепи (импедансом тока в разрыве резонатора), температурой криостата и электрофизическими параметрами мостика. Анализ неравенства определяет рабочую температуру в зоне параметров, для которых наблюдается устойчивый отклик. Наши предыдущие работы подтверждают, что оценки температурной зависимости СВЧ импеданса сверхпроводящей пленки с разумной для эксперимента точностью могут быть выполнены на основе теории Маттиса–Бардина (рис. 6) [16]. Полученные температурная зависимость импеданса и крутизна были использованы в выражении устойчивости (1) в точке $R(T) \approx 1\,\Omega$ при нормальном сопротивлении мостика $R_n = 30\,\Omega$.

Для оптимизации конструкции резонатора и рабочей температуры детектора-усилителя была построена карта значений функции устойчивости (левая часть неравенства (1)) (рис. 7) от температуры криостата T_{cr} и импеданса в точке подключения мостиков к резонатору, R_s. В случае отрицательной ETF, $R_s < R(T)$, детектор стабилен во всем выбранном диапазоне температур криостата, однако коэффициент преобразования в таком режиме меньше единицы, так как происходит вытеснение тока смещения в выходную цепь, что характерно для классического TES-детектора на постоянном токе.

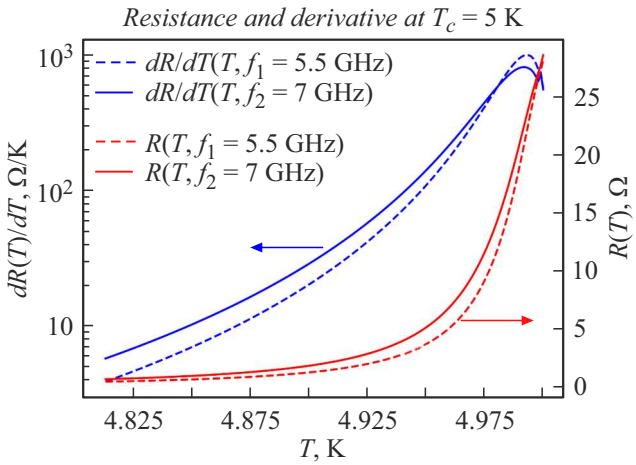

Рис. 6. Результаты расчета СВЧ импеданса и крутизны сверхпроводящего перехода Nb мостика с $T_c = 5\,\mathrm{K}$ при различных частотах СВЧ тока с использованием теории Маттиса–Бардина.

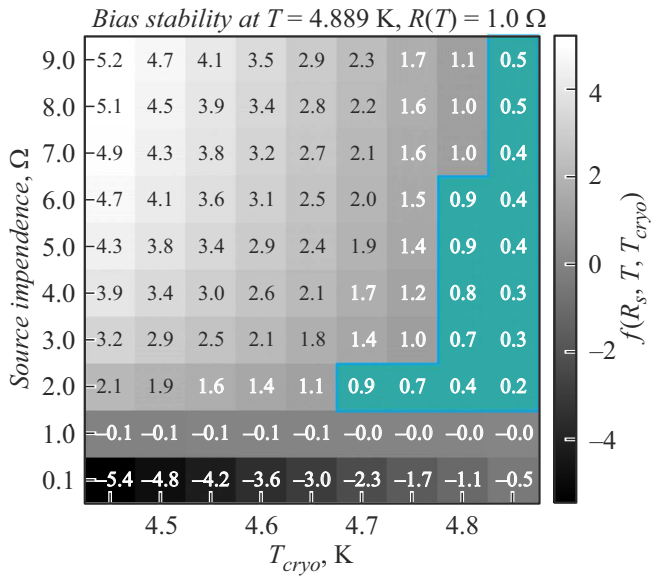

Рис. 7. Устойчивость теплового смещения мостика, рассчитанное из неравенства (1) и отложенное по правой оси, в параметрическом пространстве температуры криостата T_{cr} и выходного импеданса резонатора R_s в точке с заданным сопротивлением $R \approx 1\,\Omega$. Цветом выделены режимы с положительной и одновременно устойчивой ETF. Согласно неравенству (1) значение 1 принято границей устойчивости. Отрицательные значения характеризуют отрицательную ETF, значения между 0 и 1 соответствуют режиму с устойчивой положительной ETF, значения превышающие 1 отвечают неустойчивой положительной ETF.

