

Активный сверхпроводящий терагерцовый детектор

© С.В. Шитов^{1,2}

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
125009 Москва, Россия

² Национальный исследовательский технологический университет (НИТУ) „МИСиС“,
119049 Москва, Россия
e-mail: sergey3e@gmail.com

Поступило в Редакцию 12 мая 2023 г.

В окончательной редакции 12 мая 2023 г.

Принято к публикации 12 мая 2023 г.

Концепция активного сверхпроводящего терагерцового детектора для матричных применений основана на объединении в составе интегральной микросхемы двух устройств: RFTES (Radio Frequency Transition Edge Sensor) болометра и СВЧ предусилителя на основе сквида постоянного тока. Рассмотрены общие проблемы сверхнизкотемпературных детекторов, связанные с выбором усилителя, ограничивающие практическую чувствительность и функциональность таких детекторов. Предложен и обоснован способ подключения сквид-усилителя к RFTES болометру с использованием принципа парциальных нагрузок резонатора. Представлена электромагнитная модель практической структуры активного детектора, пригодная для RFTES, MKID (Microwave Kinetic Inductance Detector) и других детекторов, использующих высокочастотные сверхпроводящие резонаторы, что обеспечивает максимальную, теоретически возможную, передачу сигнала от сенсора к усилителю.

Ключевые слова: RFTES, DC SQUID, малощумящий усилитель, параметрический усилитель, планарный резонатор, высокочастотный резонатор, частичная нагрузка резонатора, электромагнитное моделирование.

DOI: 10.21883/JTF.2023.07.55758.116-23

Введение

Терагерцовое излучение по своим свойствам занимает промежуточное положение между радиоволнами и видимым светом. Именно в этой области спектра из космоса приходит информация о наиболее удаленных областях Вселенной. Это связано с тем, что планковский спектр термодинамических шумов [1] резко снижает свою интенсивность на частотах выше 0.5 THz, и относительно слабые сигналы могут оставаться различимыми на фоне окружающих шумов. Уловить такие сигналы призваны охлаждаемые детекторы с применением эффектов сверхпроводимости, чувствительность которых при сверхглубоком охлаждении делает возможным исследование анизотропии поляризации излучения Вселенной [2], термодинамическая температура которой составляет около 2.7 К. Сравнительно короткая длина волны и возможность создания синтезированных апертур размером в десятки километров позволяют вести поиск экзопланет и в перспективе дистанционно исследовать состав их атмосферы [3]. Все это способствует бурному развитию теоретической астрономии, что в свою очередь стимулирует создание сверхчувствительных радиометрических устройств THz-диапазона.

С практической точки зрения интерес представляет дальнейшее развитие технологии изображающих матриц, позволяющих получать карты небесных объектов, ускоряя процесс исследований и кардинально снижая их стоимость. С теоретической точки зрения наилучшего отношения сигнал-шум удастся достичь при сочетании

охлаждения детектора с максимально возможным временем усреднения шумов на его выходе, что зависит от долговременной стабильности всех элементов приемной системы. Это означает, что большая матрица должна иметь либо встроенный мультиплексор, позволяющий поочередно считывать накопленный сигнал с каждого пикселя, либо иметь большое число параллельных каналов вывода сигнала, что может критически увеличить теплоприток к охлаждаемым частям приемного устройства. В случае сверхпроводящих матриц оптимальное решение было найдено на пути частотного разделения пикселей, когда используется один физический канал передачи информации, например, сверхпроводящий коаксиальный кабель, а сигналы от отдельных пикселей поступают на оконечный регистратор на разных индивидуальных частотах, что аналогично всем известному принципу радиоприема разных станций на одну антенну. Исторически первым этот подход был применен с TES (Transition Edge Sensor) [4], в котором разогрев поглотителя регистрировался за счет чрезвычайно высокой температурной нелинейности в сверхпроводящей пленке, выполняющей роль термометра; получил развитие метод FDM (Frequency Division Multiplexing) [5]. Почти одновременно появились MKID (Microwave Kinetic Inductance Detectors) [6], использующие нелинейный комплексный импеданс сверхпроводящего микрорезонатора, что идеально подходит для технологии FDM.

Поскольку современные приемные устройства терагерцового диапазона состоят из фронтального сенсо-

