

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
НАУКИ ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ ИМЕНИ  
В.А.КОТЕЛЬНИКОВА РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК

На правах рукописи

КОРЮКИН Олег Валерьевич

СОГЛАСУЮЩИЕ ЦЕПИ СМЕСИТЕЛЕЙ  
НА СВЕРХПРОВОДНИКОВЫХ ТУННЕЛЬНЫХ ПЕРЕХОДАХ

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель  
д. ф.-м. н. С. В. Шитов

МОСКВА – 2014

## Содержание

Список сокращений и условных обозначений:.....	4
Введение.....	5
Глава 1 Обзор сверхпроводниковых устройств для приемников СВЧ.....	12
1.1 Общая характеристика СИС-переходов.....	13
1.2 СИС-смесители миллиметровых и субмиллиметровых волн.....	17
1.3 Интегрирование СИС-переходов.....	24
1.4 Масштабное моделирование .....	30
1.5 Электромагнитное моделирование в компьютерных симуляторах... ..	33
1.6 Интегрирование компонентов сверхпроводникового гетеродинного приемника .....	38
1.7 Основные виды измерений схем смесителей на СИС-переходах .....	50
1.8 Проекты по созданию сверхпроводниковых приемников .....	56
1.9 Заключение по Главе 1. Постановка задачи и цели диссертационной работы.....	60
Глава 2 Разработка новых конструкций волноводных СИС-смесителей....	62
2.1 Масштабное моделирование 3 мм смесителя.....	63
2.2 Электромагнитное моделирование 3 мм смесителя .....	73
2.3 Волноводный СИС-смеситель терагерцового диапазона .....	82
2.4 Смеситель с волноводным зондом .....	83
2.5 Балансный смеситель с двумя волноводными зондами.....	96
2.6 Выводы по Главе 2 .....	102
Глава 3 Квазиоптические СИС-смесители.....	107
3.1 Конструкция смесителя .....	110
3.2 Компьютерное моделирование .....	115
3.3 Экспериментальное исследование.....	123
3.4 Анализ работы смесителя.....	133
3.5 Исследование цепей согласования квазиоптического смесителя по промежуточной частоте.....	141

3.6	Измерение АЧХ и анализ параметров интегральной приемной микросхемы.....	148
3.7	Тестирование чипов СИП с помощью Фурье-спектрометра и анализ АЧХ приемника.....	158
3.8	Выводы по Главе 3 .....	169
	Заключение .....	171
	Публикации по теме диссертационной работы .....	173
	Цитированная литература .....	177

## Список сокращений и условных обозначений:

- СИС – сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник;  
СВЧ – сверхвысокие частоты;  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;  
ВАХ – вольтамперная характеристика;  
СИП – сверхпроводниковый интегральный приемник;  
ГС – гармонический смеситель;  
ФТС – спектрометр с преобразованием Фурье;  
ФФО – флакс-флоу осциллятор; тип джозефсоновского осциллятора;  
 $R_j$  – сопротивление СИС перехода на напряжениях ниже щелевого;  
 $R_N$  – сопротивление СИС перехода в нормальном состоянии;  
 $I_c$  – критический ток сверхпроводникового контакта, СИС перехода;  
 $I_g$  – скачок тока на щели;  
 $A$  – площадь туннельного перехода;  
 $C_j$  – собственная емкость СИС перехода;  
 $j_c$  – плотность критического тока;  
 $V_g$  – напряжение щелевой особенности на ВАХ СИС перехода;  
 $h$  – константа Планка;  
 $k_B$  – константа Больцмана;  
 $R_S$  – активный импеданс источника сигнала;  
 $R_L$  – активный импеданс нагрузки цепи;  
 $T_c$  – критическая температура перехода в сверхпроводящее состояние;  
 $T_{RX}$  – шумовая температура приемника;  
 $T_N$  – шумовая температура

## **Введение**

### **Актуальность темы**

Одним из необходимых условий для получения высокой чувствительности приемников сверхвысоких частот (СВЧ) является их охлаждение до предельно низких температур. При уменьшении температуры тепловой шум может стать меньше квантовых шумов на частоте сигнала, что создает возможность реализации практических схем приемников с шумами, близкими к их фундаментальному (квантовому) минимуму. Одними из подходящих устройств для использования в составе малошумящих криогенных приемников миллиметровых и субмиллиметровых волн являются сверхпроводниковые смесители на туннельных переходах, работающие при температуре жидкого гелия. Сверхпроводниковые гетеродинные приемники имеют важную особенность, отличающую их от полупроводниковых приемников, таких как, например, охлаждаемые смесители на диодах Шоттки. В сверхпроводящих туннельных контактах типа сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник (СИС) нет сопротивления растекания, а, следовательно, можно согласовать такой элемент без СВЧ потерь, даже в случае, если есть значительная паразитная емкость. Сегодня уже реализован ряд практических гетеродинных приемников субмиллиметрового диапазона длин волн на основе входных смесителей на сверхпроводниковых туннельных переходах. Эти приемники применяются в радиоастрономии для наблюдения спектров излучения колебательных и вращательных переходов молекул межзвездного газа, что позволяет изучать эволюцию Вселенной. Гетеродинные приемники на основе ниобиевых (Nb-AlO<sub>x</sub>-Nb) СИС-смесителей являются самыми эффективными на частотах от 50 ГГц до 1 ТГц в качестве радиоастрономических инструментов при изучении, например, спектрального состава излучения молекул вещества, составляющего пылевые облака и межзвездный газ. Кроме того, приборы с

туннельными СИС-переходами могут быть использованы для генерации, обнаружения и усиления слабых сигналов от постоянного тока до частот порядка 1000 ГГц. Перспективным направлением исследования на сегодня является также интегрирование СИС-переходов и приборов на их основе с другими устройствами (например, генераторами) на одном чипе, и, можно отметить, что СИС-переходы в сверхпроводниковой электронике играют такую же значительную роль, как транзисторы в электронике полупроводниковой.

### **Цели и задачи**

Целью данной работы являлась разработка новых подходов к построению высокочувствительных смесителей миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн на СИС-переходах. Основной задачей являлся поиск оптимизированных решений, неразрывно связывающих выбор материалов и топологию интегральных настроечных элементов, обеспечивающих наименьшие потери сигнала в области субмиллиметровых волн (терагерцовых частот). Для поиска таких оптимизированных решений были поставлены следующие задачи:

- Теоретически обосновать и провести детальное численное моделирование новых схем и топологии СИС-смесителей с широкополосными согласующими цепями на СВЧ и ПЧ.
- На основе проведенных расчетов разработать практические конструкции СИС-смесителей миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов с применением комбинации из сверхпроводящих и нормальных металлов.
- На основе вычислительных методик оценить результативность косвенного анализа экспериментальных данных сверхпроводниковых интегральных микросхем, содержащих СИС-смесители, с целью определения их внутренних параметров.

## **Научная новизна**

- Впервые разработан смеситель диапазона 3 мм на СИС-переходах, позволяющий реализовать одновременно фундаментальную широкополосность на ПЧ и возможность перехода от двухполосного режима приема к режиму с подавлением зеркального канала за счет механической настройки волноводной камеры.
- Впервые предложен компактный волноводный балансный СИС-смеситель диапазона 787-950 ГГц с двумя смесительными чипами, чипом связи между сигнальным и гетеродинным волноводами, с применением нормального алюминия в настроечных цепях, позволяющий минимизировать длину волноводного тракта и снизить потери, вносимые прямоугольными одномодовыми волноводами, к фундаментальному минимуму.
- Впервые разработан и испытан квазиоптический СИС-смеситель диапазона длин волн 350 мкм с фиксированной двухполосной настройкой на основе СИС-переходов NbN-AlN-NbN и с применением нормального алюминия в настроечных цепях.
- Впервые проведен детальный электромагнитный анализ по выявлению и устранению паразитных резонансов в диапазоне ПЧ в квазиоптической смесительном блоке.

## **Практическая ценность работы**

- Продемонстрирован широкий диапазон применимости принципа одностороннего подключения чипа СИС-смесителей; диапазон длин волн составил от 350 мкм до 3 мм. Это дает возможность улучшить выходные характеристики в части расширения полосы ПЧ и соответствует современным требованиям практических радиоастрономических исследований.
- Продемонстрирована методика применения нормальных материалов в настроечных цепях волноводных и квазиоптических СИС-смесителей диапазона длин волн 350 мкм в сочетании с односторонним подключением

чипа, что дает возможность улучшить входные характеристики в части получения высокой чувствительности и широкой полосы.

- Продемонстрирована методика вычисления внутренних параметров сверхпроводниковой микросхемы с СИС-смесителем на основе измерений ее АЧХ.
- Разработан компактный волноводный балансный СИС-смеситель диапазона длин волн 350 мкм с уменьшенным потреблением мощности гетеродина и гибридной конструкцией смесительного элемента с применением нормального алюминия.
- Разработан и испытан квазиоптический СИС-смеситель диапазона длин волн 350 мкм с фиксированной двухполосной настройкой и с применением нормального алюминия.

#### **Положения, выносимые на защиту**

- Разработаны конструкции согласующих цепей с полосой не менее 20% и КСВН менее 2 для эффективной передачи СВЧ сигнала на СИС-переходы с минимальными потерями для диапазонов 86-115 ГГц - менее 0,5 дБ и менее 2 дБ в диапазоне 787-950 ГГц при одновременной передаче выходного сигнала ПЧ на выход смесителя в диапазоне 4-8 ГГц с КСВН менее 2.
- Разработаны и оптимизированы новые решения для волноводных СИС-смесителей субмиллиметрового (терагерцового) диапазона 787-950 ГГц: смеситель с односторонним подключением чипа в канале в широкой стенке волновода и балансный смеситель с двумя такими чипами друг напротив друга и чипом связи для инъекции мощности гетеродина.
- Произведен детальный электромагнитный анализ экспериментального чипа квазиоптического смесителя субмиллиметрового (терагерцового) диапазона 787-950 ГГц на основе СИС-переходов NbN-AlN-NbN с применением нормального алюминия в настроечных цепях. Детальный анализ шумовой температуры смесителя показал возможность получения шумов на уровне не выше 10 квантов.

- Выявлены факторы, влияющие на возникновение паразитных резонансов в тракте ПЧ квазиоптического смесителя. На основе детального трехмерного электромагнитного анализа показано, что эти резонансы возникают вследствие присутствия электрической емкости между чипом и смесительным блоком, даны рекомендации по их устранению и получению полосы ПЧ 4-12 ГГц.
- Продемонстрирована методика вычисления внутренних параметров СИС-смесителя сверхпроводниковой приемной микросхемы на основе измерений ее АЧХ.

### **Личный вклад автора**

- Созданы трехмерные электромагнитные компьютерные модели смесителя диапазона 3 мм с чипом с односторонним подключением и произведен их расчет и оптимизация.
- Произведено компьютерное трехмерное электромагнитное моделирование двух новых конфигураций терагерцового волноводного смесителя: смесителя с односторонним подключением чипа и балансного смесителя с двумя чипами друг напротив друга и чипом связи с волноводом гетеродина. Создан комплект фотошаблонов для производства чипов для таких смесителей.
- Создана трехмерная модель квазиоптического смесителя на диапазон 787-950 ГГц, рассчитаны согласующие цепи, произведено сравнение результатов расчета разными компьютерными симуляторами.
- Создана компьютерная электромагнитная модель квазиоптической смесительной камеры и чипа в диапазоне ПЧ, включающая в себя полную конфигурацию подводящих проводников (бондинга). Выявлены причины резонансов в диапазоне ПЧ, возникающих вследствие паразитной емкости между чипом и корпусом смесительной камеры.
- Совместно с Уваровым А.В. проведены эксперименты по измерению шумовой температуры квазиоптического смесителя. Совместно с Буковским

М.А. и Уваровым А.В. был проведен детальный анализ шумовой температуры.

- Произведено измерение и анализ, полученных экспериментальных амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) смесителей на чипах сверхпроводникового интегрального приемника, даны рекомендации по улучшению конструкции чипов и обозначены критические параметры.

### **Апробация результатов**

Результаты представленных в диссертации исследований докладывались на следующих международных и российских конференциях:

- International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT '03, '05, '06, '07, '08)
- 8th International Workshop "From Andreev Reflection to the International Space Station" (2004)
- Applied Superconductivity Conference (ASC '04)
- International Superconductive Electronics Conference (ISEC '05)
- European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS '05)
- Workshop on Submillimeter-Wave Receiver Technologies in Eastern Asia (2005, 2007)
- Всероссийский семинар по радиофизике миллиметрового и субмиллиметрового диапазона, Нижний Новгород (2005)
- 4<sup>th</sup> ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications (2006)
- XI всероссийская научная школа-семинар «Волны – 2007»
- 6-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Sub-Millimeter Waves (MSMW'07)
- 2nd International Conference “Terahertz and Microwave radiation: Generation, Detection and Applications” (TERA-2012)

### **Публикации**

Результаты данной диссертационной работы опубликованы в 20 работах, в том числе в 4 статьях в журналах, входящих в Перечень изданий, рекомендованных ВАК Минобразования и науки РФ и в 16 докладах на международных и российских конференциях.

### **Структура и объем диссертации**

Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, списка публикаций по теме диссертации и списка цитируемой литературы. Работа содержит 187 страниц, 95 рисунков, 2 таблицы и список цитируемой литературы из 108 работ.

