

05

К разработке активного терагерцового RFTES-детектора

© Н.Ю. Руденко,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: ny.rud@yandex.ru, sergey3e@gmail.com

Поступило в Редакцию 17 сентября 2024 г.

В окончательной редакции 17 сентября 2024 г.

Принято к публикации 25 сентября 2024 г.

Проведен анализ модели активного сверхпроводящего детектора терагерцового диапазона, состоящего из RFTES (Radio Frequency Transition Edge Sensor) болометра и параметрического СВЧ усилителя на основе ПТ-сквида. Электромагнитное моделирование структуры с четвертьволновым резонатором на частоте 1.5 GHz показало возможность согласования между потерями, вносимыми резистивным мостиком терагерцовой антенны, и резистивным эмулятором сквида. Проведен численный расчет ПТ-сквида с использованием RCSJ-модели применительно к нелинейной квазичастичной проводимости и высокоомному шунту. Для переходов, изготавливаемых по технологии теневого напыления сэндвич-структуры $Al/AlO_x/Al$, проведены оценки электрофизических параметров, необходимых для получения безгистерезисной вольт-амперной характеристики ПТ-сквида и реализации усиления ~ 10 dB.

Ключевые слова: ПТ-сквид, RFTES-болометр, резонатор, квазичастичная проводимость, джозефсоновский переход, сэндвич-структура.

DOI: 10.61011/JTF.2024.11.59099.275-24

Введение

Приемные системы будущих космических миссий, использующие в первом каскаде преобразователи THz-диапазона, должны быть оснащены буферным усилителем с чувствительностью вблизи квантового предела. Основная проблема при построении TES (Transition Edge Sensor)-матриц, использующих в качестве предусилителей ПТ-сквиды, состоит в необходимости использования большого количества низкочастотных фильтров и комнатной электроники, что заметно усложняет всю систему частотного мультиплексирования, в отличие от технологии считывания FDM, реализованной в детекторах типа MKID (Microwave Kinetic Inductance Detector) и RFTES-детекторах [1], где используются полупроводниковые охлаждаемые усилители СВЧ. Следующим шагом может быть отказ от полупроводниковых усилителей в пользу достаточно простых в настройке параметрических сверхпроводящих СВЧ усилителей на основе сквидов, которые, как показано в [2,3], могут обладать собственными шумами вблизи квантового предела. В подавляющем большинстве случаев в приемных устройствах СВЧ используются цепи в стандарте 50 Ω , что приводит к затруднениям в согласовании низкого активного импеданса петли одиночного сквида. Эта проблема преодолевается либо за счет создания режима бегущей волны вдоль массива сквидов, либо включением одиночного сквида в общую резонансную цепь с источником сигнала. Последний подход, использующий один двухконтактный ПТ-сквид в качестве предусили-

теля, представляется более удобным для матрицы с частотным мультиплексированием. Такой предусилитель может использовать резонатор частотного мультиплексора и естественным образом встроен в каждый пиксель, что способно обеспечить квантовую чувствительность всего матричного устройства.

В работе [4] было предложено объединение двух планарных устройств: терагерцового детектора с СВЧ считыванием и квантового параметрического усилителя в единое устройство — активный сверхпроводящий детектор (АСД) за счет согласования в цепи общего резонатора. Универсальность такого способа интеграции позволяет осуществить согласование в широком диапазоне импеданса чувствительного элемента и усилителя, подключенных к единому резонатору.

1. Моделирование прототипа активного детектора

Конструкция предлагаемого активного детектора представлена на рис. 1, а. Четвертьволновой резонатор на основе копланарного волновода индуктивно связан с линией передачи. Вблизи открытого конца резонатор нагружен наномостиком-сенсором, включенным в планарную терагерцовую антенну, образуя RFTES-детектор [1]. Отметим, что наномостик не имеет гальванической связи с внешней системой, что обеспечивает ему защиту от низкочастотных помех. На другом конце резонатора вблизи пучности тока около закороченного конца помещается элемент связи с двухконтактным сквид-

