

02,13

Влияние параметров передающей линии на степень согласования генератора с СИС-смесителем в диапазоне частот 200–700 GHz

© А.А. Атепалихин^{1,2,3}, Ф.В. Хан^{1,2,3}, Л.В. Филиппенко¹, В.П. Кошелец^{1,2}

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

² Институт физики микроструктур РАН, Нижний Новгород, Россия

³ Московский физико-технический институт (государственный университет), Долгопрудный, Россия

E-mail: atepalikhin@hitech.cplire.ru

Поступила в Редакцию 29 апреля 2022 г.

В окончательной редакции 29 апреля 2022 г.

Принята к публикации 12 мая 2022 г.

Описаны разработка, исследование и оптимизация сверхпроводниковых интегральных структур, предназначенных для согласования импедансов генератора на основе распределенного джозефсоновского перехода (РДП) и детектора на основе структуры сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (СИС) в субтерагерцовом диапазоне частот. Проведены численные расчеты интегральных структур с целью оптимизации топологии и параметров передающей линии. Определены ключевые параметры линий и их влияние на распространение сигнала. Экспериментально подтвержден результат оптимизации интегральных согласующих структур в диапазоне 450–700 GHz.

Ключевые слова: интегральные согласующие структуры, джозефсоновские переходы, субтерагерцовый генератор.

DOI: 10.21883/FTT.2022.10.53077.41NN

1. Введение

Развитие технологий генерации и регистрации излучения терагерцового диапазона частот актуально не только для научных исследований в различных областях физики, астрономии, метрологии и биологии, но и для ряда прикладных задач, например, в медицине и системах безопасности. Дефицит твердотельных источников непрерывного терагерцового излучения с возможностью плавной перестройки частоты, который особенно сильно проявляется в частотном диапазоне от 500 GHz до 1.5 THz, мотивирует работы по их разработке и исследованию. Совершенствование интегральных согласующих структур (линий передачи сигнала СВЧ) позволит создать и исследовать источники терагерцового излучения на основе массива синхронно работающих переходов, обеспечивающих перестройку частоты в широком частотном диапазоне. Кроме того, подобные схемы будут применяться при проектировании нового поколения интегральных приемников субтерагерцового диапазона [1,2].

Исследуемые ниобиевые интегральные структуры предназначены для работы в диапазоне 200–700 GHz. Процесс их модернизации заключается в оптимизации конструкции составляющих элементов и подбора параметров передающей линии, таких как толщины и материал диэлектрического слоя, геометрические размеры элементов структуры, характеристики детектора и температура. Оптимизация структур осуществляется на эта-

пе проектирования устройства при помощи имеющихся моделей, учитывающих проникновение магнитного поля в сверхпроводник, а также потери в ниобиевых электродах при напряжениях порядка и выше щелевого [3]. Основной целью работы является создание и апробация методов численного расчета, позволяющих корректно описать экспериментальные сверхпроводниковые структуры в широком диапазоне частот от 200 до 700 GHz, а также оптимизировать согласующие структуры в нужном частотном диапазоне. Для оптимизации крайне важно определить влияние вышеупомянутых факторов на коэффициент согласования и его зависимость от частоты. Решению этих вопросов посвящена данная работа.

2. Интегральные согласующие структуры и методы их исследования

Генератором излучения СВЧ является распределенный джозефсоновский переход (РДП) [1,4–6], в англоязычной литературе известный как flux-flow oscillator (FFO), который работает в субтерагерцовом диапазоне частот от 200 до 700 GHz [2,7,8]. Сосредоточенный джозефсоновский переход сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (СИС, SIS) используется как детектор высокочастотного сигнала. Оба устройства расположены на одной подложке, излучение распространяется от рас-

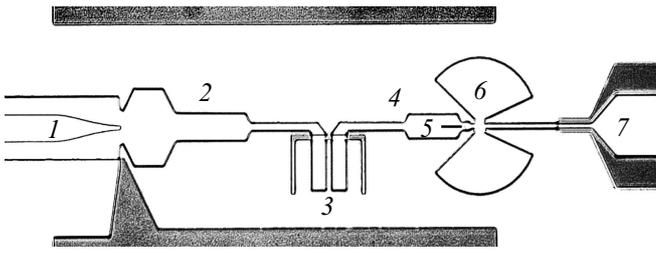


Рис. 1. Фото интегральной согласующей структуры. 1 — генератор на РДП, 2 — трехступенчатый трансформатор импеданса, 3 — элемент разрыва по низким частотам, 4 — двухступенчатый трансформатор импеданса, 5 — СИС-детектор, 6 — радиальный замыкатель, 7 — выходная копланарная линия.