В случае положительной ETF, $R_s > R(T)$, неравенство выполняется либо при малом температурном смещении относительно ванны, $T-T_{\text{cr}}$, либо при не слишком высоком значении крутизны перехода, $dR(T)/dT$. Коэффициент преобразования входной мощности к вариации мощности на выходе в таком режиме может быть больше единицы. Принцип действия RFTES состоит в линейном преобразовании тепловой мощности, абсорбированной на мостике, P_{in}, в приращение смещения на выходе, dP_{out}, которое в случае смены режима смещения мостика резонатором на задание тока может приводить к эффекту усиления тепла, $Gain > 1$.

Формально усиление тепла можно определить через уравнение теплового баланса для конечных приращений Δ:

$$Gain = \frac{P_{\text{in}}\,\Delta S_{21}\big(R(T)\big)}{G\cdot\Delta T - P_{\text{in}}\,\Delta S_{31}\big(R(T)\big)}. \qquad (2)$$

В этом уравнении берется отношение приращения тепловой мощности на выходе чипа (приращение мощности несущей P_{in} на частоте резонатора) $P_{\text{in}}\,\Delta S_{21}\big(R(T)\big)$ в числителе и приращение мощности разогрева самого мостика $G\cdot\Delta T$ с поправкой на эффект $\text{ETF} = P_{in}\Delta S_{31}\big(R(T)\big)$ в знаменателе. Эффект ETF состоит в том, что изменение сопротивления мостика ΔR может приводить к инкрементальному ухудшению согласования с источником тока (с резонатором), $\Delta S_{31} < 0$, при $R > R_S$ (отрицательная ETF, она уменьшает Gain), или, наоборот, увеличивать разогрев, если $\Delta S_{31} > 0$, что происходит при $R < R_S$ (положительная ETF, она увеличивает Gain). В точке полного согласования, когда $R = R_S$, $\text{ETF} = 0$, что есть граница двух режимов, соотношение для преобразования можно преобразовать к более простому виду:

$$Gain = \frac{P_{\text{in}}\left(\frac{\Delta S_{21}(R(T))}{\Delta R}\right)}{G\cdot\frac{\Delta T}{\Delta R}} = \frac{P_{\text{in}}\left(\frac{dS_{21}}{dR}\right)}{G}\cdot\frac{dR}{dT}. \qquad (3)$$

Последнее выражение легко вычислить, если известна зависимость $R(T)$ и модель цепи, определяющая $S_{21}(R)$. Заметим, что усиление, помимо свойств самого мостика, пропорционально мощности накачки P_{in}, которое зависит от разности температуры криостатирования и оптимальным разогревом электронной подсистемы мостика, что отражено в условии устойчивости (1) выше. Последнее соотношение позволяет видеть преимущество инвазивного считывания RFTES, когда используется мощность, заведомо разогревающая мостик, по сравнению с MKID, которому разогрев мостика, т. е. генерация квазичастиц сигналом считывания, наносит фундаментальный вред [19]. Отметим, что наличие усиления само по себе не снижает собственный NEP-детектора, но позволяет подавить влияние шума последующих каскадов усиления. В дифференциальном виде уравнение для усиления можно записать в следующем виде:

$$Gain = \frac{P_{\text{in}}\frac{dS_{21}(R(T))}{dR}\,dR/dT}{G - P_{\text{in}}\frac{dS_{31}(R(T))}{dR}\,dR/dT}, \qquad (4)$$

где P_{in} — мощность смещения на входе детектора, S_{21} — коэффициент прохождения, G — теплопроводность мостика, S_{31} — коэффициент передачи мощности на мостик.

Для оценки величины усиления рассмотрим случай $\text{PETF} = 0$, который не является каноническим с точки зрения развитой технологии TES. Коэффициенты передачи на частоте резонатора могут быть определены как [20]:

$$S_{21} = \left(\frac{R(T)}{R(T)+R_S}\right)^2, \quad S_{31} = \frac{1}{2}\,\frac{4R_S R(T)}{\big(R_S + R(T)\big)^2}. \qquad (5)$$