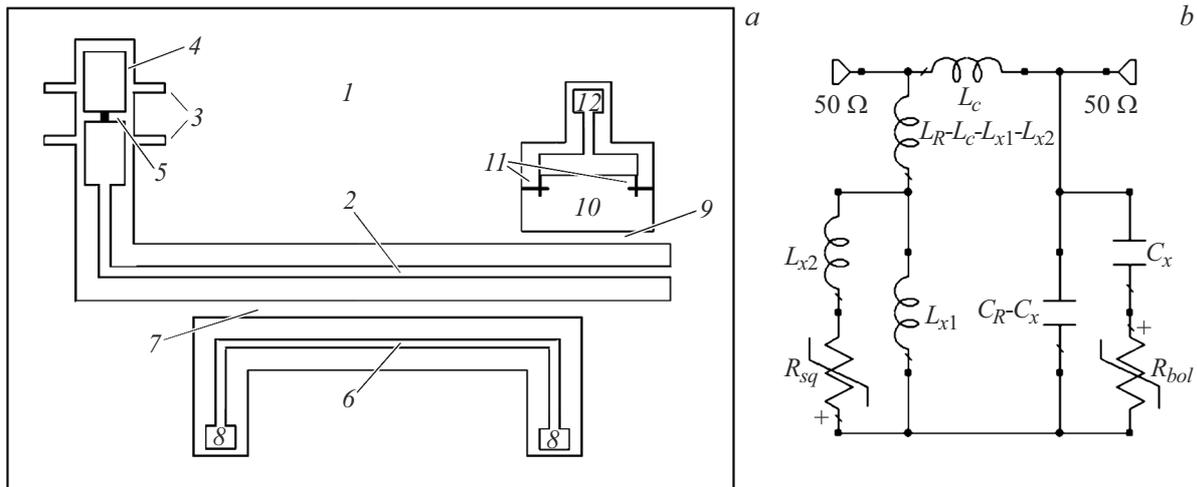


Рис. 1. Упрощенная топология активного детектора (а) и его эквивалентная схема (b): 1 — диэлектрическая подложка, покрытая сверхпроводящей пленкой; 2 — четвертьволновой копланарный резонатор; 3 — планарная двухщелевая антенна с терагерцовыми фильтрами (RFTES-детектор); 4 — концевая емкость резонатора C_x ; 5 — терморезистивный мостик с импедансом R_{bol} ; 6 — копланарная линия возбуждения резонатора; 7 — элемент магнитной связи резонатора L_c ; 8 — порты линии возбуждения 50Ω ; элементы 9–12 — образуют скивд-усилитель: 9 — элемент магнитной связи скивида L_{x1} ; 10 — магнитная петля скивида с индуктивностью L_{x2} ; 11 — джозефсоновские переходы; 12 — порт линии смещения и считывания; R_{sq} — импеданс кольцевого СВЧ тока в петле скивида.

усилителем, имеющим индуктивность петли ~ 50 pH. Расположение петли скида вблизи пучности тока резонатора позволяет захватить малые приращения магнитного поля резонатора на частоте несущей, возникающие при разогреве болометрического сенсора (наномостика) за счет терагерцового тока антенны. Таким образом, высокодобротный резонатор детектора выполняет одновременно как функцию частотной селекции для детектора, так и роль согласующего трансформатора импеданса между терморезистивным наномостиком и скивд-усилителем.

Поддержание высокой добротности ($Q \sim 10^4$) в четвертьволновом резонаторе, нагруженном активным импедансом мостика R_{bol} и усилителя R_{sq} , реализуется за счет парциального включения этих поглотителей в резонансный контур, эквивалентная схема которого представлена на рис. 1, b. Как видно из рисунка, омические потери, вносимые R_{bol} и R_{sq} на резонансной частоте, могут быть сделаны сколь угодно малыми, так как ток резонатора, текущий через каждый из поглотителей, ограничен величиной емкостного делителя C_x/C_R и индуктивного делителя L_{x1}/L_R . Параметры делителей и сопротивлений нагрузок выбираются так, чтобы эквивалентные потери от мостика $R_{bol}(C_x/C_R)^2$ и скивида $Z_0^2(L_x/L_R)^2/R_{sq}$ в рабочем режиме были равны (условие максимальной передачи мощности).

