05

Сверхпроводящий детектор проходящего сигнала

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

[1] Национальный исследовательский технологический университет „МИСИС“,
119049 Москва, Россия
[2] Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
125009 Москва, Россия
e-mail: inlovewithfaraday@gmail.com, sergey3e@gmail.com

Поступило в Редакцию 14 мая 2025 г.
В окончательной редакции 14 мая 2025 г.
Принято к публикации 14 мая 2025 г.

Описаны разработка и экспериментальное исследование оригинального сверхпроводящего СВЧ детектора проходящего сигнала на основе технологии RFTES, предназначенного для измерения сверхмалых сигналов в диапазоне СВЧ от 1 до 40 GHz и, возможно, выше. Устройство основано на использовании тонкопленочных сверхпроводящих микромостиков, работающих вблизи их критической температуры, что позволяет достичь высокой чувствительности к мощности проходящих сигналов порядка 10^{-13} W при вносимом затухании менее -30 dB. Детектор представляет собой планарную интегральную структуру и работает при криогенных температурах. Представлены данные о структуре, параметрах изготовления и предварительных результатах исследования детектора проходящей мощности СВЧ на основе пленок ниобия и гафния, а также расчетные и измеренные данные, S-параметры экспериментальных образцов на частотах в районе 1.5 и 7 GHz при температурах в районе 100 mK.

Ключевые слова: RFTES-болометр, сверхпроводящий резонатор, интегральная планарная структура.

DOI: 10.61011/JTF.2025.09.61230.101-25

Введение

Сверхпроводящие СВЧ детекторы прочно заняли ключевые позиции в современных технологиях, связанных с обработкой и измерением сверхслабых сигналов, в таких приложениях как наблюдательная астрономия, радиометрия и СВЧ метрология [1–4]. В последние годы значительное внимание уделяется разработке детекторов, способных работать при сверхнизких температурах, что может сыграть важную роль в области создания квантовых компьютеров, где используются сверхпроводящие кубиты и параметрические усилители. Актуальной опцией являются детекторы проходящей мощности, функция которых заключается в измерении сигналов, проходящих по линии передачи СВЧ, причем такое измерение должно быть по возможности неинвазивным, т.е. есть не оказывать влияния на прохождение таких сигналов. Отметим, что существующие решения, такие как полупроводниковые детекторы в комбинации с направленными ответвителями, имеют ограниченную чувствительность и далеко не всегда пригодны для интеграции в систему, работающую при сверхнизких температурах, тем более в состав сверхпроводниковых интегральных схем.

Мотивацией к данному исследованию является идея создания детектора проходящего сигнала, в котором реализуются преимущества новой технологии RFTES-детекторов [5]. Задача детектора проходящей мощности состоит в измерении сигнала при пренебрежимо малом отборе энергии из сигнального тракта. В дальнейшем этот детектор может лечь в основу интегральной структуры с детектором и сверхпроводящим кубитом на одном чипе для неинвазивной регистрации состояния кубита. Подобные исследования за последние годы начали активно проводиться различными научными группами. Для этой цели уже апробирован болометр на основе резистивной нанопроволоки в комбинации с джозефсоновскими переходами [6]. В работе [7] для измерения состояния сверхпроводящего кубита использовался микроволновый фотонный счетчик на основе параметрического усилителя. Неразрушающая регистрация сигнала достигалась за счет слабой связи детектора с кубитом, что позволяло измерять фотоны без прямого поглощения энергии из квантовой системы. Предложенные на сегодня решения не представляют собой единого интегрального устройства, что приводит к ряду технических трудностей, необходимости сложной калибровки, влияющих на эффективность сопряжения кубита и детектора и, как следствие, к недостаточно высокой достоверности считывания. Известны успешные исследования других сверхпроводящих детекторов, способных регистрировать сигналы в терагерцовом диапазоне, например, TES болометры и MKID-детекторы, однако их применение для измерения СВЧ сигналов в диапазоне сравнительно низких частот 1–40 GHz остается по сей день ограниченным [8–10]. Одним из наиболее близких аналогов предложенного нами решения является неохлаждаемый детектор, описанный в работе [11], где используются полупроводниковые диодные детекторы. Ясно, что такие неохлаждаемые устройства имеют ограниченную чув-

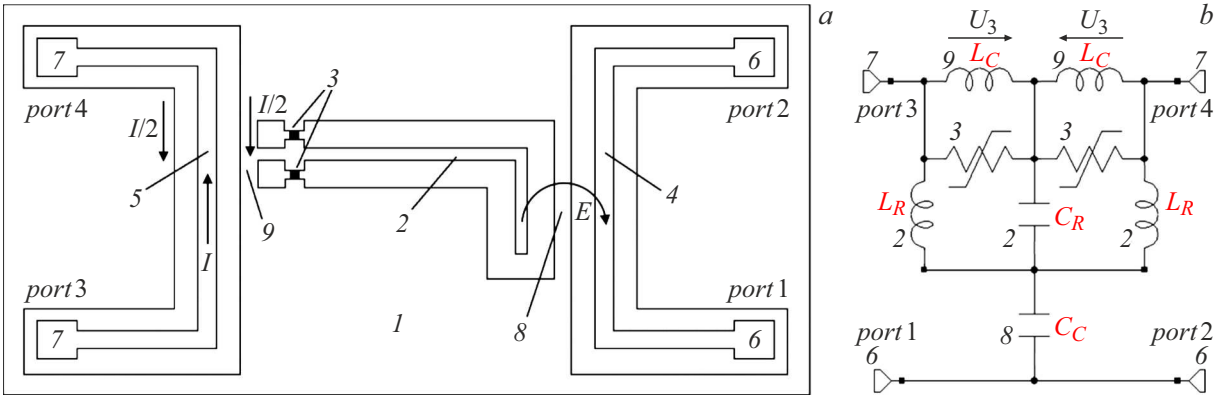

Рис. 1. Концептуальная топологическая схема сверхпроводящего СВЧ детектора проходящей мощности (*a*) и его упрощенная эквивалентная электрическая схема (*b*): *1* — диэлектрическая подложка, покрытая сверхпроводящей пленкой; *2* — четвертьволновой копланарный резонатор, нагруженный сверхпроводящими мостиками; *3* — сверхпроводящие мостики; *4* — линия возбуждения резонатора *2*, в которой измеряется |S21|; *5* — линия проходящего СВЧ сигнала; *6* — порты линии возбуждения резонатора; *7* — порты линии проходящего СВЧ сигнала; *8* — участок емкостной связи резонатора *2* и линии считывания *4*; *9* — индуктор связи сверхпроводящих мостиков с током сигнала СВЧ в линии *5*; U_3 — падение напряжения на мостиках *3*; L_R — индуктивность резонатора, C_R — емкость резонатора, L_C — индуктивность связи, C_C — емкость связи. Локальные заземления СВЧ не показаны (*b*). Port 1–40 — обозначение портов в расчетах. Стрелками обозначены направления токов в копланарном волноводе. Дугой отмечена область пучности электрического поля.