Согласно данным работ [21,22], для ниобиевого мостика при температуре около 4 K мощность теплоотвода имеет зависимость $P_{e-ph}(T) = AV(T_e^4 - T_{ph}^4)$, где материальный параметр $A = 9.8\cdot 10^9\,\text{W}/(\text{m}^3\cdot\text{K}^4)$, объем мостика, используемый в работе, $V = 0.04\,\mu\text{m}^3$. Продифференцировав выражение $P_{e-ph}(T)$ по температуре и принимая, что $T_{cr} = T_{ph} = \text{const}$, получим выражение для коэффициента теплопроводности, $G_{e-ph}(T) = 4AVT_e^3$, значение которого при температуре криостата $T_{cr} = 4.75\,\text{K}$ оказывается $1.7\cdot 10^{-7}\,\text{W/K}$. Тогда при разогреве мостика СВЧ мощностью до $R(4.89\,\text{K}) = 1\,\Omega$, включенного в точку, где импеданс источника равен $R_S = 2\,\Omega$, возможно получить усиление в широком диапазоне сопротивлений мостика (рис. 8, a) с максимумов около 15 dB при $0.85\,\Omega$ и 12 dB в точке смещения $1\,\Omega$. Решение уравнения теплового баланса поступающей и рассеиваемой мощности [10] с учетом коэффициента передачи $S_{31}\big(R(T)\big)$ и зависимости $R(T)$ позволяет рассчитать мощность разогрева мостика $P_{in} \approx 60\,\text{nW}$. Как видно из рис. 7, при более высоких значениях R_S условие устойчивости не соблюдается, и усиление становится отрицательным. Отметим здесь, что для каждого выбранного условия ETF уровень мощности смещения и карта устойчивости должны быть разработаны отдельно. Если условие усиления не является необходимым, например, при использовании RFTES-детектора с THz-антенной для приема достаточно мощных сигналов, то, увеличив уровень подогрева, можно увеличить R и, таким образом, перевести любой из двух детекторов в режим с абсолютной устойчивостью с $Gain \approx 1$. Это свойство, позволяющее управлять динамическим диапазоном, является еще одним преимуществом инвазивного принципа управления режимом работы RFTES-детектора.

3. Экспериментальный детектор-демонстратор

Экспериментальные образцы изготавливались в чистой зоне НИТУ МИСИС с использованием стандартных методов фотолитографии. На первом этапе на диэлектрической подложке из высокоомного кремния толщиной $500\,\mu\text{m}$ создавалась фоторезистивная маска,

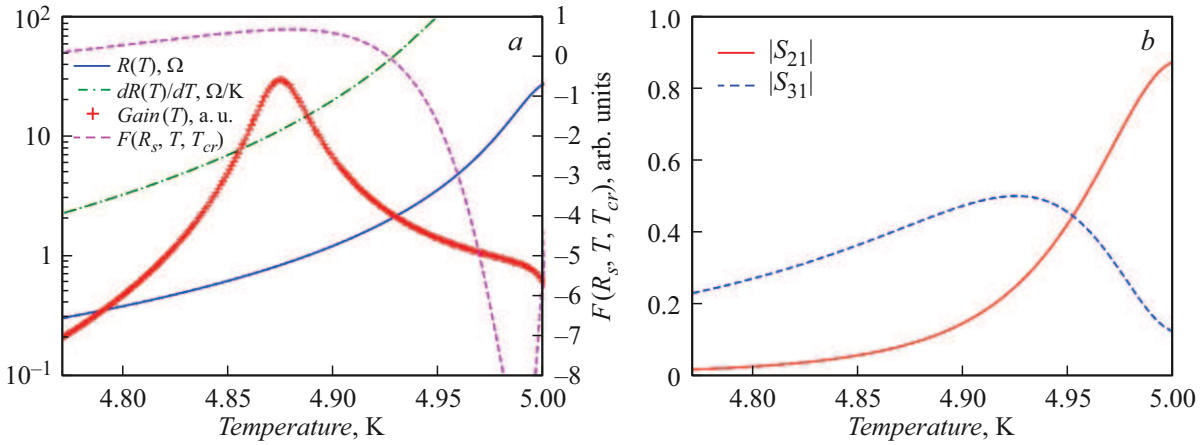

Рис. 8. Расчет усиления тепла по формуле (4) в RFTES-детекторе на частоте 5.5 GHz при $R_s = 2\,\Omega$ и температуре криостата 4.75 K, где по левой оси отложена зависимость $R(T)$ (сплошная), $dR(T)/dT$ (штрих-пунктир), Gain (крест) и по правой оси функция устойчивости из неравенства (1) (пунктир) (*a*) и зависимость значения минимума S_{21} прохождения несущей и передачи мощности подогрева на абсорбер от температуры (*b*), определенные соотношением (5).