пределенного джозефсоновского перехода (РДП) к СИС по специальной передающей линии, представленной на рис. 1.

Роль каждой из составляющих существенна; элементы передающей линии подбираются таким образом, чтобы обеспечить максимальное согласование импедансов генератора и детектора в как можно более широкой полосе частот [8]. Для обеспечения независимого питания генератора 1 и детектора 5 требуется развязка этих элементов по постоянному току 3, которая не должна препятствовать прохождению сигнала высокой частоты от генератора к детектору. Для этого в схеме предусмотрен разрыв по постоянному току, выполненный в виде щелевой антенны. СИС-детектор 5 обладает большой паразитной емкостью, которая может быть „отстроена“ на рабочей частоте путем подключения небольшой индуктивности, выполненной в виде отрезка микрополосковой линии длиной в несколько микрометров. Для подключения индуктивности на землю по высокой частоте используется „блокировочная“ емкость, которая реализована с помощью широкополосных радиальных замыкателей 6. Следует отметить, что выходной импеданс генератора составляет доли ома, что делает необходимым использование многосекционного трансформатора импеданса 2 для согласования со схемой развязки и подключения к детектору.

В работе приведены результаты исследования интегральных схем, изготовленных на основе туннельных структур Nb–AlO_x–Nb и Nb–AlN–NbN. Технология изготовления сверхпроводниковых интегральных структур на основе высококачественных туннельных переходов была разработана и оптимизирована в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН [9,10]; эта технология была апробирована при изготовлении маломощных приемных устройств ТГц-диапазона для радиоастрономии и интегральных приемников для мониторинга атмосферы и лабораторных применений [2,7,11,12]. Основные элементы согласующих схем выполнены в виде отрезков микрополосковых линий на основе пленок ниобия; в качестве изолятора был использован слой двуокиси

кремния SiO₂. Были исследованы два варианта с вариацией толщины SiO₂ в согласующей структуре. В первом варианте толщина SiO₂ составляла 400 nm по всей схеме, за исключением первой секции трансформатора 2, где толщина слоя составила 200 nm, для уменьшения волнового сопротивления примыкающей к РДП линии. Во втором варианте использовался слой изолятора одинаковой толщины SiO₂ по всей схеме, равной 250 nm, что упрощает технологию изготовления интегральных структур, но может сужать полосу согласования и ухудшать передачу сигнала.

Экспериментальное определение степени согласования импедансов генератора и детектора проводится путем измерения зависимости мощности, поглощенной в детекторе, от частоты излучения генератора. Оценить мощность, выделившуюся в переходе, можно путем сравнения экспериментальных данных с расчетами в рамках теории Такера и Фелдмана [13]. Величина поглощенной мощности пропорциональна квад-

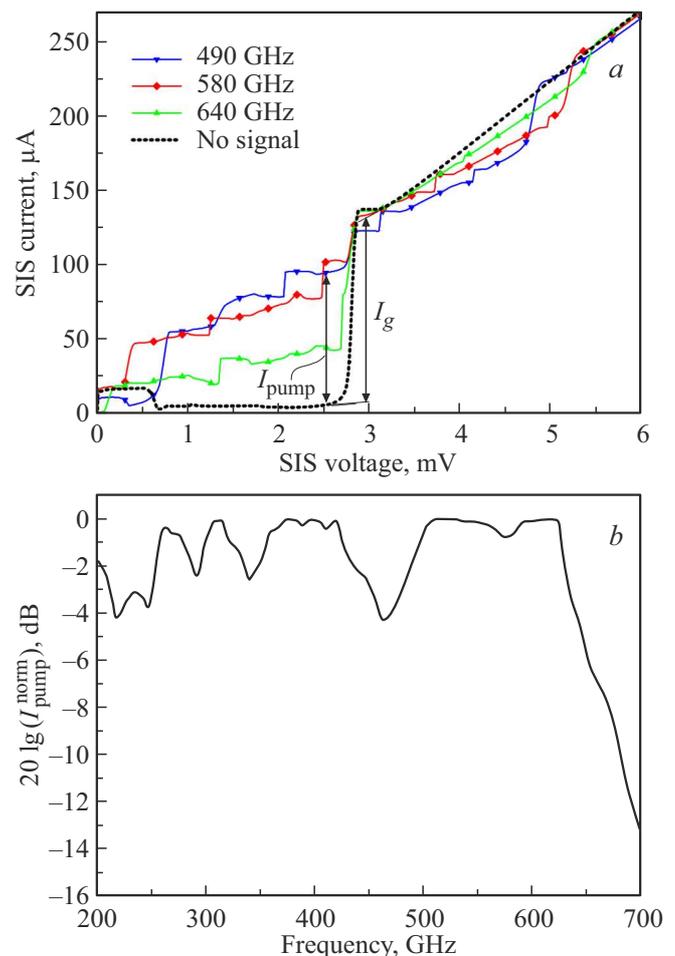


Рис. 2. a) ВАХ СИС-детектора под воздействием сигнала СВЧ различной частоты. I_{pump} — величина тока накачки, I_g — величина скачка тока на щели. b) Измеренная зависимость нормированного тока накачки детектора от частоты. Детектором являлся СИС-переход, ВАХ которого приведена на рис. 2, a.