ствительность, их оптимизация для работы в криогенных условиях представляет собой непростую инженерно-физическую задачу, и они определенно не пригодны для использования в сверхпроводящих интегральных микросхемах.

Одним из перспективных решений для преодоления существующих трудностей интеграции сенсора состояния сверхпроводящего кубита на одной подложке с самим кубитом выступает описанное ниже устройство. В его основе лежит RFTES-детектор L-типа, или RFTES-детектор с индуктивной связью с резонатором, роль которой выполняет индуктивный шунт [12]. Такой детектор можно встроить в общий технологический процесс изготовления кубита. Актуальность представленного исследования обусловлена современным трендом на поиск путей создания компактного и высокочувствительного сенсора диапазона ~ 10 GHz, способного измерять сверхмалые мощности сигналов в широком диапазоне СВЧ и пригодного для интеграции в сверхпроводящие схемы, в том числе в цепи квантовой обработки сигналов.

1. Структура и принцип работы детектора

Исследуемый детектор проходящей мощности представляет собой интегральную планарную тонкопленочную сверхпроводниковую структуру (чип) на диэлектрической подложке с четырьмя терминалами: два для входа и выхода проходной линии измеряемого СВЧ сигнала и два других для входа и выхода линии смещения и считывания RFTES-детектора. На рис. 1, *a* представлено схематическое изображение топологии детектора.

Детектор включает в себя диэлектрическую подложку *1*, покрытую пленкой из ниобия в качестве СВЧ экрана, в котором сформированы остальные элементы устройства. Резонатор *2* выполнен в виде четвертьволнового отрезка копланарного волновода, связанного с линией возбуждения (считывания) *4* через емкостную связь *8*. Резонатор нагружен терморезистивными мостиками *3* из тонкой сверхпроводящей пленки гафния, которые включены параллельно к двум частям индуктора *9*, симметричным относительно центральной части резонатора. Индуктор определяет коэффициент передачи тока из линии измеряемого сигнала *5* на мостики. Линия возбуждения (считывания) и линия измеряемого сигнала имеют контактные площадки *6* и *7* соответственно.

Монохроматический сигнал считывания (несущая) подается через контакты *6* линии *4* и возбуждает резонатор *2* в области емкостной связи *8*. Ток резонатора протекает через мостики *3* и разогревает электронную подсистему в сверхпроводящей пленке гафния до рабочей температуры вблизи температуры сверхпроводящего перехода, где под действием тепла наблюдается резкое изменение активного сопротивления, и происходит изменение добротности резонатора. Резонатор подключен так, что обеспечивает провал в амплитудно-частотной характеристике линии считывания *4* на частоте резонатора. Глубина такого провала зависит от суммарного тока разогрева мостика, и, таким образом, является мерой суммы мощности подогрева от резонатора и проходящего по линии *5* сигнала СВЧ.

Остановимся коротко на принципе работы RFTES-детектора. В таком детекторе используется область

зависимости сопротивления сверхпроводника от температуры вблизи температуры сверхпроводящего перехода при $R(T) \approx 0.1R_n$. Это отражено в аббревиатуре TES в названии технологии RFTES в качестве отсылки к TES-детекторам, функционирующим в той же рабочей области сопротивлений сверхпроводящей пленки. Принципиальная разница содержится в способе поглощения сигнала и регистрации вариации $R(T)$, возникающей вследствие разогрева поглотителя входным сигналом: вместо теплового контакта сверхпроводящего термометра TES с площадным поглотителем в RFTES-детекторе ток THz-сигнала и СВЧ ток считывания подаются прямо в цепь термометра, разогревая его. Таким образом, вместо постоянного (низкочастотного) тока, применяемого в TES-детекторах, используется высокочастотный (RF) ток, что определяет полное название детектора (технологии его построения) — RFTES. Считывание такого термометра осуществляется косвенным образом — через изменение добротности СВЧ резонатора, который меняет свою добротность при изменении сопротивления мостика-термометра под действием измеряемого сигнала. Известно, что высокодобротный сверхпроводящий четвертьволновой резонатор на резонансной частоте подавляет прохождение сигнала по линии возбуждения между контактами *6*–*6* (рис. 1) пропорционально своей нагруженной добротности.

В исследуемом устройстве резонатор также связан с линией возбуждения, и вариации его добротности приводят к модуляции мощности несущей, регистрируемой с помощью стандартных методов на основе измерения S-параметров, в результате чего в спектре пропускания линии возбуждения появляется провал — минимум коэффициента прохождения |S21(F)|. Испытанные ранее терагерцовые RFTES-детекторы получали сигнал от хорошо согласованной планарной антенны, а новое решение использует гальванический контакт и заведомо плохое согласование с линией сравнительно низкочастотного сигнала. Благодаря эффекту аандреевского отражения (по-другому, андреевские зеркала для квазичастиц) на границе мостиков из гафния с электродами из ниобия реализуется режим запертого горячего электронного газа. Эффект андреевского отражения работает до частот порядка щелевой частоты ниобия, т. е. до ~ 750 GHz. Аналогичная термоизоляция может возникать и в случае диэлектрической нетуннельной (оксидной) прослойки на границах мостика, что также создает непреодолимое препятствие для любых носителей тока. Эффективность изоляции горячего электронного газа в RFTES-детекторе была измерена экспериментально на частоте опроса резонатора 1.5 GHz и описана в работе [13].

Комбинация материалов гафния и ниобия позволяет проводить измерения в широком диапазоне температур, в частности при 130 mK. Особенностью гафния является низкая плотность состояний на уровне Ферми, низкий уровень электрон-фононного взаимодействия, что способствует замедлению передачи тепла от электронов к решетке. Это дает возможность сосредоточить тепловую энергию преимущественно в электронной подсистеме, реализуя таким образом теплоизоляцию электронного „поглотителя“ относительно решетки и подложки, что важно для улучшения чувствительности любого болометрического (теплового) детектора. При этом электроны термализуются (приобретают одинаковый разогрев) относительно быстро, $\sim 0.1\,\mu$s при температуре 400 mK, а охлаждаются через решетку на два порядка медленнее, $\sim 10\,\mu$s [14]. Разное время термализации электронов и полной термализации пленки является неравновесным разогревом. При этом решетка остается „холодной“ в первом приближении.

