

Экспериментальное исследование сверхпроводящего детектора RFTES с индуктивным включением мостика в резонатор

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

¹Национальный исследовательский технологический университет „МИСИС“,
119049 Москва, Россия

²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
125009 Москва, Россия
e-mail: ny.rud@yandex.ru, sergey3e@gmail.com

Поступило в Редакцию 15 мая 2025 г.

В окончательной редакции 15 мая 2025 г.

Принято к публикации 15 мая 2025 г.

Описана разработка и экспериментальное исследование сверхпроводящего детектора на основе технологии RFTES с индуктивным включением терморезистивного микромостика из гафния в четвертьволновой резонатор. Проведен анализ модели сверхпроводящего дифференциального детектора терагерцового диапазона, состоящего из двух RFTES-детекторов с различным типом включения в четвертьволновой резонатор, обеспечивающего баланс потерь в резонаторе при одновременном облучении обеих антенн. Представлены методика изготовления и сравнение расчетных S -параметров с предварительными результатами СВЧ измерений RFTES-детектора при температуре около 130 мК. Для разогрева RFTES-детектора мощностью сигнала несущей получены: максимальная крутизна амплитудного преобразования $9 \cdot 10^8 \text{ W}^{-1}$ и максимальная крутизна частотного (фазового) преобразования при индуктивном переходе частоты $3.2 \cdot 10^{13} \text{ Hz/W}$.

Ключевые слова: RFTES-болومتر, высокочастотный резонатор, дифференциальное детектирование, тонкопленочный мостик, гафний.

DOI: 10.61011/JTF.2025.09.61232.121-25

Введение

Детекторы на основе технологии RFTES (Radio Frequency Transition Edge Sensor) могут быть использованы для исследования космических излучений в терагерцовом диапазоне электромагнитного спектра [1,2], для применения в квантовых наносистемах [3] и системах безопасности [4]. Принцип действия RFTES-детектора состоит в линейном преобразовании тепловой мощности входного сигнала, P_{in} , абсорбированного в сверхпроводящем тонкопленочном мостике, в вариацию мощности СВЧ несущей на частоте резонатора, ΔP_{out} . Такое преобразование возможно с усилением, определяемым формально как $G = \Delta P_{out}/P_{in}$; при этом квадратичное преобразование мощности происходит на оконечном детекторе, что позволяет управлять RFTES-детектором и канализировать сигнал считывания по цепям в стандарте 50Ω (по коаксиальным кабелям). Значительный коэффициент усиления мощности, наблюдаемый в экспериментах, позволяет снизить требования к шумовым характеристикам буферного охлаждаемого усилителя. Возможность интеграции сверхпроводящего усилителя в резонатор такого детектора служит мотивацией к разработке более сложного устройства — активного сверхпроводящего детектора [5].

Отклик детектора происходит из-за изменения импеданса терморезистивного элемента — тонкопленочного мостика вблизи сверхпроводящего перехода на частоте 1.5 GHz, что вызвано выделением тепла при поглощении

мостиком терагерцовых фотонов и фотонов на частоте несущей. Такое изменение импеданса поглотителя, включенного в резонатор, приводит к модуляции коэффициента пропускания проходной линии возбуждения резонатора. Коэффициент передачи мощности несущей из линии возбуждения на поглотитель детектора определяет предварительный подогрев в рабочем режиме, его значение зависит как от параметров самого мостика, так и от импеданса включения мостика в резонатор. Распределенный резонатор в виде четвертьволнового отрезка волновода можно условно разделить на две части: индуктивная часть, расположенная вблизи замкнутого конца волновода, и емкостная — вблизи разомкнутого конца. Эти части характеризуются большим током в индуктивной части (запасает магнитную энергию) и большим полем в емкостной части (запасает электрическую энергию), что аналогично сосредоточенному колебательному LC-контур. Перемещение точки включения детектора вдоль резонатора позволяет согласовать мостик в широком диапазоне сопротивлений, как это описано в работе [6].

Сигнальный разогрев создается терагерцовыми фотонами, поступающими от планарной антенны. СВЧ ток считывания (ток несущей) на частоте резонатора работает как дополнительный подогрев, который устанавливают тем больше, чем ниже температура подложки относительно температуры сверхпроводящего перехода. Увеличение мощности СВЧ подогрева ведет, согласно модельным расчетам и экспериментальным исследо-

ваниям, к повышению коэффициента преобразования (усиления) [2]. Сверхпроводящий мостик с электронным газом вблизи критической температуры способен регистрировать излучение в очень широкой полосе частот от порядка 1 до 1000 GHz. В работе [7] показано, что в RFTES-детекторе практически отсутствует зависимость чувствительности коэффициента пропускания S_{21} от частоты тока разогрева мостика-абсорбера. Это свойство RFTES-абсорбера позволяет утверждать, что если тепловая мощность, поступающая на мостик от СВЧ считывания/накачки на частоте 1.5 GHz, и мощность облучения мостика терагерцовым сигналом черного тела в полосе 550–750 GHz в сумме остаются постоянными, то даже при изменении соотношения между этими вкладами резонансный провал S_{21} остается неизменным. Это имеет важное методическое значение, так как позволяет определить коэффициенты передачи мощности на мостик от разных источников, в том числе коэффициент черноты термодинамического источника шума (черного тела) с точностью до полосы приема терагерцовой антенны, который поддается достаточно точному электродинамическому расчету.

Одной из главных особенностей считывания RFTES-детектора, по сравнению с MKID (Microwave Kinetic Inductance Detector), является инвазивный характер разогрева электронного газа (квазичастиц) в объеме мостика, необходимый для подогрева абсорбера до оптимальной температуры, T_0 , внутри узкого диапазона температур сверхпроводящего перехода. В силу того, что вблизи температуры сверхпроводящего перехода энергия спаривания стремится к нулю, рекомбинационный шум в RFTES-детекторе невысок, и пропадает необходимость использовать сверхслабые сигналы считывания в попытке снизить рекомбинационный шум, что характерно для MKID-детекторов.

Благодаря такой специфике RFTES-детектора в температурном диапазоне 200–400 mK его шумы могут оказаться существенно ниже, чем собственные шумы MKID, что обсуждается в работе [8]. Данное обстоятельство позволяет рассматривать RFTES-детектор в качестве кандидата для перспективных космических миссий с использованием сорбционного рефрижератора, способного функционировать в условиях невесомости.

