

УДК 621.375.7

ЧЕТЫРЕХФОТОННЫЙ ДЖОЗЕФСОНОВСКИЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

© 2024 г. А. А. Ломоносов^а, Р. В. Кубраков^а, Л. В. Филиппенко^а,
Р. К. Козулин^а, В. А. Крупенин^б, В. К. Корнев^б, М. А. Тарасов^{а,*}

^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова

Российской академии наук

Россия, 125009, Москва, Моховая, 11, с. 7

^бМосковский государственный университет им. М.В. Ломоносова

Россия, 119991, Ленинские горы, 1, с. 2

** e-mail: tarasov@hitech.cplire.ru*

Поступила в редакцию 27.08.2024 г.

После доработки 06.09.2024 г.

Принята к публикации 11.09.2024 г.

Джозефсоновские параметрические усилители бегущей волны могут обладать широким частотным диапазоном усиления, высокой чувствительностью и низким уровнем шума, что делает их перспективными для квантовых вычислений, систем считывания матричных приемников, спектроскопии, однофотонных детекторов и др. В данной работе исследованы образцы параметрических усилителей бегущей волны на основе трехслойной структуры Nb/AlO_x/Nb типа сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (СИС) с единичной ячейкой типа SNAIL (Superconducting Nonlinear Asymmetric Inductive eLements) из кинетической индуктивности четырех СИС-переходов и нелинейной индуктивности меньшего СИС-перехода. Ячейки поочередно включены в противофазе по магнитному потоку, что обеспечивает перемену знака керровской нелинейности и уменьшение рассогласования по фазе для частоты накачки, частоты сигнала и зеркальной частоты. Измерены спектры пропускания образцов при температурах 4.2 К и 2.8 К в диапазоне частот 0.1–6 ГГц.

1. ВВЕДЕНИЕ

В параметрическом усилителе на вход подается мощная волна накачки на частоте f_p вместе со слабым усиливаемым сигналом f_s . Электрический ток волны накачки модулирует

нелинейную реактивность и путем смешения частот производит усиление сигнала на частоте f_s , а также генерацию зеркального сигнала на частоте f_i . Теория таких усилителей была создана в работе [1]. В нашем случае реализован усилитель с накачкой нелинейной индуктивности джозефсоновского перехода (ДП) сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (СИС-переход, рис. 1) в длинной копланарной линии. Импеданс такой бесконечной линии без потерь составляет

$$Z_0 = \frac{i\omega L}{2} + \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}}$$

или

$$Z_0 = \rho_0 \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{cp}}\right)^2} + i \frac{\omega}{\omega_{cp}} \right),$$

где волновое сопротивление

$$\rho_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

и частота среза

$$\omega_{cp} = \frac{2}{\sqrt{LC}},$$

а $|Z_0| = \rho_0$ и $\omega \leq \omega_{cp}$. Понятно, что импеданс такой линии всегда комплексный и невозможно полностью согласовать импедансы джозефсоновских параметрических усилителей бегущей волны (ДПУБВ) и действительный импеданс линии передачи сопротивлением 50 Ом во всем диапазоне частот (рис. 2).

Рис. 1. Линия передачи с нелинейной индуктивностью.

Рис. 2. Действительная и мнимая части импеданса непрерывной линии по простой формуле и расчет рассогласования импедансов дискретной линии с действительной нагрузкой [2].

Соотношения мощностей волны накачки, волны сигнала и зеркальной волны удовлетворяют уравнениям Мэнли–Роу. Они представляют собой энергетические соотношения для взаимодействия нескольких колебаний в нелинейных системах. Для параметрического усилителя на частоте накачки f_p , частоте сигнала f_s и зеркальной (холостой) частоте f_i они имеют вид

$$\frac{P_p}{f_p} = \frac{P_s}{f_s} = \frac{P_i}{f_i},$$

т.е. мощность от источника накачки перераспределяется в простейшем случае между двумя

колебаниями. Для осуществления усиления сигнала требуется наличие еще одной волны в линии – холостой или зеркальной $f_I = f_P - f_S$. При этом для нелинейных элементов существуют две возможные схемы усиления сигнала: трехфотонная и четырехфотонная (рис. 3).

Рис. 3. Схематическое изображение усиления в двух режимах: четырехволновом и трехволновом.

В зависимости от вида используемой нелинейности можно реализовать процесс четырехфотонного смешения, где соотношение между частотами имеет вид

$$2f_P = f_S + f_I, \quad (1)$$

или процесс трехфотонного смешения, где соотношение имеет вид

$$f_P = f_S + f_I. \quad (2)$$

Соотношения (1), (2) представляют собой закон сохранения энергии фотонов, участвующих в процессе смешения. Закон сохранения импульса требует аналогичного соотношения для волновых векторов k : в режиме четырехфотонного смешения

$$2k_P = k_S + k_I, \quad (3)$$

в режиме трехволнового смешения

$$k_P = k_S + k_I. \quad (4)$$

Соотношения (3), (4) также известны как условия фазового согласования, и их выполнение необходимо для усиления сигнала. Следует подчеркнуть, что генерация сигнала зеркальной частоты f_I и мощность усиленного сигнала f_S линейно связаны, что следует из условий (1)–(4). Поэтому подавление зеркальной частоты f_I приведет к подавлению усиления сигнала f_S .