Интегрированный в схему поглотитель RFTES-детектора на основе пленки гафния в сочетании с индуктивным шунтом имеет малый импеданс, и поэтому слабо связан с линией измеряемого сигнала, забирая очень небольшую часть мощности (около -30 dB). Возможность детектирования в режиме проходящей мощности обусловлена высоким запасом чувствительности RFTES-детектора с эффектом разогрева электронного газа СВЧ током (мощность эквивалентная шуму, Noise-equivalent power) NEP $\sim 10^{-17}$ W/$\sqrt{\text{Hz}}$ [5]. Такой детектор можно использовать на уровнях сигнала -100 dBm в широком диапазоне частот измеряемого сигнала, от 1 до 40 GHz, согласно проведенным оценкам. Особенностью нового устройства является балансная схема подавления мощности несущей (сигнала считывания) RFTES-детектора, что важно для его дальнейшей интеграции с кубитами, чувствительными даже к относительно небольшому числу фотонов посторонних сигналов.

Эквивалентная электрическая схема сверхпроводящего СВЧ детектора проходящей мощности представлена на рис. 1, *b*, цифры соответствуют цифрам на рис. 1, *a*. Копланарный резонатор описывается емкостью C_R и индукторами L_R (~ 1 nH) (элементы отмечены цифрой *2*). Резонатор нагружен мостиками *3* с сопротивлением в рабочей области порядка $0.1R_n$, где R_n — сопротивление в нормальном состоянии. Мостики включены параллельно шунтам L_C (~ 10 pH) *9*. Возбуждение резонатора происходит через емкость связи *8*.

Нагруженная добротность резонатора определяется активным сопротивлением мостиков, включенных в токовую цепь резонатора параллельно каждой половинке индуктора вблизи замкнутого конца резонатора. Такие мостики, согласно технологии RFTES, выполняют роль термисторов — элементов с активным нелинейным импедансом $R(T) = \text{Re}(Z(T))$. Подбором мощности сигнала возбуждения (мощности несущей) достигается разогрев электронной подсистемы в пленке мостиков током резонатора, что позволяет установить их импеданс в рабочую область с наибольшей чувствительностью коэффициента прохождения |S21(F,T)| к вариации мощности разогрева, которую вносит измеряемый сигнал, что означает максимальное значение функции $dR(T)/dT$.

Копланарный волновод как идеальная электродинамическая система формируется следующими токопроводящими поверхностями: центральной линией (полос-

ком), симметрично расположенной в щели между полубесконечными проводящими плоскостями (берегами). Структура тока такого волновода описывается током центральной линии (полоска) и двумя параллельными токами противоположной направленности — возвратными токами, текущими по краям проводящих плоскостей (по берегам), каждый из которых равен половине тока центрального полоска. Такая классическая структура токов копланарного волновода накладывает граничные условия в области *8* у открытого конца резонатора *2* — тока резонатора там нет ни в полоске, ни в берегах, вне зависимости от того, течет ли ток в линии возбуждения *4*. Таким образом, в области открытого конца копланарного волновода на частоте резонанса формируется пучность электрического поля, которое усилено за счет высокой с добротности резонатора ($Q \sim 10^4$). Большая часть электрического поля втянута в диэлектрическую подложку и образует существенную электрическую емкость с окружающими поверхностями, включая центральный полосок *4*. Элемент связи *8* негативно влияет на связь *4*–*2*, так как является частью экранирующего металла, но не может быть исключен из электродинамической схемы, так как он отвечает за поддержание симметрии возвратных токов копланарного волновода *4*. Таким образом, индуктивная связь с резонатором в области элемента *8* крайне малоэффективна, и связь резонатора с линией возбуждения возникает благодаря сильному электрическому полю, т. е. имеет емкостной характер. Структура токов копланарного волновода в области связи элементов *7* и *3* такова, что половина возвратного тока полоска *5* ($I/2$) проходит по участку *9*, и часть этого тока затекает в мостики *3*, что имеет эквивалентную схему с гальванической связью, как представлено на рис. 1, *b*.

Размер мостиков составляет менее $10\,\mu$m, что на три-четыре порядка меньше длины волны используемого сигнала, и интенсивность посторонних мод в сигнальном волноводе, вызванных асимметрией токов копланара, не может превышать мощности, отобранной у основной моды. На рис. 1, *a* контактные площадки окружены металлом, который работает так же, как мосты, используемые для подавления паразитной щелевой моды копланарного волновода. Щелевая мода может возникать также в копланарном четвертьволновом резонаторе детектора, но при существующих граничных условиях ее резонансная частота вдвое выше, и это не может влиять на работу детектора.

Потери мощности измеряемого сигнала на активном сопротивлении мостиков $R(T)$ *3* определяются током в линии передачи сигнала и импедансом шунтирующих индукторов X_L *9*, который обозначен как индуктивность связи L_C. При параллельном включении мостиков и индукторов увеличение импеданса мостика, вызванное разогревом от сигнала, заставляет увеличиться ток, протекающий через индуктивный шунт. Таким образом, реактивный ток в резонаторе детектора увеличивается, и добротность растет, вызывая увеличение провала параметра $\mathrm{S21}(F)$, что легко измерить. Более детальное рассмотрение можно провести, рассчитав эффективное значение активного импеданса мостика R_e как функцию температуры разогрева и частоты. Для этого удобно использовать понятие коэффициента реактивного шунтирования Г, который обратно пропорционален добротности шунта:

$$\Gamma = Q^{-1} = (\omega L/R)^{-1} = R/\omega L. \tag{1}$$

Легко показать, что действительная и мнимая части импеданса Z цепи, состоящей из параллельно включенного резистора R и реактивного шунта $|X|$, может быть рассчитана с использованием следующих простых и полезных соотношений, преобразующих комплексную проводимость параллельного включения нескольких элементов в комплексный импеданс. Такое преобразование подразумевает полную эквивалентность „пересчитанной“ цепи, в которой происходит последовательное протекание тока сигнала через модифицированные значения резистора и реактивного элемента:

$$\mathrm{Re}(Z) = \frac{R}{1+\Gamma^2}, \tag{2}$$

$$|\mathrm{Im}(Z)| = \frac{|X|\Gamma^2}{1+\Gamma^2}, \tag{3}$$

$$\frac{\mathrm{Re}(Z)}{|\mathrm{Im}(Z)|} = \frac{R}{|X|\Gamma^2} = \Gamma^{-1}. \tag{4}$$