рату тока накачки I_{pump} СИС-детектора при напряжении под щелью, где образуется квазичастичная ступенька, обусловленная туннелированием электронов под действием высокочастотного сигнала; величина тока на этой ступени и измеряется в эксперименте (см. рис. 2, *a*). Основные параметры приведенного СИС-перехода: $R_n S = 27.2 \Omega \cdot \mu\text{m}^2$, $S = 1.14 \mu\text{m}^2$, где R_n — нормальное сопротивление перехода, S — площадь перехода. Для сравнения различных схем ток накачки нормируется на некоторое максимальное значение; обычно для нормировки используется величина скачка тока на щели I_g . Частота СВЧ-излучения определяется напряжением на РДП согласно соотношению Джозефсона. Мощность сигнала на данной частоте пропорциональна току РДП и может варьироваться путем одновременной подстройки магнитного поля и тока РДП.

Следует отметить, что во многих случаях генератор выдает слишком большую мощность, и на соответствующих частотах детектор работает в режиме насыщения (ток накачки достигает значения I_g). При обработке все измерения, полученные для токов РДП, больших значения тока насыщения, не учитываются, а кривая согласования выходит на максимальный уровень (см. рис. 2, *b*).

3. Математическое моделирование линий передач

Для оптимизации интегральных согласующих структур была построена модель схемы согласования в программе математического моделирования. Преобразование импеданса, которое производит каждый трансформатор, зависит от его собственного импеданса и длины. Трансформатор состоит из нескольких микрополосковых линий, которые соединяются трапециевидным электродом. При построении расчета места расширения и сужения аппроксимировались ступенчатой цепочкой коротких микрополосковых линий. Ее импеданс Z_B зависит от ширины полоски W , толщины изолятора H и его диэлектрической проницаемости ϵ_{eff} следующим образом [14,15]:

$$Z_B = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{120\pi}{1.4 + W/H + 0.7 \ln(W/H + 1.4)}.$$

Включение эффектов сверхпроводимости в расчеты было реализовано с помощью добавления к импедансу Z_B и постоянной сопротивлению γ поправок, учитывающих проникновение магнитного поля и затухание в линии и зависящих от поверхностного импеданса сверхпроводящих электродов. Волновое сопротивление Z_o^S и постоянную распространения γ^S в линии со сверхпроводящими электродами можно рассчитать следующим образом:

$$Z_o^S = Z_B \sqrt{A^2 + \frac{1}{i\omega L} \left(\frac{R^t}{W^t} + \frac{R^b}{W^b} \right)},$$

$$\gamma^S = \gamma \sqrt{A^2 + \frac{1}{i\omega L} \left(\frac{R^t}{W^t} + \frac{R^b}{W^b} \right)},$$

где свайхартовский фактор A равен

$$A = \sqrt{1 + \frac{\lambda^t}{H} \coth\left(\frac{\lambda^t}{d^t}\right) + \frac{W^t}{W^b} \frac{\lambda^b}{H} \coth\left(\frac{\lambda^b}{d^b}\right)}.$$

Здесь λ — лондоновская глубина проникновения магнитного поля в сверхпроводник, d — толщина электрода, R — поверхностное сопротивление, индексами t и b обозначены параметры верхнего и нижнего электродов соответственно.

Расчет производится двумя способами. В первом случае рассчитывается коэффициент согласования импедансов между различными частями схемы, от источника до детектора. Результат расчета представлен на рис. 3.