ра, который, как правило, интегрирован с антенной и преобразует входной сигнал на более низкую частоту, качество дальнейшей обработки (считывание) полученной информации критически зависит от качества последующего усилителя. Эффективность преобразования сенсора, как правило, не превышает единицы, и любые потери сигнала между детектором и усилителем могут приводить к существенной деградации чувствительности, увеличивая вклад шумов усилителя. В случае низкоомного TES-термометра получить малый вклад в шумы устройства удалось с помощью сквид-усилителя постоянного (низкочастотного) тока. Созданные по этому принципу матрицы имели гибридную конструкцию FDM-системы с многочисленными достаточно громоздкими фильтрами и несколькими сквид-усилителями [7]. С середины 2000-х годов разработчики матриц стали склоняться к использованию технологии MKID [6]. Массив таких детекторов (~ 1000) может быть размещен на одном чипе так, что все детекторы включены последовательно в общую передающую линию стандарта 50Ω , что хорошо сочетается с полупроводниковыми усилителями при условии, что их шумовая температура T_n составляет единицы градусов Кельвина. Оказалось, что в диапазоне частотной селекции $1-10 \text{ GHz}$ шум усилителя, приведенный к входу MKID-детектора, накладывает ограничение на пороговую чувствительность $\sim 10^{-19} - 10^{-18} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$, что сравнимо с шумами самого MKID-сенсора при температуре $T \approx 100 \text{ mK}$, которые приближаются к шумам TES. Вскоре было показано, что собственные шумы другого резистивного болометрического сенсора на основе сверхпроводящей пленки с электронным газом вблизи ее критической температуры $T_c \approx 100 \text{ mK}$ (HEDD — Hot Electron Direct Detector) могут быть уменьшены до рекордных значений $\text{NEP} < 10^{-20} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$ и даже ниже [8], если использовать низкочастотный сквид-усилитель, что аналогично TES. Можно предположить, что именно необходимость сквид-усилителя сдерживает развитие концепции HEDD в ее первоначальном виде.

Недавно нам удалось провести серию исследований [9–11] и продемонстрировать, что новая технология RF TES (Radio Frequency Transition Edge Sensor), использующая СВЧ подогрев и считывание импеданса электронной подсистемы сверхпроводящей пленки вблизи T_c , обладает простотой и удобством аналогичными MKID, и примерно тем же потенциалом чувствительности, как у HEDD. Эти результаты, по мнению авторов, можно считать серьезным шагом по пути качественного совершенствования сенсора для изображающей матрицы. Однако до сих пор нерешенным остается вопрос оптимального СВЧ усилителя, который мог бы заменить низкочастотный сквид, и NEP которого в пересчете на вход сенсора составлял бы $\sim 10^{-21} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$. Настоящая работа призвана продемонстрировать новый подход к такой оптимизации, который подразумевает интеграцию параметрического СВЧ усилителя на основе сквида

(SPA—SQUID Parametric Amplifier) непосредственно в цепь сенсора.

1. Оптимальный сквид-усилитель

Известно, что шумы SPA на GHz частотах могут быть ограничены квантовыми флуктуациями, что примерно на два порядка ниже, чем для полупроводниковых усилителей [12], а схема управления SPA проще, чем у низкочастотного сквид-усилителя, так как SPA может работать без цепи обратной связи. Известные SPA можно условно разделить на 3 группы: 1) сосредоточенные усилители с одним или несколькими ВЧ-сквидами и внешней накачкой, что близко к классическим PA (Parametric Amplifier); 2) усилители бегущей волны на основе цепочек ВЧ-сквидов с внешней накачкой [13]; 3) сосредоточенные усилители на одном или нескольких сквидах постоянного тока, которые можно характеризовать как PA с самонакачкой, роль которой выполняет джозефсоновская генерация [12]. Проблема эффективной передачи сигнала на сквид кроется в малом активном импедансе сверхпроводящего кольца, поэтому согласование со стандартными цепями 50Ω реализуют либо с помощью резонансной цепи, либо в режиме бегущей волны с использованием массива сквидов, распределенного вдоль планарного волновода. Несмотря на то что резонансный сквид-усилитель проигрывает по ширине полосы ($< 10\%$) и мощности насыщения ($< 1 \text{ pW}$), применение сквид-усилителя 3 го типа привлекает своей простотой и компактностью. Применение концепции активного сверхпроводящего детектора (далее АСД) позволяет предельно просто интегрировать „персональный“ сквид-усилитель в каждый пиксель большой матрицы, обеспечивая при этом максимально возможное отношение сигнал—шум.

2. RF TES-детектор-прототип

Согласно теории Маттиса-Бардина (ТМВ) [14], поверхностный импеданс массивного сверхпроводника для всех частот, отличных от нуля, имеет активную компоненту, которая снижается при понижении температуры вниз от T_c и растет с ростом частоты. Для микромостика, изготовленного из тонкой пленки, этот эффект имеет место по всему сечению мостика. Эффект можно считать слабым, а частоту низкой, если энергия фотона значительно меньше энергии спаривания Δ в сверхпроводнике, $hf \leq 0.01\Delta$, что верно для большинства применений, если $T \ll T_c$. Если же температура пленки в сверхпроводящем состоянии приближается к T_c , то $\Delta \rightarrow 0$, и ТМВ предсказывает плавное изменение ее импеданса при переходе между сверхпроводящим и нормальным состояниями. Иными словами, сверхпроводящий переход, измеренный на высокочастотном токе, теряет свой скачкообразный характер и оказывается