## Глава 1 Обзор сверхпроводниковых устройств для приемников СВЧ

Главным условием для получения сверхвысокой чувствительности СВЧ приемников является их охлаждение до предельно низких температур [1,2]. При уменьшении температуры тепловой шум становится меньше квантовых шумов сигнала в криогенных приемниках [3,4], что создает возможность реализации практических схем приемников с шумами, близкими к их фундаментальному минимуму [5-8]. Одними из подходящих устройств для использования в составе малошумящих криогенных приемников миллиметровых и субмиллиметровых волн являются сверхпроводниковые смесители на туннельных переходах, работающие при температуре жидкого гелия. Сверхпроводниковые приемники имеют важную особенность, отличающую их от полупроводниковых приемников, таких как, например, охлаждаемые смесители на диодах Шоттки [9]. Эта особенность заключается в том, что в сверхпроводниках нет сопротивления растекания, а, следовательно, можно избежать потерь на СВЧ, даже в случае, если есть большая паразитная емкость. Практические гетеродинные приемники субмиллиметрового диапазона длин волн строятся на основе входных смесителей на сверхпроводниковых туннельных переходах сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник [6,7] (на СИС-переходах). Эти приемники применяются в радиоастрономии для наблюдения спектров излучения колебательных и вращательных переходов молекул межзвездного газа, что позволяет изучать эволюцию Вселенной. Гетеродинные приемники на основе ниобиевых ( $\text{Nb-AlO}_x\text{-Nb}$  [10]) СИС-смесителей являются самыми эффективными на частотах от 50 ГГц до 1 ТГц в качестве радиоастрономических инструментов при изучении, например, спектрального состава молекул, составляющих пылевые облака и межзвездный газ. Кроме того, приборы с туннельными СИС-переходами

могут быть использованы для генерации, обнаружения и усиления слабых сигналов от постоянного тока до порядка 1000 ГГц. Перспективным направлением исследования на данный момент является изучение возможностей интегрирования СИС-переходов с другими устройствами (например, генераторами) на одном чипе, и, можно отметить, что СИС-переходы в сверхпроводниковой электронике играют такую же значительную роль, как транзисторы в электронике полупроводниковой [5].

## **1.1 Общая характеристика СИС-переходов**

Основная теория, описывающая детектирование в СИС-переходах в квантовом режиме, была разработана Такером [10]. Ниже приведено описание СИС-переходов, их характеристики и основные свойства.

### **1.1.1 Представление СИС-перехода**

Сверхпроводниковый туннельный переход физически представляет собой тонкую прослойку из диэлектрика. Диэлектрик располагается между двумя сверхпроводящими электродами. Его толщина всего несколько атомных слоев (1-2 нм). Сквозь диэлектрическую прослойку может протекать туннельный ток как сверхпроводящих носителей (куперовских пар), так и нормальных электронов (квазичастиц). Этот ток обладает сильной нелинейной зависимостью от приложенного к сверхпроводящим электродам напряжения. Нелинейные свойства СИС-переходов отличаются от свойств других сверхпроводниковых структур со слабой связью [12] тем, что в них доминирует именно квазичастичная нелинейность. На рис. 1.1 сплошной линией представлена вольтамперная характеристика СИС перехода Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-In [10]. ВАХ такого туннельного перехода характерна резким изломом при напряжении, определяемом свойствами используемых сверхпроводников, и названа «наиболее сильной нелинейностью в природе». Именно эта нелинейная зависимость тока нормальных электронов  $I_{dc}$  от напряжения  $V_{dc}$ ,

приложенного к туннельному переходу, лежит в основе реализации так называемого квантового режима преобразования частоты [5].

### 1.1.2 Энергетическая структура СИС-перехода

В сверхпроводниках распределение нормальных электронов по энергиям имеет энергетическую щель (наподобие запрещенной зоны в полупроводниках), центр которой расположен на уровне Ферми. На этом уровне сконцентрированы сверхпроводящие носители, которые являются бозе-частицами. На рис. 1.2 приведена энергетическая диаграмма, поясняющая процесс протекания тока квазичастиц через СИС-переход. Такая диаграмма описывает так называемую зонную модель сверхпроводника. Если на обкладки СИС-перехода подать смещение, то при напряжении  $V_{dc} = (\Delta_1 + \Delta_2)/e \equiv V_g$ , называемом щелевым напряжением (gap voltage), происходит выравнивание энергий верхнего уровня заполненной зоны в одном сверхпроводящем электроде (слева) и зоны тепловых возбуждений в другом электроде (справа от барьера). При этом напряжении имеет место щелевой скачок тока на автономной ВАХ. При дальнейшем росте приложенного напряжения ток растет практически линейно с ростом напряжения, что соответствует нормальному участку ВАХ.

При воздействии электромагнитного поля частоты  $f$  электроны из подщелевой зоны могут поглощать фотоны с энергией  $hf$  ( $h$  – постоянная Планка) и туннелировать при напряжениях на СИС-переходе меньших щелевого, как показано на рис. 1.2. При достаточной интенсивности излучения на напряжениях  $V_g \pm nhf/e$  появятся ступени тока, аналогичные щелевому. Число  $n$  соответствует поглощению двух, трех и т.д. фотонов (пунктирная кривая на рис. 1.1).

Амплитуда  $n$ -ой ступени будет пропорциональна вероятности поглощения электроном  $n$  фотонов. ВАХ СИС-перехода при этом описывается соотношением Тьен-Гордона [10]:

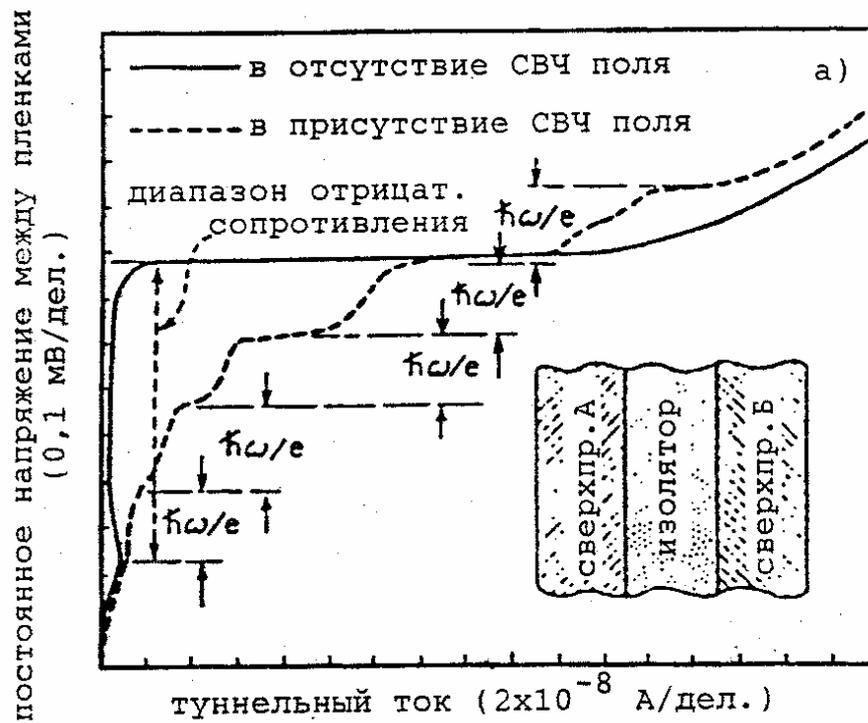


рис. 1.1. Туннелирование с участием фотонов в СИС-переходе из Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-In. Экспериментальная ВАХ, полученная при попадании на СИС-переход излучения на частоте 38 ГГц [10].

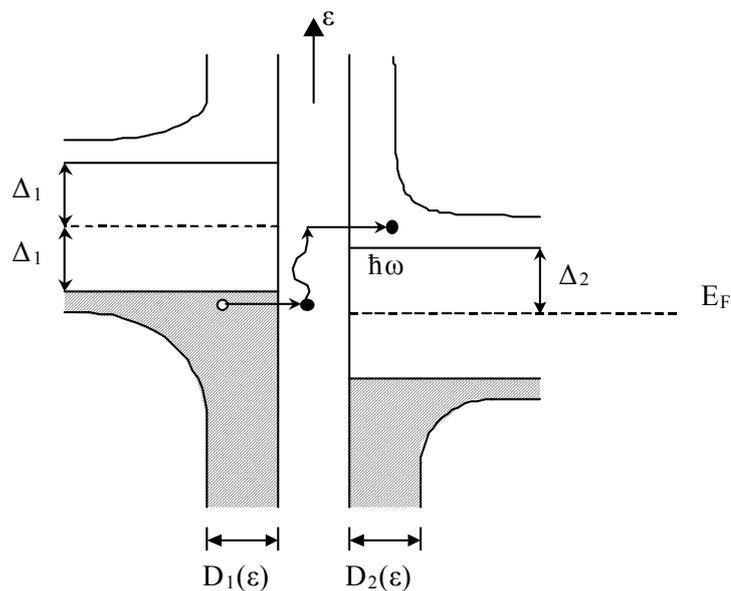


рис. 1.2. Полупроводниковая модель сверхпроводникового туннельного перехода [5].

$$I_{dc}(V_{dc}, \alpha) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} J_n^2(\alpha) I_{dc}(V_{dc} + \frac{nhf}{e}); \quad \alpha = \frac{V_{rf}e}{hf} \quad (1.1)$$

где  $n=0,1,2,\dots$  - номер ступени,  $\alpha = eV_{rf}/hf$  - нормированная амплитуда гетеродина,  $J_n(\alpha)$  - функции Бесселя 1-го рода. Между ступенями тока, положение которых по напряжению фиксировано в соответствие с частотой облучения, появляются участки с высоким дифференциальным сопротивлением  $R_d$ ; при небольшом изменении амплитуды СВЧ воздействия  $\alpha$  (модуляция сигналом) положение этих участков изменяется. Если установить рабочую точку на таком участке, задав постоянный ток  $I_{dc}$ , то напряжение  $V_{dc}$  изменяется при изменении  $\alpha$  тем сильнее, чем выше значение  $R_d$ . При этом изменение мощности в цепи выходного (постоянного) тока может значительно превосходить мощность, поглощенную на СВЧ, то есть имеет место преобразование на постоянный (медленно меняющийся) ток с усилением по мощности. Приведенное качественное описание оперирует с понятием модуляции ВАХ, а не с интенсивностями комбинационных составляющих частот сигнала и гетеродина, принятыми для классических смесителей. Это объясняется тем, что соотношение между входным и выходным токами не мгновенно, а зависит, главным образом, от интенсивности СВЧ воздействия. Описание нелинейных взаимодействий «защито» в ВАХ с помощью квантового соотношения (1.1). Процесс усиления можно сопоставить с работой фотодетектора, когда фотоэлектрон под воздействием внешнего источника электрического поля может приобрести энергию большую, чем имел породивший его квант излучения [5].

### 1.1.3 Сравнение с другими устройствами

Принципиальное преимущество СИС-переходов перед хорошо известными охлаждаемыми смесителями на диодах Шоттки (ДБШ), диодах супер-Шоттки (ДСШ) и СИН-переходами (сверхпроводник–изолятор–

нормальный металл) [13-15] состоит в полном отсутствии последовательного сопротивления, благодаря чему, собственная емкость СИС-переходов в принципе, может быть отстроена, с помощью внешних настроечных элементов [16]. На рис. 1.3 представлены эквивалентные схемы двух сверхпроводниковых туннельных приборов: СИН-перехода и СИС-перехода. Значком «J» представлена джозефсоновская компонента тока, существующая в СИС-переходе. За счет этой компоненты тока при СВЧ облучении на ВАХ могут возникать ступени тока Шапиро, которые разделены, в отличие от квазичастичных ступеней, напряжением  $V = hf/2e$  и отсчитываются от нулевого напряжения. Этот эффект играет главную роль в джозефсоновских смесителях, а в СИС-смесителях становится паразитным. В области субмиллиметровых волн ступени Шапиро могут серьезно нарушить правильную работу смесителя и должны быть подавлены магнитным полем.

Таким образом, в основе уникальной нелинейности ВАХ СИС-переходов лежит наличие энергетической щели в распределении нормальных электронов. Главную роль в эффективном преобразовании частоты играет процесс, называемый туннелированием с участием фотонов [17] (photon assistant tunneling) и проявляющийся феноменологически в специфическом поведении вольтамперной характеристики при СВЧ воздействии [5].

## **1.2 СИС-смесители миллиметровых и субмиллиметровых волн**

Существуют два основных способа доставки излучения на СИС-переходы: волноводный и квазиоптический. Первый способ характеризуется вводом излучения от вторичного зеркала телескопа в волновод посредством рупорной антенны, второй, с помощью иммерсионной линзовой антенны. Рассмотрим смесители, построенные по этим двум схемам подробнее.