Во втором методе составляются матрицы передачи элементов схемы (ABCD-матрицы) [14,15] и вычисляется отношение мощности, падающей на СИС-переходе, к мощности, излучаемой генератором [16]. Матрица микрополосковой линии постоянной ширины имеет вид [14,15]:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} \text{ch}(\gamma l) & Z_o^S \text{sh}(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_o^S} \text{sh}(\gamma l) & \text{ch}(\gamma l) \end{pmatrix},$$

где l — длина элемента. На частотах выше 700 GHz, где энергия кванта излучения становится сравнимой и может даже превосходить величину энергетической щели ниобия, сигнал от генератора сильно поглощается в сверхпроводниковых электродах передающей линии; этот эффект учитывался во втором методе расчета. Импеданс на квадрат поверхности электрода рассчитан

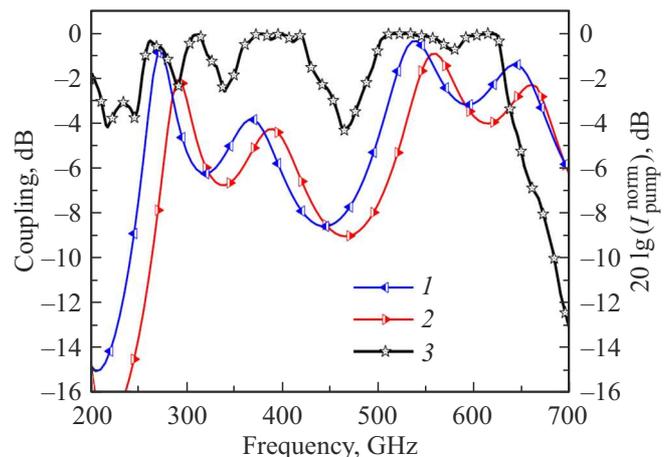


Рис. 3. Зависимость нормированного тока накачки от частоты. Сравнение эксперимента с результатами расчетов: кривая 1 — согласование импедансов, 2 — ABCD-матрицы, 3 — экспериментальные данные. Значения теоретических кривых относятся к оси слева, значение экспериментальной кривой — к оси справа.

по формулам теории Маттиса–Бардина [17], которые учитывают эффекты сильной связи [18].

Сравнение расчетов с экспериментальными данными представлено на рис. 3. Толщина SiO_2 в образце составляет 250 nm. Детектором являлся СИС-переход, ВАХ которого приведена на рис. 2, *a*. Можно отметить хорошее совпадение пиков по частоте как между двумя расчетами, так и обоих расчетов с экспериментом. Для правильной оценки и интерпретации результатов сравнения необходимо также учитывать особенности, связанные непосредственно с генерацией излучения, поскольку для РДП имеет место зависимость мощности излучения от частоты. Так, для структур $\text{Nb}-\text{AlO}_x-\text{Nb}$ на частотах генерации около 450 GHz (напряжение $V_g/3$, где V_g — щелевое напряжение) изменяется режим генерации РДП: от ступеней Фиске происходит переход в режим flux-flow. Этот переход вызван эффектом самонакачки [19,20]. В результате мощность до частоты 450 GHz будет несколько выше расчетной, а после — заметно ниже из-за дополнительных потерь в самом РДП. Различие в уровнях согласования между теоретическими моделями на высоких частотах вызвано тем, что в модели с ABCD-матрицами учитываются потери на частотах выше щелевой. Неполное соответствие положения пиков теоретических и экспериментальных кривых на оси частот вызвано зависимостью лондоновской глубины проникновения магнитного поля от частоты. Накачка, наблюдаемая в эксперименте в области низких частот, обусловлена генерацией РДП на гармониках джозефсоновской частоты [21]. В этой работе показано, что накачка, наблюдаемая на частотах 200–350 GHz, является сжатой вдвое по оси частот „репликой“ накачки на частотах 400–700 GHz.

4. Экспериментальные результаты и обсуждение

При сравнении экспериментальных данных с результатами расчетов основное внимание следует обращать на качественное соответствие представленных кривых и положение пиков и провалов в кривой согласования, а не на количественное совпадение уровней накачки. В расчете результатом является уровень мощности,ходящей до СИС-перехода, а в эксперименте измеряется ток накачки, который связан с уровнем входящей мощности достаточно сложной зависимостью [13]; поэтому все представленные графики имеют двойную вертикальную ось.

Полученные математические модели были применены для создания устройств, работающих в диапазоне 450–700 GHz, ниже приведены примеры успешного использования этих моделей. Были разработаны, изготовлены и исследованы интегральные схемы, содержащие различные варианты согласующих структур. Сравнение расчета с экспериментом позволяет уточнить расчетные модели и определить значения параметров,