Ранее были созданы и испытаны прототипы RFTES-детекторов [2], на которых удалось продемонстрировать чувствительность $\sim 10^{-17} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$, что подтвердило целесообразность дальнейшего развития подхода [9]. Теоретическое рассмотрение схемы связи нелинейного поглотителя-мостика с резонатором [10,11] привело к пониманию, что перемещение точки включения антенны с мостиком в индуктивную часть колебательного контура (в замкнутый конец четвертьволнового резонатора, что аналогично MKID [12]), позволяет изменить знак отклика детектора на противоположный. Объединение на одном чипе двух детекторов с противоположными знаками откликов в один общий резонатор позволяет реализовать принцип дифференциального приема сигнала,

что аналогично работе дифференциального усилителя. Дифференциальный детектор содержит один четвертьволновой резонатор и две антенны с поглотителями. Эти два сенсора условно названы детекторами *C*-типа и *L*-типа. Они отличаются способом подключения мостика к резонатору. Чип, на котором размещены два детектора, интегрируется с иммерсионной линзой на ее плоской поверхности так, что планарные антенны расположены в фокальной плоскости линзы на расстоянии, соответствующем дифракционному разрешению оптической системы, т.е. диаграммы антенн смыкаются без значительного зазора между ними (уровень пересечения около -10 dB). Согласно расчетам [13], для обеспечения малых сферических aberrаций системы расстояние между антеннами должно быть около $200 \mu\text{m}$, и расположены они должны быть симметрично относительно оптической оси линзы. Достоинством дифференциального отклика является подавление флуктуации атмосферы и повышение контраста границы протяженного объекта. Принцип дифференциального детектора был развит и применен для оптимизации цепи согласования в активном -сверхпроводящем детекторе (ACD) [5]. Для этого вместо *L*-детектора в индуктивный контур резонатора включается *DC*-сквид, как описано в [14].

Разрабатываемая схема *L*-включения антенны с мостиком в цепь резонатора, по замыслу авторов, позволит экспериментально проверить концепцию индуктивного включения и позже облегчить задачу включения сквида в резонатор с использованием известных параметров схемы. Цель настоящей работы — экспериментально подтвердить работоспособность нового RFTES-детектора *L*-типа и наметить дальнейший путь исследования дифференциальной структуры.

1. Анализ схем включения болометрического мостика в резонатор

Принцип парциального включения состоит в том, что через нелинейный резистивный элемент пропускается лишь малая часть тока резонатора. Применение этого принципа позволяет для любого наперед заданного импеданса рассчитать оптимальные параметры включения так, чтобы добротность такого резонатора удовлетворяла заданным требованиям. Приведенные на рис. 1, *a*, *b* схемы отвечают двум случаям резонатора с нелинейным резистивным поглотителем (термистором), для которого активная компонента импеданса уменьшена:

- 1) с помощью маленькой последовательной емкости;
- 2) при использовании малоиндуктивного шунта.

На рис. 1, *a* изображена схема фильтра-пробки (полосно-заграждающий фильтр, англ. band-stop filter), ограничивающая ток проходной линии; на рис. 1, *b* изображена схема фильтра, который ограничивает напряжение в проходной линии. Оба фильтра ограничивают коэффициент пропускания проходной линии на