Распространение волны напряжения в линии можно описать формулой

$$V_n(t) = V_0 \exp[i(\omega t - kx_n)],$$

где $k = 2\pi/\lambda = \omega/v$ — волновое число, $x_n = an$ — координата n -й ячейки. Нужно еще иметь в виду, что фазовая скорость уменьшается с частотой от

$$v_\phi(\omega = 0) = \frac{a\omega_{cp}}{2} = \frac{a}{\sqrt{LC}}$$

до 0.65 на частоте среза линии ω_{cp} . В обоих режимах энергия из волны накачки перекачивается сначала в зеркальную (холостую), потом обратно в сигнальную волну, происходит параметрическое усиление сигнала. В трехфотонном режиме один фотон накачки преобразуется в фотон сигнала и зеркальный фотон. В четырехфотонном режиме два фотона накачки преобразуются в фотон сигнала и зеркальный фотон. Следует подчеркнуть, что

генерация сигнала зеркальной частоты f_I и мощность усиленного сигнала f_S линейно связаны, что следует из закона сохранения энергии в виде соотношений Мэнли–Роу

$$\frac{P_p}{f_p} = \frac{P_s}{f_s} = \frac{P_I}{f_I}.$$

Поэтому подавление зеркальной частоты f_I приведет к подавлению усиления сигнала f_S .

2. ОДИНОЧНАЯ ЯЧЕЙКА И ЦЕПОЧКА

Исследуемые ДПУБВ состоят из одиночных ячеек в виде сверхпроводящих квантовых интерферометров, СКВИДов. Рассмотрим несколько вариантов СКВИДов, поскольку они используются в разных вариантах дизайна ячеек параметрических усилителей (рис. 4): ВЧ-СКВИД с одним ДП и индуктивной петлей, ПТ-СКВИД (СКВИД постоянного тока) с двумя ДП и индуктивной петлей, кинетическая индуктивность из четырех ДП, ВЧ-СКВИД с кинетической индуктивностью и одним малым ДП, ВЧ-СКВИД с кинетической индуктивностью петли и двумя ДП для увеличения нелинейности.

Рис. 4. Ячейки в виде ВЧ-СКВИДа, ПТ-СКВИДа, кинетической индуктивности из четырех ДП, SNAIL-структуры в виде СКВИДа с петлей из кинетической индуктивности четырех больших ДП и одним малым нелинейным ДП, то же с двумя малыми ДП.

Разработаны и изготовлены образцы ДПУБВ типа SNAIL (Superconducting Nonlinear Asymmetric Inductive eLements). Ячейка состоит из четырех переходов с одной стороны кольца и двух переходов с другими параметрами с другой стороны кольца (рис. 5). Фактически, этот дизайн представляет собой ВЧ-СКВИД с кинетической индуктивностью (4 перехода слева) и составной джозефсоновский переход справа (рис.6).

Рис. 5. Слева – схематическое изображение ячейки ДПУБВ типа SNAIL (красным и синим цветами обозначены сверхпроводящие уровни, серые круги – джозефсоновские переходы), справа – реальное изображение фрагмента изготовленной схемы в оптическом профилометре.

Рис. 6. Дизайн чипа ДПУБВ.

Большие СИС-переходы площадью 20 мкм^2 и маленькие переходы площадью 5 мкм^2 по расчету должны были иметь сопротивления порядка 100 Ом и 400 Ом , критические токи согласно теории Амбегаокара–Баратова должны быть 16 мкА и 4 мкА , джозефсоновские индуктивности 20 пГн и 80 пГн . Геометрическая индуктивность петли площадью 300 мкм^2 оценивалась как 25 пГн . Полная индуктивность петли, включая геометрическую

индуктивность и индуктивность четырех ДП, составляет 150 пГн. Конденсаторы на землю площадью 250 мкм² рассчитаны на емкость 45 фФ. Импеданс копланарной линии с такими элементами оценивается как 60 Ом. Частота среза линии составит 60 ГГц, при этом плазменная частота с емкостью в петле 0.5 пФ составит 20 ГГц. Индуктивный параметр по расчету $\beta_L = L_{loop}/2L_{junc} = 150/160 = 0.93$, что реально меньше.

Каждая последующая ячейка симметрично развернута относительно оси, за счет чего реализуется режим параметрического усилителя с эффектом Керра переменного знака. Впервые такой режим для согласования фазы в четырехволновом ДПУБВ был предложен в теоретической работе [3]. Практическая реализация в работе [4] позволила реализовать согласование фаз 6 и 10 ГГц при накачке 8 ГГц и усиление более 20 дБ. Переменная полярность магнитного потока в соседних ячейках подавляет нежелательный процесс трехфотонного усиления и позволяет получить оптимальный четырехфотонный процесс. За счет чередующегося знака керровской фазовой модуляции снижается суммарное фазовое рассогласование. Достоинством такой конфигурации является возможность менять частоту накачки в широких пределах, в отличие от схемы с резонансными элементами для достижения фазового согласования, в которой частота накачки оказывается фиксированной.

Чип размером 7×7 мм² представляет собой 16 контактных площадок, между которыми расположены цепочки из ячеек различной длины: справа и слева короткие линии по 50 ячеек в каждой, посередине – длинная линия с 1000 ячеек. Кроме того, снизу чипа расположен одиночный СКВИД, чтобы обеспечить возможность его отдельного измерения. Таким образом, в каждом чипе находится более 6000 переходов.

Ранее в нашей работе [5] были исследованы образцы ДПУБВ с переходами на основе структуры Al/AlO_x/Al. Одним из наиболее важных параметров в выборе материала для изготовления ДПУБВ является критическая температура – у алюминия она составляет 1.18 К. Если брать ниобий в качестве материала для переходов, надо учесть, что его критическая температура составляет 9.2 К, а значит будет достаточным использование жидкого гелия для достижения необходимых рабочих температур. Поэтому в качестве материалов для переходов параметрического усилителя была выбрана ниобиевая трехслойная структура Nb/AlO_x/Nb.