Для реактивной части импеданса Z указан модуль, так как для емкостного и индуктивного шунта знак комплексного импеданса будет разный. Важно, что приведенные выше выражения можно использовать как для индуктивного, так и для емкостного шунта. Эти выражения позволяют легко рассчитать потери, вносимые в резонатор. Заметим, что отношение модифицированных импедансов (4) сохранилось таким же, как для проводимостей. В дополнение к этому можно заметить, что в цепочке доминирует реактивная компонента импеданса, и именно симметрия индукторов, а не сопротивлений мостиков определяет баланс (взаимную компенсацию) токов резонатора детектора, вносимых в волновод проходящего сигнала.

В нашем случае оптимальный импеданс одного мостика $R(T) \approx 3\,\Omega$, а индуктивность шунта $L = 4\,$pH, что дает $|X_L(F)| \approx 0.17\,\Omega$ на частоте $\sim 7\,$GHz, и активное сопротивление в цепи тока сигнала будет $R_e \approx 0.01\,\Omega$. Заметим, что это значение будет зависеть от частоты, и в случае индуктивного шунта оно растет, и наш детектор требует частотной калибровки. Коэффициент абсорбции в случае сильного рассогласования нагрузки можно записать, используя известную формулу для согласования

двух активных импедансов, как

$$C_A(Z_1, Z_2) = \frac{4\mathrm{Re}(Z_1)\mathrm{Re}(Z_2)}{(\mathrm{Re}(Z_1)+\mathrm{Re}(Z_2))^2 + (\mathrm{Im}(Z_1)+\mathrm{Im}(Z_2))^2},$$

$$C_A(R_e, 50) = \frac{4(50\cdot 2)2R_e(F)}{(50\cdot 2 + 2R_e(F))^2}\cdot 0.5 \approx 2\,\frac{2R_e(F)}{(50\cdot 2}$$

$$= \frac{2R_e(F)}{50} = 4\cdot 10^{-4} \approx -34\,\mathrm{dB}.$$

Конечный результат записан в приближении $R_e \ll 50\,\Omega$, и выражение сводится к $4R_e(F)/(50\cdot 2)$, где учитывается, что детектор содержит два симметричных поглотителя и связан симметрично с двумя портами линии сигнала, из-за чего появляется коэффициент $1/2$. Приближенно вносимые потери можно оценить как очень малые (около $-30-40\,\mathrm{dB}$), что и означает пренебрежимо малое влияние детектора на измеряемый сигнал. Используя полученные значения, получим, что $\Gamma = Q^{-1} \approx 17$ на частоте 7 GHz. Оценка на частоте 40 GHz дает $\Gamma \approx 3$, $R_e \approx 0.3\,\Omega$, а вносимые потери возрастут до $\approx -19\,\mathrm{dB}$ от входящего сигнала, что эквивалентно 1.2 %, или снижению проходящей мощности на 0.052 dB, что также следует считать пренебрежимо малой величиной, которая находится ниже уровня типичной погрешности измерения мощности на СВЧ. Особым диапазоном частот являются частоты в непосредственной близости и ниже частоты накачки детектора. Вблизи частоты накачки возможны биения сигнала и накачки, если эти частоты отличаются менее чем на полосу резонатора, типично — менее 1 MHz. На самых низких частотах эффект разогрева мостиков может деградировать вследствие малой энергии сигнальных фотонов.

Резюмируя, вариации мощности проходящего сигнала изменяют степень разогрева мостиков и их импеданс, что приводит к изменению добротности резонатора и регистрируется через измерение модуля коэффициента пропускания |S21(F)| линии возбуждения детектора. В силу симметричного подключения к волноводу одинаковых мостиков, напряжения, наводимые на них током резонатора детектора, вычитаются, и не создают ток в сигнальном волноводе, т. е. в приближении сосредоточенной схемы с рис. 1, *b* не передают сигнал на частоте считывания в сигнальный волновод. Такое подключение можно классифицировать как балансную схему. Важно отметить, что при регистрации сигнала резонатор не меняет свою резонансную частоту, так как в импедансе мостиков доминирует вариация активного импеданса, что следует из анализа соотношения (3) для $\Gamma \gg 1$: реактивная компонента меняется мало, а значит, малое изменение активного сопротивления мостиков практически не влияет на частоту резонатора.

2. Изготовление детектора

Терморезистивные мостики изготавливаются из сверхпроводящей пленки гафния толщиной 80 nm и имеют размер активной области $1\times 1\,\mu$m. Часть пленки мостика перекрывается электродами из ниобия толщиной 100 nm. Выбор материалов обусловлен их сверхпроводящими свойствами при криогенных температурах (критическая температура тонкой пленки гафния $T_{c\mathrm{Hf}} \approx 400$ mK, критическая температура пленки ниобия $T_{c\mathrm{Nb}} \approx 9$ K).

Изготовление детектора осуществлялось в чистой зоне НИТУ МИСИС с использованием стандартных методов тонкопленочной технологии [15]. На первом этапе на диэлектрической подложке из высокоомного кремния ($\rho > 6\,\mathrm{k\Omega\cdot cm}$) толщиной $500\,\mu$m создавалась фоторезистивная маска, на которую методом магнетронного распыления осаждалась пленка сверхпроводящего гафния толщиной 80 nm. Затем с помощью взрывной литографии (название процесса от англ. Lift-off) формировались микромостики размером $1\times 3\,\mu$m. Далее с помощью магнетронного распыления осаждалась сверхпроводящая пленка ниобия толщиной 100 nm. После создания фоторезистивной маски осуществлялось плазмохимическое травление в атмосфере смеси газов $CF_4 + O_2$ пленки ниобия для формирования резонатора, линий передачи и индуктора. При этом установлено экспериментально, что пленка гафния не подвергается воздействию плазмохимического травления, вероятно, вследствие спонтанной пассивации ее поверхности (образование прочного оксидного слоя).

На рис. 2 представлено полученное с помощью оптического микроскопа изображение экспериментального чипа.