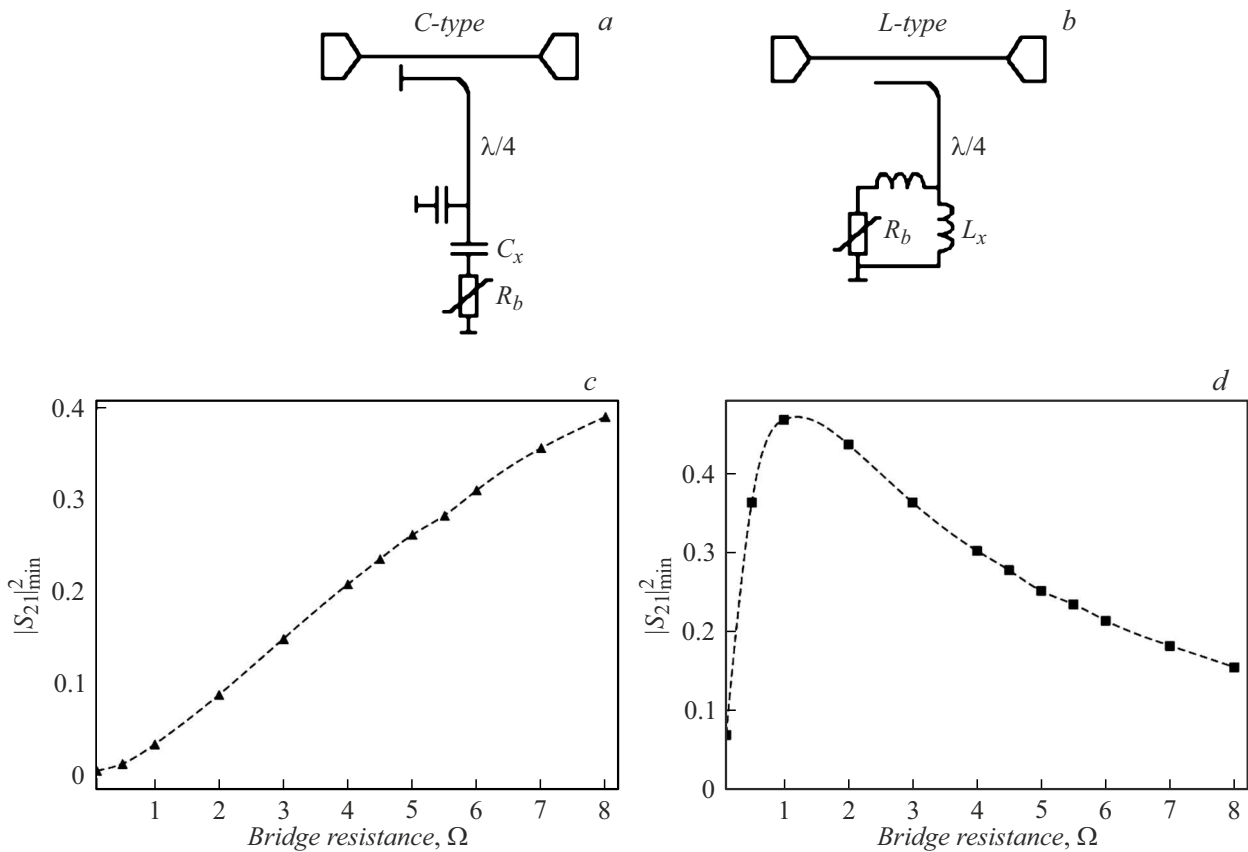


Рис. 1. Концептуальные схемы (a) и (b) и отклик детектора (c) и (d) для двух способов включения относительно высокоомного мостика в четвертьволновой резонатор при сохранении высокой добротности системы $Q \approx 10^4$. Здесь и ниже предполагается, что каждый нелинейный элемент связан с планарной антенной, которая подает на него разогревающий ток терагерцовой частоты (антенны на схемах не приводятся, они рассматриваются как виртуальные источники тепла). Схема a — подключение C-типа в области емкостного импеданса резонатора; схема b — подключение L-типа в индуктивной области резонатора. Рассчитанные зависимости коэффициента передачи проходной линии (a) и (b) от сопротивления нелинейного резистивного мостика: c — значение минимума прохождения $|S_{21}|^2_{\min}$ на центральной частоте резонатора в зависимости от сопротивления мостика в RFTES-детекторе с подключением C-типа; d — для детектора с подключением L-типа.

резонансной частоте за счет отражения и частичного (не более 50 %) поглощения. Разогрев термистора поглощаемой им мощностью сигнала коррелирует с изменением глубины провала (степенью заграждения), $\min(|S_{21}|^2)$, на резонансной частоте. Под откликом подразумевается изменение глубины провала $\Delta|S_{21}|^2$ в зависимости от разогрева мостика из сверхпроводящего состояния до значения „Bridge resistance“ (рис. 1, c, d).

В случае C-детектора нелинейный резистивный мостик включается в цепь резонатора с помощью емкостного делителя $C_x/C_R \sim 0.01$ (рис. 2, a), ограничивая таким образом ток через резистивный элемент и потери в резонаторе. При этом частота резонатора не меняется, так как емкостной характер импеданса в цепи нелинейного элемента сохраняется для всех значений R_b . При использовании индуктивного шунта процесс эволюции контура оказывается сложнее. При переходе нелинейного элемента от пренебрежимо малого значения R_b к значениям, сравнимым с паразитным импедансом цепи

подключения к индуктивному шунту, доминирует отклик в виде увеличения прохождения (отклик C-типа). В области сравнимых величин резистивного импеданса мостика и импеданса паразитной индуктивности характер тока резко меняется от индуктивного при малых значениях R_b , когда фаза определяется паразитным индуктором L_{x2} (≈ 100 пН), к резистивному, когда начинает доминировать импеданс нелинейного поглотителя (рис. 2, b). Это можно описать качественно, как плавное отключение паразитного индуктора в цепи мостика при увеличении R_b , что приводит к изменению резонансной частоты системы $F_0 = 1/2\pi\sqrt{L_R C_R}$ ($L_R = 3.8$ нН, $C_R = 2.8$ пФ). При дальнейшем разогреве, после преодоления значения $R_b \approx 1$ Ом, ток через мостик определяется импедансом шунта $L_{x1} \approx 5$ пН.

Для элемента связи резонатора на рис. 2, c с линией возбуждения/считывания выбрана симметричная схема, которая применима как в случае емкостной, так и индуктивной связи, содержащая индуктивную связь L_m и

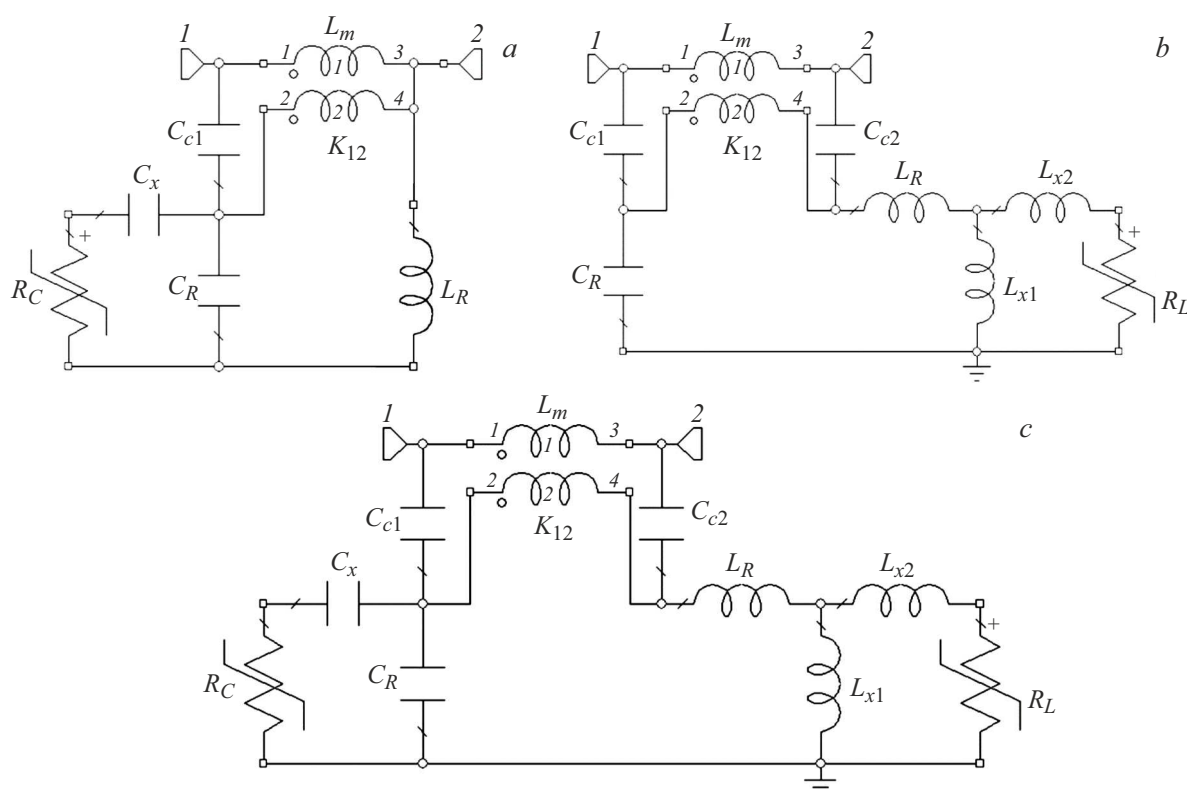


Рис. 2. Концептуальные (эквивалентные) схемы семейства RFES-детекторов: *a* — для детектора с подключением *C*-типа; *b* — для детектора *L*-типа с указанием большинства паразитных элементов; *c* — для дифференциального детектора. Антенны на схеме не показаны, и предполагается, что сигнал поступает в виде тепла на нелинейные элементы R_C и R_L .