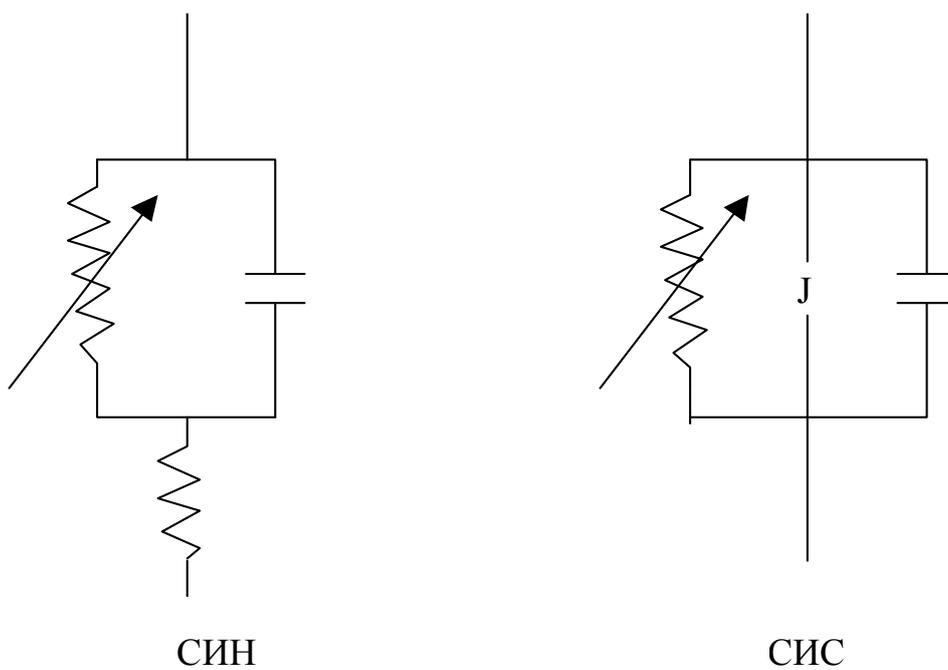


рис. 1.3. Эквивалентные схемы двух типов туннельных нелинейных элементов на основе сверхпроводников: СИН-перехода и СИС-перехода. Знаком  $J$  представлена джозефсоновская компонента тока [5].

### **1.2.1 Волноводные смесители**

Волноводные смесители – это такие устройства, в которых сигнал на СИС-переходы подается через волновод с помощью элементов связи. Свойства волноводов и, сопрягаемых с ними, рупоров хорошо изучены [18], особенно на низких частотах, что делает такие смесители широко используемыми, а их масштабирование на субмиллиметровые волны представляет собой лишь техническую задачу. При этом прохождение сигнала от главного зеркала телескопа к рупору рассчитывается с помощью квазиоптических методов. Для примера на рис. 1.4 представлен вариант волноводного смесителя субмиллиметровых волн с фиксированной настройкой [8]. Диэлектрический чип смесителя частично находится в волноводе для осуществления их связи друг с другом [19], то есть преобразования волноводной моды в микрополосковую. При проектировании волноводных смесителей с фиксированной настройкой (без поршней), работающих в широком частотном диапазоне, используются масштабное моделирование, а также более современный метод трехмерного компьютерного электромагнитного моделирования [5,20-22].

Итак, достоинством волноводных смесителей является простота согласования с рупорной антенной, имеющей хорошую ДН. А их недостаток проявляется в сложности изготовления волноводов и волноводных чипов на частоты выше 1 ТГц, в силу их малых размеров на высоких частотах. Кроме того, существующие типовые схемы с двусторонним подключением чипа в волноводе имеют большую индуктивность в случае использования сравнительно высокой частоты ПЧ и с такими чипами нельзя реализовать балансную схему, имеющую более низкие шумы.

### **1.2.2 Квазиоптические смесители**

Другой тип смесителей – квазиоптические. В них сигнал приходит не через рупор, а с помощью иммерсионной линзы, где фокусируется на чип, на котором расположена планарная антенна с интегральной СИС-структурой.

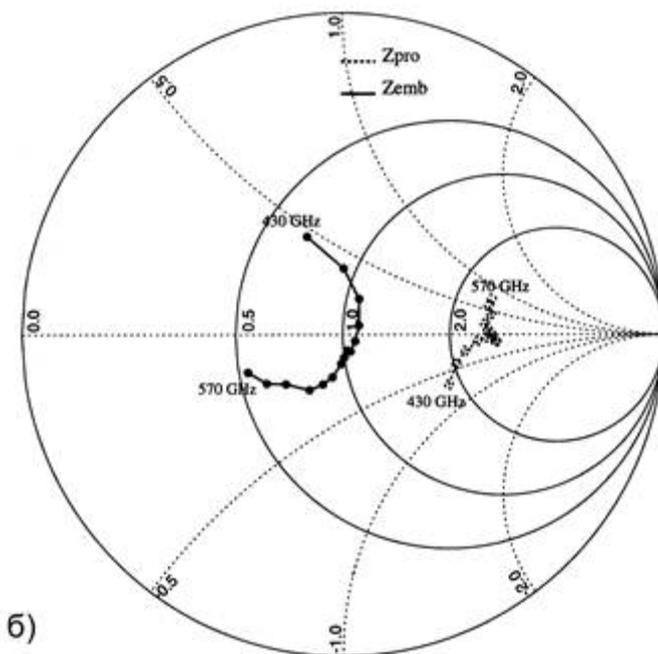


рис. 1.4. а) Поперечный разрез волноводного смесителя на частоту 500 ГГц без механических настроечных элементов; б) импеданс точки подключения к ФНЧ на подложке,  $Z_{pro}$  (около 27 Ом) и импеданс точки подключения СИС структуры к интегрированному микрополосковому трансформатору импеданса,  $Z_{emb}$  (около 10 Ом). Диаграмма комплексного коэффициента отражения нормирована на 10 Ом [5,8].

Использование тонкопленочной технологии для производства таких смесителей позволяет достичь точность при их изготовлении порядка сотых долей микрометра. Кроме того, преимуществом таких смесителей является отсутствие механических деталей, требующих высокой точности изготовления, а также, нет ограничений на размер смесительного чипа (рис. 1.5). При передаче сигнала квазиоптическим путем излучение канализируется в виде Гауссова пучка, при формировании которого используют неплоские зеркала и линзы [23-26]. Как показано на рис. 1.5, Гауссов пучок фокусируется на интегральную антенну. Интегральная структура включает в себя планарную антенну и размещается на чипе, который является частью квазиоптического тракта, так как внешний сигнал попадет на планарную антенну через подложку чипа. СИС-переходы размещены в центре антенны, а линзу помещают вплотную с тыльной стороны подложки. Расчет такой системы следует производить с учетом волновых свойств излучения.

Важно, что развитые методы расчета применимы и к другим типам интегральных антенн, например, к двойным дипольным. Диаграмма направленности известных линзовых антенн не так хороша, как для рупоров, в первую очередь за счет большего уровня боковых лепестков (около -16 дБ), что составляет около 20% полной энергии на апертуре линзы. Тем не менее, это направление быстро развивается в основном, благодаря, гораздо более простой механике смесителей. Квазиоптические смесители имеют более короткий производственный цикл, легче обращаться с чипом, в то время как, шумовая температура приемника может быть такой же низкой, как и для волноводных смесителей. Анализ идеального скалярного рупора в составе антенной системы ALMA дает уровень боковых лепестков ДН около 20 дБ [18], что всего лишь на несколько децибел ниже, чем боковые лепестки эллиптических кремниевых линзовых антенн СИС-смесителя [27].

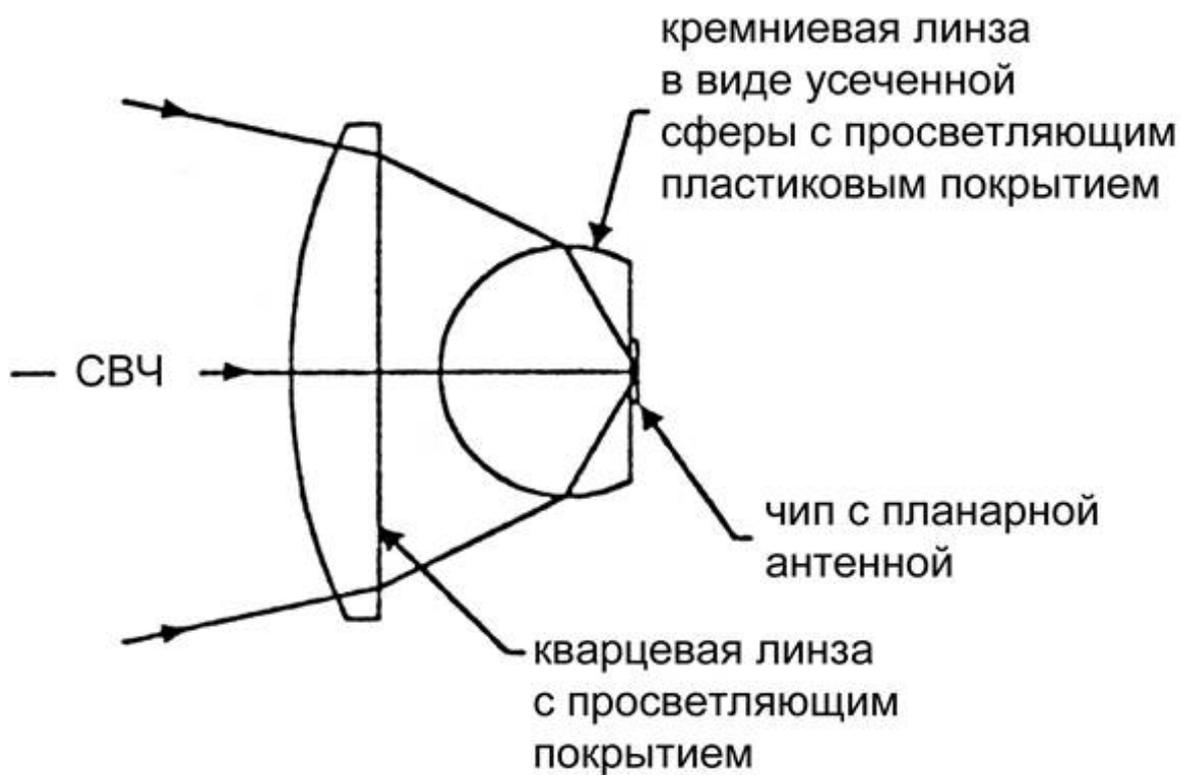


рис. 1.5. Пример квазиоптической схемы для фокусировки СВЧ энергии на интегральную планарную антенну [5].

Это значит, что конечное (системное) различие в ДН между СИС-смесителями с рупорной антенной (волноводом) и линзовой антенной может быть совершенно незначительным.

Итак, можно сделать вывод, что достоинством квазиоптических смесителей является их простота изготовления, а недостатком, не такая хорошая ДН, как у рупоров [5].

### **1.2.3 Гетеродинный прием**

При приеме спектров сигналов, лежащих в диапазоне от 100 ГГц и выше, необходимо сначала преобразовать их на более низкие частоты в диапазон нескольких гигагерц [28,29]. Это делается потому, что практических усилителей и анализаторов на такие высокие частоты не существует, зато техника усиления на частоты вплоть до нескольких десятков гигагерц хорошо изучена и разработано множество практических (коммерческих) устройств, см. например, [30]. Для преобразования вниз уже более 20 лет широко используются смесители на сверхпроводниковых туннельных переходах, которым необходим источник гетеродина. Такой метод приема называется гетеродинным.

### **1.2.4 Пример из статьи**

Важным достижением в разработке сверхмалошумящих квазиоптических приемников была разработка смесителя из статьи [7]. В данной статье рассмотрен квазиоптический смеситель на диапазон 800-1000 ГГц на основе двух сверхпроводниковых туннельных СИС-переходов из Nb/Al/AlO<sub>x</sub>/Nb, интегрированных в микрополосковую линию с настроенными структурами из NbTiN/SiO<sub>2</sub>/Al с двойной дипольной антенной. Смеситель продемонстрировал рекордно низкую чувствительность 250 К для частоты 935 ГГц и частоте ПЧ 1.5 ГГц, а по диапазону 850-1000 ГГц с шумовой температурой 3 всего лишь 350 К и менее. На ПЧ смеситель был оптимизирован на полосу 4-8 ГГц. Диаграмма направленности антенны

симметрична относительно центра и уровень боковых лепестков всего лишь - 11 дБ. Благодаря такой низкой шумовой температуре смесителя, с телескопа космического базирования, на который он будет установлен, можно будет наблюдать сверхдаленные объекты во Вселенной, которые до сих пор не удавалось обнаружить другими телескопами.

### **1.3 Интегрирование СИС-переходов**

Данный раздел включает в себя описание способов подключения СИС-переходов для получения заданной широкополосности, отстройки внутренней емкости переходов, согласования переходов с антенной и трактом ПЧ.

#### **1.3.1 Согласование СИС-перехода с источником СВЧ излучения**

В начале восьмидесятых годов прошлого века были разработаны первые волноводные смесители миллиметровых волн на основе туннельных СИС-переходов размером порядка  $10 \text{ мкм}^2$  в диапазоне 37-120 ГГц [28,31-40]. Хотя экспериментальная установка по измерению охлаждаемых смесителей на полупроводниковых диодах Шоттки [13] в принципе схожа с измерениями СИС-смесителей, но есть и значительные отличия. Диод Шоттки подключен с помощью пружинного игольчатого контакта-вискера, но СИС-смеситель сложно подключить подобным образом, так как он изготавливается с помощью тонкопленочной интегральной технологии. Поэтому возникла необходимость исследования электродинамических свойств чипа с интегральными настроечными структурами и СИС-переходами с тонкопленочными контактами. Обычно подложка с СИС-смесителем располагается в центральном сечении волновода поперек его широкой стенки. Для понижения импеданса источника в точке подключения, волновод изготавливают пониженной высоты. Между тонкопленочными электродами чипа и стенками волновода существует емкость, которая создает бесконтактное подключение к ним токов СВЧ [28]. Позади чипа в волноводе

обычно помещают перемещаемый поршень, который обеспечивает заграждение зеркального канала. Кроме того, в определенных случаях применялся еще один поршень, размещенный в разрезе широкой стенки волновода на расстоянии в пол длины волны от чипа в направлении рупора. В таком случае, возможно, достигнуть самой широкой полосы согласования [41,42]. Очень низкие шумовые температуры СИС-смесителей в диапазоне порядка 100 ГГц [7] были измерены с помощью специальных методов с использованием криогенных нагрузок, помещенных в криостат [4,43]. Практически сразу после начала исследования таких смесителей выяснилось, что диапазон согласования значительно меньше, чем

$$\Delta f = \frac{2f}{\Gamma}, \quad \Gamma = \omega R_{rf} C_n \quad (1.2),$$

где  $\Gamma$  – эффективный коэффициент емкостного шунтирования. При этом настроенный импеданс отличается от нормального сопротивления СИС-переходов  $R_N$  [44].