3. Расчет параметров и характеристик детектора

Для расчета топологии детектора, его параметров и характеристик с учетом желаемой полосы частот сигнала и частоты резонатора использовались не оценочные расчеты, как выше, а электромагнитная модель, представляющая собой конфигурацию проводников, максимально приближенную к реальной и реализованную в программном пакете AWR Design Environment [16]. Моделирование позволило определить оптимальные геометрические размеры элементов устройства, такие как длина резонатора (19.6 mm), ширина линий передачи резонатора детектора с импедансом $50\,\Omega$ (полосок $20\,\mu$m, зазор $10\,\mu$m) и длина емкостной связи резонатора с линией возбуждения ($700\,\mu$m). Также были рассчитаны частотные характеристики устройства для несущей 1.5 GHz, мощности возбуждения -90 dBm, добротности резонатора $\sim 10^4$. В качестве примера был оценен уровень утечки помехи из цепи несущей детектора в цепь сигнала на частоте 7 GHz, который оказался менее -130 dBm. Рабочая глубина заграждения резонатора детектора в цепи несущей составила $|S21| = -6$ dB, что соответствует оптимальной эффективности отклика резонатора. Отметим, что в отличие от упрощенной

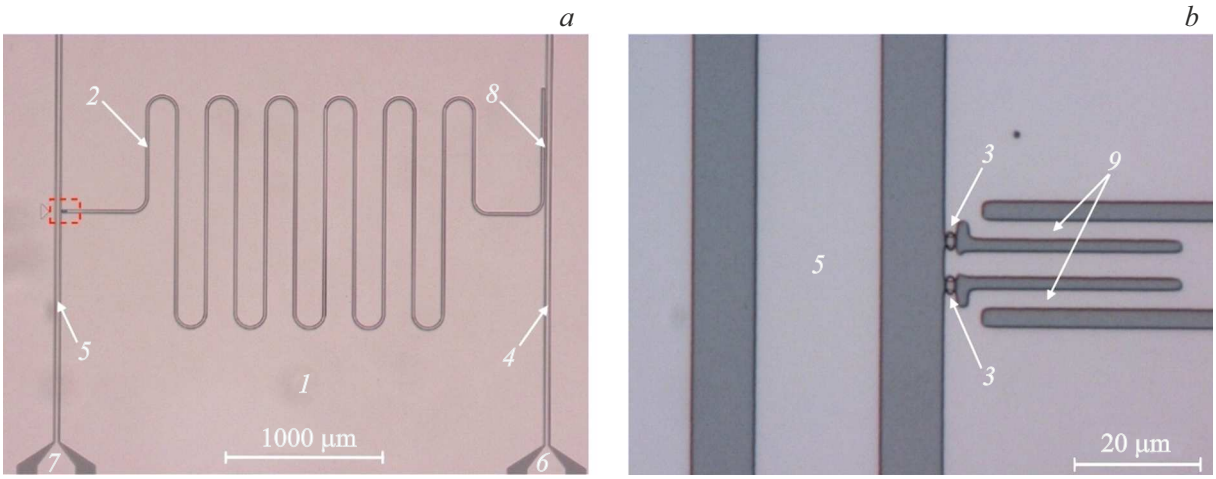

Рис. 2. *a* — фотография экспериментального чипа, полученная с помощью оптического микроскопа, общий вид структуры детектора; *b* — увеличенная область со сверхпроводящими мостиками, обведенная на рис. 2, *a* пунктирной красной линией. Номера обозначений элементов соответствуют схеме на рис. 1, *a*.

эквивалентной схемы с рис. 1, где взаимное расположение мостиков и индукторов показано условно, мостики установлены в линии тока сигнала, что необходимо для минимального фазового набега вдоль линии сигнала между мостиками. При этом индукторы, имеющие значительные геометрические размеры, вынесены в сторону, что не противоречит исходной концепции.

Обратимся к проблеме подавления сигнала накачки детектора в цепи полезного сигнала. Ясно, что нарушение симметрии в структуре поглотителей детектора, их индуктивных шунтов и самого резонатора пагубно влияет на баланс (взаимное вычитание) токов и напряжений в цепи сигнала. Однако есть фундаментальный предел, который возникает из-за пространственного разнесения поглотителей, что эквивалентно взаимной фазовой задержке двух когерентных источников равной амплитуды вдоль передающей линии сигнала. В конкретной структуре расстояние между мостиками составляет около $L \approx 7.5\,\mu$m, что соответствует фазовому набегу $\Delta\varphi = 2\pi L/\lambda$, и на частоте резонатора 1.5 GHz составляет около $4 \cdot 10^{-4}$ rad. Именно наличие такого фазового набега отличает идеальную (сосредоточенную) балансную схему от реальной. Важным фактором является различие в индуктивности шунтов и сопротивлении мостиков, вызванное несовершенством процесса изготовления этих элементов. Проведенный электромагнитный анализ показал, что отклонение на 10 % для мостиков при идеальных шунтах создает утечку около -60 dB, а одновременное отклонение мостиков и шунтов дает увеличение до -40 dB, что сравнимо с фундаментальным пределом, определяемым пространственным разнесением мостиков. Приведенные цифры весьма малы, несмотря на значительные отклонения, которые для шунтов сильно преувеличены. Ожидаемые отклонения составят не более 1–2 %, что дает утечку на уровне -58 dB. Уменьшение эффекта при нарушении баланса связано с известным эффектом отрицательной тепловой обратной связи, которая не только задает напряжение на мостиках, независимое от их импеданса, но и перераспределяет ток в двух нагрузках, подключенных к копланарному резонатору. Таким образом, ожидаемые уровни подавления сигнала накачки достаточны для поставленных на сегодня целей исследования (проверки работоспособности) новой технологии малоинвазивного детектирования. Авторы призывают не смешивать принцип инвазивного измерения добротности резонатора детектора, когда подбирается оптимальный уровень разогрева нелинейного резистора, и проникновение (инвазию) несущей в канал измеряемого широкополосного сигнала — такая инвазия мала.

4. Эксперимент

В экспериментальной части работы были проведены измерения параметров S21 (считывание) и S41 (утечка) в зависимости от частоты и мощности накачки (несущей) детектора в линии *4* (рис. 1, *a*) и мощности измеряемого сигнала, подаваемого в проходную линию *5*. Экспериментальная установка включала в себя следующие элементы: криостат растворения Triton DR-200 (Oxford Instruments), векторный анализатор цепей для измерения S-параметров (VNA, Vector Network Analyzer), генератор сигнала (AnaPico RFSG20), малошумящий охлаждаемый усилитель с усилением 26 dB на частоте 1.5 GHz с шумами порядка 6 K, установленный на ступени 3 K, холодные аттенюаторы для подавления фоновых тепловых шумов 300 K (10 dB на ступени 3 K и 20 dB на ступени 50 mK).