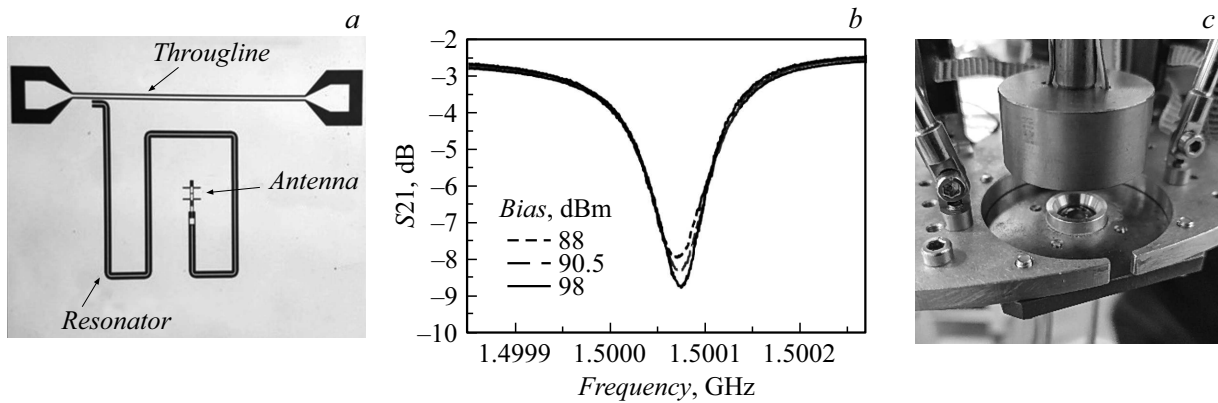


Рис. 1. Сверхпроводящий терагерцовый детектор-прототип, построенный по технологии RFTES и предназначенный для работы с охлаждаемым полупроводниковым усилителем аналогично MKID. *a* — фотография чипа [9]. Четвертьволновой резонатор с мостиком и терагерцовой антенной меняет пропускание S_{21} линии передачи (throughline); *b* — отклик в линии передачи S_{21} на разогрев мостика, подтверждающий активный характер нелинейного импеданса [11]; *c* — RFTES-детектор с линзовой антенной и планковским излучателем, направленным сверху вниз, в криостате растворения; исходя из грубой оценки коэффициента черноты использованного ЧТ, чувствительность детектора составила $\sim 3 \cdot 10^{-17}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$, что лишь в три раза хуже, чем теоретический предел, рассчитанный по методике [8] для параметров конкретного экспериментального образца [11].

растянутом по шкале температур. На умеренных частотах при $hf \leq 0.2\Delta$ размытие „сверхпроводящего скачка“ импеданса увеличивается, но значительная температурная нелинейность сохраняется вблизи критической температуры пленки. Таким образом, пленочный мостик из гафния ($T_c \approx 400$ мК), исследованный в работе [11], можно рассматривать как терморезистор, который для СВЧ тока частотой 1.5 GHz при температурах < 400 мК находится в состоянии с малой, но не нулевой активной компонентой импеданса $\sim 0.1 \Omega$, а при температурах > 400 мК становится нормальным металлом с сопротивлением $\sim 30 \Omega$. Такое изменение активной компоненты импеданса на фоне сравнительно слабого изменения реактивной компоненты (кинетической индуктивности) лежит в основе технологии RFTES. Мостик из пленки сверхпроводящего материала включается в цепь СВЧ резонатора, добротность которого измеряется по коэффициенту пропускания чипа S_{21} . Если происходит разогрев мостика терагерцовым током, то его сопротивление возрастает, и добротности резонатора падает. Такой процесс удобно называть откликом резонатора. Краткий обзор экспериментальных данных для детектора-прототипа, испытанного с полупроводниковым СВЧ усилителем, представлен на рис. 1.

В последнее время получили широкое распространение высокодобротные сверхпроводящие резонаторы, изготовленные на основе четвертьволновых отрезков копланарных линий из ниобия ($T_c \approx 9$ К). Как известно, ток в четвертьволновом резонаторе распределен неравномерно по длине, достигая своего максимума в области закороченного конца резонатора и спада до нуля в области открытого конца резонатора. Детекторы, построенные по технологии MKID и RFTES, на первый взгляд, обладают топологическим сходством. Однако принципиальное отличие состоит в том, что антенна

MKID и сверхпроводящая пленка-сенсор размещаются в закороченной области резонатора, где максимален ток, в то время как антенна и поглотитель RFTES — с противоположной стороны, вблизи открытого конца резонатора. Это связано с принципиально разным значением активной части импеданса R_B для сенсоров MKID и RFTES. Определить импеданс включения для продольной координаты резонатора L можно, как это сделано в работе [15]. При перемещении точки включения из области короткого замыкания в сторону открытого конца резонатора активная часть импеданса включения $\text{Re}(Z_S(L))$ меняется от очень малого значения $\sim 10^{-4} \Omega$, что оптимально для MKID, до больших значений вблизи открытого конца резонатора, где оптимальная нагрузка $\sim 10 \Omega$. Для RFTES точка включения сенсора в резонатор должна удовлетворять одновременно соотношению $Z_S(L) = R_B$ и оптимуму термочувствительности dR_B/dT внутри сверхпроводящего перехода. Терагерцовый сигнал в виде тока, поступающего от антенны, разрушает куперовские пары и увеличивает число квазичастиц, что дополнительно уменьшает добротность резонатора. Так вкратце можно описать основные черты и принцип работы RFTES детектора-прототипа [9–11]. Приведенное выше рассмотрение важно для дальнейшего понимания роли резонатора в предложенном интегральном устройстве.