Реальный диапазон согласования, в отличие от теоретически предсказанного, зависит от реактивных элементов и цепей, к которым подключены СИС-переходы. Эти цепи подключения увеличивают нагруженную добротность всего смесителя. В случае, когда коэффициент емкостного шунтирования много больше единицы, действительная часть импеданса туннельного перехода составляет всего лишь малую часть (несколько процентов) от его нормального сопротивления.

Большая индуктивность (порядка 100·i Ом) цепей подключения СИС-переходов создает высокий реактивный импеданс, чем затрудняет согласование СИС-смесителя, уменьшает полосу согласования, требует механическую стабильность и маленькие потери в настроечных элементах. С ростом частоты возрастают омические потери в резонансных волноводных элементах, поэтому их реализация вызывает определенные сложности, кроме того, при их изготовлении необходима повышенная точность.

Для получения достаточно большой действительной части входного импеданса СИС-переходов необходима не только высокая плотность тока через них, но и размер менее одного квадратного микрометра [45-47]. Измерения таких маленьких переходов показали, что они чаще пробиваются и в них чаще возникают необратимые механические напряжения в процессе многократного охлаждения. Но при этом использование таких переходов вместе с планарной антенной позволяет уменьшить требования к механическим настроечным элементам и сделать шире рабочий диапазон приемников с туннельными переходами [5].

### 1.3.2 Цепочки СИС-переходов

В целях повышения входного импеданса смесителя можно использовать цепочки из переходов, которые включены последовательно. Если СИС-переходы имеют одинаковые или близкие по значению параметры по постоянному току, то тогда уровень насыщения растет как количество переходов в квадрате [27,48]. В случае различия переходов в цепочке, они будут иметь разные ВАХ, а следовательно, разные напряжения при одинаковом токе смещения, что приведет к уменьшению качества работы смесителя. Цепочка дает большие действительные части импеданса СИС-переходов, а емкость можно скомпенсировать с помощью интегральных индуктивностей.

При этом у такой системы возрастает выходной импеданс, что может стать серьезной практической проблемой. Известно, что в основе высокой эффективности СИС-смесителей лежит большое значение выходного импеданса  $R_d$ . Оценка показывает, что при согласовании по вышеописанной схеме, различия между входным импедансом смесительного элемента и его выходным импедансом  $R_d$  могут достигать трех порядков. Для решения этой проблемы используется специальное подключение по ПЧ и постоянному току такое, что СИС-переходы получают соединенными параллельно. Такие цепочки называются последовательно-параллельными [5].

### **1.3.3 Компенсация емкости СИС-переходов**

Отстройка емкости СИС-переходов необходима для расширения диапазона работы смесителей.

В статье [49] впервые применены интегральные элементы для отстройки емкости СИС-переходов. Параллельно четырем СИС-переходам подключен отрезок копланарной линии, имеющий индуктивный импеданс, компенсирующий емкость СИС-переходов.

В работах [8,16,50-61] также используются различные схемы компенсации. В том числе, дополнительные отрезки микрополосков, имеющие индуктивный импеданс в рабочем диапазоне частот.

Ниже в главе 2 описан смеситель, в котором используются цепочки СИС-переходов. Между этими переходами находятся интегральные настроенные элементы, являющиеся индуктивными элементами. Эти элементы выполнены из отрезков полосковых линий в виде петель специально подобранной длины так, чтобы отстраивать емкость переходов.

В главе 4 используются сдвоенные СИС-переходы, между которыми отрезок микрополоска также служит для отстройки емкости переходов, а также он смещает диапазон настройки каждого СИС-переходов пары относительно друг друга так, чтобы увеличить их общий диапазон. Подобная же схема получила применение и в главе 5.

### **1.3.4 Линии передачи из сверхпроводников.**

Сверхпроводниковые передающие линии на СВЧ ведут себя не так как линии из нормальных металлов. Это связано с тем, что магнитное поле проникает в сверхпроводник только на лондоновскую глубину. В работе [A16] предложен метод геометрической трансформации микрополосковой линии для учета эффекта Мейснера. В этом методе (рис. 1.6) вводится новая толщина диэлектрика равная прежней с добавлением глубин проникновения магнитного поля в верхний и нижний слои сверхпроводника  $h_{GT}=h+\lambda_1+\lambda_2$ .

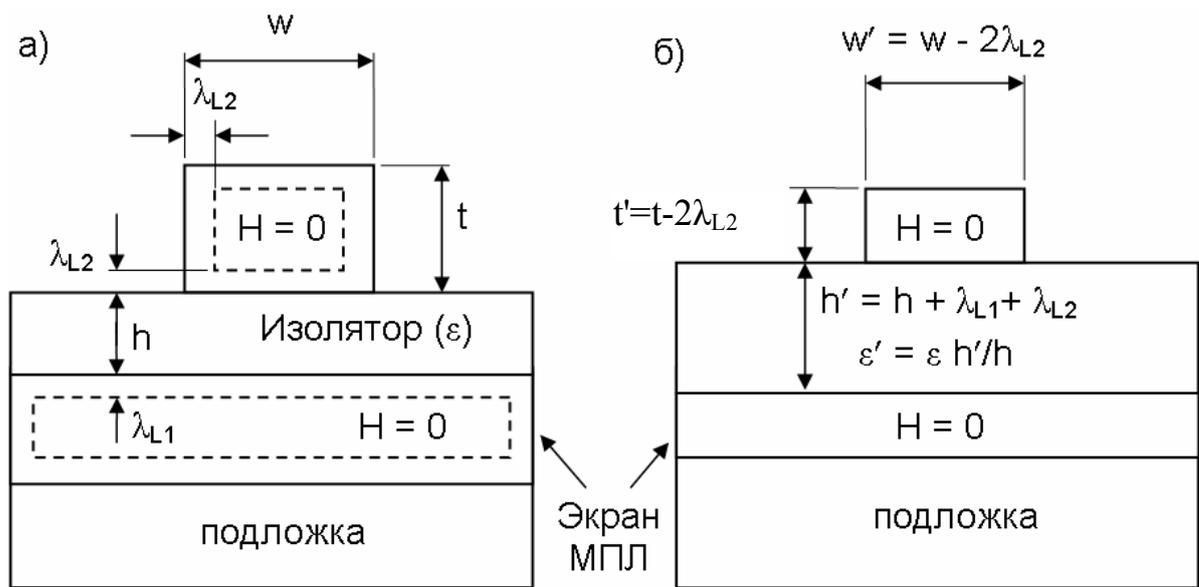


рис. 1.6. Учет эффектов сверхпроводимости в микрополосках [А16,5].

Для того чтобы скомпенсировать уменьшение емкости, вызванное увеличением зазора между слоями сверхпроводника, вводится модифицированная диэлектрическая постоянная  $\epsilon_{GT} = \epsilon \cdot h_{GT}/h$ . Результаты, полученные с помощью этого метода, согласуются с работами [62-64].

### **1.3.5 Балансные схемы смесителей.**

Одним из способов уменьшить амплитудные шумы гетеродина в полосе ПЧ и использовать всю его мощность является применение балансной схемы [65-69]. Практически любой источник гетеродина имеет амплитудные шумы, которые в небалансной схеме добавляются к шумам смесителя и искажают выходной сигнал. Стоит упомянуть, что избежать низкочастотных шумов гетеродина применением балансной схемы не удастся.

Балансному смесителю необходим менее мощный источник гетеродина, потери сигнала в тракте гетеродина теоретически могут быть сделаны пренебрежимо малыми.

Принципиальная схема балансного смесителя изображена на рис. 1.7. Из схемы видно, что токи, наведенные сигналом и гетеродином в СИС-переходах, в одном чипе совпадают по фазе, а во втором противофазны, чтобы уменьшить шумы, привнесенные гетеродином. В силу ортогональности подключения сигнала и гетеродина, его мощность не уходит в сигнальный тракт, а полезный сигнал – в тракт гетеродина.

Приведем для примера балансный приемник, описанный в статье [69]. В статье подробно описана конструкция и характеристики приемника для радиотелескопа с использованием балансного смесителя на СИС-переходах. Интересными особенностями являются: СИС-переходов на основе NbTiN хорошего качества с высокой чувствительностью и низкими шумами, гибридный с хорошей изоляцией для разделения сигнала.

## **1.4 Масштабное моделирование**

Масштабное моделирование применяется для экспериментального анализа СВЧ структур сверхмалых размеров сложной конфигурации, для которых сложно провести численный расчет. При этом масштабная модель представляет собой лишь часть системы. Несколько значительных результатов в исследовании и разработке смесителей миллиметрового и субмиллиметрового диапазона были получены в результате именно применения масштабного моделирования [41,42,70,71].

Основным преимуществом исследования масштабной модели по сравнению с реальным смесителем является возможность прямого измерения импеданса источника сигнала, который подключен к интегральной смесительной структуре, содержащей СИС-переходы. В случае реального прибора единственными параметрами доступными, в принципе, для измерения являются согласование СВЧ входа и ПЧ выхода. Точность определения согласования по входу невелика в связи с тем, что такие измерения включают в себя совокупные свойства длинных волноведущих часто многомодовых трактов, рупорных антенн и пр. При этом свойства собственно смесителя практически не поддаются достоверной оценке. Следует помнить, что речь идет об исследовании охлаждаемых смесителей, находящихся при температуре жидкого гелия, что еще более усложняет задачу разработки и механической оптимизации электродинамической системы. Характерные размеры волновода масштабной модели могут быть выбраны в десятки сантиметров, а камеры реального смесителя миллиметры при точности в сотые доли миллиметра, что требует совершенно иного уровня технологии металлообработки. При этом при использовании модели могут быть оценены необходимые механические допуски в том числе на сборку, которые следует выдерживать при изготовлении реального прибора.

Основным условием «правильности» модели является сохранение амплитудных и фазовых соотношений электрического и магнитного полей с теми, которые присутствуют в реальном смесителе. Вследствие этого

внутренняя геометрия масштабного волновода, фильтров и настроечных элементов должна быть максимально пропорциональна реальной геометрии.

Из уравнений Максвелла для полей в волноводе следует, что при увеличении геометрических размеров системы в  $N$  раз, все частоты должны быть уменьшены в такое же число раз  $f_s = f_r/N$ , где  $f_s$  представляет частоты в модельной системе, а  $f_r$  в реальной. Это следует также из формул для импеданса волновода прямоугольного сечения:

$$Z_{WG} = \frac{\pi b}{2 a} Z_0 \quad Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} \quad (1.3)$$

Отношение размеров волновода полного сечения  $b/a$  не меняется. Критическая длина волны увеличивается в  $N$  раз, поэтому длина волны, на которой мы должны работать с масштабной моделью, должна быть увеличена в  $N$  раз, соответственно, частота уменьшена во столько же раз, а импеданс остается прежним.