Измеряемый чип устанавливался в держатель, оснащенный СВЧ разъемами типа SMP 40, на которые по коаксиальным сверхпроводящим кабелям подавались

сигналы от генератора и измерителя S-параметров. Далее эти сигналы передавались по копланарным линиям, выполненным на печатной плате; контакты к чипу выполнялись с помощью ультразвукового бондинга на площадки *6* (рис. 1, *a*) для детектора и на контакты *7* для сигнала. В расчетах эти четыре порта входа/выхода СВЧ сигнала обозначались так: 1 и 2 порты — для возбуждения и считывания болометра на частоте 1.5 GHz (контактные площадки *6*); *3* и *4* порты — для проходящего сигнала на частоте 7 GHz (контактные площадки *7*). На контакт *6* линии считывания детектора подавался СВЧ сигнал VNA на частоте резонатора детектора 1.5 GHz с ослаблением −36 dB, который с выхода чипа усиливался охлаждаемым усилителем на 26 dB. С генератора СВЧ на контакт чипа *7* подавался сигнал на частоте 7 GHz через холодный аттенюатор 30 dB. Для изоляции сигнальной линии от фонового теплового шума на выходе с чипа к ней был также подключен холодный аттенюатор 20 dB. Векторный анализатор цепей (Agilent N5242A) регистрировал параметры пропускания цепи |S21(F)| и |S41(F)|.

Измерения производились при температуре 130 mK. Выбор температуры был обусловлен недостаточным запасом тепловой мощности рефрижератора на более низких температурах из-за эффекта разогрева, вызванного поглощенной (рассеянной) аттенюаторами мощности генератора 7 GHz. Для уточнения температурного диапазона, при котором будет наблюдаться целевая работоспособность детектора, требуется дополнительное исследование. Как и для классического RFTES, оптимальной является температура электронной подсистемы вблизи T_c, которая не должны быть слишком велика.

На рис. 3 представлен график отклика детектора на изменение мощности и частоты сигнала генератора при температуре 130 mK и оптимальном уровне мощности в линии накачки детектора. Скачкообразный характер отклика от частоты с периодом около 0.66 GHz (отдельные точки) говорит, скорее всего, о наличии небольшой (0.3 dB) стоячей волны в холодной линии подачи сигнала 6–7 GHz. Электромагнитное моделирование показало, что такая изрезанность может быть вызвана неоднородностями на концах соединительного коаксиального кабеля длиной ~ 155 mm. Это качественно соответствует условиям эксперимента в части соединения чипа, где применено термокомпрессионное соединение (бондинг) с паразитной индуктивностью со стороны чипа ~ 0.3 nH. Рост отклика с частотой предсказуем из-за увеличения импеданса индукторов-шунтов *9* (рис. 1), что обсуждалось выше с точки зрения уровня абсорбируемой мощности сигнала. Мощность сигнала возбуждения/считывания от VNA, P_{in}, приведенная к чипу, менялась в пределах $P_{in} = 2, 4, \ldots 46$ nW. Аппроксимация экспериментальных данных была получена с помощью линейной регрессии.

Параметр S41 описывает передачу мощности из линии возбуждения (порт 1) в сигнальную линию (порт 4)

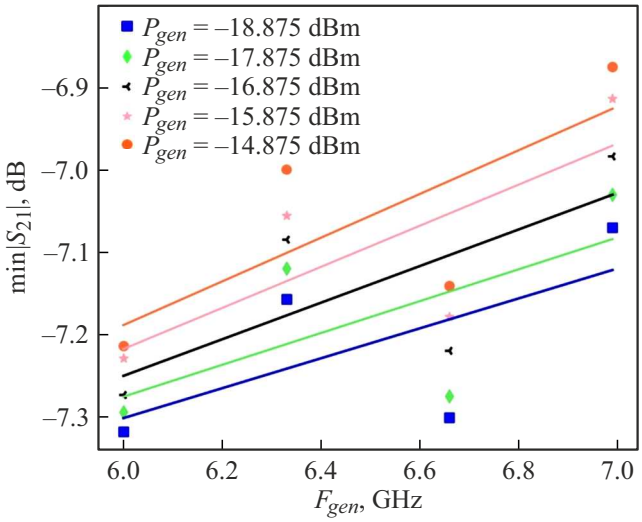

Рис. 3. Зависимость выходного сигнала детектора (уровень прохождения $|S21(F, P_{gen})|_{\min}$) от частоты и мощности сигнала генератора. Точки — экспериментальные данные; сплошные линии — подгонка методом наименьших квадратов. Приведенные данные являются калибровкой отклика детектора. Точность калибровки с учетом стоячей волны составляет ±0.2 dB в диапазоне частот 6–7 GHz.

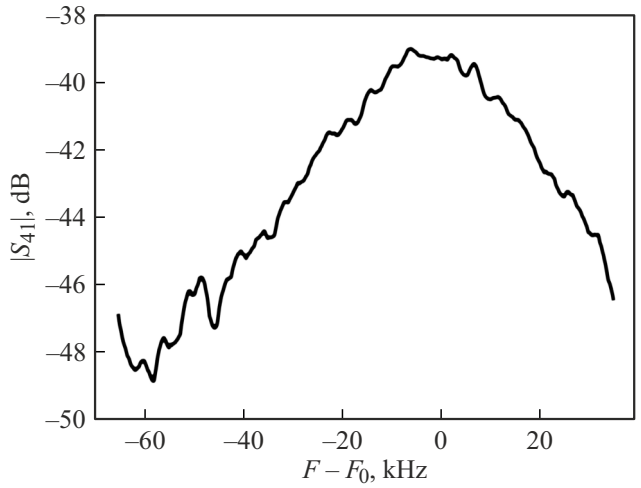

Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика резонатора |S41(F)| в полосе 100 kHz вблизи резонансной частоты резонатора F_0. Параметр |S41(F)| показывает уровень утечки несущей в цепь сигнала на частоте резонанса резонатора $F_0 = 1.5$ GHz. Зашумленность кривой объясняется слабым сигналом, что вызвано холодными аттенюаторами. В данном эксперименте охлаждаемый усилитель не использовался.