3. Принцип резонансного согласования

Из приведенного выше рассмотрения токов в распределенном сверхпроводящем резонаторе, который используется для MKID- и RFTES-детекторов, следует, что нелинейная нагрузка, управляющая добротностью

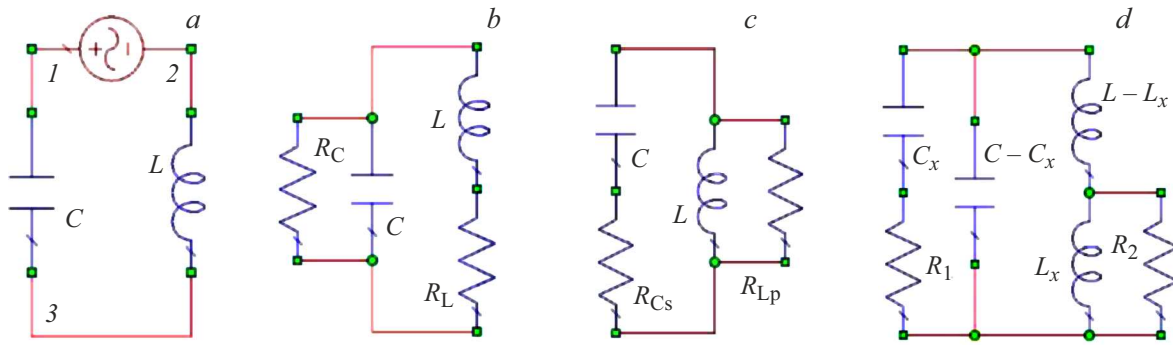


Рис. 2. Эквивалентные преобразования стандартной схемы резонансного LC-контура в схему резонатора, включающего в себя два активных элемента с практически произвольным (несоизмеримым) активным импедансом R_1 и R_2 . *a* — идеальный (сверхпроводящий) резонатор с источником напряжения, подключенным к точкам 1–2. Вблизи резонансной частоты ток стремится к бесконечности (резонанс напряжения). При этом напряжение между парами точек 1–3 и 2–3 стремится к бесконечности (резонанс тока). В схемах *b–d* генератор напряжения, имеющий нулевой импеданс, исключен из цепи для простоты рассмотрения. *b* — неидеальный резонансный контур с потерями. Для экспериментального резонатора [11] получено $Q \sim 10^4$, что может быть представлено теоретически в виде сопротивления утечки конденсатора $R_C \sim 10^5 \Omega$ и сопротивления индуктора $R_L \sim 10^{-4} \Omega$. При этом активное сопротивление мостика экспериментального RFTES составляет $\sim 1 \Omega$, но создает тот же эффект, что объясняется парциальным включением, как описано ниже. *c* — малое сопротивление индуктора R_L преобразовано в большое параллельное сопротивление R_{Lp} , дающее эквивалентные потери, а большое параллельное сопротивление R_C — в малое последовательное сопротивление R_{Cs} . *d* — парциальное включение потерь. Разделив физический конденсатор C на два параллельных (на две порции), а индуктор L — на два последовательных (также на две порции), можно построить схему, где произвольному значению мостика R_1 (RFTES-детектор) можно сопоставить произвольное R_2 (усилитель).

резонатора может быть разделена на две и более частей, разнесенных в пространстве вдоль резонатора. Именно на этом подходе основан принцип построения активного детектора. Ниже продемонстрируем, что одной из таких нагрузок может быть параметрический сквид-усилитель, а другой — мостик-сенсор, причем с точки зрения передачи сигнала эти устройства могут быть практически идеально согласованы друг с другом.

Эквивалентное преобразование высокодобротного резонатора с сохранением добротности Q приведено на рис. 2 для двух источников потерь (для двух нагрузок) в резонаторе. Этот рисунок иллюстрирует, что сверхпроводящий (идеальный) резонатор, построенный по особой схеме, может иметь ту же добротность (полосу частот), как классическая схема из конденсатора с утечкой $R_C \sim 10^5 \Omega$ и индуктора с омическими потерями $R_L \sim 10^{-4} \Omega$. При этом в сверхпроводящий резонатор могут быть включены произвольные активные нагрузки, в том числе с равными значениями, например, $\sim 1 \Omega$. Здесь важно отметить, что высокодобротный резонатор на основе распределенных СВЧ цепей ($Q \sim 10^4$) может быть описан с достаточной точностью вблизи своей резонансной частоты с использованием сосредоточенных элементов цепи — индуктивностей, емкостей и резисторов. Это интуитивно ясно, так как в узкой полосе частот ($\Delta f/f_0 \sim 10^{-4}$) эффективная индуктивность и емкость четвертьволнового резонатора меняется пренебрежимо мало (линейно с частотой), что подтверждается проведенным нами электродинамическим моделированием в среде AWRDE Microwave Office [16]. Таким образом, эквивалентным преобразованиям колебательного конту-

ра (рис. 2) можно с хорошей точностью сопоставить преобразования распределенного четвертьволнового резонатора, где малый (парциальный) конденсатор C_x характеризует малую электрическую емкость отрезка резонатора вблизи открытого конца, а малый (парциальный) индуктор L_x — отрезок резонатора с закороченной стороны.