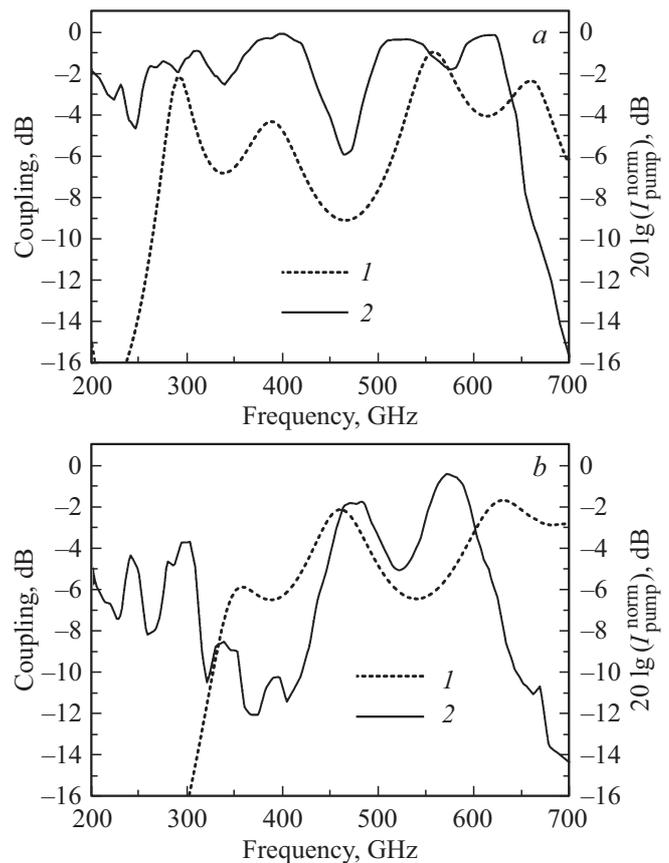


Рис. 4. Зависимость нормированного тока накачки от частоты при *a*) двухступенчатом и *b*) одноступенчатом трансформаторе перед блоком детектора. Кривая 1 — расчет методом ABCD-матриц, 2 — экспериментальная.

позволяющих получить наилучшее согласие с экспериментом. Были реализованы две схемы согласования, отличающиеся трансформатором импеданса между элементом разрыва по низким частотам и СИС-детектором; результаты представлены на рис. 4. Для первой схемы (рис. 4, *a*) трансформатор традиционно является двухступенчатым (элемент 4 в схеме на рис. 1). Во второй схеме (рис. 4, *b*) перед микрополосковой линией, содержащей СИС-детектор, был использован одноступенчатый трансформатор, что позволяет сократить длину линий и уменьшить влияние потерь на высоких частотах, близких к щелевой частоте сверхпроводника. Для обоих вариантов в большей части диапазона 450–700 GHz потери мощности составляют от 4 до 1 dB. Как и предполагалось, вариант с одноступенчатым трансформатором имеет меньшую полосу согласования (550–620 GHz по уровню –3 dB по сравнению с диапазоном 500–650 GHz для двухступенчатого трансформатора), но позволяет уменьшить потери из-за меньшей длины структуры, что может быть важно при работе на частотах около 1 ТГц.

В качестве детектора использовался джозефсоновский переход $\text{Nb}-\text{AlO}_x-\text{Nb}$. Основные параметры:

$R_n S = 27.2 \Omega \cdot \mu\text{m}^2$, $S = 1.24 \mu\text{m}^2$. Следует отметить, что приведенные на рис. 4 результаты были получены для образцов с одним слоем изолятора SiO_2 толщиной 250 nm, что упрощает технологию изготовления. Полученные результаты демонстрируют возможность реализации достаточно хорошего согласования в структурах с одним слоем изолятора: практически во всем рассчитанном диапазоне частот 450–700 GHz уровень согласования лежит выше -4 dB.

Было исследовано влияние плотности тока СИС-перехода на характер передачи сигнала СВЧ. Использование приемных структур с высокой плотностью туннельного тока позволяет существенно расширить полосу согласования. Связь туннельного тока в джозефсоновском переходе с величиной нормального сопротивления R_n имеет вид

$$I = \frac{\sqrt{2\pi k_B T \Delta}}{e R_n} \exp\left(-\frac{\Delta}{k_B T}\right) \sinh\left(\frac{eV}{k_B T}\right),$$

где T — абсолютная температура, k_B — постоянная Больцмана, e — элементарный заряд, Δ — энергетическая щель сверхпроводника, V — приложенное напряжение.

Удобнее использовать сокращенное выражение, включающее величину плотности критического тока в переходе j_c :

$$R_n S = \frac{V_g}{j_g} = \frac{\pi}{4} \frac{V_g}{j_c}.$$

Применяя ее к имеющимся образцам, можно получить величину плотности туннельного тока СИС-перехода j_g в kA/cm^2 :

$$j_g = \frac{\pi}{4} \frac{250}{R_n S}.$$

Импеданс СИС-детектора зависит от его плотности тока. Следовательно, меняя величину $R_n S$, а вместе с ней и значение j_g , изменяем и коэффициент согласования импедансов. Это можно наблюдать как в расчете, так и в эксперименте. Соответствующие данные приведены на рис. 5.