эквивалентные емкости C_{c1} и C_{c2} , которые являются атрибутами любой распределенной линии. Для индуктивной связи с добротностью $Q \sim 5 \cdot 10^4$ в детекторе *L*-типа на рис. 2, *b* сосредоточенные элементы имеют величину $L_m \approx 0.22$ нГн с коэффициентом магнитной связи между индукторами $K_{12} = 0.025$ и $C_{c1} \approx 13$ фФ.

В правильно настроенном дифференциальном детекторе изменение добротности резонатора при синхронном нагреве двух мостиков должно быть пренебрежимо мало. Подбор параметров цепи заключается в выполнении условия равенства потерь r_b , вносимых каждым мостиком, включенным в соответствующий конец четвертьволнового резонатора, что отвечает условию $r_b \approx (\omega L_{x1})^2 / R_b = R_b (C_x / C_R)^2$, при условии, что $L_R \gg L_{x1}$ и $C_R \gg C_x$. Приведенное выше равенство соответствует полному согласованию двух мостиков с внешней цепью (с резонатором). Общие потери $2r_b$ в резонаторе (рис. 2, *c*) имеют разные знаки температурных коэффициентов потерь в зависимости от того, какой из двух мостиков разогревается сильнее. При одинаковом разогреве ($R_C = R_L$) не происходит изменения глубины провала $S_2 I$, как показано на рис. 3.

Разогрев двух мостиков перестает быть одинаковым только тогда, когда появляется ненулевая разница интенсивностей терагерцового излучения, падающего на каждый из детекторов. Только при этом условии происходит

возрастание или уменьшение уровня прохождения в линии считывания. При этом знак приращения указывает на направление градиента падающего излучения. Принцип дифференциального считывания может быть применен для калибровки схемы включения параметрического СВЧ усилителя на основе *DC*-скивда в резонатор с *C*-детектором [13]. Неизвестный заранее входной импеданс скивда может быть найден путем сопоставления с импедансом мостика в составе *L*-детектора: влияние скивда на добротность резонатора в согласованном режиме должно быть таким же, как у *L*-мостика. Резюмируя, использование *L*-детектора является важным шагом на пути реализации дифференциального считывания сигнала и создания активного сверхпроводящего детектора.

2. Экспериментальные результаты и обсуждение

Полный цикл разработки реальной электромагнитной структуры *L*-детектора предусматривает несколько этапов:

- 1) нахождение оптимальных параметров элементов в пределах сосредоточенной схемы (рис. 2, *b*);
- 2) создание электромагнитной модели терагерцовой антенны с мостиком, интегрированной в цепь резонатора

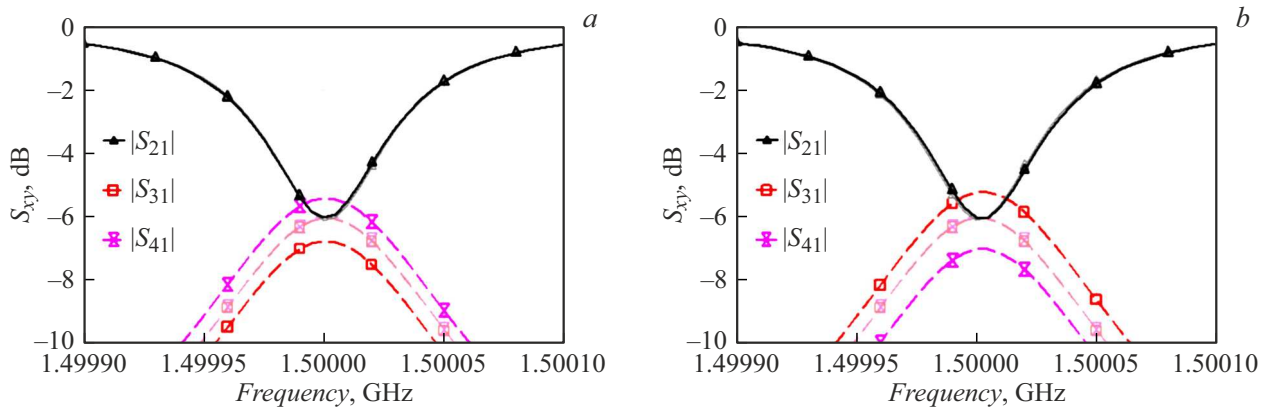


Рис. 3. Отклик электромагнитной модели дифференциального детектора на одинаковый терагерцовый сигнал, поглощенный обоими мостиками. На графиках видно, что прохождение S_{21} не изменяется (серая и черная кривые едва различимы, треугольники), так как приращение коэффициента поглощения мощности S_{31} и S_{41} в мостиках на портах 3 и 4 (рис. 2, c) одинаковы по модулю, но имеют противоположный знак (квадратики и бантики меняются местами).

на частоте около 1.5 GHz, включающей элемент связи с линией считывания/возбуждения согласно рис. 1, b;

3) оценка, на основе экспериментальных данных, коэффициента преобразования детектора;

4) решение задачи по нахождению температурной зависимости $R_b(T)$ мостика на базе экспериментальных данных по температурной зависимости прохождения $\min(S_{21}(T))$. Этап 4 имеет, главным образом, академическую направленность; он позволяет оценить, насколько близко полученный в эксперименте нелинейный импеданс соответствует гипотезе о применимости теории Маттиса-Бардина к тонкой пленке гафния, являющейся на сегодня главным нелинейным элементом RFTES-детектора.