Из анализа схем рис. 2, *b, c* следует, что условие максимальной передачи мощности между двумя активными элементами в цепи резонатора — это равенство $R_L = R_{Cs}$, что верно лишь на резонансной частоте ω . Найдем условие такого равенства для искомой схемы рис. 2, *d*. Если в индуктивной части этой схемы выполнить условия: $L_x \ll L$ и $R_2 \gg \omega L_x$ (напряжение на R_2 мало, или сопротивление R_2 велико), то эффективное последовательное сопротивление в индуктивной части рис. 2, *b* будет мало: $R_L \approx (\omega L_x)^2 / R_2$, и оно может быть сделано много меньше R_2 . Аналогично для емкостной части резонатора при условии $C_x \ll C$ (емкостная секция мала, ток мал) получим соотношение $R_{Cs} \approx R_1 (C_x/C)^2$, что также означает малые потери, $R_{Cs} \ll R_1$. Запишем равенство вносимых потерь: $R_1 (C_x/C)^2 = (\omega L_x)^2 / R_2$. Это и есть условие полного согласования болометрического мостика R_1 и усилителя R_2 с помощью высокодобротного резонатора. Условие согласования можно представить, используя парциальное деление емкости и индуктивности как $R_1 (C_x/C)^2 = Z_0^2 (L_x/L)^2 / R_2$, где $Z_0 = \sqrt{L/C}$ — характеристический импеданс резонатора. Приведенное рассмотрение позволяет утверждать, что с помощью

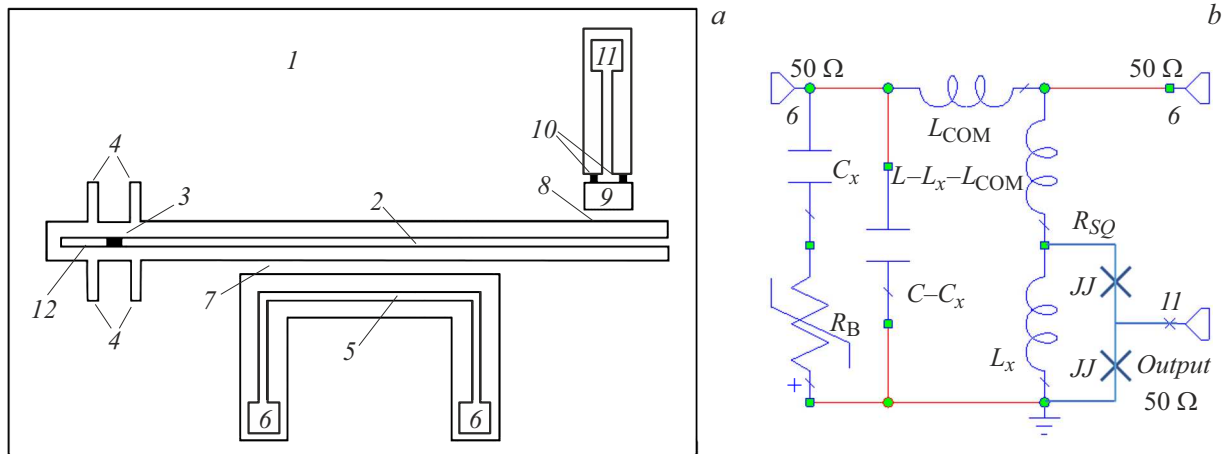


Рис. 3. Упрощенная структура (а) и эквивалентная схема (б) сверхпроводящего активного детектора: 1 — диэлектрическая подложка, покрытая сверхпроводящей пленкой; 2 — сплошными линиями показаны границы пленки; 3 — центральный полосок четвертьволнового копланарного резонатора; 4 — терморезистивный мостик с импедансом R_B ; 5 — копланарная линия возбуждения резонатора; 6 — терминалы линии возбуждения, нагруженные коаксиальными волноводами 50Ω (не показаны); 7 — элемент магнитной связи резонатора L_{COM} ; 8 — элемент магнитной связи скивда (L_x , рис. 3, б); 9, 10 — магнитная петля скивда и два джозефсоновских контакта JJ (показаны крестиками); R_{SQ} — импеданс СВЧ тока в петле скивда; 11 — выходной терминал скивда; 12 — концевая емкость резонатора (C_x , рис. 3, б), отношение C_x/C определяет коэффициент включения импеданса мостика 3 в резонатор.

высокодобротного резонатора, применяя парциальное деление тока (C_x/C) и напряжения (L_x/L), можно включать в резонансный контур и согласовывать между собой очень разные значения импеданса, не жертвуя при этом добротностью. Такой подход успешно апробирован в экспериментах с детектором-прототипом, где использовался емкостной делитель $C_x/C \approx 100$ [10,11].