Для примера на рис. 1.8 представлена фотография масштабной модели и статьи [42]. Эта модель была использована для разработки волноводного смесителя, работающего на частоте 230 ГГц с масштабным коэффициентом  $N = 45$ . Экспериментальная проверка модели проводилась для того, чтобы напрямую измерить импеданс системы, с которым требуется согласовать смесительный элемент. Измерительный коаксиальный кабель (СВЧ пробник) был подключен к электродам, которые соответствуют местам инъекции высокочастотного сигнала в смесительный элемент, аналогично тому, как представлено на рис. 1.9 [41]. Блок смесителя был сделан из алюминиевых сплавов, чип интегральной схемы из кварцевого стекла, металлизация из медной фольги. В статье [42] было проведено масштабное моделирование и вспомогательные вычисления, которые показали, что при использовании только двух поршней можно получить полное перекрытие частотного диапазона нулевой моды ( $TE_{10}$ ) волновода полного сечения. Модель была

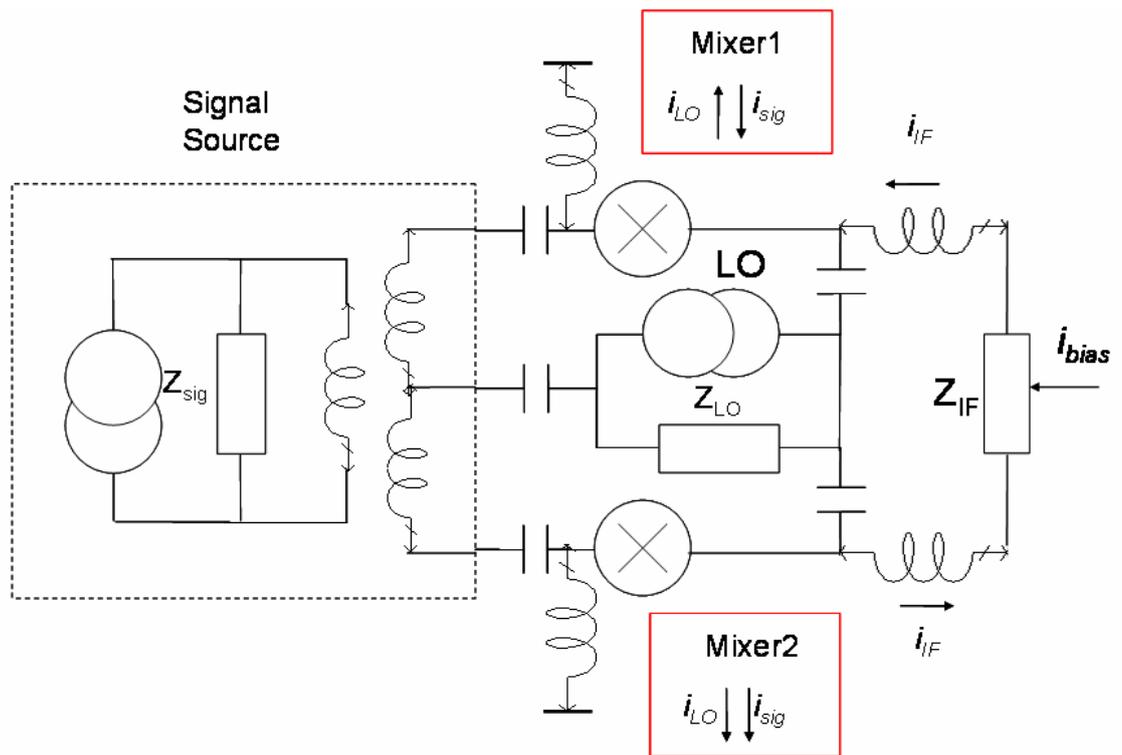


рис. 1.7. Принципиальная схема работы балансного смесителя. Сигнал от гетеродина и внешний сигнал в фазе на втором и в противофазе на первом смесителе [A13,A15].

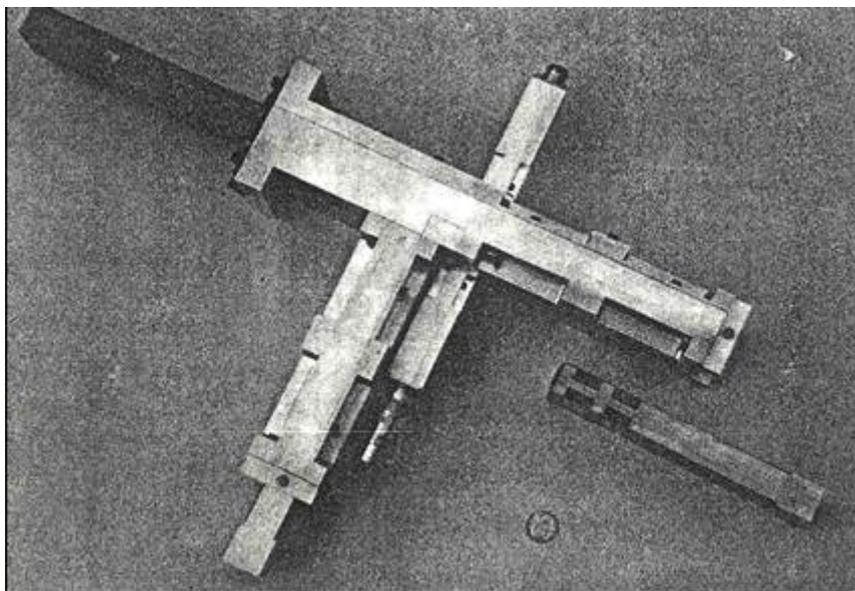


рис. 1.8. Масштабная модель волноводного СИС смесителя. Бесконтактный короткозамыкающий поршень лежит около волновода. Полная длина модели около 19 см [5,42].

оптимизирована аналогично работе [41], а именно, по форме подводящих контактов и по положению чипа относительно стенок волновода. Затем по результатам масштабного моделирования был изготовлен и проверен экспериментально СИС-смеситель с выдающимися характеристиками.

Метод масштабного моделирования может быть применен для расчета разнообразных типов антенн и передающих линий, и, кроме того, для проверки точности других методов расчета, где используются приближенные формулы [5].

### **1.5 Электромагнитное моделирование в компьютерных симуляторах**

Электромагнитное моделирование – это способ моделирования с помощью компьютерных программ, использующих специальные методы такие, как метод моментов, метод конечных элементов (разбиение на тетраэдры) и т.д.

Существуют планарные программы (2.5D) [20], где рассчитываются структуры на основе тонких пленок. Расчет в таких программах идет в плоскости и учитывается взаимодействие между слоями. Второй тип программ – трехмерные (3D) [21,22]. В них рассчитываются пространственные модели. Об их достоинствах и недостатках чуть ниже.

В процессе конструирования виртуальной модели, правильно отражающей реальную структуру смесителя, необходимо начертить анализируемое устройство, указать материалы для каждого объекта, определить порты и задать граничные условия на поверхностях. Кроме того, постановка задачи включает установку частотного диапазона для анализа и определение условий сходимости решения. Программа производит разбиение модели и возбуждение электромагнитной волны, начиная с портов. Расчетный модуль, использующий метод конечных элементов, проводит расчет электромагнитного поля для построенной модели. Основу решения трехмерных и двумерных задач электродинамики в HFSS [21] составляет

метод конечных элементов (от англ. Finite Element Method) (МКЭ). Смысл метода состоит в том, что пространство, в котором распространяются электромагнитные волны, разбивается на простейшие объемные элементы, имеющие форму тетраэдров. Размер тетраэдра должен быть достаточно мал для того, чтобы поле в его пределах можно было описать простой функцией или набором функций с неизвестными коэффициентами. Эти коэффициенты ищутся из уравнений Максвелла и граничных условий. В результате электродинамическая задача сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно этих коэффициентов. Решение СЛАУ легко находится численным методом на компьютере.

**Представление СИС-переходов в симуляторах.** Короткий дискретный порт. Достаточно сложной задачей компьютерного моделирования является правильное представление туннельных СИС-переходов в расчетных программах. Данная сложность вызвана тем, что переход является сугубо нелинейной квантовой структурой, а, следовательно, может быть заменен сосредоточенными элементами, такими как, резистор и конденсатор, лишь с определенной степенью достоверности. Тем не менее, самой простейшей моделью СИС-перехода являются параллельно-подключенные резистор и конденсатор. Но даже и в такой модели возникает вопрос, какие значения сопротивления и емкости использовать. Прежде всего, из анализа свойств СИС-перехода следует, что его сопротивления на СВЧ ( $R_{rf}$ ) и на ПЧ ( $R_d$ ) могут различаться до десяти раз. Типичные значения  $R_{rf} = 20-25$  Ом,  $R_d = 200-250$  Ом. Кроме того, при измерении ВАХ СИС-перехода можно определить лишь нормальное сопротивление  $R_N$ , которое может отличаться от  $R_{rf}$ , хотя и незначительно. В силу этого, для подстановки в модель используется именно значение  $R_N$ . Что касается емкости, то, как известно, она определяется геометрическими и электрическими свойствами туннельного барьера, а именно, его площадью, толщиной и диэлектрической проницаемостью. Если с площадью перехода более-менее все просто, то его толщину, составляющую порядка 1 нм, определить сложнее.

**Приближенные методы.** Для того, чтобы ускорить расчет сложных структур применяют следующие методы: замена металла с потерями на идеальный проводник и металл с нулевой толщиной; использование диэлектриков без потерь; разбиение сложной структуры на функциональные части для быстрого расчета или детального расчета отдельной части.

**Методы повышения точности.** После того, как сделаны предварительные расчеты с упрощенными моделями, необходимо проверить всю структуру, проведя максимально точный расчет с максимально мелким разбиением. При этом используется геометрия, максимально приближенная к реальной или максимально соответствующая реальной.

**Сравнение трехмерных и планарных симуляторов.** В таблице 1.1 приведено сравнение основных характеристик планарных и трехмерных симуляторов.

Таблица 1.1. Сравнение планарных и трехмерных симуляторов.

Трехмерные (3-D): HFSS CST Microwave Studio	2.5-D (слоистые структуры, межслойные токи вдоль оси Z): Microwave Office (EMSiight)
Метод конечных элементов	Улучшенный метод моментов спектральной области
Волноводы и антенны	Для тонкопленочных структур
Высокая точность и достоверность	Быстрее расчет

**Достоверность.** Компьютерное моделирование с помощью коммерчески доступных пакетов электромагнитных симуляторов является удобным и давно (уже порядка 20 лет) применяемым и хорошо изученными проработанным инструментом, используемым многими научными группами по всему миру.

Кроме того, для того, чтобы убедиться, что расчет на компьютере ерен, необходимо изготавливать реальнее структуры и проверять их экспериментально измеренные параметры на совпадение с расчетными. В

некоторых случаях расчеты могут быть уже проведены другими научными группами, тогда сравнение можно произвести с ними.

**Порты. Место подключения измерений.** Для того, чтобы построить измерения необходимо в ключевых точках поставить порты. Порты бывают нескольких типов. Волноводный порт – порт, через который заводится сигнал в волновод или в любое место одновременно через всю площадь порта. Сосредоточенный (дискретный) порт – это, по сути, импеданс, заданный между его концами. Кроме того, существуют некоторые особые узкоспециальные порты, которые в данном исследовании не применялись.

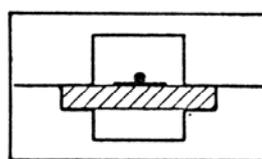
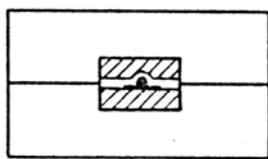
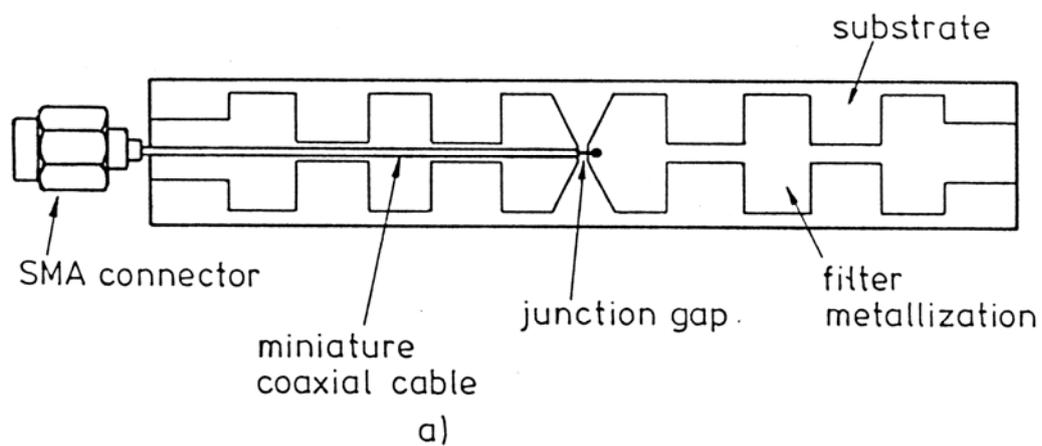


рис. 1.9. Масштабированная смесительная структура: а) подключение пробника к масштабной модели СИС структуры, б) при моделировании полосковых фильтров, с) при моделировании подвешенной линии [5,41].

## **1.6 Интегрирование компонентов сверхпроводникового гетеродинного приемника**

В настоящее время технологии изготовления приемников имеют тенденцию к интегрированию всех основных частей в один чип, что приводит к уменьшению размеров и энергопотребления, а для сверхпроводниковых приемников и к уменьшению требований на криостаты: их хладопроизводительности, размерам. В первую очередь происходит интеграция источника гетеродина на чип смесителя. Для этого используются распределенные туннельные переходы [72], работающие в режиме джозефсоновского тока. Кроме того, на чип интегрируются элементы стабилизации частоты гетеродина - система ФАПЧ, а именно, гармонический смеситель, а также элементы тракта ПЧ, развязка по постоянному току между СИС-переходами и гетеродином.