Поиск режима равных потерь (согласованный режим) в двух нагрузках может быть осуществлен с помощью вспомогательной структуры — дифференциального детектора [5]. Его схема аналогична показанной на рис. 2, b, где вместо скивида подключается вторая терагерцовая антенна, нагруженная таким же мостиком,

как и на открытом конце резонатора. Одновременный разогрев мостика в антеннах приводит к противоположному знаку приращения потерь в резонаторе, поэтому одинаковый разогрев не должен изменить добротность резонатора. Как показал расчет, индуктивность щелевой антенны и петли скивида близки, что делает описанную балансную структуру удобной измерительной платформой. Проведя измерения по отдельности с каждым детектором, уточним расчетный импеданс включения, что имеет место при одинаковом отклике в линии несущей. Для уточнения используем метод электромагнитного моделирования в пакете AWRD, подтвердившем свою эффективность. Проведя такой же эксперимент со скивдом, мы сможем вычислить его импеданс и оптимизировать цепь согласования: импеданс скивида будет соответствовать импедансу мостика, если влияние на резонатор будет таким же, как у мостика. Такая конструкция позволяет не только определить импеданс включения скивида, но, в перспективе, может быть использована как дифференциальный детектор (нуль-детектор).

На рис. 2, a приведена упрощенная схема электромагнитной структуры детектора-прототипа. В результате проведенного моделирования по оптимизации связи резонатора с линией возбуждения и геометрии петли скивида для сопротивлений мостика $\sim 1 \Omega$ удалось провести эффективную передачу сигнала на резистивный эмулятор скивида (порт 3 на рис. 2, a), расположенный в одном из джозефсоновских контактов 11 (рис. 1, a). Эффективность связи резонатора с линией связи подтверждается значительной вариацией параметра прохождения S_{21} в линии возбуждения при изменении импеданса детектора. При этом отклонение импеданса мостика от значения

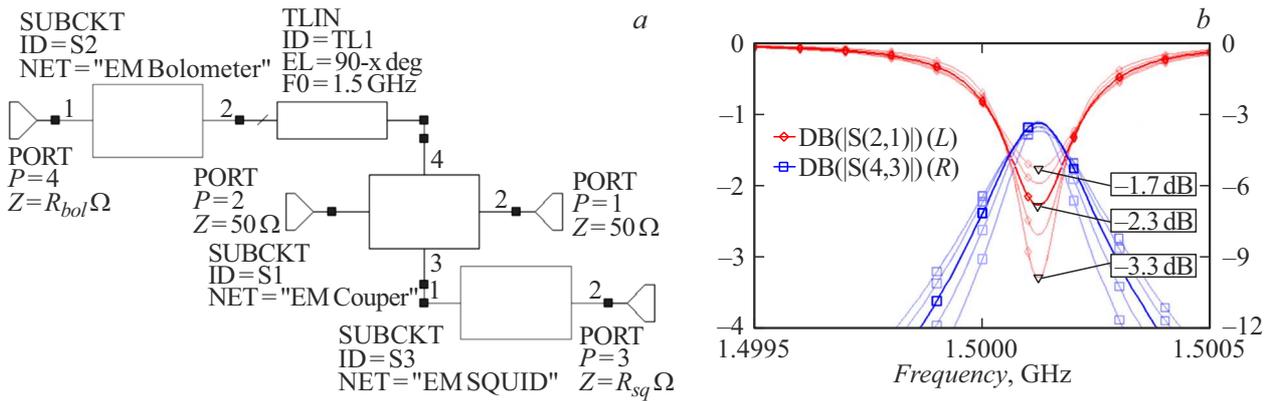


Рис. 2. Электромагнитная схема (модель) детектора-прототипа (а) и результаты симуляции параметров рассеяния (b): S_{21} — прохождение сигнала в передающей линии и S_{43} — согласования между мостиком и скивдом.