4. Интеграция усилителя СВЧ на основе ПТ-скивда

Классический ПТ-скивид — это сверхпроводящий магнитный сенсор, содержащий два джозефсоновских контакта, замкнутых в петлю с малой индуктивностью (около 60 pH) и типичным размером $50 \times 50 \mu\text{m}$ [17]. В рабочем режиме на ПТ-скивид подается смещение в виде комбинации постоянного тока и постоянного магнитного поля. Известно, что токовый отклик скивда на магнитное поле периодичен, но практический интерес представляет чувствительность к малым приращениям магнитного поля — в нашем случае, к приращению амплитуды тока резонатора.

Особенностью согласования скивда с внешним магнитным сигналом является малый геометрический размер петли ПТ-скивда, что затрудняет захват магнитного потока. Для статических и медленно меняющихся полей эта проблема решается с помощью сверхпроводящего трансформатора — многovitкового индуктора, который концентрирует поток в области петли скивда. В интегральной схеме такой индуктор изготавливается по планарной технологии в виде плоской спирали с предельно

узкими проводниками и минимальными зазорами между витками. Если такая катушка помещается в верхнем слое микросхемы, то индуктор становится одним из наиболее критических элементов всей микросхемы. В предлагаемой структуре такой проблемы нет: индуктор представлен коротким сегментом резонатора, гальванически связанным с петлей скивда, как будет описано ниже.

Для усиления СВЧ сигналов ток сигнала преобразуется в магнитное поле в петле скивда. Упомянутые выше трансформаторы потока плохо подходят для СВЧ применений, так как длина проводника катушки составляет несколько длин волн, что приводит к неустраиваемым паразитным эффектам. Решение этой проблемы было найдено на пути использования пучности магнитного поля микрополоскового резонатора, помещенного поверх петли скивда [12,17]. При температурах $\sim 50 - 100 \text{ mK}$ собственные шумы такого скивид-усилителя в диапазоне частот $1-10 \text{ GHz}$ близки к фундаментальному ограничению — к квантовым шумам [12]. Использование резонаторов во входных цепях СВЧ скивид-усилителей приводит к сужению полосы, и это считается недостатком — неизбежной платой за согласование. Для случая предложенного активного детектора резонатор также задает узкую полосу частот усилителя, но она совпадает с полосой сенсора, что является оптимальным условием передачи сигнала. Согласно схеме рис. 2, д, в цепи резонатора можно выделить индуктор L_x , который представляет собой часть входной петли скивда, соответствующую условию согласования сопротивления мостика R_1 с активным импедансом скивда R_2 .

На рис. 3 изображена упрощенная структура и эквивалентная схема активного сверхпроводящего тера-

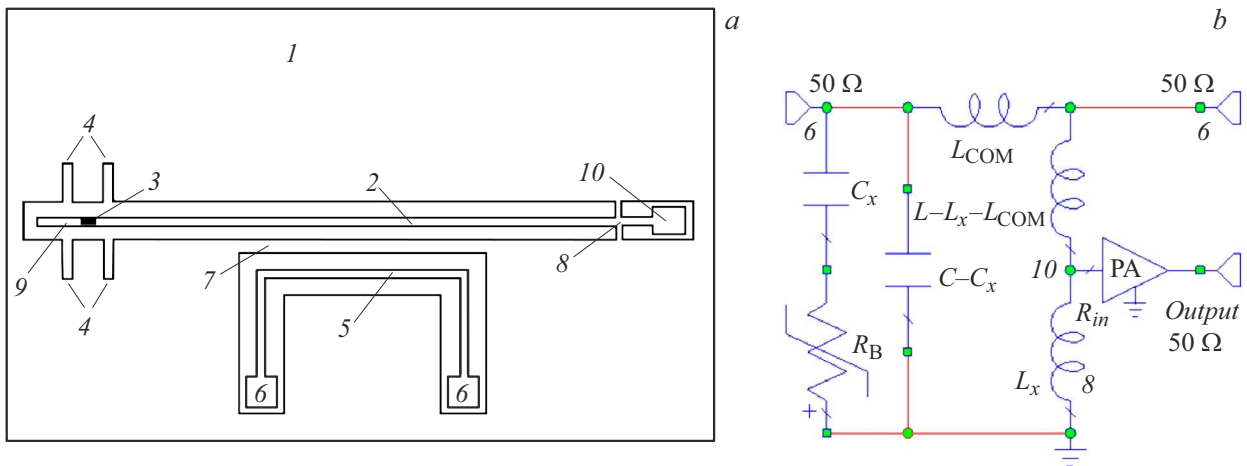


Рис. 4. Упрощенная структура и эквивалентная схема сверхпроводящего активного детектора для случая подключения (интеграции) альтернативного параметрического усилителя (parametric amplifier — PA) к контакту 10 копланарной линии (а). На эквивалентной схеме (b) использованы те же обозначения, что и на рис. 3. Отличия состоят в конфигурации элемента связи 8 и контакта 10, который нагружен входным импедансом параметрического усилителя R_{in} . Концевая емкость C_x отмечена как 9. На эквивалентной схеме цифрами 6 и 10 указаны физические выводы.