### **1.6.1 Генераторы гетеродина на эффекте Джозефсона**

Длинный (распределенный) СИС-переход может использоваться как гетеродин, работающий на эффекте Джозефсона [73]. В длинный СИС-переход магнитное поле проникает в виде квантов магнитного потока  $\Phi_0 = h/2e$  (рис. 1.10), аналогично тому, как это происходит в двухсвязных сверхпроводниках, где магнитное поле разбивается на элементарные вихри, которые называются джозефсоновскими вихрями. Они могут попадать в длинный переход, выходить из него и двигаться в нем под действием Лоренцовой силы, которая возникает в переходе благодаря транспортному току поперек него. Джозефсоновский вихрь представляет собой кольцевой ток, являющийся перемещением токовой пучности. Поток вихрей, достигая края перехода, создает периодические токовые импульсы с частотой, пропорциональной плотности вихрей (напряженности магнитного поля). При

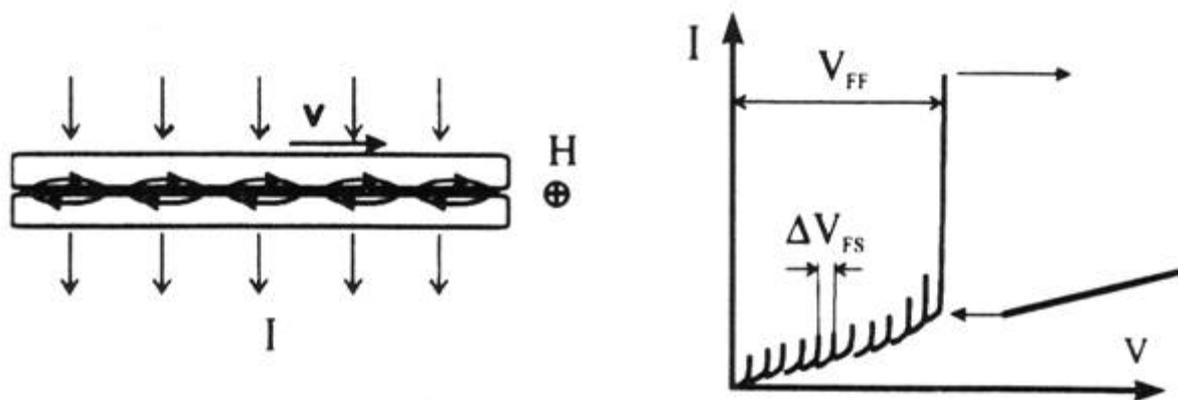


рис. 1.10. Проникновение магнитного поля в ФФО в виде квантов магнитного потока (слева), цепочка которых движется под действием тока смещения (силы Лоренца). Вольтамперная характеристика ФФО (справа) демонстрирует особенности, вызванные геометрическими резонансами в объеме перехода, а также плавно перестраиваемый флакс-флоу пик на напряжении  $V_{FF}$ , соответствующий согласованию по скорости движения вихрей [5,72].

напряжении отличном от нуля в переходе появляются активные потери, по сути являющиеся силами трения. При этом скорость перемещения вихревого потока зависит от Лоренцевой силы, а, следовательно, и от величины тока смещения. Название ФФО (флакс-флоу осциллятор) происходит от описания процесса течения вихрей с генерацией сверхвысокочастотного излучения. Генерация происходит согласно Джозефсоновскому соотношению, так как, когда поток, захваченный сверхпроводником, изменяется на один квант, фаза волновой функции состояния сверхпроводника при этом меняется на период.

Существуют два качественно различающихся режима работы ФФО – это резонансный режим, в котором ФФО имеет дискретный спектр генерации, а на ВАХ присутствуют ступени Фиске [72], и режим непрерывной перестройки в условиях сильного затухания. Переход между режимами зависит от сочетания длины перехода и уровня удельных потерь в нем. Также как и в любом джозефсоновском генераторе, в резонансном режиме собственные частоты определяются резонансом емкости с внешней цепью, включая геометрические резонансы. В случае сильного демпфирования такие резонансы отсутствуют, и генерируемая частота зависит от пространственного синхронизма решетки магнитного поля и скорости Свихарта (скорость вихря в переходе). На вольтамперной характеристике ФФО возникает флакс-флоу пик (пик Эка) [72], плавно перестраиваемый с помощью магнитного поля в широкой полосе частот вплоть до щелевой [5]. Плавная перестройка по частоте является одной из наиболее привлекательных черт ФФО для практических приложений, например, в качестве гетеродина для СИС-смесителя [А3].

### **1.6.2 Интегрирование квазиоптического СИС-смесителя**

В последние годы были созданы предпосылки для разработки сложных сверхпроводниковых устройств, позволяющих не только принимать сверхслабые сигналы, но производить их цифровую обработку [74]. В ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН была предложен и экспериментально

апробирован принципиально новый подход к использованию современных достижений сверхпроводниковой электроники - интеграция сверхпроводниковых элементов с целью создания семейства полностью сверхпроводниковых приемников миллиметровых и субмиллиметровых волн с шумовой температурой близкой к квантовому пределу [75]. Такой интегральный приемник объединит нескольких планарных сверхпроводниковых компонентов: СИС-смеситель с квазиоптической антенной, криогенный генератор гетеродина, усилитель промежуточной частоты, а также устройство для оцифровки сигнала и его обработки в реальном масштабе времени. Такие приемники незаменимы для пассивной и активной радиолокации, радиоастрономии, систем космической связи, а также мониторинга окружающей среды, осуществляемого с борта спутников или специальных самолетов. Уже создан однокристалльный интегральный приемник, где в одной микросхеме соединены СИС-смеситель с приемной антенной и криогенный генератор гетеродина на основе распределенного туннельного перехода, работающего в режиме вязкого течения джозефсоновских вихрей (Flux Flow Oscillator - ФФО).

Поскольку для частот принимаемого излучения выше 300 ГГц наблюдается существенное поглощение сигнала парами воды в атмосфере, все субмиллиметровые приемники и радиотелескопы располагаются на значительной высоте или устанавливаются на борту специальных самолетов и спутников.

При этом большие габариты, вес и цена генераторов гетеродина в субмиллиметровом диапазоне длин волн являются основным фактором, ограничивающим широкое использование субмиллиметровых приемников. Применение сверхпроводникового генератора гетеродина позволяет интегрировать его с СИС смесителем и разместить в том же криостате, не приводя к дополнительному увеличению габаритов, веса, и потребляемой мощности.

С помощью оригинальных программ расчета и анализа была разработана конструкция микросхемы интегрального приемника [75]. На одном чипе размером  $4 \times 4 \times 0,5 \text{ мм}^3$  были интегрированы двойная дипольная антенна, СИС смеситель с системой подавления джозефсоновских шумов и ФФО с согласующими элементами. Фотография центральной части интегральной схемы приемника представлена рис. 1.11; на рис. 1.12 показан увеличенный вид приемной планарной антенны и СИС-смесителя. СИС-переход размещен в центре двойной дипольной антенны, рассчитанной на центральную частоту 500 ГГц; на эту же частоту была настроена микрополосковая структура для компенсации емкости туннельного перехода. Симметрия антенны позволила использовать с обеих сторон одинаковые подводы к смесителю с копланарными фильтрами для предотвращения утечки принимаемого сигнала. Левые фильтры (рис. 1.11) использовались для подсоединения СИС-смесителя на постоянном токе и промежуточной частоте (ПЧ). Правые подводы использовались для подключения сверхпроводникового генератора гетеродина на основе распределенного джозефсоновского перехода.

При проектировании интегрального сверхпроводникового приемника должны быть решены, по крайней мере, две принципиальных проблемы. Первая связана с согласованием СИС-смесителя со сверхпроводниковым генератором гетеродина. При оптимальном согласовании заметная часть принимаемой мощности полезного сигнала будет уходить в тракт гетеродина. С другой стороны, мощность ФФО ограничена, что не позволяет использовать слишком большое затухание. В данной конструкции приемника [75] развязка между смесителем и гетеродином была выбрана порядка -7 дБ, она реализована за счет специально рассчитанного рассогласования импедансов подводящей линии и смесителя. При этом удавалось в частотном диапазоне более 50 ГГц достигать требуемый уровень накачки СИС-смесителя. Избежать потерь мощности гетеродина позволяет использование

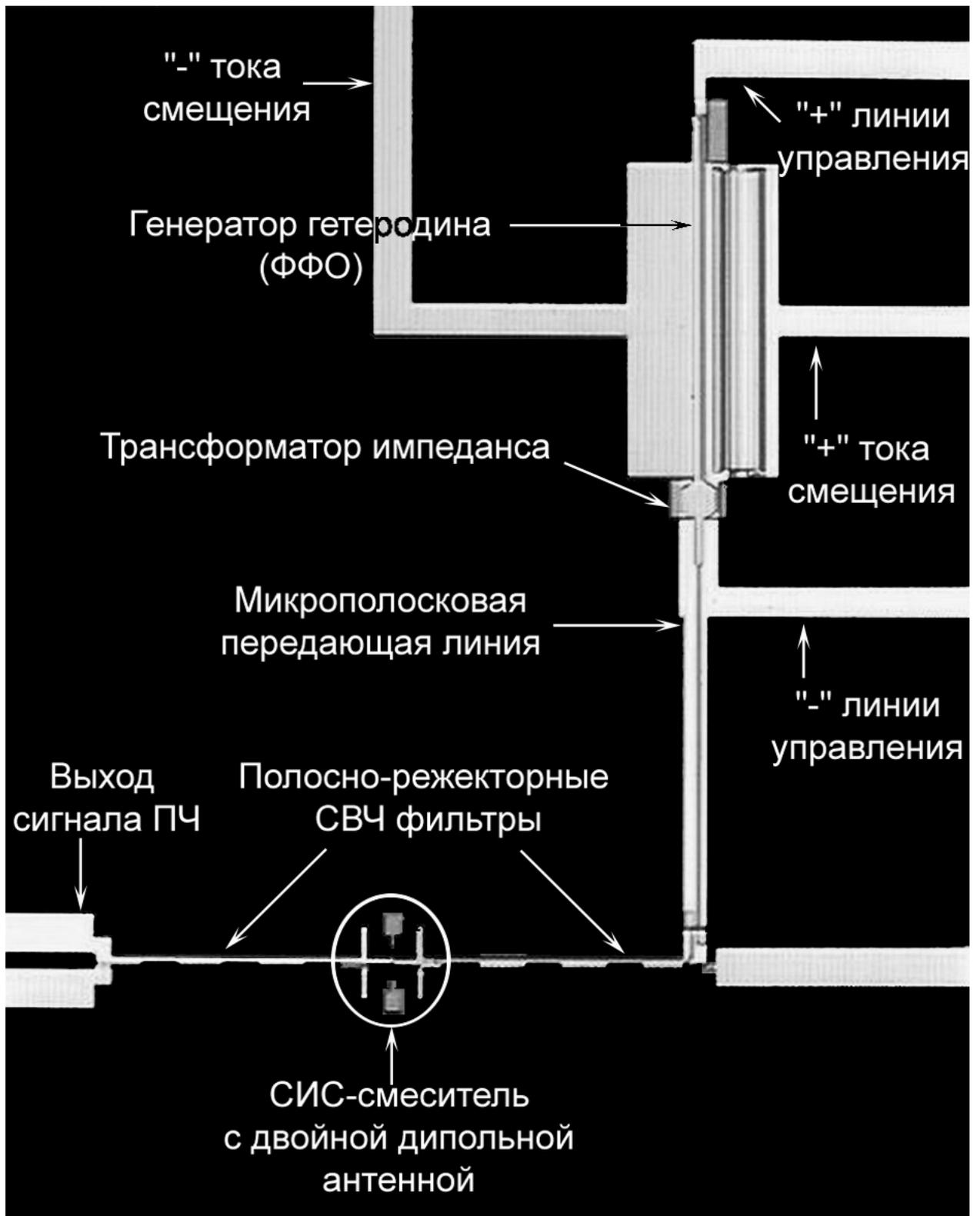


рис. 1.11. Микрофотография центральной части микросхемы интегрального приемника [75].

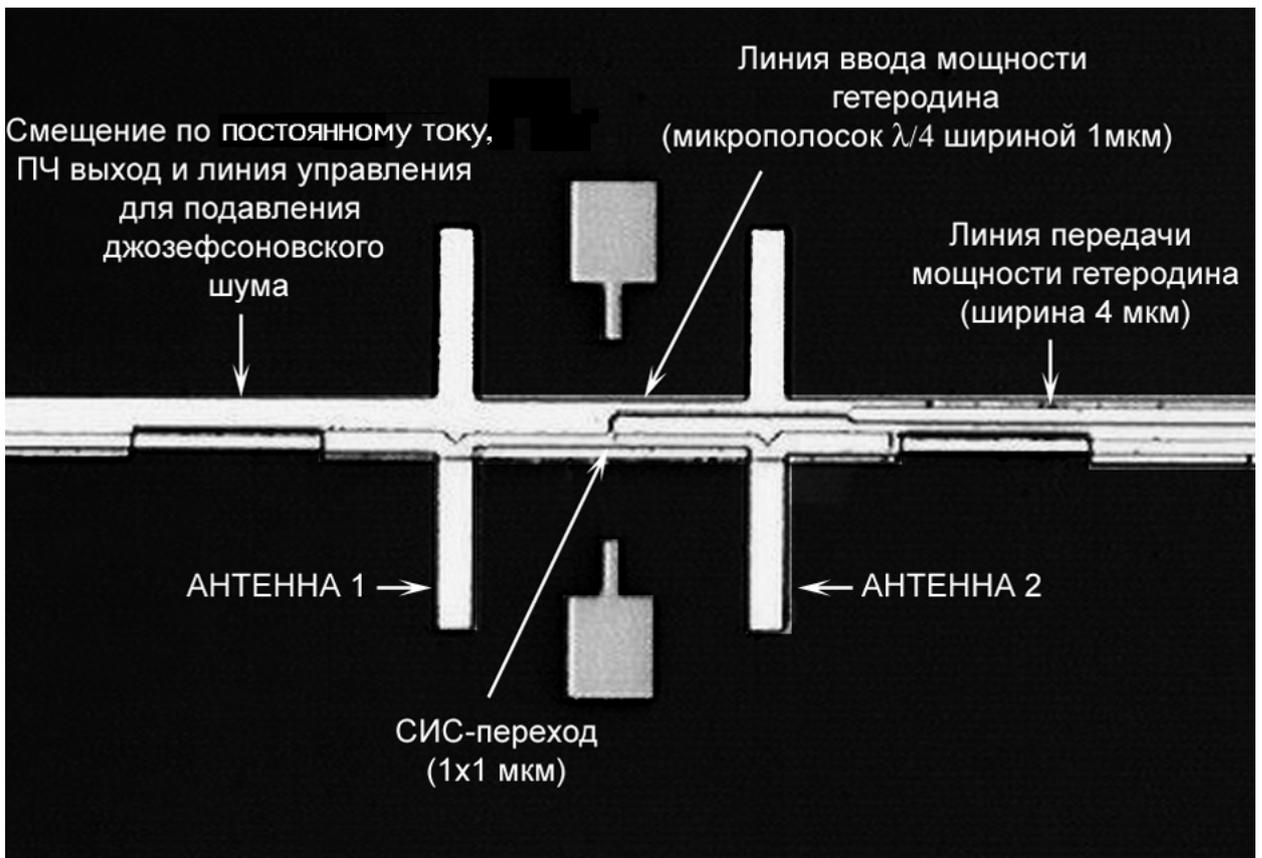


рис. 1.12. Микрофотография двойной дипольной антенны с включенным в нее СИС-смесителем [75].