на которую методом магнетронного распыления осаждалась тонкая пленка ниобия толщиной 20–30 nm. Затем с помощью взрывной литографии формировались микромостики размером $1 \times 3\,\mu$m. Далее поверх мостиков напылялась толстая пленка ниобия толщиной 250 nm, служащая материалом для копланарных резонаторов. Были измерены критические температуры тонкой пленки ниобия $T_c \sim 6-7$ K и толстой пленки $T_c \sim 8.5-9$ K. Относительно высокая критическая температура тонкой пленки не является оптимальной при работе вблизи T_c, что требует дальнейшей оптимизации напыления тонкой пленки ниобия для снижения критической температуры до $T_c \sim 5$ K.

После создания фоторезистивной маски осуществлялось плазмохимическое травление пленки ниобия в атмосфере смеси газов SF_6/O_2 для формирования базовой структуры: резонаторов, линии передачи и антенны. При этом критичным является момент остановки травления на подложке, чтобы нижележащий слой мостиков не протравился вместе с толстой пленкой ниобия. В качестве стоп-слоя возможно использовать тонкую пленку алюминия, напыленную поверх ниобиевой, которая легко удаляется в проявителе после формирования базовой структуры. На рис. 9 представлено полученное с помощью оптического микроскопа изображение экспериментального чипа.

Для экспериментального исследования подготовлена универсальная исследовательская платформа — криостат замкнутого цикла и периферическое измерительное оборудование, как представлено на рис. 10. Чип монтируется под микроскопом на плоскую поверхность кремниевой гиперполусферической иммерсионной линзы, установленной в теплопроводящий блок из бескислородной меди (OFC) с точностью $\pm 10\,\mu$m относительно центра линзы. Для этого применяется специально разработанное устройство позиционирования

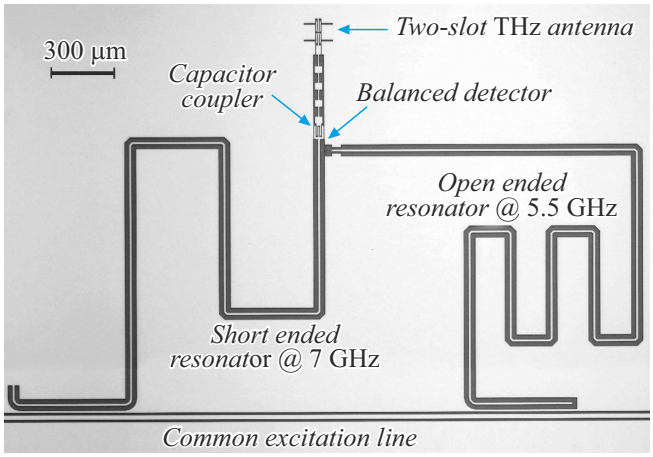

Рис. 9. Микрофотография чипа детектора для считывания состояния высокодобротного резонатора и экспериментальной демонстрации детектирования с усилением. В качестве эмулятора кубита с управляемым резонатором используется терагерцовый детектор с планарной антенной.

на основе трехмерных микрометрических трансляторов, управляемых вручную. Чернотельный излучатель устанавливается на расстоянии ~ 5 mm на оптической оси линзы. Излучатель выполнен в виде сапфирового диска с напылением из резистивного материала с удельным сопротивлением $200\,\Omega/\square$ и разогревается в диапазоне температур 4–12 K постоянным током, протекающим по резистивной пленке-поглотителю, как описано в работах [11,18]. Для смещения THz-детектора в оптимальную рабочую точку применяется синтезированный генератор с частотой около 7 GHz (уточняется по фактической частоте резонанса). Для смещения балансного детектора-усилителя и анализа отклика на THz-сигнал применяется векторный анализатор цепей, и подбирается режим,