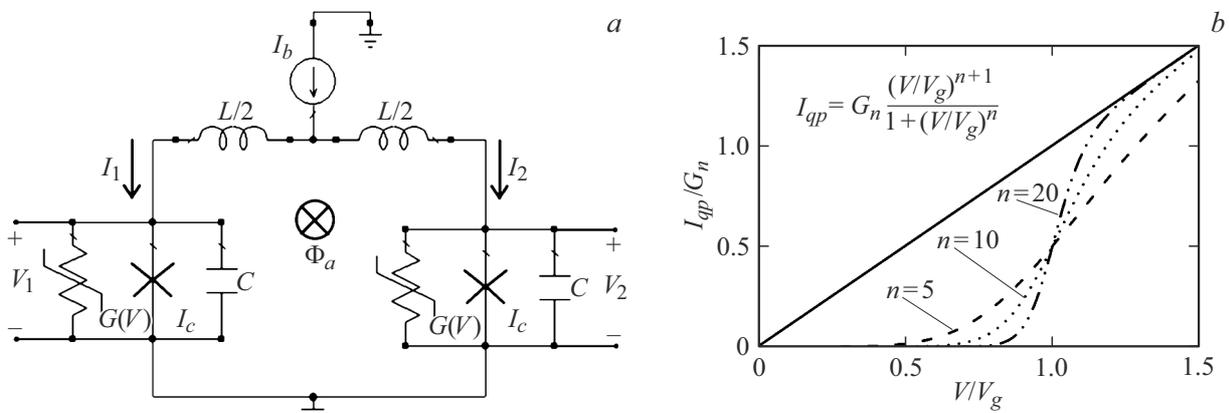


Рис. 3. Эквивалентная схема скивда (а) и аппроксимация ВАХ туннельной проводимости джозефсоновского перехода (b) для нескольких значений n (сплошная линия отвечает резистору с сопротивлением R_n).

равных потерь в сторону увеличения или уменьшения потерь в мостике не приводит к значительному рассогласованию со скивдом.

2. Моделирование ПТ-скивда

Для расчета ПТ-скивда, схема которого изображена на рис. 3,а, использовалась RCSJ-модель двух типов резистивного шунтирования джозефсоновского перехода: туннельного [6] и омического. Учет конечной емкости переходов в резистивно-шунтированной модели позволяет качественно описывать эффект гистерезиса на вольт-амперной характеристике (ВАХ), что делает ее неоднозначной. Использование шунта с туннельной проводимостью (рис. 3, b) позволяет аппроксимировать его импеданс простой степенной зависимостью, близкой к реальной зависимости квазиэлектричного тока в джозефсоновском переходе. Параметр n определяет степень туннельной проводимости; в расчетах он был выбран равным 20. Параметр самоиндукции $\beta_L = 2LI_c/\Phi_0$ определяет степень паразитного влияния геометрической индуктивности петли скивда на модуляцию крит-

тока внешним магнитным полем. Для переходов с $I_c \sim 5-10 \mu\text{A}$ и индуктивностью петли 50 pH в расчетах выбран $\beta_L \approx 0.4$. При использовании скивда в качестве линейного сенсора необходима безгистерезисная вольт-поточковая характеристика, что означает эффективное демпфирование джозефсоновских переходов, т.е. параметр Мак-Камбера $\beta_C = 2\pi/\Phi_0 I_c R^2 C$ должен удовлетворять условию $\beta_C < 1$. Для обеспечения стабильного джозефсоновского тока в широком диапазоне смещений параметр Мак-Камбера был принят равным 0.8.

На рис. 4 представлены две ВАХ скивда, соответствующие двум типам проводимости шунтов. Как видно, для нелинейного шунта в ВАХ имеет место существенный гистерезис ($I_r/I_c \sim 0.8$). Установка в качестве шунтов резисторов с $R_{sh} = R_n$ оказывается оптимальной с точки зрения усилительных свойств скивда, так как возможно получить устойчивое смещение при напряжении $V_{bias} \sim V_c$.

На рис. 5,а на ВАХ построена нагрузочная прямая 50 Ω и выбрана рабочая точка со смещением, равным $\approx 0.3V_c$. Наиболее линейный отклик по напряжению на малое изменение магнитного потока достигается при

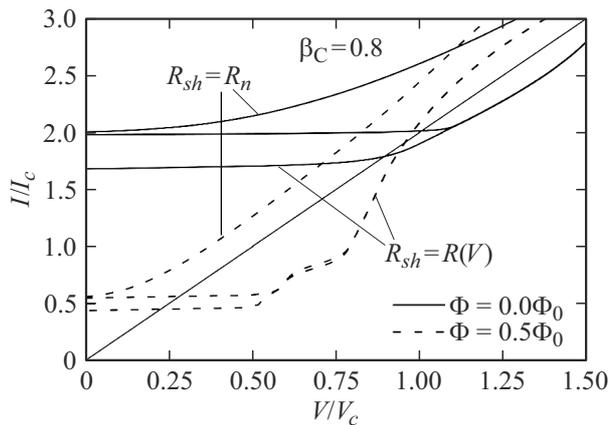


Рис. 4. ВАХ сквида под действием внешнего магнитного потока для переходов с нелинейной квазичастичной и с омической проводимостью.