Предварительно все изготовленные в лаборатории образцы обмерялись в транспортном сосуде Дьюара при температуре жидкого гелия (4.2 К) с помощью криозонда; из них были отобраны наиболее подходящие чипы для измерения в криостате Гиффорда–Мак-Магона при температуре 2.8 К. Криозонд представляет собой трубку с держателем образцов на одном конце; он снабжен магнитным экраном, предотвращающим внешние наводки и повышающим точность измерений. Принципиальная схема установки в криостате показана на рис. 7, фото монтажа холодной ступени – на рис. 8.

Рис. 7. Схема измерения в криостате Гиффорда–Мак-Магона.

Рис. 8. Держатель образца слева и холодная плата справа.

3. СХЕМА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ В КРИОСТАТЕ

Снятие спектров пропускания чипа проводится с помощью отечественного векторного анализатора цепей Arinst VNA-PR1. В качестве генератора накачки использован HP8684B. Сигнал по коаксиальным кабелям идет внутрь криостата, он смешивается с волной накачки через тройник; далее волны попадают через холодный аттенюатор с суммарным ослаблением 60 дБ в чип усилителя; после прохождения волнами цепочки ячеек усилителя результат их взаимодействия попадает в вентиль и затем в холодный полупроводниковый усилитель (с усилением 25 дБ в диапазоне частот 2–6 ГГц); после выхода из холодной части сигнал попадает в теплый усилитель (с усилением 20 дБ до 6 ГГц) и возвращается в анализатор цепей. Чип также подключен через резисторы (по 10 кОм с каждой стороны) к разъему смещения и усиления на постоянном токе – это позволяет задавать смещение по постоянному току и снимать ВАХ-цепочки. На холодной пятке установки расположен также угольный термометр для измерения фактической температуры держателя образцов.

Ограничения по измеряемому спектру вносят два элемента установки. Во-первых, анализатор цепей снимает характеристики в частотном диапазоне от 500 до 6000 МГц; во-вторых, вентиль, установленный перед холодным усилителем имеет низкую пропускную способность при частотах ниже 2000 МГц. Поэтому итоговые характеристики образцов ограничиваются диапазоном 2–6 ГГц, с частотой накачки, задаваемой генератором (6.1 ГГц).

С помощью криозонда были сняты ВАХ образцов (рис. 9) и отобраны наиболее соответствующие требованиям эксперимента. Для лучших изготовленных структур сопротивление линии ДПУБВ при комнатной температуре превышает 600 кОм для длинной (1000 элементов) и 30 кОм для короткой (50 элементов) цепочек, сопротивление на землю превышает 2 МОм, что означает отсутствие как разрывов, так и закороток на общий электрод. Отобранный образец с дизайном типа SNAIL был помещен в установку криостата замкнутого цикла Гиффорда–Мак-Магона. Исследовались его спектр пропускания в отсутствие сигнала накачки и с накачкой 6.1 ГГц (рис. 10), а также аппроксимация этой зависимости кубическими кусочно-гладкими функциями (рис. 11). Изрезанная спектральная характеристика является типичной для устройств с сосредоточенными элементами. В цепочке образца содержится более 6000 переходов, и спектр пропускания

сильно зависит от частоты при таком количестве нелинейностей.

Рис. 9. Вольт-амперная характеристика короткой цепочки 50 ячеек SNAIL, расчетная суммарная щель $2.8 \cdot 4 \cdot 100 = 112$ мВ, измеренный критический ток 1 мкА.

Рис. 10. Спектр на выходе образца с сигналом накачки 6.1 ГГц.

Рис. 11. Аппроксимация спектров пропускания ДПУБВ с включенной и выключенной накачкой 6.1 ГГц.

Чтобы сделать результат более наглядным, мы провели два варианта обработки данных: аппроксимирующее сглаживание характеристик и вычитание коэффициентов пропускания без накачки и с ней. Образец показал неравномерное усиление в полосе 2–6 ГГц. При этом в диапазоне от 5 до 6 ГГц усиление достигает 25 дБ. В данной конструкции присутствуют различные неоднородности в тракте и держателе образцов, что приводит к появлению множества отражений.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана конструкция и изготовлены образцы ДПУБВ с ячейкой в виде сверхпроводящего нелинейного асимметричного индуктивного элемента (SNAIL). На цепочке из 1000 элементов максимальное усиление достигает 20 дБ. Достаточно высокая неравномерность спектрального пропускания до 20 дБ объясняется рассогласованием импедансов по входу и выходу, поскольку невозможно добиться согласования чисто активного сопротивления 50 Ом по входу и выходу с принципиально комплексным сопротивлением искусственной линии передачи в виде цепочки чисто реактивных сосредоточенных элементов на всех частотах. Важно заметить, что под действием накачки индуктивность модулируется, что неизбежно вызывает вариации коэффициента отражения и усиления. Эту проблему можно решить с помощью балансного усилителя с двумя каналами усиления со сдвигом по фазе. Кроме того, каждая ячейка и разворот копланарной линии представляют собой неоднородность, от которой также происходит отражение распространяющихся волн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Cullen A. L.* //P roceedings of the IEE-Part B: Electronic and Communication Engineering. 1960. V. 107. № 32. P. 101. <https://doi.org/10.1049/pi-b-2.1960.0085>
2. *Nikolaeva A.N. , Kornev V.K. , Kolotinskiy N.V.* // MDPI Appl. Sci. 2023. V. 13. P. 8236. <https://doi.org/10.3390/app13148236>
3. *Bell M.T. , Samolov A.* // Phys. Rev. Appl. 2015. V. 4. P. 024014. <https://doi.org/10.1103/PhysRevApplied.4.024014>
4. *Randavie A. , Esposito M. , Planat L. , Bonet E. , Naud C. , Buisson O., Guichard W., Roch N.* // Nature Communications. 2022. V. 13. P. 737. <https://doi.org/10.1038/s41467-022-29375-5>
5. *Тарасов М., Гунбина А., Лемзяков С., Нагирная Д., Фоминский М., Чекушкин А., Кошелец В. , Голдобин Э.* // Физика твердого тела. 2021. Т. 63. № 9. С. 1223.