Расчет электромагнитной схемы был проведен в среде моделирования AWRDE при помощи расчетного ядра EMSight, использующего метод моментов и подтвердившего свою эффективность для случая планарных сверхпроводящих структур [15]. Граничные условия задавались проводящей коробкой с открытой верхней и нижней границей; планарная 3D-структура состояла из слоя металлизации (идеального проводника) и трех слоев диэлектрика, имитирующих: кремниевую подложку с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 11.7$ и толщиной $t = 50 \mu\text{m}$, линзу из кремния $t = 5000 \mu\text{m}$ и просветляющее покрытие на поверхности линзы на частоту 650 GHz ($\epsilon = 3.4$, $t = 34 \mu\text{m}$), для ослабления отраженной волны от границы раздела линза/вакуум. Характеристический импеданс резонатора и элемента электромагнитной связи (каплера) был задан $Z_0 = 71 \Omega$, что соответствует центральному проводнику шириной $10 \mu\text{m}$ центрированному относительно щели $50 \mu\text{m}$ и существенно снижает влияние асимметрии щелей в областях поворота линии резонатора. Резонатор позволяет согласовать поглотитель детектора с внешней цепью 50Ω для определенного (оптимального) значения нелинейного сопротивления $R(T_0)$. Сила связи (уровень ответвляемой мощности)

резонатора с линией возбуждения/считывания определяется длиной каплера и шириной экранирующего участка между центральными проводниками. В случае матрицы RFTES-детекторов значение выбранной добротности резонатора Q задает плотность гребенчатого спектра накачки в заданной полосе частот и определяет быстродействие детектора (оптимальное время реакции резонатора должно быть меньше или равно времени электрон-фононного взаимодействия). Для экспериментального детектора добротность резонатора составила $Q \sim 5 \cdot 10^4$, что соответствовало длине каплера $800 \mu\text{m}$ и ширине экрана в области участка связи линия-резонатор $10 \mu\text{m}$.

При проектировании схемы использовался резистивный эмулятор поглотителя, интегрированный в линейно поляризованную двухщелевую планарную антенну. Вычислялись S-параметры и входной импеданс Z_{in} портов в полосе антенны 600–700 GHz; для резонатора была выбрана центральная частота $\sim 1.5 \text{ GHz} \pm 50 \text{ kHz}$. Известно, что такая планарная антенна в сочетании с иммерсионной линзой может работать в дифракционном пределе и имеет коэффициент усиления около 30 dBi с боковыми лепестками на уровне -18 dB [16]. Особенностью конструкции антенны является встроенный индуктивный шунт, что несколько усложняет ее структуру, как показано на рис. 4.

Оптимизация диаграммы направленности (ДН) антенны заключалась в повышении ее аксиальной симметрии, что способствует уменьшению уровня потерь в боковые лепестки, а также снижению уровня кросс-поляризации за счет варьирования длины щелей l и расстояния d между ними. Анализ антенны в предположении синусоидального распределения токов вдоль щелей дает выражения для l и d , которые на центральной частоте антенны 650 GHz равны 130 и $72 \mu\text{m}$ соответственно [16]. ЭМ-расчет двухщелевой антенны в полосе 600–700 GHz показал неплохое согласование антенны и мостика: потери

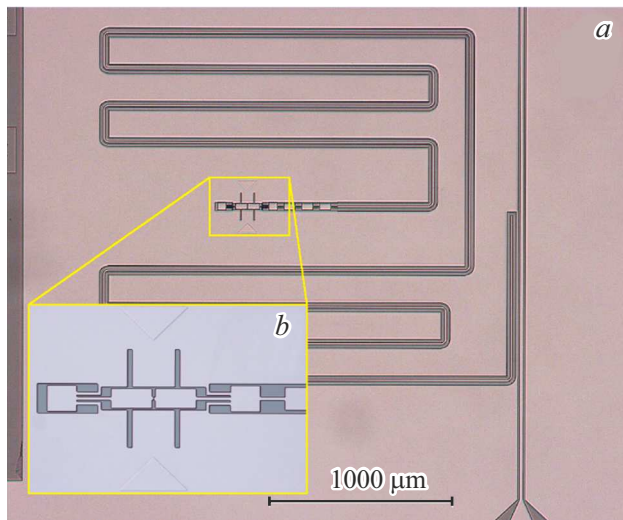


Рис. 4. Микрофотографии экспериментального чипа RFES-детектора L -типа: a — общий вид чипа с резонатором и двухщелевой антенной; b — увеличено, антенна новой конструкции; микромостик размером 1 на $3\ \mu\text{m}$ из гафния находится в центре антенны в зазоре между электродами $1\ \mu\text{m}$.

на отражение составили около $-9\ \text{dB}$, утечка сигнала от антенны в резонатор через заграждающие фильтры оказалась меньше $-30\ \text{dB}$. Диаграмма направленности антенны, показанная на рис. 5 (основной лепесток направлен в подложку), обладает хорошей аксиальной симметрией и имеет угол приема по уровню $-10\ \text{dB}$ около 65° , что укладывается внутри угла полного внутреннего отражения кремниевой линзы, т.е. отсекается лишь пренебрежимо малая часть диаграммы приема антенны. Уровень расчетной кросс-поляризации главных сечений составляет меньше $-40\ \text{dB}$. Для согласования мостика внутри антенны (рис. 4, b) с резонатором найдена точка включения, соответствующая $|Z_{in}^{Res}| = |Z_{in}^{Ant}|$. Подобрана геометрия индуктивных шунтов и ширина щелей антенны ($7.5\ \mu\text{m}$) для мостика с сопротивлением $5\ \Omega$ (при условии $T_0 = 0.95 \cdot T_c$). В точке питания антенны на частоте резонатора глубина провала $S_{21} = -6\ \text{dB}$. Таким образом, проведенное моделирование полной электродинамической системы подтверждает возможность реализации как L -детектора, так и эффективной дифференциальной схемы в диапазоне сопротивлений мостика $3 - 6\ \Omega$.