герцового детектора. В отличие от экспериментального детектора с рис. 1, а, резонатор изображен на рис. 3, а упрощенно и не в масштабе — не в свернутой, а в линейной конфигурации, что сделано для простоты понимания. Изменением здесь является положение области возбуждения резонатора 7, которая немного смещена от области короткого замыкания резонатора, что необходимо для размещения сквид-усилителя; при общей длине резонатора около 20 mm такое изменение в пределах 1 mm не является принципиальным. Термочувствительный сенсор разогревается терагерцовыми фотонами, что меняет его сопротивление (активную часть импеданса) R_B , и происходит изменение амплитуды тока резонатора через индуктор L_x . При этом меняется амплитуда магнитного поля, приложенного к сквиду с активным импедансом входной петли R_{SQ} ; происходит перекачка энергии сигнала от сенсора в сквид; усиление сквида может составлять $\sim 10 - 20$ dB [12,17].

Двухконтактный ПТ-сквид (элементы 8–11 на рис. 3, а) выступает в роли узкополосного параметрического усилителя с входным импедансом порядка ~ 1 Ω. Отметим, что считывание сигнала с пикселя (рис. 3) может производиться как с выхода ПТ-сквида (11 — это электрод смещения сквида постоянным током), так и традиционно, с линии возбуждения резонатора (контакты 6). Параметры интегрированного сквид-усилителя, построенного по принципам исследования [17], при физической температуре T_{ph} на рабочей частоте резонатора f [GHz] при добротности резонатора Q_{sq} могут быть следующими: усиление G [a.u.] $\approx 40/f$, $T_n \approx 0.2T_{ph}$, $\Delta f \approx f/Q_{sq}$. Наличие в каждом пикселе индивидуально параметрического усилителя с $G \approx 10 - 40$ позволяет объединить сигналы от большого числа пикселей на входе широкополосного полупроводникового усилителя,

не жертвуя чувствительностью. Такие пиксели хорошо защищены от помех, и в случае дефекта отдельных ПТ-сквидов сохраняется возможность традиционного считывания по линии возбуждения резонатора (контакты 6). При этом влияние дефектного сквида на резонатор можно исключить, переведя его в сверхпроводящее состояние.

Важным вопросом является линейность встроенного сквид-усилителя. Исследования [11] показали, что мощность колебаний в резонаторе RFTES изменяется при разогреве мостика не более, чем на 10 dB, следовательно, такие же вариации мощности происходят на входе согласованного усилителя. Для сквида на основе джозефсоновских контактов Al/AIO_x/Al можно получить следующие оценки. Рабочее напряжение смещения сквида должно находиться не ниже $V_{bias} = 30 - 40$ μV, что реализуемо при характерном напряжении смещения сквида $V_c \sim 100 - 120$ μV, и соответствует частоте джозефсоновской генерации (внутренней параметрической накачки) 15–20 GHz, что на частоте 1.5 GHz обеспечивает усиление $\sim 10 - 11$ dB. При этом мощность, переданная сквидом в нагрузку 50 Ω, определяется амплитудой напряжения, которая не может превосходить $P_{max} = (V_{bias}/\sqrt{2})^2/50 \approx 1 \cdot 10^{-11}$ W, что соответствует входному сигналу сквида (разогреву мостика) $\sim 10^{-12}$ W. Полученные оценки удовлетворительно стыкуются с данными эксперимента, где мощностью подогрева мостика RFTES размером $6 \times 2 \times 0.08$ μm [11] (рис. 1, b) составляла $\sim 0.3 \cdot 10^{-12}$ W, а также с параметрами исследованного ранее СВЧ сквид-усилителя на частоте 4 GHz [17]. Отметим здесь, что чувствительность мостика с электронным газом растет при уменьшении его размеров (объема), что требует меньше

мощности разогрева и снимает проблему насыщения сквид-усилителя.

Предложенная концепция в принципе может быть использована с другими типами усилителей и сенсоров, допускающих интегральное или гибридное подключение к индуктору L_x , как показано на рис. 4. В этом случае может быть использовано подключение к резонатору между точкой IO и экраном I (рис. 4, *a*). Точную конфигурацию петли сквида и контактов внешнего подключения следует рассчитать, применяя современные методы электромагнитного анализа, например пакет [16], использованный для создания детектора-прототипа. Следует отметить, что в качестве микрорезонаторов могут быть использованы также замкнутые полуволновые отрезки копланарных линий. В этом случае описанные подходы к интеграции SPA применимы для MKID. При этом область абсорбции терагерцовых фотонов и усилитель должны быть расположены вблизи двух разных концов полуволнового резонатора.