ПОДПИСИ К РИСУНКАМ

Рис. 1. Линия передачи с нелинейной индуктивностью.

Рис. 2. Действительная и мнимая части импеданса непрерывной линии по простой формуле и расчет рассогласования импедансов дискретной линии с действительной нагрузкой [2].

Рис. 3. Схематическое изображение усиления в двух режимах: четырехволновом и трехволновом.

Рис. 4. Ячейки в виде ВЧ-СКВИДа (1), ПТ-СКВИДа (2), кинетической индуктивности из четырех ДП (3), SNAIL-структуры в виде СКВИДа с петлей из кинетической индуктивности четырех больших ДП и одним малым нелинейным ДП (4), то же с двумя малыми ДП (5).

Рис. 5. Слева – схематическое изображение ячейки ДПУБВ типа SNAIL (красным и синим цветами обозначены сверхпроводящие уровни, серые круги – джозефсоновские переходы), справа – реальное изображение фрагмента изготовленной схемы в оптическом профилометре.

Рис. 6. Дизайн чипа ДПУБВ.

Рис. 7. Схема измерения в криостате Гиффорда–Мак-Магона.

Рис. 8. Держатель образца слева и холодная плата справа.

Рис. 9. Вольт-амперная характеристика короткой цепочки 50 ячеек SNAIL, расчетная суммарная щель $2.8 \cdot 4 \cdot 100 = 112$ мВ, измеренный критический ток 1 мкА.

Рис. 10. Спектр на выходе образца с сигналом накачки 6.1 ГГц.

Рис. 11. Аппроксимация спектров пропускания ДПУБВ с включенной (А) и выключенной (В) накачкой 6.1 ГГц.

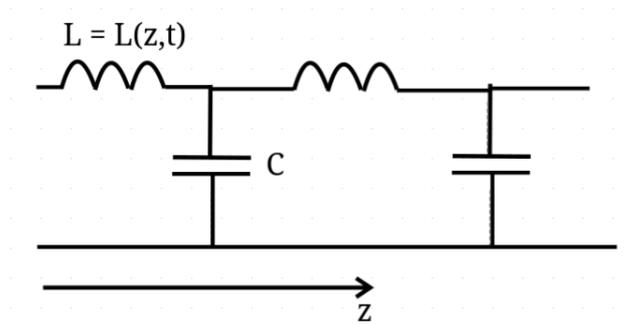


Рис. 1.

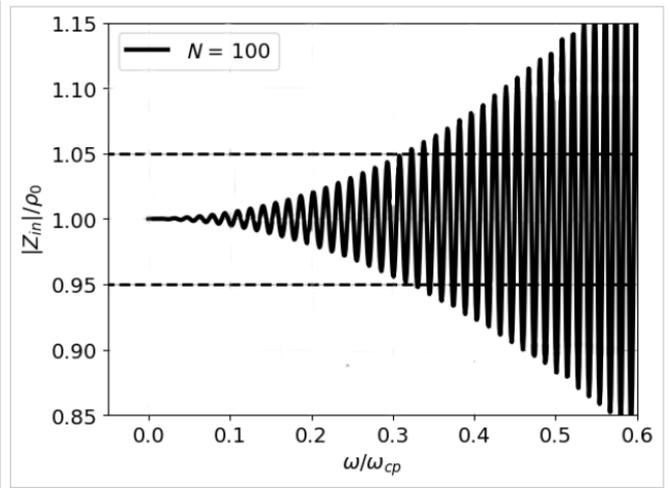
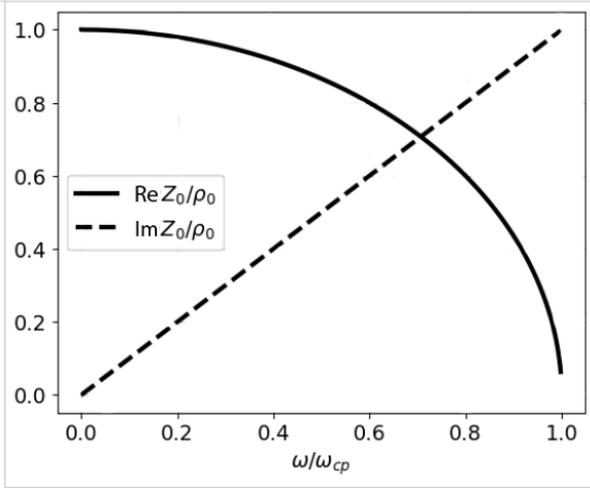


Рис. 2.