Как расчеты, так и эксперимент демонстрируют достаточно сильную зависимость уровня передачи сигнала от плотности тока: чем ниже $R_n S$ (выше j_g), тем в большей полосе возможно эффективное согласование импедансов РДП и СИС. Следует отметить, что для достижения оптимального согласования приемного элемента с малым $R_n S$ и внешней электродинамической системы требуются СИС-переходы субмикронных размеров.

С ростом температуры возрастают потери в сверхпроводниковых электродах; это сказывается на качестве передачи сигнала по согласующей структуре. Кроме того, существенно меняется режим работы генератора на РДП; вследствие значительного увеличения квазичастичного тока растут потери в самом РДП, в результате чего мощность излучения на высоких частотах падает. При повышении температуры уменьшаются также

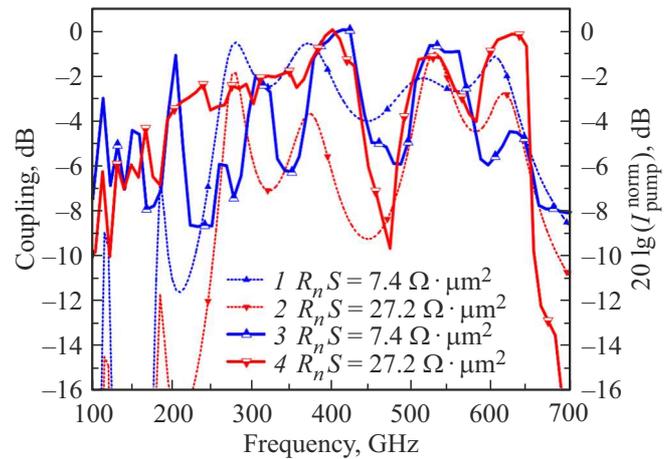


Рис. 5. Зависимость нормированного тока накачки от частоты. Сравнение образцов, имеющих идентичные согласующие структуры, но разные параметры $R_n S$ детектора. Кривые 1, 2 — расчет методом ABCD-матриц, 3, 4 — экспериментальные.

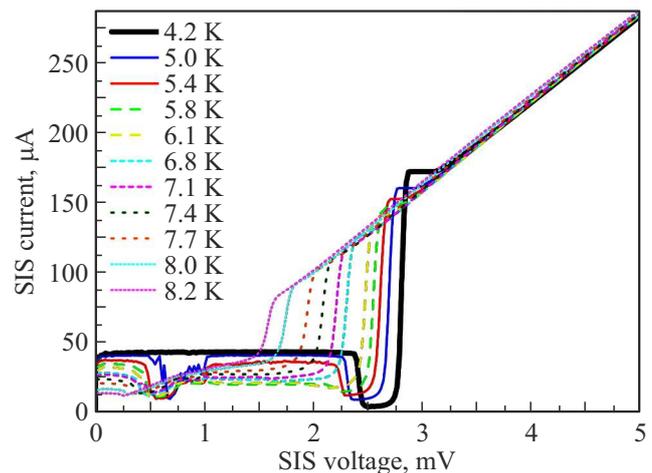


Рис. 6. Вольт-амперные характеристики СИС-перехода при различных температурах. Основные параметры приведенного СИС-перехода: $R_n S = 27.2 \Omega \cdot \mu\text{m}^2$, $S = 1.24 \mu\text{m}^2$.

основные параметры СИС-детектора: щелевое напряжение V_g и величина скачка тока на щели I_g , растет ток утечки под щелью, см. рис. 6. При измерении тока накачки учитывались все эти эффекты; рабочая точка, в которой происходили измерения, сдвигалась от 2.5 mV в область меньших напряжений. Из рис. 7 видно, что область эффективного согласования сдвигается в область более низких частот, а уровень согласования снижается. Для сравнения на рисунке показаны расчетные значения согласования для двух температур; в расчете учитывалось только изменение коэффициента передачи мощности в схеме согласования при повышении температуры, без учета изменения режима работы РДП.