Заключение

Разработанный подход к созданию активного сверхпроводящего детектора позволяет сделать вывод, что одиночный ПТ-сквид может быть использован в качестве индивидуального усилителя для сенсора, интегрированного в высокочастотный сверхпроводящий резонатор по технологии FDM, например, для пикселя матричного RFTES- или MKID-детектора. Количественные оценки подтверждают технологическую возможность создания такого пикселя и целесообразность постановки этой задачи в план дальнейших экспериментальных исследований RFTES-технологии.

Данное исследование обладает методической, научной и практической ценностью. На основе принципа парциальных нагрузок резонатора впервые предложен и теоретически обоснован способ подключения СВЧ усилителя с произвольным входным импедансом к RFTES, MKID или к иному детектору, использующему высокочастотный сверхпроводящий резонатор. Впервые представлена электромагнитная модель практической структуры активного детектора, которая обеспечивает максимальную, теоретически возможную, передачу сигнала от сенсора к усилителю. Обоснован также метод подключения резонатора к параметрическому усилителю произвольного типа, в том числе в стандарте 50Ω . При этом фактически снимается вопрос о широкополосности параметрического или любого другого усилителя, так как полоса согласования будет определяться резонатором, и ширина полосы применяемого усилителя не играет существенной роли. Вопрос объединения активных детекторов в матрицу остается за рамками данного исследования и требует особого рассмотрения, актуальность которого зависит от результатов планируемого эксперимента по реализации активного RFTES-детектора.

Финансирование работы

Данное исследование поддерживалось Стратегическим проектом „Квантовый интернет“ в рамках Программы стратегического академического лидерства „Приоритет-2030“ в НИТУ „МИСиС“ грант № K2-2022-029.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] T.S. Kuhn. *Black-Body Theory and the Quantum Discontinuity, 1894–1912*. 2nd ed. (Chicago: University of Chicago Press, 1987)
- [2] J. Ruhl, P.A.R. Ade, J.E. Carlstrom, et al. Proc. SPIE Int. Soc. Opt. Eng. 5543 (2004). DOI: 10.1117/12.552473
- [3] J. Bae, R. Teague, S.M. Andrews et al. The Astrophys. J. Lett., **934** (2), L20 (2022). DOI: 10.3847/2041-8213/ac7fa3
- [4] A.T. Lee, P.L. Richards, S.W. Nam, B. Cabrera, K.D. Irwin. Appl. Phys. Lett., **69** (12), 1801 (1996). DOI: 10.1063/1.117491
- [5] P.A.J. de Korte, J. Beyer, S. Deiker, G.C. Hilton, K.D. Irwin, M. Macintosh, S.W. Nam, C.D. Reintsema, L.R. Vale. Rev. Sci. Instrum., **74**, 3087 (2003). DOI: 10.1063/1.1593809
- [6] D.K. Day, H.G. LeDuc, B.A. Mazin, A. Vayonakis, J. Zmuidzinas. Nature, **425**, 817 (2003). DOI: 10.1038/nature02037
- [7] T.M. Lanting, H. Cho, J. Clarke, M. Dobbs, A.T. Lee, P.L. Richards, A.D. Smith, H.G. Spieler. IEEE Trans. Appl. Sup., **13** (2), 626 (2003). DOI: 10.1109/TASC.2003.813973
- [8] B.S. Karasik, R. Cantor. Appl. Phys. Lett., **98**, 193503 (2011). DOI: 10.1063/1.3589367
- [9] S.V. Shitov, N.N. Abramov, A.A. Kuzmin, M. Merker, M. Arndt, S. Wuensch, K.S. Il'in, E.V. Erhan, A.V. Ustinov, M. Siegel. IEEE Trans. Appl. Supercond., **25** (3), (2014). DOI: 10.1063/1.4995981
- [10] A.V. Merenkov, V.I. Chichkov, A.E. Ermakov, A.V. Ustinov, S.V. Shitov. Hafnium MEGA Array Detector. Proc. 2019 EUCAS, Glasgow (2019).
- [11] 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
- [12] M. Mueck, R. McDermott. Supercond. Sci. Technol., **23**, 093001 (2010). DOI: 10.1088/0953-2048/23/9/093001
- [13] A.B. Zorin. Phys. Rev. Appl., **6**, 034006 (2016). DOI: 10.1103/PhysRevApplied.6.034006
- [14] C. Mattis, J. Bardeen. Phys. Rev., **111**, 412 (1958). DOI: 10.1103/PhysRev.111.412
- [15] A. Kuzmin, S.V. Shitov, A. Scheuring, J.M. Meckbach, K.S. Il'in, S. Wuensch, A.V. Ustinov, M. Siegel. IEEE Trans. Terahertz Sci. Techn., **3** (1), 25 (2013). DOI: 10.1109/TTHZ.2012.2236148
- [16] Cadence AWR Microwave Office. Электронный ресурс. Режим доступа: <https://www.flowcad.com> > awr-microwave-office
- [17] G.V. Prokopenko, S.V. Shitov, I.L. Lapitskaya, V.P. Koshelets, J. Mygind. IEEE Trans. on Appl. Supercond., **13** (2), 1042 (2003). DOI: 10.1109/TASC.2003.814146