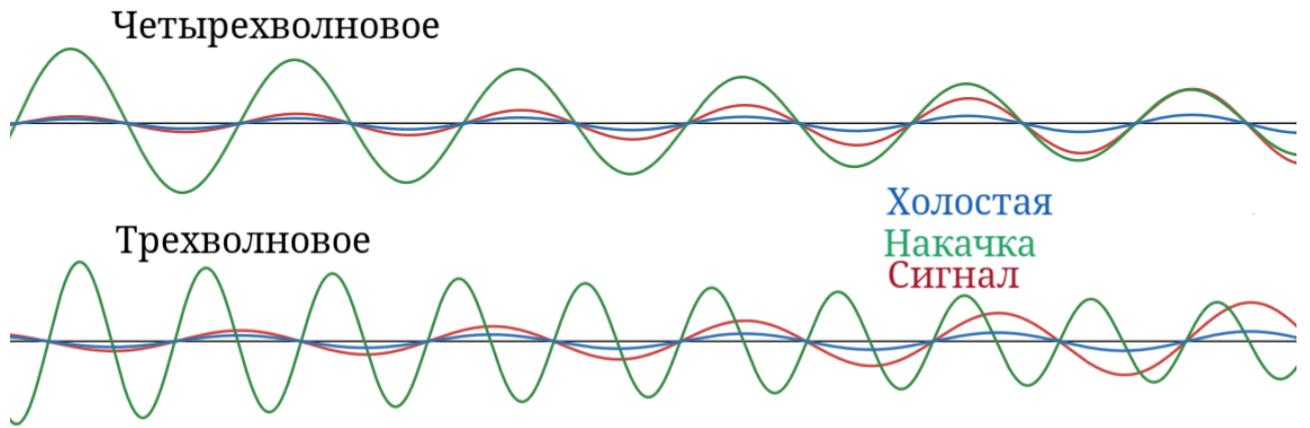


Рис. 3.

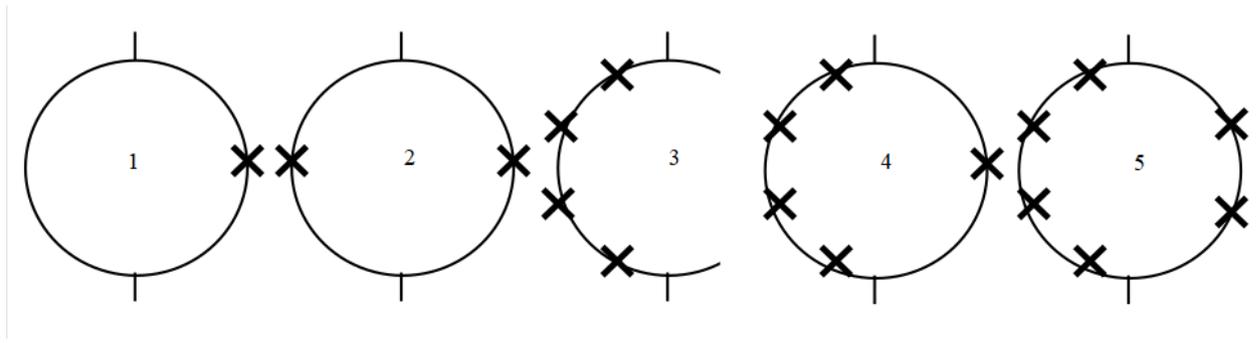


Рис. 4.

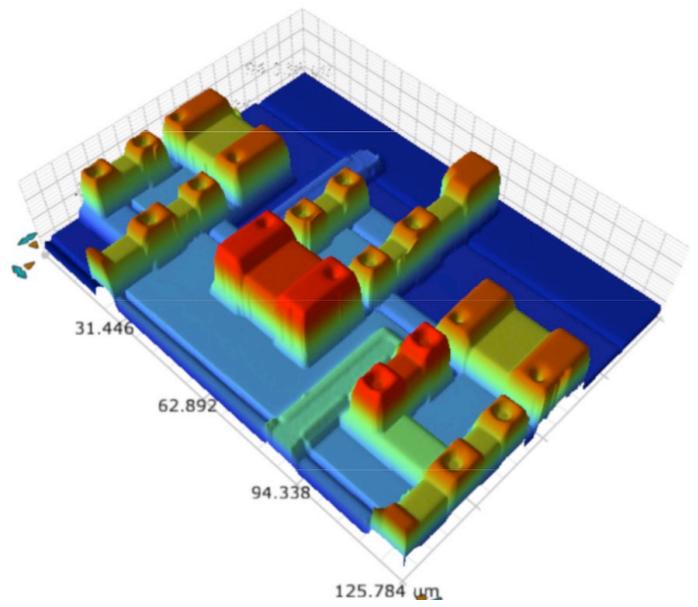
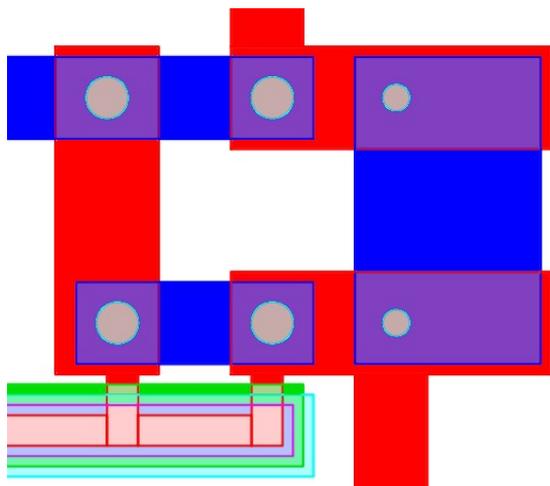


Рис. 5.