Изготовление образцов проводилось в чистой зоне НИТУ МИСИС. Для формирования топологии микроструктуры на подложке из высокоомного кремния использовался безмасковый лазерный литограф Heidelberg μPG 501 с разрешением около $1\ \mu\text{m}$. Тонкая пленка гафния толщиной около $30\ \text{nm}$ наносилась с помощью магнетронного распыления при остаточном давлении $8 \cdot 10^{-8}\ \text{mbar}$, давление аргона при распылении $5 \cdot 10^{-3}\ \text{mbar}$. Мостики сформированы с помощью взрывной литографии. Сопротивление пленки гафния при комнатной температуре составило $70\ \Omega/\square$; критическая

температура пленки T_c — около $200\ \text{mK}$. Перед осаждением пленки ниобия ($\sim 100\ \text{nm}$) была произведена *in-situ* очистка в аргоновой плазме для удаления с поверхности пленки гафния загрязнений. Скорость распыления для ниобия — $33\ \text{nm/min}$ и гафния — $50\ \text{nm/min}$. Резонатор и линия считывания из ниобия сформированы плазмохимическим травлением в смеси газов CF_4/O_2 через фоторезистивную маску. На рис. 4 представлены микрофотографии экспериментального чипа. Отметим, что наличие андреевских зеркал в RFES-детекторе на границе мостик/ниобиевый электрод, по мнению авторов, не является необходимым условием для удержания горячих электронов в объеме мостика, так как наличие естественного окисла пленки гафния толщиной около $5\ \text{nm}$ (по данным XRR-анализа) является барьером для ухода горячих электронов, но не препятствует СВЧ разогреву электронной подсистемы. Прямой эксперимент по сравнению термоизоляции поглотителя с пассивированным слоем гафния и с андреевскими зеркалами запланирован в течение ближайшего года.

В эксперименте измерялся коэффициент пропускания цепи S_{21} в зависимости от мощности сигнала накачки; использовался векторный анализатор цепей Agilent Technologies N5242A. Чип монтировался в держатель с подводом двух коаксиальных разъемов типа SMP40 и включался в измерительную цепь с помощью ультразвуковой разварки на печатную плату держателя, который устанавливался в рефрижератор растворения Triton DR200 (Oxford Instruments) на ступень смешения $^3\text{He}/^4\text{He}$. Эксперимент проводился при температуре около $130\ \text{mK}$. Высокочастотный сигнал $1.5\ \text{GHz}$ подавался через аттенюаторы с общим ослаблением $36\ \text{dB}$ для подавления теплового шума $300\ \text{K}$. Использовались два буферных усилителя с общим усилением $52\ \text{dB}$ и шумовой температурой, приведенной к выходу чипа — около $20\ \text{K}$. Охлаждаемый усилитель устанавливался на ступени $3\ \text{K}$ и соединялся с держателем чипа с помощью сверхпроводящего кабеля, имеющего низкую теплопроводность; второй усилитель устанавливался вне криостата и обеспечивал усиление, достаточное для подавления собственных шумов измерителя цепей. Полученные в эксперименте данные резонатора с разумной точностью соответствовали предварительному расчету. Отклонение резонансной частоты от расчетного значения $1.5\ \text{GHz}$ составили около 1% , добротности при нулевом подогреве мостика — 25% , значение смещения частоты при смене характера импеданса в цепи включения мостика — 15% . Заметим, что в схеме с СВЧ подводами отсутствует возможность прямого измерения сопротивления мостиков-поглотителей. Положительным следствием такой ситуации является практически полное отсутствие ЕМИ (electro-magnetic interference) на низких частотах, при этом высокочастотный резонатор подавляет также ЕМИ на коммуникационных частотах (мобильная сеть, Bluetooth, WiFi).

Как было упомянуто выше, кроме индуктивного шунта в системе возникает паразитная индуктивность

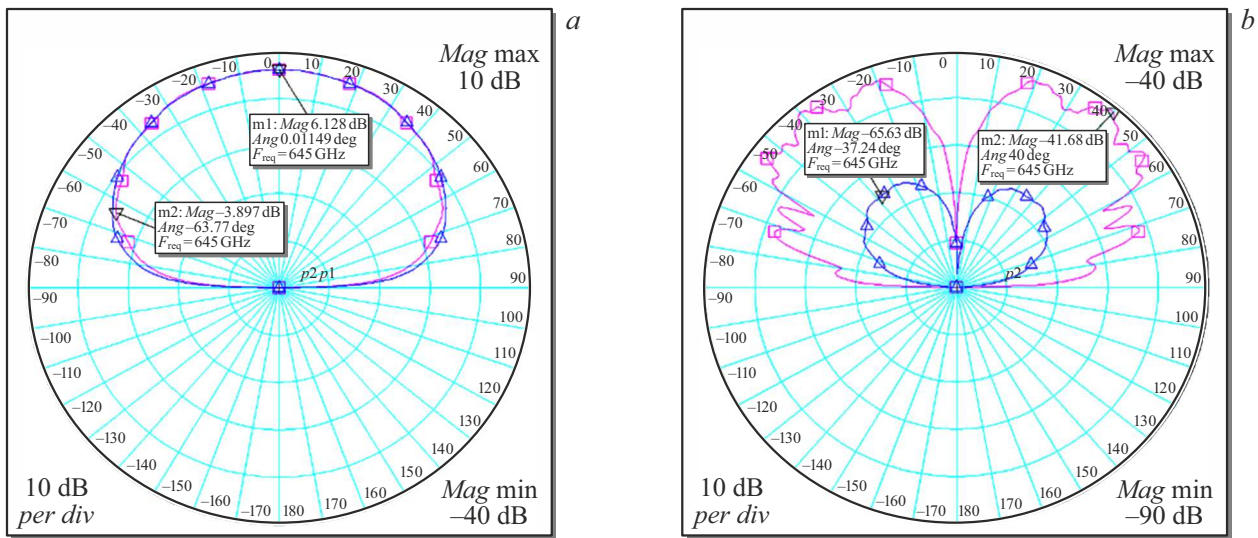


Рис. 5. ДН антенны, изображенной на рис. 4, на частоте 650 GHz. *a* — два главных сечения ДН, демонстрирующие хорошую аксиальную симметрию главного лепестка приема; *b* — уровень кросс-поляризации, которая характеризует качество линейной поляризации антенны (лучше 40 dB).

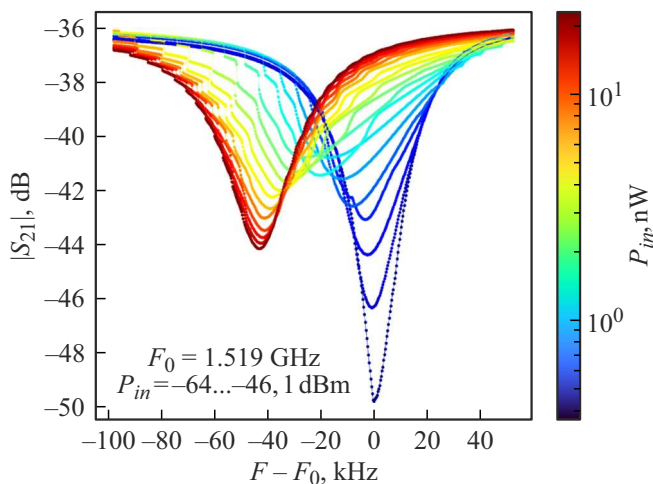


Рис. 6. Семейство зависимостей прохождения $|S_{21}|^2$ линии накачки детектора от мощности накачки VNA на чипе.