балансного смесителя, однако при этом требуются обеспечить объединение ПЧ сигналов от двух смесителей, работающих в противофазе.

Другой проблемой является необходимость задания существенно различных магнитных полей для работы СИС смесителя и ФФО. Для подавления джозефсоновского шума в туннельном переходе нужно полностью подавлять его критический ток; необходимое для этого поле превосходит на 2 порядка уровень, требуемый для работы ФФО. Эта проблема была решена благодаря разработке двух сверхпроводящих линий управления, создающих локальные магнитные поля отдельно для смесительных СИС-переходов и ФФО [75]. Экспериментально была продемонстрирована возможность полного подавления джозефсоновского шума в интегральном СИС-смесителе, при развязке по полю между этими линиями лучше  $10^{-4}$ .

Интегральные микросхемы приемника изготавливались в ИРЭ РАН на подложке из кристаллического кремния на основе высококачественных переходов Nb-AlO<sub>x</sub>-Nb [76]. СИС-смеситель и ФФО изготавливались в едином вакуумном цикле на основе туннельных переходов с плотностью критического тока 5–8 кА/см<sup>2</sup>, что соответствует удельному сопротивлению барьера  $R_n \cdot S = 40 - 25 \text{ Ом} \cdot \text{мкм}^2$  и джозефсоновской глубине проникновения около 4 мкм. СИС переходы имели площадь 1-1,5 мкм<sup>2</sup>, длинный джозефсоновский переход (ФФО) был длиной около 500 мкм и шириной 3-5 мкм.

Для экспериментального исследования интегрального приемника смесительный блок был смонтирован в вакуумном объеме гелиевого криостата с оптическим окном. Интегральная микросхема приемника с дополнительным контр-рефлектором устанавливалась на эллиптической линзе из кремния с просветляющим покрытием. Преобразованный сигнал подавался на охлаждаемый НЕМТ (ВПЭ-транзистор) усилитель (полоса 1,1 - 1,7 ГГц,  $T_{ш} = 3 \text{ К}$ ). Экспериментальное тестирование приемника проводилось совместно с лабораторией космических исследований Нидерландов (SRON,

Groningen). На рис. 1.13 представлены фотографии модуля интегрального приемника, хорошо видна микросхема приемника, соединенная с измерительной платой с помощью ультразвуковой сварки [75].

Для интегрального приемника с внутренним гетеродином – ФФО на частоте 500 ГГц реализованы следующие параметры: диапазон перестройки более 70 ГГц, минимальная шумовая температура – порядка 100 К (рис. 1.14). Была измерена диаграммы направленности интегрального приемника (рис. 1.15). Эта диаграмма измерялась путем перемещения источника излучения перед криостатом. Полученные параметры (ширина основного максимума 4 градуса, уровень боковых лепестков не более -17 дБ) полностью удовлетворяют требованиям радиоастрономических наблюдений [А6].

### **1.6.3 Гармонические преобразователи**

Гармонический смеситель [77] используется для стабилизации ФФО. Он может работать как СИС смеситель на квазичастичной нелинейности, настроенный на частоту входного сигнала, при этом использоваться без магнитного поля, то есть подавление критического тока не обязательно. А также в процессе преобразования может участвовать джозефсоновская компонента нелинейного тока. Высокая эффективность такого гармонического смесителя была продемонстрирована вплоть до 50-ой гармоники опорного сигнала частоты 10-20 ГГц [78]. Оптимизированный уровень преобразования и шумы в канале ПЧ системы ФАПЧ практически не меняются от частоты опорного сигнала и номера используемой гармоники. Для получения эффективной синхронизации ФФО важно иметь хорошее отношение сигнал/шум в канале ПЧ системы ФАПЧ, которое составляет в типичном случае 15-20 дБ. Гармонический смеситель выдает в систему ФАПЧ, находящуюся при комнатной температуре, конвертированный вниз спектр ФФО на промежуточной частоте.



рис. 1.13. Модуль интегрального приемника с кремниевой линзой [75].

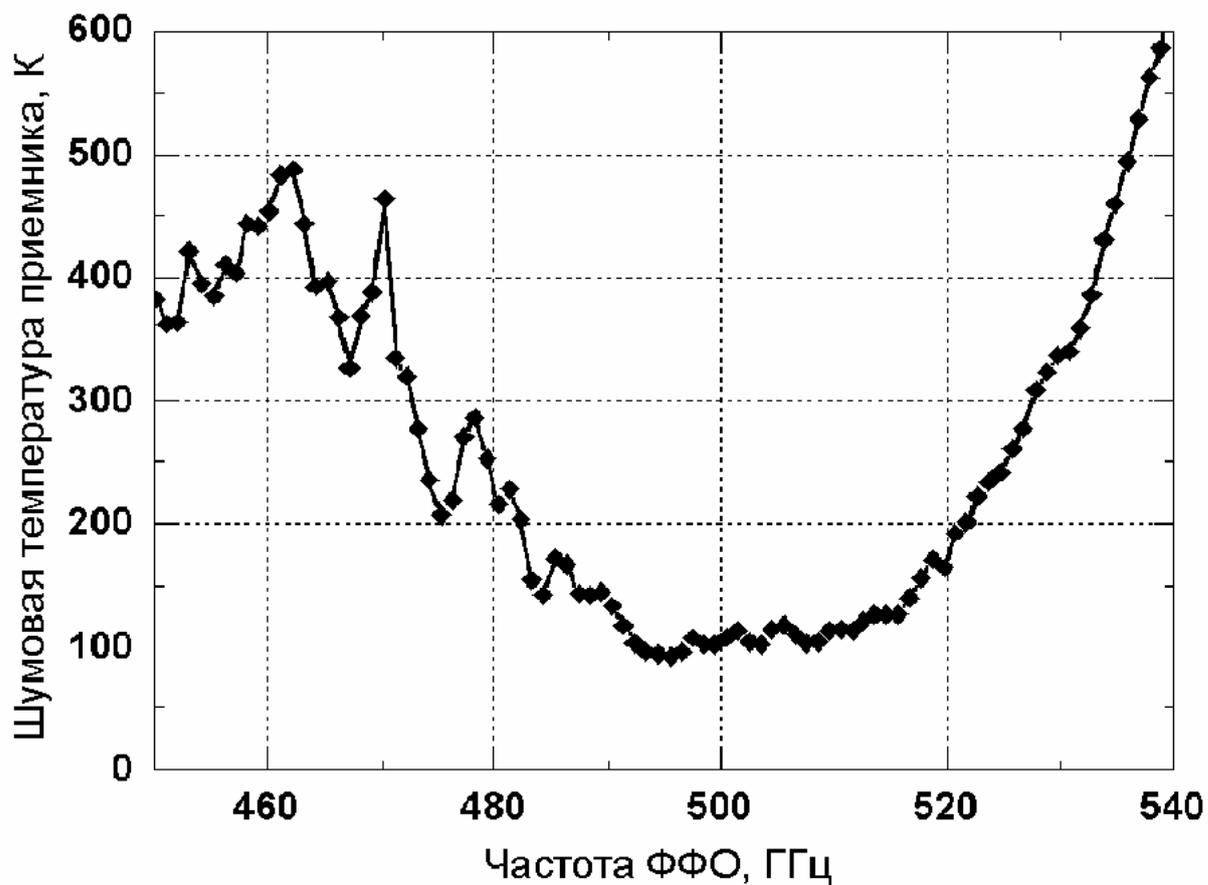


рис. 1.14. Шумовая температура интегрального приемника в двухполосном режиме для балансной конструкции СИС-смесителя [75].

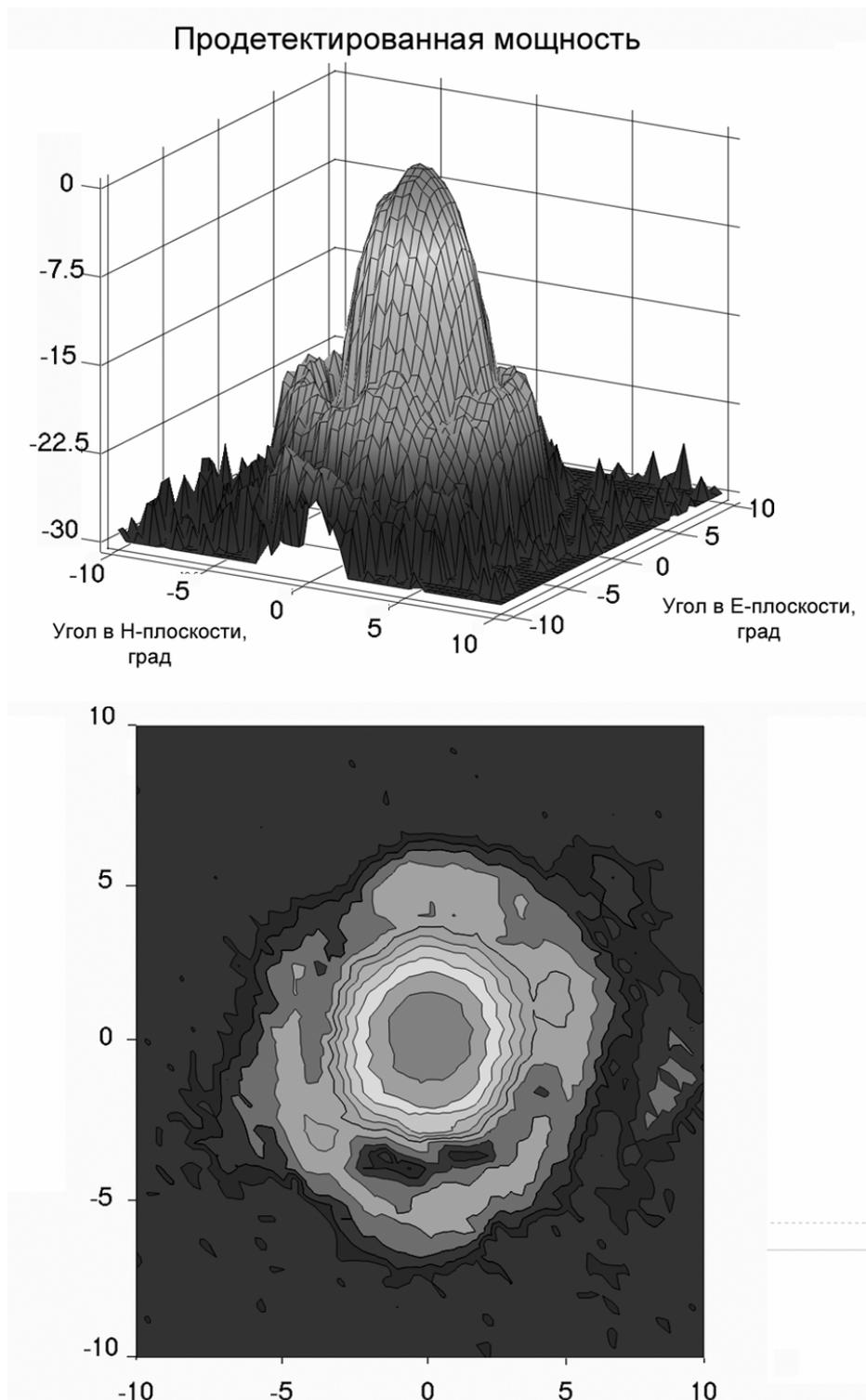


рис. 1.15. Трехмерная и двумерная диаграммы направленности интегрального приемника. По осям  $X$  и  $Y$  отложено угловое отклонение от оптической оси приемника. На верхнем рисунке по оси  $Z$  показана измеренная интенсивность сигнала в дБ, на нижнем рисунке измеренный сигнал представлен контурами равной интенсивности (расстояние между контурами  $-2$  дБ) [75].

#### **1.6.4 Изготовление чипов сверхпроводникового интегрального приемника**

Основной работой, описывающей методику изготовления чипов сверхпроводникового интегрального приемника, является [76]. Технология получила название SNEAP. Тонкие пленки напыляются с помощью магнетрона затем покрываются резистом, который засвечивается сквозь маски, изготовленные с помощью электронной литографии. Незасвеченные части удаляются с помощью растворителя, и, таким образом, формируется структура всех элементов на чипе. Переходы формируются так: ниобий снизу, затем алюминий, который анодизируют для получения оксида алюминия, который является туннельным слоем, затем еще один слой ниобия. В местах переходов между слоями ниобия сделаны окна в изоляции.