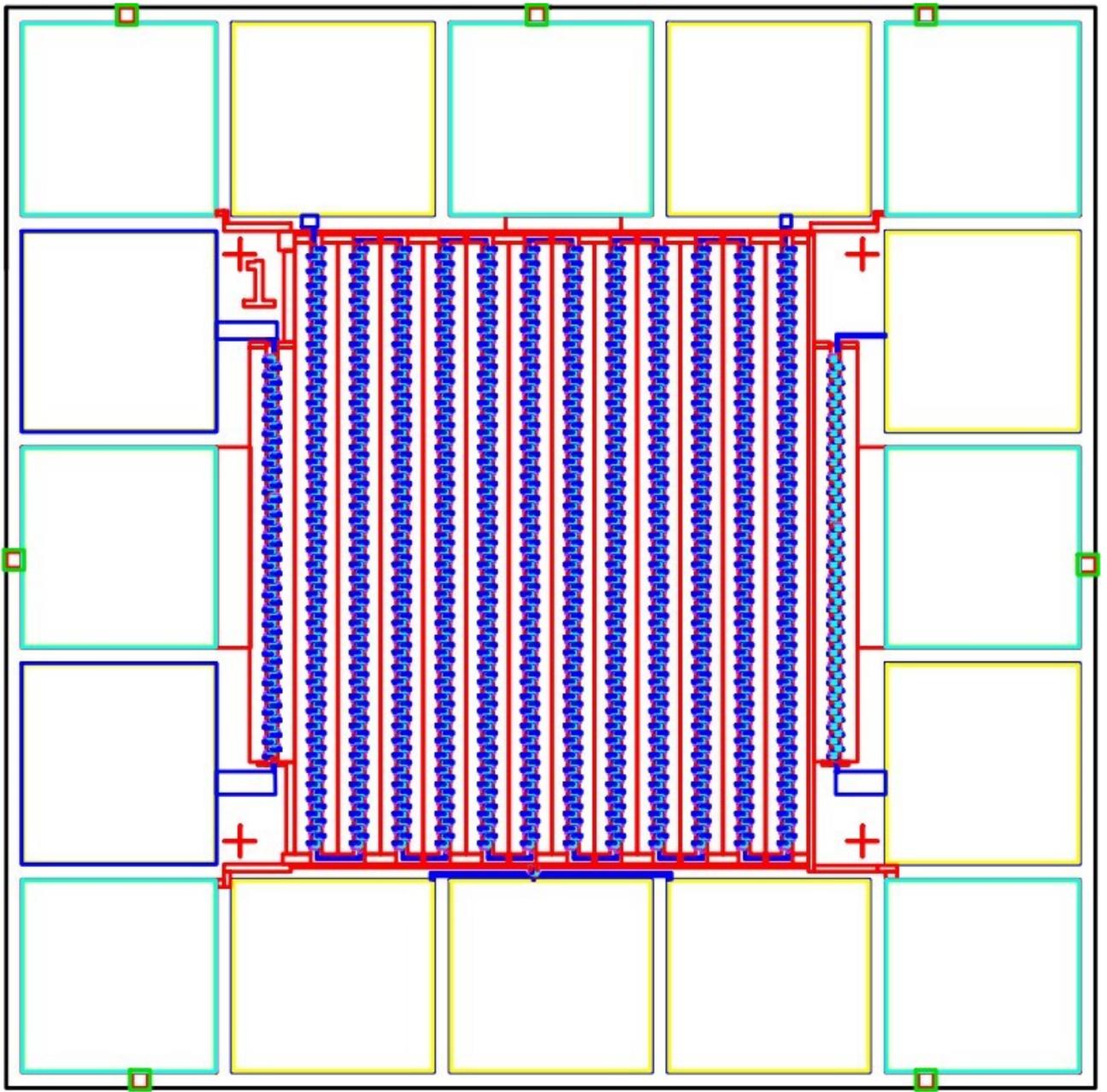


Рис. 6.