и показывает уровень утечки несущей в цепь сигнала. Уровень подавления несущей детектора на частоте 1.5 GHz был измерен напрямую с помощью VNA и составил около −40 dB, как показано на рис. 4, что говорит о хорошем согласии с приведенными выше оценками. Отметим, что утечка несущей в сигнальную линию имеет место лишь на фиксированной частоте

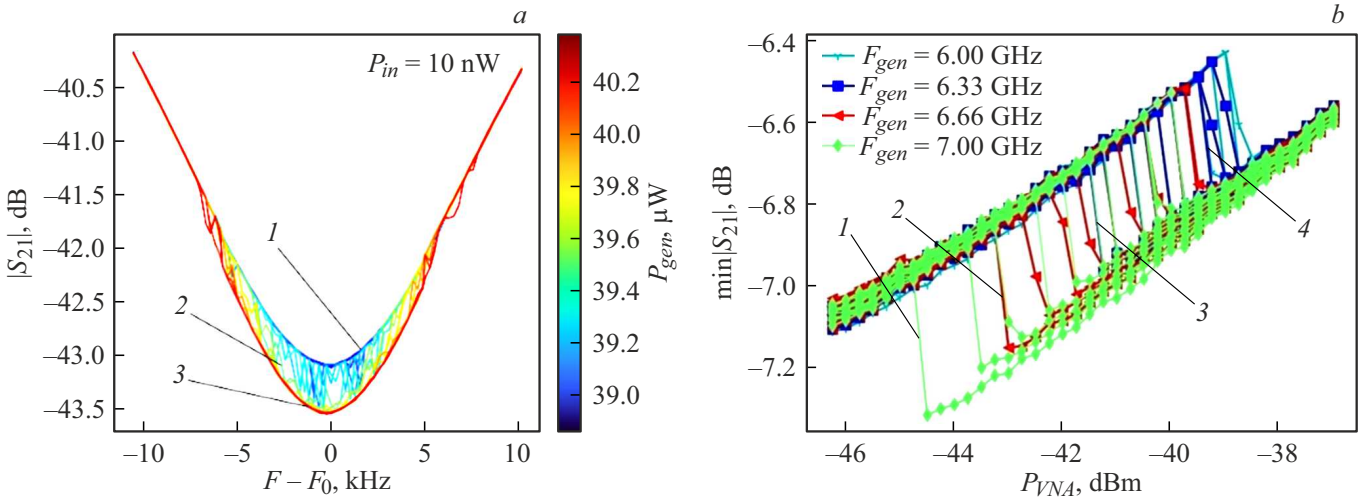

Рис. 5. Экспериментальные данные отклика детектора к разогреву суммой мощностей измеряемого сигнала и накачки. *a* — частотные зависимости параметра прохождения $|S21(F, P_{in}, P_{gen})|$ в узком диапазоне мощности накачки для разной мощности сигнала 7 GHz при температуре 130 mK. Цифрами на графике отмечены диапазоны сигнала: *1* — 39.0–39.3 μW, *2* — 39.3–39.8 μW, *3* — 39.8–40.2 μW; *b* — глубина провала от мощности накачки, приведенной ко входу чипа, и мощности сигнала от −19 до −14 dBm (7–20 μW) при различных частотах генератора. Цифрами на графике *b* отмечены скачки |S21| для разных частот сигнала F_{gen}: *1* — 7, *2* — 6.66, *3* — 6.33, *4* — 6 GHz. F_0 — частота резонатора.

опроса детектора 1.5 GHz внутри измеренной полосы 100 kHz. Помеху в диапазоне частот 6–7 GHz измерить не удалось, так как чувствительность установки оказалась ниже уровня этого сигнала. Согласно расчетам, подавление на частоте 7 GHz должно составлять не менее 90 dB.

На рис. 5 представлены данные необычно крутой зависимости параметра прохождения |S21| от мощности VNA (накачка) и генератора на частоте 6–7 GHz (сигнал) при температуре 130 mK, который похож на температурный гистерезис, происхождение которого в настоящий момент неясно: резонатор может переключаться между двумя состояниями омических потерь с минимальным смещением частоты резонатора в диапазоне такого скачка, как показано на рис. 5, *a*. Для анализа этого эффекта из диапазона сканирования выбрана узкая область, в которой проявляется скачок примерно на 0.5 dB (∼ 10 % мощности несущей) в центре полосы резонатора. Экспериментальные данные, полученные в более широком диапазоне параметров, свидетельствуют о том, что в резонаторе детектора имеет место небольшая нелинейность кинетической индуктивности (сдвиг частоты резонатора), а также плавный предсказуемый рост потерь (ожидаемый резистивный отклик). Это иллюстрируют экспериментальные данные |S21| (рис. 5, *a*), результат обработки которых представлен на рис. 5, *b*. Исходя из тепловой природы отклика, разумно заключить, что скачок происходит при одной и той же тепловой мощности, выделяющейся на нелинейном элементе, т. е. сумма мощности накачки и сигнала есть инвариант в области скачка. Это позволяет записать уравнение теплового баланса следующим образом:

$$P_{inv} = P_{gen}A + P_{in}B \;=\; \text{const},$$

где P_{inv} — инвариант абсорбированной тепловой мощности в области скачка, P_{gen} — мощность генератора сигнала, A — коэффициент поглощения сигнала мостиками, P_{in} — мощность VNA, приведенная ко входу чипа. Глубина провала S21 = 6–7 dB означает, что нагрузка резонатора близка к режиму полного согласования, т. е. в мостики попадает около 50 % (−3 dB) мощности, подаваемой на вход линии считывания, и $B \approx 0.5$. Решение уравнения для $P_{inv} = 2.7 \cdot 10^{-8}$ W позволяет вычислить коэффициент поглощения $A = (-34.7 \pm 1.9)$ dB, что хорошо согласуется со значением модельных расчетов (−34 dB), приведенными выше.

Изрезанность |S21| затруднительно объяснить стационарным свойством системы, так как, предположив резонансное происхождение и учитывая, что ширина частотного диапазона скачков составляет менее 1 kHz, получаем добротность резонансов более 10^6. Это выглядит маловероятным в слишком короткой системе, к тому же задемпфированной на всех портах аттенюаторами. Скорее всего, мы имеем дело с комбинацией режимов регулярного (плавного) отклика детектора и динамически неустойчивыми состояниями. Эти состояния могут иметь различную физическую природу. Неустойчивость может быть связана с изменением знака электротермической обратной связи, и переходы инициируются флуктуациями (шумами). Этот эффект может быть также связан (спровоцирован) перераспределением энергии между паразитными электромагнитными модами чипа, что наблюдалось при электромагнитном моделировании,

и позже будет исследовано более подробно. С учетом отсутствия защиты от магнитного поля в эксперименте не следует исключать также известный эффект влияния сверхпроводящих слабых связей (остаточной сверхпроводимостью в мостиках) и индуктивными петлями, образующими подобие RF сквидов, куда могут проникать джозефсоновские вихри [17].