мостика, которая приводит к изменению (смещению) резонансной частоты системы, когда мостик находится в неразогретом (сверхпроводящем) состоянии. В эксперименте этот новый эффект напоминает кинетический эффект в MKID. Как видно из рис. 6, с ростом интенсивности воздействия на частоте накачки 1.5 GHz имеет место плавное смещение резонансной частоты. Кинетический эффект, обнаруженный в работе [9], проявляется в протяженной пленке гафния, но в рассматриваемом здесь случае мостик короткий, пролетный эффект невозможен, и горячие электроны, особенно возбужденные сравнительно низкочастотным током смещения, заперты в его объеме. Резюмируя, поглотитель детектора в нашем случае не может работать эффективно в кинетическом

режиме, а линейное электромагнитное моделирование достаточно точно предсказывает поведение системы, представленное на рис. 6.

Следует отметить необычное поведение коэффициента пропускания в виде мелких ступеней S_{21} , особенно заметных на левом склоне участка сканирования резонанса и более сглаженных на правом. Такое поведение напоминает скачкообразное изменение уровня пропускания в копланарной линии передачи, в которую включен RF-сквид. В таком метаматериале [17] происходят переходы между устойчивыми состояниями с различным значением магнитной восприимчивости метаматериала, инициированные изменением мощности накачки в линии. В нашем случае наличие в антенне сверхпроводящего контура, замкнутого мостиком, вероятно, приводит к его скачкообразному переключению из сверхпроводящего состояния в нормальное и обратно в сверхпроводящее, что отражает свойство квантования потока в двусвязном сверхпроводящем контуре. Данный эффект требует дальнейшего изучения, например, анализа влияния внешнего магнитного поля на характер скачков. Вероятно, избавиться от такого эффекта можно, разорвав сверхпроводящий контур коротким мостиком или накладным контактом из нормального металла.

Анализ данных по отклику детектора на разогрев током накачки в минимуме пропускания $|S_{21}|^2$ представлен на рис. 7; эти зависимости экстрагированы из данных с рис. 6. Отметим, что производная отклика имеет переменный знак по сравнению с измеренным ранее детектором С-типа, что согласуется с предсказанием численной модели L-детектора (рис. 1, *d*).

Обращает на себя внимание зона малых уровней накачки, где эффективность достигает пиковых значений, а режим болометра остается стабильным (рис. 7).

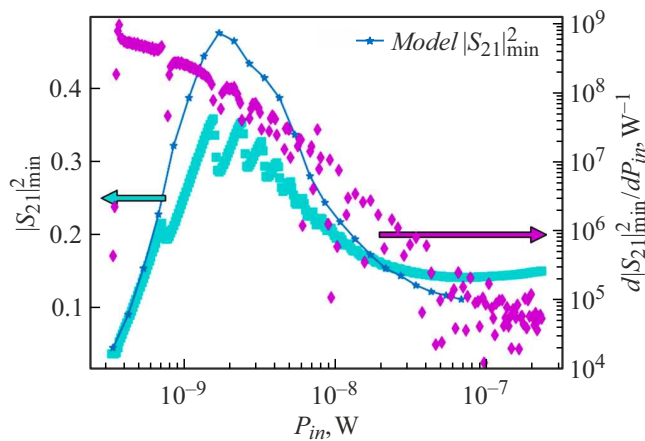


Рис. 7. Зависимость глубины заграждения, $\min(|S_{21}|^2)$, и ее производная по мощности разогрева, $d(\min |S_{21}|^2)/dP_{in}$, — эффективность преобразования болометра.

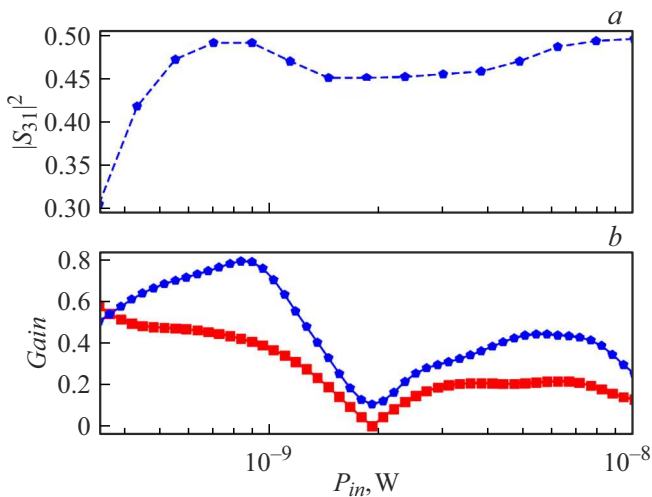


Рис. 8. Динамические характеристики детектора: *a* — зависимость коэффициента передачи мощности разогрева с входа чипа на поглотитель, $(|S_{31}|^2)$, рассчитанная для модельной схемы; *b* — коэффициент усиления от мощности смещения P_{in} для экспериментальной (красные квадраты) и модельной кривой (синие шестиугольники).

Отметим, что экспериментальная зависимость $|S_{21}|^2_{\min}$ достаточно хорошо подтверждает результаты моделирования (тонкая линия, аналог зависимости с рис. 1, *d*).

Коэффициент преобразования (усиление) детектора определяется как [7]:

$$Gain = \frac{P_{in} d|S_{21}|^2}{|S_{31}|^2 dP_{in}} \quad (1)$$

Коэффициент $|S_{31}|^2$ характеризует передачу мощности разогрева с входного порта чипа 1 на порт 3, куда включен поглотитель. Значение $|S_{31}|^2$ найдено подстройкой параметров схемы сосредоточенной модели (рис. 2, *b*) к экспериментальным данным коэффициента прохождения

$|S_{21}|$. Результаты расчета коэффициента преобразования для экспериментальных и модельных данных прохождения представлены на рис. 8. Для расчета коэффициента усиления для двух кривых на рис. 8, *b* использовался модельный коэффициент $|S_{31}|^2$, представленный на рис. 8, *a*, и данные $\min(|S_{21}|^2)$ с рис. 7.