Данные о температурной зависимости значений V_g и I_g необходимы для исследования влияния температуры

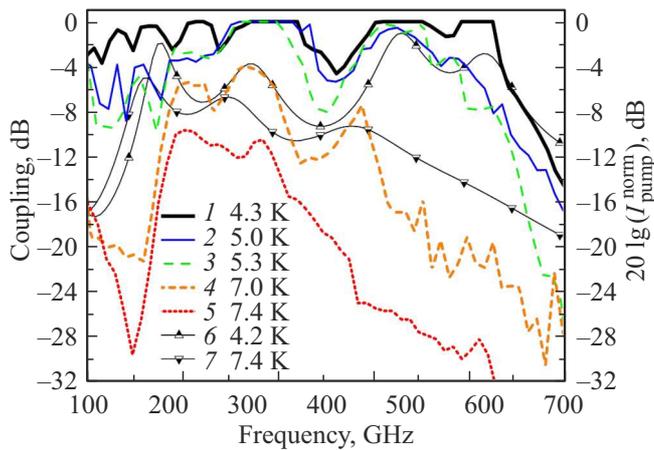


Рис. 7. Зависимость расчетного согласования и экспериментального тока накачки от частоты при различных температурах. Кривые 1–5 — экспериментальные, 6, 7 — расчет методом ABCD-матриц. Детектором являлся СИС-переход, серия ВАХ которого приведена на рис. 6.

на коэффициент передачи сигнала, так как настройка измерения величины тока накачки СИС-детектора невозможна без информации о щелевом напряжении V_g , а дальнейшая нормировка полученных результатов производится с непосредственным участием значения I_g .

При повышении температуры имеет место сильное возрастание потерь мощности в ниобиевых электродах, а также уменьшение мощности генерации РДП, которое не учитывалось в расчете. Из рис. 7 видно, что вклад обоих эффектов растет с частотой. Последний фактор, по-видимому, обуславливает заметное различие между расчетом и результатами эксперимента. Нагрев образца до температур порядка 5.0 К не приводит к существенному ухудшению передачи сигнала (хотя и влечет повышение потерь на высоких частотах), тогда как дальнейший рост температуры фактически делает устройства непригодными к работе из-за низкого уровня передачи сигнала.

5. Заключение

Представлены результаты разработки, исследования и оптимизации сверхпроводниковых интегральных структур, предназначенных для согласования генератора и СИС-детектора в диапазоне частот 200–750 GHz. Разработаны и оптимизированы математические модели интегральных согласующих структур, описаны принципы их построения и работы, определено влияние основных параметров согласующих структур на передачу сигнала. Модернизация алгоритмов расчета позволила получить соответствие положений экстремумов расчетных и экспериментальных кривых. Благодаря разработанным и апробированным моделям линий передач была оптимизирована топология согласующих структур;

с их помощью были спроектированы образцы для работы в частотном диапазоне 450–700 GHz. Показана возможность использования односекционных трансформаторов, что уменьшает потери и дает возможность изготавливать согласующие структуры для работы на высоких частотах, близких к щелевой: по уровню -3 dB рабочий диапазон — от 550 до 620 GHz. Проведенные исследования подтвердили возможность существенного расширения полосы согласования для образцов с детекторами на основе СИС-переходов с высокой плотностью туннельного тока. Продемонстрирована возможность эффективного согласования (выше -4 dB в рассчитанном диапазоне частот) для структур с постоянной толщиной слоя изолятора, что упрощает технологию изготовления. Рассчитано, что изменение значения $R_n S$ детектора с $7.4 \Omega \cdot \mu\text{m}^2$ до $27.2 \Omega \cdot \mu\text{m}^2$ приводит к падению согласования на несколько dB (-5 dB на частоте 450 GHz). Изучено влияние температуры на рабочий диапазон интегральных согласующих структур; показано, что качественная передача сигнала возможна при температурах, не превышающих 5 К.

Финансирование работы

Исследование выполнено при поддержке гранта РФФИ № 20-42-04415. Изготовление экспериментальных структур было выполнено в рамках ГЗ ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Для проведения исследований было использовано оборудование УНУ № 352529 „Криоинтеграл“, развитие которого поддержано грантом МНВО РФ, соглашение № 075-15-2021-667.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] V.P. Koshelets, S.V. Shitov. *Supercond. Sci. Technol.* **13**, 5, R53 (2000). DOI:10.1088/0953-2048/13/5/201
- [2] V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, M.I. Faley, L.V. Filippenko, K.V. Kalashnikov, N.V. Kinev, O.S. Kiselev, A.A. Artanov, K.I. Rudakov, A. de Lange, G. de Lange, V.L. Vaks, M.Y. Li, H.B. Wang. *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.* **5**, 4, 687 (2015). DOI: 10.1109/THZ.2015.2443500
- [3] M.S. Shevchenko, A.A. Atepalikhin, F.V. Khan, L.V. Filippenko, A.M. Chekushkin, V.P. Koshelets. *IEEE Trans. Appl. Supercond.* **32**, 4, 1100205 (2022). DOI: 10.1109/TASC.2021.3130103
- [4] T. Nagatsuma, K. Enpuku, F. Irie, K. Yoshida. *J. Appl. Phys.* **54**, 9, 3302 (1983). DOI: 10.1063/1.332443
- [5] T. Nagatsuma, K. Enpuku, F. Irie, K. Yoshida. *J. Appl. Phys.* **56**, 11, 3284 (1984). DOI: 10.1063/1.333849
- [6] V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.S. Sobolev, A.L. Pankratov, V.V. Khodos, V.L. Vaks, A.M. Baryshev, P.R. Wesseliuss, L. Mygind. *Physica C* **372**, Part I, 316 (2002). DOI: 10.1016/S0921-4534(02)00659-7