постоянном смещении $\Phi_a = (2n + 1)\Phi_0/4$, когда коэффициент передачи $V_\Phi = |\partial V/\partial \Phi_e|$ максимален. Коэффициент передачи в рабочей точке из рис. 5, *b* равен $2.7 \cdot 10^{11}$ Hz. При этих параметрах усиление по напряжению $G_V = \partial V_0/\partial V_i$ можно оценить как 20 dB.

Оценим уровень насыщения сквида током резонатора. Для RFES-детектора ток разогрева мостика в рабочей области $\sim 1 \mu A$, что трансформируется в $\sim 17 \mu A$ на закороченном конце резонатора. Ток, протекающий через порт резистивного эмулятора сквида, согласно электромагнитному расчету, не превышает $1 \mu A$, что заметно меньше сделанного выше предположения о критическом токе джозефсоновских переходов, составляющих сквид. Таким образом, шунтирование переходов с $\beta_C < 1$ относительно высокоомным резистором R_n позволяет работать на высоких частотах параметрического воздействия джозефсоновского тока ≈ 50 GHz, что, согласно представлению о распаде кванта джо-

зефсоновской накачки на кванты сигнала, соответствует усилению $G_P \approx f_J/f_s = 15$ dB на частоте 1.5 GHz. Эффективную передачу усиленного сигнала с выхода сквида в нагрузку 50Ω можно получить, если выходной импеданс сквида Z_{out} в рабочей точке ВАХ находится в диапазоне от 25 до 100Ω . Для приведенных на рис. 5 ВАХ динамическое сопротивление на выходе сквида составит $R_d \approx 2R_n$, поэтому нормальное сопротивление переходов $R_n \approx Z_{out}$.

3. Оптимальные параметры СИС-переходов

Стандартный подход для получения безгистерезисной ВАХ включает низкоомное шунтирование $R_{sh} \ll R_n$, как было показано выше. Платой за подавление гистерезиса является сужение области рабочих напряжений (джозефсоновской генерации) примерно на порядок. Обойти это ограничение можно, используя в качестве канала шунтирования собственную проводимость перехода (самошунтирующий режим), что, как было показано выше, не всегда выполнимо, и требует высокой прозрачности туннельного барьера (несколько атомных слоев), однако для случая тонкого барьера резко возрастает вероятность многочастичного андреевского отражения [7], что приводит к сильной неравномерности зависимости динамического сопротивления от напряжения смещения на переходе и сокращает динамический диапазон сквид-усилителя. Основным параметром для оценки прозрачности барьера служит удельное сопротивление барьера $R_n A$, равное произведению нормального сопротивления перехода на его площадь. Параметр β_C можно записать как отношение характерных частот ω_c/ω_{RC} . Тогда минимально допустимая прозрачность барьера ($\beta_C < 1$) для алюминиевых переходов с напряжением щели $V_g = 440 \mu V$ и удельной емкостью $C_0 = C/A$, равной $80 \text{ fF}/\mu m^2$, получается $R_n A < 12 \Omega \cdot \mu m^2$. Таким

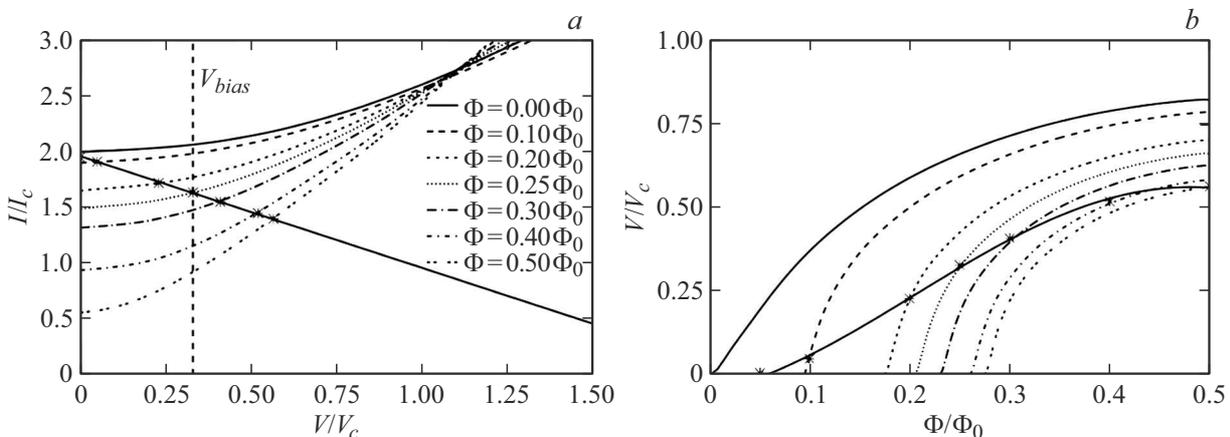


Рис. 5. ВАХ и вольт-поточковая характеристика сквида для шунта с резистором R_n : *a* — семейство ВАХ и нагрузочная прямая 50Ω для набора значений с подавленным критическим током; *b* — вольт-поточковая характеристика сквида с нагрузочной прямой, как на рисунке (*a*), но перестроенной в системе координат $V(\Phi)$.