Демонстрация знакопеременного отклика являлась одной из основных задач эксперимента. При этом в области малых разогревов (на выходе поглотителя из сверхпроводящего состояния) отклик нового детектора имеет тот же положительный знак, что и *C*-детектор, но значительно более крутой, чем отрицательный *L*-отклик, наблюдаемый на уровнях выше -60 dBm, что показывает анализ данных, представленный на рис. 7. Падение *Q* при больших уровнях накачки (выше -50 dBm), вероятно, связано с ростом потерь в пленке ниобия (в индуктивном шунте) из-за роста плотности СВЧ тока. Заметим, что потребная плотность тока в резонаторе может быть уменьшена с уменьшением размера мостика. Анализ экспериментальных данных показал, что при разогреве поглотителя RFTES-детектора мощностью сигнала несущей на частоте 1.5 GHz получены: максимальная крутизна амплитудного преобразования $d|S_{21}|^2/dP_{in} = 9 \cdot 10^8 \text{ W}^{-1}$ и максимальная крутизна частотного (фазового) преобразования при индуктивном переходе частоты $dF/dP_{in} = 3.2 \cdot 10^{13} \text{ Hz/W}$. Здесь представляется интересным проведение оптимизации добротности детектора в районе быстрого смещения резонансной частоты вниз с ростом подогрева (фазовый отклик), так как подобный отклик в определенных условиях может оказаться эффективнее амплитудного. Отметим, что, несмотря на то, что наблюдаемый отклик похож на кинетический, это отклик терморезистивного элемента, включенного особым образом в резонатор. Общим с кинетическим эффектом в сверхпроводнике здесь является наличие двух параллельных каналов проводимости, индуктивного и резистивного, соотношением которых управляет сверхпроводящий терморезистор.

Заключение

Результаты проведенного исследования подтверждают основные положения новой концепции RFTES-детектора с индуктивной связью, а также использованные методы расчета, проектирования и изготовления экспериментальных чипов. Предварительные испытания RFTES детектора *L*-типа при температуре около 130 mK с использованием разогрева мостиков током СВЧ несущей показали хорошее согласование с расчетными параметрами прохождения S_{21} , отвечающего за модуляцию несущей терагерцовым сигналом. Был обнаружен и оценен эффект смещения резонансной частоты при выходе мостика из сверхпроводящего (малоимпедансного) состояния, который ранее оценивался как паразитное явление. Повидимому, изучение этого эффекта представляет особый интерес при использовании детектора *L*-типа в режиме

фазового отклика. В продолжение данного исследования планируется испытание нового детектора с чернотельным излучателем терагерцового диапазона, оценка его оптического NEP и эффективности преобразования по апробированной методике [2], в том числе в составе практического дифференциального детектора.

Финансирование работы

Исследование поддерживалось грантом РНФ 24-29-20298 „Активный терагерцовый RFTES детектор“ <https://rscf.ru/project/24-29-20298/>.

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** (10), 932 (2011). DOI: 10.1134/S1063785011100117]
- [2] А.В. Меренков, Т.М. Ким, В.И. Чичков, С.В. Калинин, С.В. Шитов. ФТТ, **64** (10), 1404 (2022). DOI: 10.21883/PSS.2022.10.54223.50HH
- [3] С.В. Шитов, Н.Ю. Руденко, Э.Р. Хан. *Сверхпроводящий СВЧ детектор проходящей мощности* (№2025102663: заявл. 07.02.2025)
- [4] С.В. Шитов. *Камера дистанционного температурного контроля* (Патент RU 188 418 U1 Российская Федерация, МПК G01N 21/00 (2006.01), №2018146576: заявл. 26.12.2018: опубл. 11.04.2019)
- [5] С.В. Шитов. *Активный сверхпроводящий детектор* (Патент RU 2 801 961 C1 Российская Федерация, МПК H01L 23/00 (2006.01), №2022134753: заявл. 28.12.2022: опубл. 18.08.2023)
- [6] 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. Tech., **3** (1), 25 (2013). DOI: 10.1109/TTHZ.2012.2236148
- [7] A.V. Merenkov V.I. Chichkov, A.V. Ustinov, S.V. Shitov. J. Phys.: Conf. Ser., **1182**, 012009 (2019). DOI: 10.1088/1742-6596/1182/1/012009
- [8] Л.С. Соломатов, С.В. Шитов. Сб. статей по материалам XIX Междунар. симп. Нанозифика и нанозлектроника, **1**, 91 (2025).
- [9] С.В. Шитов, Т.М. Ким, Л.С. Соломатов, Н.Ю. Руденко, А.В. Меренков, А.Б. Ермаков, В.И. Чичков. ЖТФ, **94** (7), 1060 (2024). DOI: 10.61011/JTF.2024.07.58341.168-24
- [10] С.В. Шитов. ЖТФ, **93** (7), 988 (2023). DOI: 10.21883/JTF.2023.07.55758.116-23
- [11] С.В. Шитов. *Дифференциальный сверхпроводящий детектор* (Патент RU 2 801 920 C1 Российская Федерация, МПК H01L 23/00 (2006.01), №2022134754: заявл. 28.12.2022: опубл. 18.08.2023)
- [12] P.K. Day, H.G. LeDuc, B.A. Mazin, A. Vayonakis, J. Zmuidzinas. Nature, **425**, 817 (2003). DOI: 10.1038/nature02037
- [13] А.В. Уваров, С.В. Шитов, А.Н. Выставкин. Успехи современной радиоэлектроники, **8**, 43 (2010).
- [14] Н.Ю. Руденко, С.В. Шитов. ЖТФ, **94** (11), 1828 (2024).
- [15] Электронный ресурс. Режим доступа: Cadence AWR Microwave Office <https://www.awr.com/awr-software/products/awr-design-environment>
- [16] D.F. Filipovic, S.S. Gearhart, G.M. Rebeiz. IEEE Trans. Microw. Th. Tech., **41** (10), 1738 (1993). DOI: 10.1109/22.247919
- [17] P. Jung, S. Butz, M. Marthaler, M.V. Fistul, J. Leppäkangas, V.P. Koshelets, A.V. Ustinov. Nat. Commun., **5**, 3730 (2014). DOI: 10.1038/ncomms4730