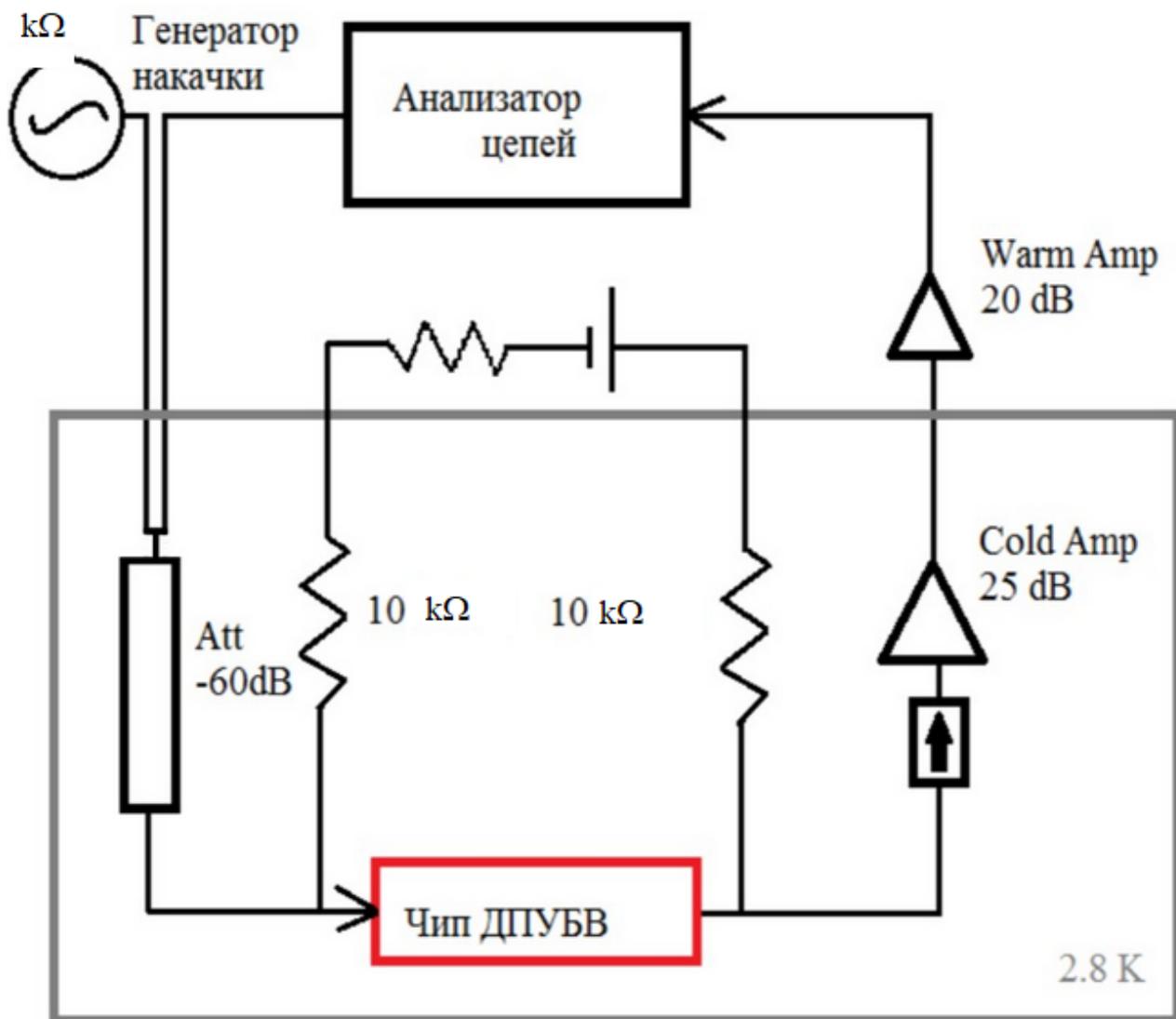


Рис. 7.

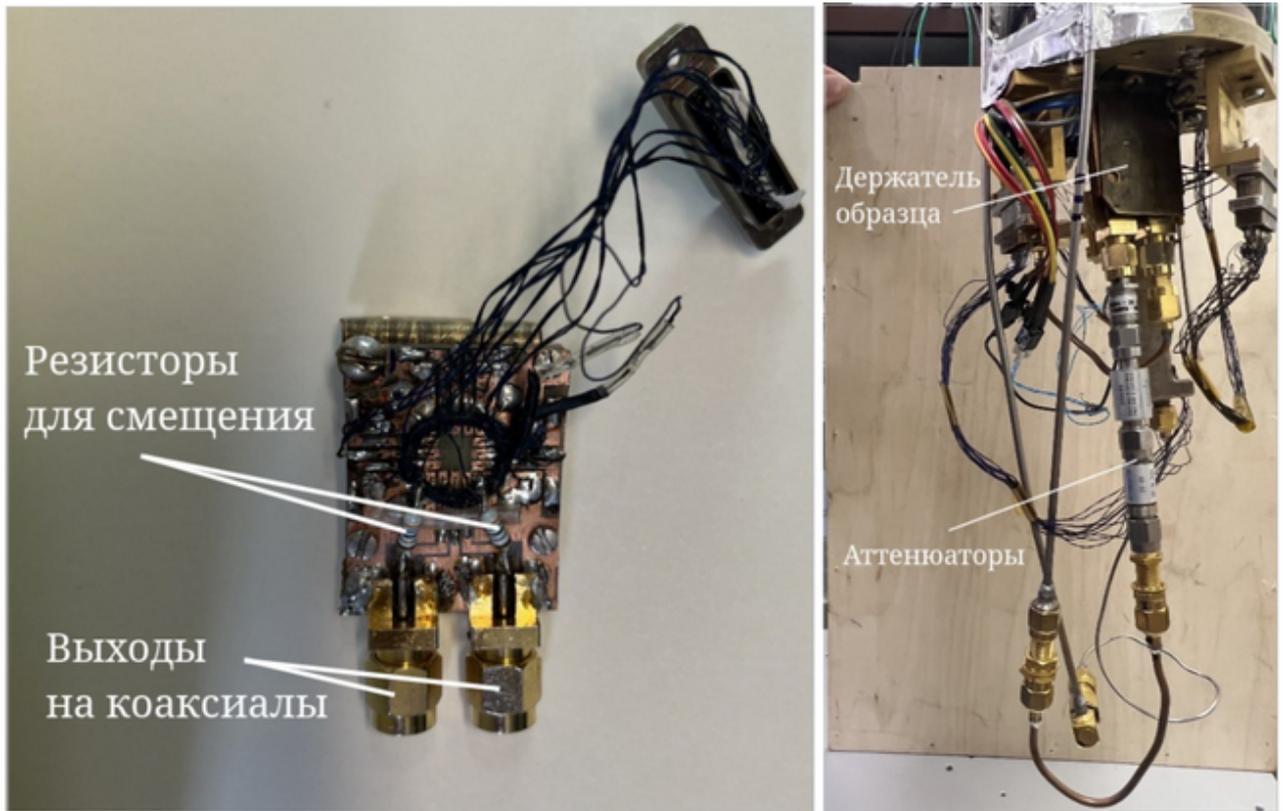


Рис. 8.