образом, оценка диапазона нормального сопротивления и прозрачности барьера приводит к необходимости использования субмикронных переходов с высокой плотностью критического тока $\sim 30 \mu\text{A}/\mu\text{m}^2$. Технология джозефсоновских переходов на основе сэндвич-структур из алюминия $\text{Al}/\text{AlO}_x/\text{Al}$, получившая широкое развитие при изготовлении кубитных схем, позволяет получать высококачественные переходы в широком диапазоне толщин окисного барьера. Отработка режимов окисления с малым давлением кислорода $\sim 10^{-3}$ mbar и использование электронной литографии позволит получать переходы с параметром $\beta_C < 1$. Однако, как уже было отмечено, высокая нелинейность квазичастичной проводимости туннельных переходов типа SIS ограничивает возможность получения гладкой ВАХ.

Для подавления влияния внешней системы на сквид и получения безгистерезисного режима работы в отсутствие низкоомного шунтирования переходов нам представляется возможным использование цепей демпфирования [2,3], например, резистивной линии передачи для смещения и считывания сквида, которая потенциально может служить высокоомным шунтом для обеспечения стабильной джозефсоновской генерации и эффективного демпфирования реактивного импеданса внешних цепей. Этот фактор будет исследован в ближайшем будущем.

Заключение

Первый этап разработки активного сверхпроводящего детектора показал принципиальную возможность передачи сигнала с нанопоглотителя на сквид-усилитель при сохранении согласованного режима. Расчет и оценка параметров джозефсоновских переходов демонстрирует определенные трудности на пути получения сквида в режиме с самошунтированием и приводит к заключению о целесообразности применения шунта с сопротивлением порядка R_n . Проведенные оценки позволяют определить узкую область технологических параметров, необходимых для изготовления субмикронных переходов с нормальным сопротивлением, близким к 50Ω .

Разрабатываемая нами технология активного сверхпроводящего детектора позволит в перспективе решить две важные задачи:

- 1) устранить проблему широкополосного согласования для параметрического усилителя в случае большой матрицы;
- 2) реализовать рекордно низкие шумы RF TES-детектора, разместив цепи усиления на том же чипе, что и сам детектор или матрица таких детекторов.

Финансирование работы

Исследование поддерживалось грантом K2-2022-029 в рамках Стратегического проекта „Квантовый интернет“ Программы Стратегического академического лидерства „Приоритет-2030“, РФФ 24-29-20298 Активный терагерцовый RF TES-детектор.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] А.В. Меренков, Т.М. Ким, В.И. Чичков, С.В. Калинин, С.В. Шитов. ФТТ, **64** (10), 1404 (2022). DOI: 10.21883/FTT.2022.10.53081.50НН
- [2] G.V. Prokopenko, S.V. Shitov, I.L. Lapitskaya, V.P. Koshelets. J. Mygind. IEEE Trans. Appl. Super Cond., **13** (2), 1042 (2003). DOI: 10.1109/TASC.2003.814146
- [3] M. Mueck, R. McDermontt. Supercond. Sci. Technol., **23**, 093001 (2010). DOI: 10.1088/0953-2048/23/9/093001
- [4] С.В. Шитов. ЖТФ, **93** (7), 988 (2023). DOI: 10.21883/JTF.2023.07.55758.116-23
- [5] С.В. Шитов. Дифференциальный сверхпроводящий детектор (Патент RU 2 801 920 С1 РФ, МПК H01L 23/00 (2006.01). № 2022134754: заявл. 28.12.2022; опубл. 18.08.2023)
- [6] K. Matsuo. Suppl. Prog. Theor. Phys., **69**, 301 (1980). DOI: 10.1143/PTP.69.301/1894665
- [7] V. Patel, J.E. Lukens. IEEE Trans. Appl. Supercond., **9** (2), 3247 (1999).