- [7] P.N. Dmitriev, L.V. Filippenko, V.P. Koshelets. In: Josephson Junctions. History, Devices, and Applications / Eds E. Wolf, G. Arnold, M. Gurvitch, J. Zasadzinski. Pan Stanford Publishing Pte. Ltd. (2017). Ch. 7. P. 185–244. ISBN 978-981-4745-47-5 (hard cover), ISBN 978-1-315-36452-0 (eBook)
- [8] P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, N.V. Kinev, O.S. Kiselev, L.V. Filippenko, M.Y. Fominskii, V.P. Koshelets. *J. Commun. Technol. Electron.* **66**, 4, 473 (2021). DOI: 10.1134/S1064226921040033
- [9] L.V. Filippenko, S. Shitov, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, V.P. Koshelets, J.-R. Gao. *IEEE Trans. Appl. Supercond.* **11**, 1, 816 (2001). <https://doi.org/10.1109/77.919469>
- [10] M.Y. Torgashin, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, P.A. Yagoubov. *IEEE Trans. Appl. Supercond.* **17**, 2, 379 (2007). <https://doi.org/10.1109/tasc.2007.898624>
- [11] G. De Lange, M. Birk, D. Boersma, J. Dercksen, P. Dmitriev, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, H. Golstein, R.W.M. Hoogeveen, L. De Jong, A.V. Khudchenko, N.V. Kinev, O.S. Kiselev, B. van Kuik, A. de Lange, J. van Rantwijk, A.M. Selig, A.S. Sobolev, M.Yu. Torgashin, E. de Vries, G. Wagner, P.A. Yagoubov, V.P. Koshelets. *Supercond. Sci. Technol.* **23**, 4, 045016 (2010). <https://doi.org/10.1088/0953-2048/23/4/045016>
- [12] K.I. Rudakov, A.V. Khudchenko, L.V. Filippenko, M.E. Paramonov, R. Hesper, D.A.R. da Costa Lima, A.M. Baryshev, V.P. Koshelets. *Appl. Sci.* **11**, 21, 10087 (2021). DOI: 10.3390/app112110087
- [13] J.R. Tucker, M.J. Feldman. *Rev. Mod. Phys.* **57**, 4, 1055 (1985). DOI: 10.1103/RevModPhys.57.1055
- [14] V.F. Fusco. *Microwave circuits: analysis and computer-aided design*. Prentice Hall (1987).
- [15] С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ, Н.М. Мамонова, А.Д. Муравцов, А.Г. Саркисянц, Р.А. Силин, О.К. Славинский, Д.Д. Ширяев. *Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств*. Радио и связь, М. (1982). 325 с.
- [16] D.A. Frickey. *Microwave. Opt. Technol. Lett.* **5**, 12, 613 (1992). DOI: 10.1002/mop.4650051203
- [17] D.C. Mattis, J. Bardeen. *Phys. Rev.* **111**, 2, 412 (1958). DOI: 10.1103/PhysRev.111.412
- [18] T. Noguchi, T. Suzuki, T. Tamura. *IEEE Trans. Appl. Supercond.* **21**, 3, 756 (2011). DOI: 10.1109/TASC.2010.2089033
- [19] V.P. Koshelets, S.V. Shitov, A.V. Shchukin, L.V. Filippenko, J. Mygind, A.V. Ustinov. *Phys. Rev. B* **56**, 9, 5572 (1997). DOI: 10.1103/PhysRevB.56.5572
- [20] D.R. Gulevich, V.P. Koshelets, F.V. Kusmartsev. *Phys. Rev. B* **96**, 2, 024515 (2017). <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.96.024515>
- [21] N.V. Kinev, K.I. Rudakov, L.V. Filippenko, V.P. Koshelets. *IEEE Trans. Appl. Supercond.* **32**, 4, 1500206 (2022). DOI: 10.1109/TASC.2022.3143483

Редактор Е.В. Толстякова