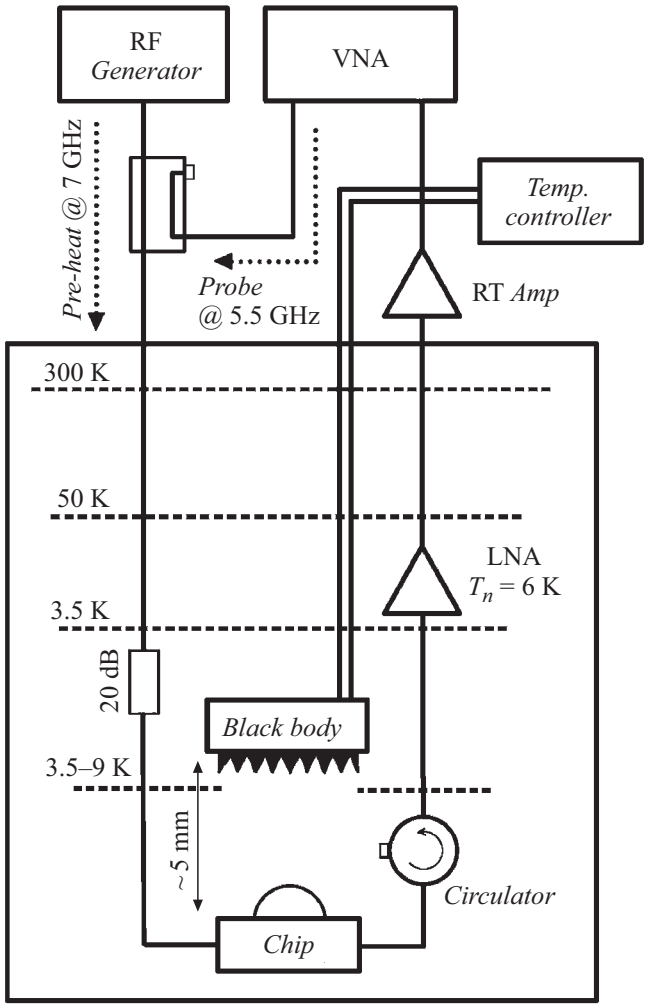

Рис. 10. Схема экспериментальной установки с изображением основных СВЧ компонентов и устройств в гелиевом криостате замкнутого цикла.

соответствующий условию (1). В качестве буферного усилителя на частотах резонаторов 5.5 и 7 GHz используется охлаждаемый малошумящий усилитель СВЧ (LNA) с шумовой температурой около 6 K и усилением 26 dB в полосе 4–8 GHz. Для поддержания устойчивости параметров усилителя в области фазовых скачков коэффициента отражения входной цепи вблизи резонансных частот используется охлаждаемый СВЧ циркулятор.

Чувствительность демонстратора при температуре 6 K и $G_{e-ph} = 3.4 \cdot 10^{-7}$ W/K оценивается как $\mathrm{NEP} = \sqrt{4k_\mathrm{B}T^2G_{e-ph}} \approx 10^{-14}\,\mathrm{W}/\sqrt{Hz}$, что позволяет достигнуть поставленных целей.

Заключение

Проведенные исследования имели своей целью демонстрацию одного из подходов к реализации принципа интеграции квантовых цепей с тепловым детектором состояния кубита. Расчеты, основанные на предыдущих экспериментальных данных, показывают на возможность интеграции RFTES-детектора для считывания тока резонатора, размещенного на общем чипе. Проведенная детальная разработка концепции и электромагнитный расчет балансного детектора позволяют сделать заключение о реализуемости поставленной задачи с пренебрежимо малым обратным воздействием на источник сигнала. Разработан технологический маршрут и изготовлены первые образцы демонстратора с мостиками-поглотителями из ниобиевой пленки толщиной 20–30 nm и $T_c = 6-7$ K. Это позволяет планировать на ближайшее будущее детальные СВЧ-измерения в криостате замкнутого цикла с рабочей температурой ~ 3.5 K с источником (калибратором) чернотельного излучения и определить чувствительность нового устройства. Экспериментальное сравнение откликов в общей линии считывания от THz-детектора и от балансного детектора позволит измерить достижимый в данной конструкции коэффициент усиления и определит дальнейшие планы по совершенствованию концепции считывания отклика высокодобротного резонатора. Благодаря частотной селекции RFTES-детекторов и совместимости их технологии с технологией изготовления сверхпроводящих кубитов, такой подход позволяет теоретически интегрировать виртуально неограниченное число кубитов и каналов усиления по принципу „каждому кубиту — свой детектор“. В перспективе результаты исследования могут быть использованы в качестве альтернативы широкополосному параметрическому усилителю в составе квантового процессора.