Заключение

Результаты разработки и предварительные испытания детектора проходящей мощности на основе RFTES-технологии на частотах 1.5 и 6–7 GHz при температуре 130 mK показывают, что разработанные принципы и подходы с разумной точностью реализуются в эксперименте, и данная технология детектирования на низких гигагерцовых частотах при сверхнизких температурах заслуживает дальнейшей, более подробной, разработки. Методика измерений таких слабых сигналов должна быть улучшена в части соотношения сигнал–шум с использованием второго усилителя в цепи тестового сигнала, а также в сторону расширения диапазона тестируемых входных частот. Обнаруженный новый необычный эффект бистабильного состояния должен быть изучен более подробно, так как в его основе могут лежать как новые эффекты релаксации пленок с электронным газом, так и паразитные резонансные явления, например, интерференция резонатора детектора с подводящими цепями, или их взаимное действие, а также эффекты локального разрушения сверхпроводимости, присущие двухсвязным сверхпроводникам со слабыми связями.

Экспериментально измеренная добротность цепи считывания детектора составила около $4 \cdot 10^4$ на частоте несущей 1.55 GHz, что находится в хорошем согласии с модельными расчетами. Глубина заграждения накачки детектора (подавление утечки мощности на частоте 1.5 GHz в цепь сигнала) составляет около -40 dB, что соответствует численным оценкам и говорит о незначительном и предсказуемом влиянии несущей на сигнальную линию. Аналогичная помеха в диапазоне частот 6–7 GHz оказалась вне пределов чувствительности системы, и ее измерение потребует совершенствования экспериментальной установки, что важно для определения перспектив нового детектора, в частности, в области считывания состояния сверхпроводящих кубитов. Резюмируя, отметим, что предложенное устройство выглядит полезным для применения в радиометрии и других областях, где требуется измерение сверхмалых сигналов в криогенных условиях.

Благодарности

Авторы благодарны И.С. Беседину за полезную дискуссию.

Финансирование работы

Исследование поддерживалось грантом РНФ 24-29-20298 „Активный терагерцовый RFTES-детектор“.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

[1] T.M. Lanting, H.-M. Cho, J. Clarke, M. Dobbs, A.T. Lee, P.L. Richards, H. Spieler, A. Smith. SPIE, **4855**, 172 (2003). DOI: 10.1117/12.459672
[2] J.J.A. Baselmans, J. Bueno, S.J.C. Yates, O. Yurduseven, N. Llombart, K. Karatsu, A.M. Baryshev, L. Ferrari, A. Endo, D.J. Thoen, P.J. de Visser1, R.M.J. Janssen, V. Murugesan, E.F.C. Driessen, G. Coiffard, J. Martin-Pintado, P. Hargrave, M. Griffin. Astronomy & Astrophysics, **601**, A89 (2017). DOI: 10.1051/0004-6361/201629653
[3] B.S. Karasik, A.V. Sergeev, D.E. Prober. IEEE Transactions on Terahertz Sci. Technol., **1** (1), 97 (2011). DOI: 10.1109/TTHZ.2011.2159560
[4] V.P. Koshelets, S.V. Shitov. Supercond. Sci. Technol., **13** (5), R53 (2000). DOI: 10.1088/0953-2048/13/5/201
[5] А.В. Меренков, Т.М. Ким, В.И. Чичков, С.В. Калинкин, С.В. Шитов. ФТТ, **64** (10), 1404 (2022). DOI: 10.21883/FTT.2022.10.53081.50HHC
[6] A.M. Gunyhó, S. Kundu, J. Ma, W. Liu, S. Niemelä, G. Catto, V. Vadimov, V. Vesterinen, P. Singh, Q. Chen, M. Möttönen. Nature Electron., **7** (4), 288 (2024). DOI: 10.1038/s41928-024-01147-7
[7] A. Opremcak, I.V. Pechenezhskiy, C. Howington, B.G. Christensen, M.A. Beck, E. Leonard Jr., J. Suttle, C. Wilen, K.N. Nesterov, G.J. Ribeill, T. Thorbeck, F. Schlenker, M.G. Vavilov, B.L.T. Plourde, R. McDermott. Science, **361** (6408), 1239 (2018). DOI: 10.1126/science.aat4625
[8] L. Bisigello, S.J.C. Yates, L. Ferrari, J.J.A. Baselmans, A. Baryshev. SPIE, **9914**, 913 (2016). DOI: 10.1117/12.2238643
[9] M. De Lucia, G. Ulbricht, E. Baldwin, J.D. Piercy, O. Creaner, C. Bracken, T.P. Ray. AIP Adv., **13** (12), (2023). DOI: 10.1063/5.0168365
[10] M. De Lucia, P. Dal Bo, E. Di Giorgi, T. Lari, C. Puglia, F. Paolucci. Instruments, **8** (4), 47 (2024). DOI: 10.3390/instruments8040047
[11] А.С. Загородний. *Измерители мощности сигналов СВЧ и КВЧ диапазонов на основе диодных детекторов* (Автореф. канд. дисс., ТУСУР, Томск, 2014)
[12] 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).
[13] A.V. Merenkov, V.I. Chichkov, A.B. Ermakov, A.V. Ustinov, S.V. Shitov. IEEE Transactions on Appl. Superconduct., **28** (7), 1 (2018). DOI: 10.1109/TASC.2018.2827981
[14] M.E. Gershenson, D. Gong, T. Sato, B.S. Karasik, A.V. Sergeev. Appl. Phys. Lett., **79** (13), 2049 (2001). DOI: 10.1063/1.1407302

[15] А.И. Курносов, В.В. Юдин. *Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем* (Высшая школа, М., 1986)
[16] Cadence AWR Microwave Office https://www.awr.com/awr-software/products/awr-design-environment.
[17] P. Jung, S. Butz, M. Marthaler, M.V. Fistul, J. Leppäkangas, V.P. Koshelets, A.V. Ustinov. Nature Commun.0, **5** (1), 3730 (2014). DOI: 10.1038/ncomms4730