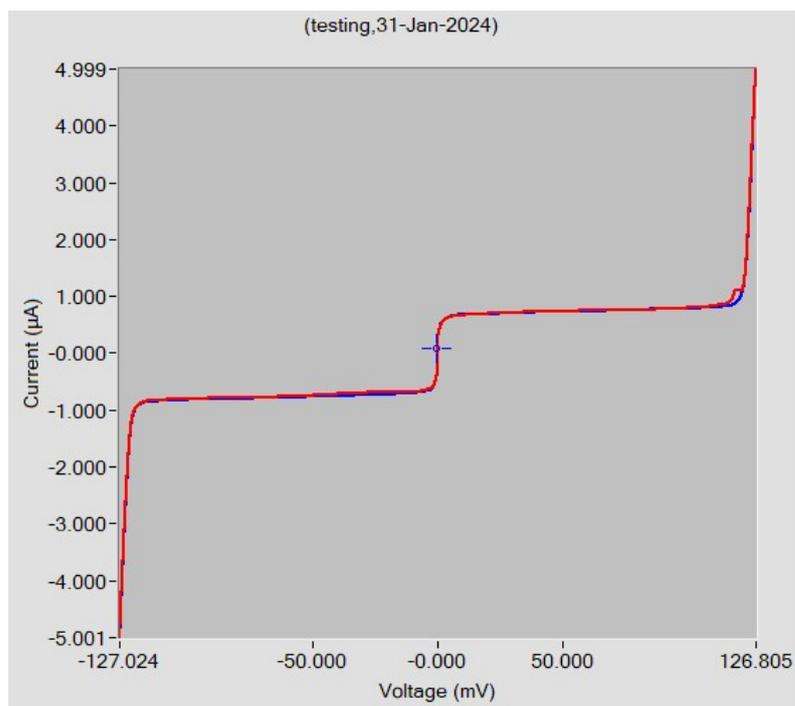


Рис. 9.

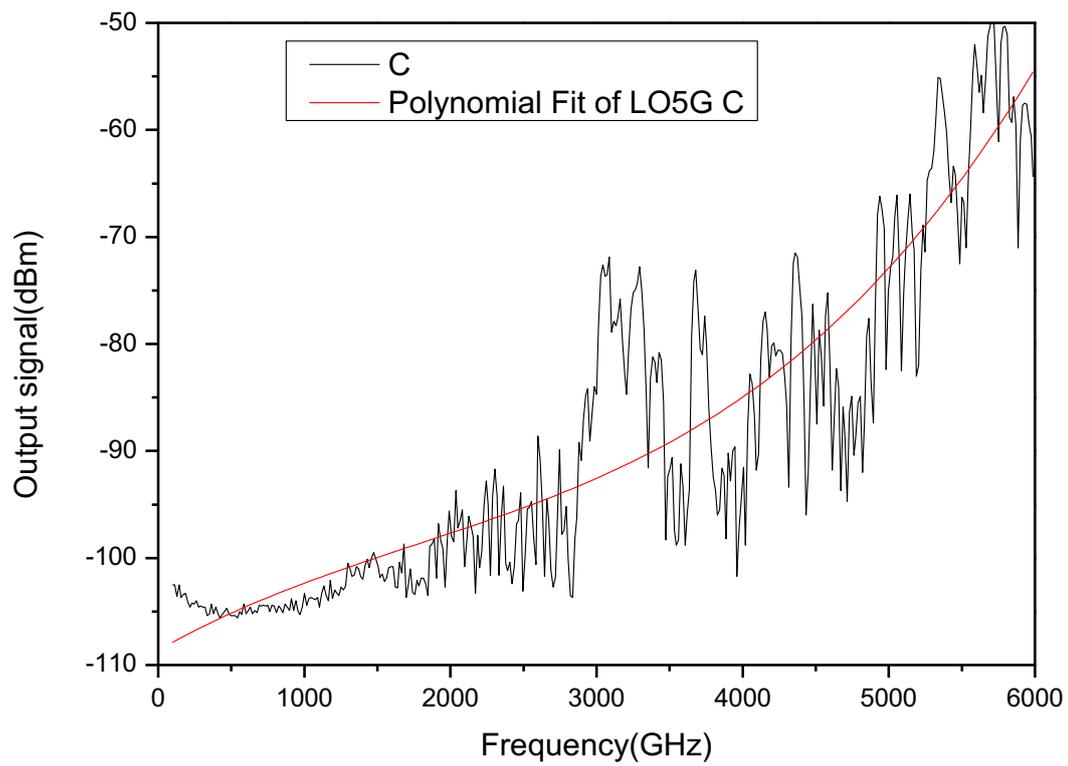


Рис. 10.

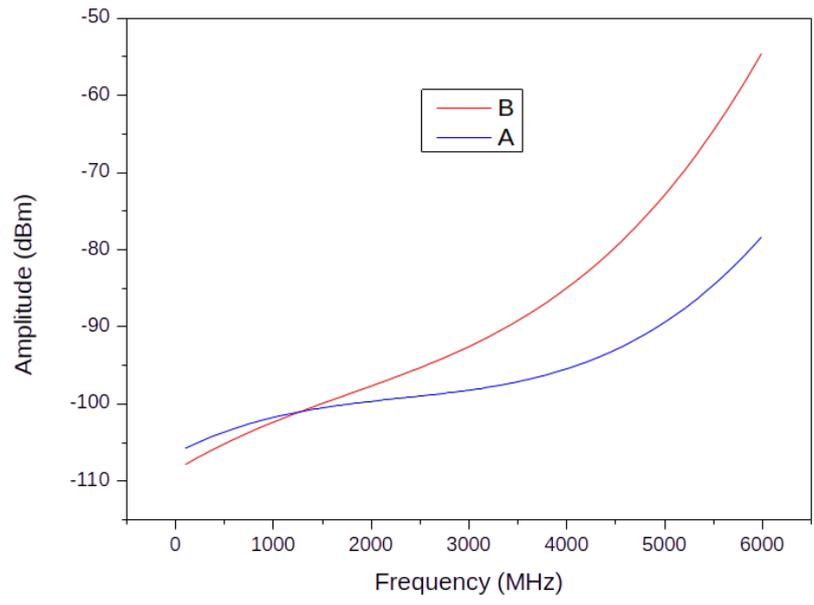


Рис. 11

Для связи с авторами:

Михаил Александрович Тарасов

E-mail: tarasov@hitech.cplire.ru