Финансирование работы

Исследование поддерживалось в рамках Стратегического проекта „Квантовый интернет“ Программы Стратегического академического лидерства „Приоритет-2030“.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

[1] A. Blais, R.-Sh. Huang, A. Wallraff, S.M. Girvin, R.J. Schoelkopf. Phys. Rev. Appl., **69** (6), 062320 (2004). DOI: 10.1103/PhysRevA.69.062320

[2] T. Walter, P. Kurpiers, S. Gasparinetti, P. Magnard, A. Potočnik, Y. Salathé, M. Pechal, M. Mondal, M. Oppliger, C. Eichler, A. Wallraff. Phys. Rev. Appl., **7** (5), 054020 (2017). DOI: 10.1103/PhysRevApplied.7.054020

[3] T. Yamamoto, K. Inomata, M. Watanabe, K. Matsuba, T. Miyazaki, W.D. Oliver, Y. Nakamura, J.S. Tsai. Appl. Phys. Lett., **93** (4), 042510 (2008). DOI: 10.1063/1.2964182

[4] L. Howe, A. Giachero, M. Vissers, J. Wheeler, J. Austermann, J. Hubmayr, J. Ullom. IEEE Trans. on App. Supercond., **35** (5), 1 (2025). DOI: 10.1109/TASC.2025.3553466

[5] R. Kokkoniemi, J. Govenius, V. Vesterinen, R.E. Lake, A.M. Gunyhó, K.Y. Tan, S. Simbierowicz, L. Grönberg, J. Lehtinen, M. Prunnila, J. Hassel, A. Lamminen, O.P. Saira, M. Möttönen. Commun. Phys., **2**, 124 (2019). DOI: 10.1038/s42005-019-0225-6
[6] A.M. Gunyhó, S. Kundu, J. Ma, W. Liu, S. Niemelä, G. Catto, V. Vadimov, V. Vesterinen, P. Singh, Q.M. Möttönen. Nature Electronics, **7**, 288 (2024).
[7] Э.Р. Хан, Н.Ю. Руденко, В.И. Чичков, С.В. Шитов. ЖТФ, **95** (9), 1698 (2025).
[8] В. Шитов, Н.Ю. Руденко, Э.Р. Хан. *Сверхпроводящий СВЧ детектор проходящей мощности* (Заявка на изобретение. Дата регистрации ФИПС: 07.02.2025)
[9] С.В. Шитов, Н.Ю. Руденко, В.И. Чичков. ЖТФ, **95** (9), 1708 (2025).
[10] А.В. Меренков, Т.М. Ким, В.И. Чичков, С.В. Калинкин, С.В. Шитов. ФТТ, **64** (10), 1404 (2022).
[11] Т.М. Ким, С.В. Шитов. Письма в ЖТФ, **47** (24), 13 (2021).
[12] J. Clarke, P. Richards, N. Yeh. Appl. Phys. Lett., **30**, 664 (1977).
[13] B.S. Karasik, A.V. Sergeev, D.E. Prober. IEEE Transact. Terahertz Sci. Techn., **1**, 97 (2011).
[14] Н.Ю. Руденко, В.И. Чичков, С.В. Шитов. ЖТФ, **95** (9), 1716 (2025).
[15] Электронный ресурс. *Cadence AWR Microwave Office. Electronic source.* Режим доступа: https://www.flowcad.com/en/awr-microwave-office.htm
[16] D.C. Mattis, J. Bardeen. Phys. Rev., **111**, 412 (1958).
[17] C.L. Holloway, E.F. Kuester. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., **43**, 2695 (1995).
[18] А.В. Меренков. *Сверхпроводящий RFTES детектор на основе пленки гафния при температурах* 50–500 *мК.* (Канд. дисс. https://misis.ru/files/24963/thesis_Merenkov_final.pdf)
[19] P. Day, H. leDuc, B. Mazin, A. Vayonakis, J. Zmuidzinas. Nature, **425**, 817 (2003).
[20] D. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition* (J. Wiley, Hoboken, NJ., 2005)
[21] Е.М. Гершензон, М.Е. Гершензон, Г.Н. Гольцман, А.М. Люлькин, А.Д. Семенов, А.В. Сергеев. ЖЭТФ, **97** (3), 901 (1990). [E.M. Gershenzon, M.E. Gershenzon, G.N. Gol'tsman, A.M. Lyul'kin, A.D. Sernenov, A.V. Sergeev. JETP, **97**, 901 (1990).]
[22] P.J. Burke, R.J. Schoelkopf, D.E. Prober, A. Skalare, B.S. Karasik, M.C. Gaidis, W.R. McGrath, B. Bumble, H.G. LeDuc. J. Appl. Phys., **85** (3), 1644 (1999). DOI: 10.1063/1.369299