#### **1.7 Основные виды измерений схем смесителей на СИС-переходах**

В этом разделе продолжается описание приемников, представленных в предыдущем разделе. Здесь представлены процедуры экспериментальной проверки чипов.

##### **1.7.1 Измерения на постоянном токе**

Измерение по постоянному току является самым первым тестированием только что изготовленных чипов смесителя. Измерение позволяет получить ВАХ СИС-переходов. По ВАХ определяются основные параметры переходов: нормальное сопротивление, качество, величина напряжения щели, величина тока контрольной линии при которой происходит подавление джозефсоновского тока. Зная плотность тока переходов и нормальное сопротивление можно определить, какой площади они получились. Либо наоборот, если по фотографиям есть возможность определить площадь переходов, то зная нормальное сопротивление можно определить плотность тока, которая пропорциональна толщине туннельного слоя перехода. А

качество переходов определяет качество этого туннельного слоя. Величина напряжения щели характеризует материалы, которые формируют переход, например, присутствие в них примесей.

Основная часть типовой установки для этих измерений - это зонд, погружаемый в транспортный гелиевый сосуд Дьюара, на конце зонда расположен чип, который крепится к специальной плате с разводкой. Зонд представляет собой стальную трубку, внутри которой проложены провода, соединяющие чип и блок смещения. Блок смещения служит для задания напряжения на СИС-переходах, измерения тока на нем и задания тока в контрольной линии СИС-переходах, создающей магнитное поле в СИС-переходах. Управление блоком смещения производится с компьютера с помощью специальной программы, которая также записывает измеренные данные и строит по ним графики.

Для проведения измерений чип крепится к плате с разводкой, так что контакты на плате совпадают с контактными площадками на чипе. Чип с платой присоединяется к зонду и погружается вместе с ним в жидкий гелий, имеющий температуру 4.2 К. Специальным кабелем зонд подсоединяется к блоку смещения. Далее с помощью компьютера проводятся сами измерения. А именно, на чипе задается напряжения в определенных пределах и с определенным шагом и измеряется ток. Из полученной зависимости тока от напряжения строится вольтамперная характеристика, по которой производится расчет параметров СИС-переходов. Параметры каждого из измерений заносятся в таблицу, где сравниваются параметры разных чипов. На основе данной таблицы производится отбор чипов с требуемыми параметрами.

### **1.7.2 Измерение АЧХ смесителя в режиме прямого детектирования с помощью Фурье-спектрометра**

Простым и удобным инструментом для получения информации о спектре СИС-смесителя является Фурье-спектрометрия. В основе Фурье-

спектрометра лежит интерферометр Майкельсона. Интерферометр состоит из двух зеркал, находящихся на двух перпендикулярных плечах от полупрозрачной пластинки (диплексера), одно из зеркал подвижно. Напротив одного из зеркал находится источник широкополосного излучения, напротив второго детектор. На компьютер записывается интерферограмма: зависимость отклика детектора от положения подвижного зеркала (рис. 1.16), при этом центральное положение на интерферограмме соответствует случаю, когда плечи интерферометра равны (зеркала на равных расстояниях от полупрозрачной пластинки). Так как детектор работает в режиме прямого детектирования (без гетеродина), то его отклик очень мал, чтобы увеличить отклик детектора применяется синхронный детектор с усилением разностного сигнала. Для этого перед источником ставится обтюратор.

Таким образом, типовая установка для измерения спектров с помощью Фурье-спектрометра состоит из следующих частей:

1. Криостат;
2. Ртутная лампа;
3. Обтюратор;
4. Интерферометр Майкельсона;
5. Блок смещения;
6. Синхронный детектор;
7. Компьютер;
8. Вакуумный насос.

Теперь расшифруем каждый из этих пунктов. Криостат - заливной гелиевый криостат небольшого объема, так как измерения достаточно короткие. В криостат помещался относительно простой смесительный блок, который имел всего четыре провода подключения: два для задания напряжения и для измерения тока и два для задания тока в управляющей линии, создающей локальное магнитное поле на СИС-переходах. СИС-переходов и задания тока в управляющей линии, создающей магнитное поле. Ртутная лампа – источник широкополосного излучения, в том числе в

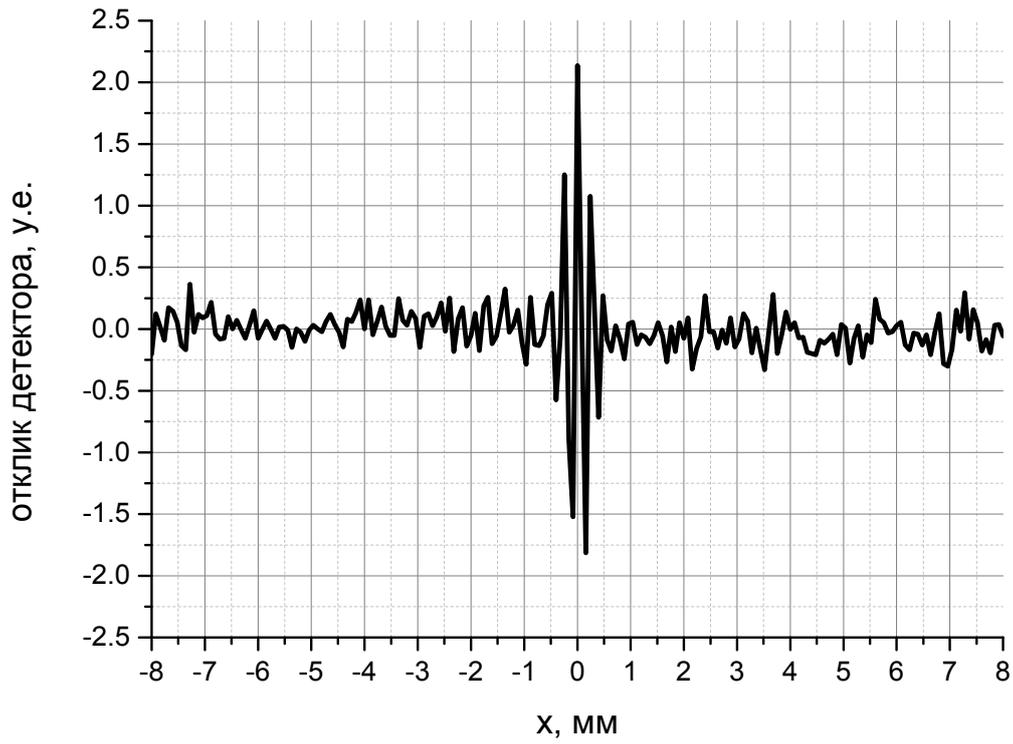


рис. 1.16. Отклик детектора от разности длин плеч интерферометра (x).

миллиметровом и субмиллиметровом диапазоне длин волн. Блок смещения необходим для смещения постоянным током ВАХ СИС-перехода, то есть для установки рабочей точки на ВАХ. Также блок смещения задает ток в контрольной линии для задания локального магнитного поля в СИС-переходах для подавления Джозефсоновского тока. Синхронный детектор необходим для детектирования разностного сигнала на СИС-переходах и его усиления. Компьютер с программой управления шаговым двигателем подвижного плеча интерферометра, и получающий отклик с синхронного детектора. Вакуумный насос для откачки воздуха в камере спектрометра, для предотвращения влияния на спектр линий поглощения паров воды.

В процессе измерения подвижное зеркало проходит заданный с помощью управляющей компьютерной программы путь с определенным там же шагом и записывает зависимость отклика детектора от положения зеркала (рис. 1.16). Затем над этими данными производится преобразование Фурье и получается спектр детектора, то есть его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ).

### **1.7.3 Измерение шумовой температуры.**

Шумовая температура является основным показателем чувствительности приемника, что определяет, насколько слабый сигнал сможет приемник принять. Она служит мерой мощности шумов приемника и, по определению, равна температуре согласованного резистора, при которой мощность теплового шума этого резистора равна мощности шумов приемника.

Для измерения шумовой температуры используется метод горячей и холодной нагрузок, когда измеряется отклик при подаче на приемник сигналов от этих нагрузок. Отношение этих сигналов принято называть  $Y$ -фактором. Как известно, связь шумовой температуры с  $Y$ -фактором выражается формулой

$$T_N = \frac{T_{HOT} - Y \cdot T_{COLD}}{Y - 1}, \quad (1.4)$$

где  $T_{HOT}$  – температура горячей нагрузки (300 К),  $T_{COLD}$  – температура холодной нагрузки (80 К). Нагрузки были сделаны из СВЧ-поглотителя. Затем строится график зависимости шумовой температуры приемника от частоты гетеродина.

На шумовую температуру влияют несколько факторов. Во-первых, связь между смесителем и гетеродином, чем сильнее эта связь, тем больше полезного сигнала утекает в тракт гетеродина, но, если используется слишком слабая связь, то тогда требуется слишком мощный гетеродин, что является проблемой на субмиллиметровых волнах. Во-вторых, потери в тепловых и вакуумных окнах криостата. Для их уменьшения используют материалы, имеющие низкие потери на СВЧ. В-третьих, потери на отражение от линзы и других квазиоптических элементов. Для уменьшения этих потерь применяют просветляющие покрытие толщиной четверть длины волны. Кроме того, есть еще потери в элементах на чипе, которые можно считать незначительными в случае применения сверхпроводниковых материалов.

В отличие от измерения с Фурье-спектрометром, измерения шумовой температуры проводятся в гетеродинном режиме. При этом гетеродином может служить как внешний источник, такой как ЛОВ или лабораторный синтезатор с умножителем, так и интегральный генератор (ФФО), расположенный на том же чипе, что и смеситель. В случае применения внешнего гетеродина, для заведения в криостат обоих сигналов от нагрузки и гетеродина, применяют диплексер в виде тонкой пленки или металлической сетки, при этом настраивая его таким образом, чтобы в криостат попадала лишь малая часть излучения гетеродина и большая часть излучения от нагрузки.

Прежде чем записать зависимость шумовой температуры от частоты гетеродина, проводят ряд дополнительных измерений для настройки системы

на лучший прием. А именно, измеряют зависимость  $Y$ -фактора от напряжения смещения на СИС-переходах, выбирая таким образом рабочую точку с наибольшим откликом ( $Y$ -фактором). Затем смотрят зависимость  $Y$ -фактора от частоты ПЧ, варьируя для этого частоту YIG-фильтра. В идеале такая зависимость представляет собой горизонтальную кривую, что означает, что отклик не зависит от частоты ПЧ.

#### **1.7.4 Измерение диаграммы направленности иммерсионной линзовой антенны.**

Диаграмма направленности (ДН) дает информацию о чувствительности антенны к сигналам, приходящим с разных направлений и имеющих разную поляризацию. Антенну характеризуют двумя ортогональными плоскостями параллельно вектору магнитного и параллельно вектору электрического поля. В зависимости от ширины ДН выбирают размеры элементов квазиоптического тракта и согласовывают их с диаграммой направленности телескопа, а именно его главного зеркала, субрефлектора и других элементов. Обычно настройке подвергаются диаметры окон криостата, размер иммерсионной линзы и планарной антенны.

Измерения ДН во многом напоминают измерения шумовой температуры, только в этом случае вместо нагрузки установлен источник узкополосного сигнала, например, ЛОВ. Кроме того, не требуется измерять много точек по частоте, достаточно измерить ДН для частот в начале, конце и середине рабочего диапазона.

Пример ДН, приведен на рис. 1.15.

### **1.8 Проекты по созданию сверхпроводниковых приемников**

Здесь кратко описаны проекты, в рамках которых велось исследование смесителей, описанных в последующих главах.

### **1.8.1 Радиообсерватория в Мецахови (Финляндия)**

Исследования по данному проекту приведены в главе 2.

Выдержка с официального сайта проекта [79]:

Радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами (РСДБ) диапазона 3 мм (2 мм).

Криогенный СИС-приемник спроектирован в ИПФ РАН. СИС-смеситель, установленный внутри криостата, охлаждается до 4,5 К с помощью гелиевого рефрижератора замкнутого цикла. Два смесителя на диапазон 3 мм создают возможность для одновременного измерения обеих круговых поляризаций. Источником гетеродина для диапазона 3 мм является диод Ганна на InP. Для системы ФАПЧ используется синтезатор фирмы Rohde & Schwarz с гармоническим смесителем для получения частоты ПЧ ФАПЧ на частоте 275 МГц. Эта частота делится на 11 и после этого сигнал сравнивается со стандартом на частоте 5 МГц (частота стандарта умножена на 5) для обратной связи ФАПЧ. Последовательно с криогенными ПЧ усилителями на ВПЭ-транзисторах (ВПЭ – высокая подвижность электронов) с центральной частотой 4 ГГц и полосой 1 ГГц включены усилители, находящиеся при комнатной температуре и используемые для вывода непрерывного спектра. Второй гетеродин на частоте 3,2 ГГц используется для переноса полученного диапазона ПЧ на стандартный РСДБ диапазон 0,5-1 ГГц.

### **1.8.2 Проект TELIS.**

Исследования автора по этому проекту описаны в разделах 3.6 и 3.7. Ниже представлена выдержка с официального сайта [80]:

TELIS (Terahertz and submillimeter Limb Sounder – Терагерцовый и субмиллиметровый зонд бокового сканирования) это инструмент, разработанный для полеты гондолы стратостата вместе с аппаратом MIPAS-V. С высоты полета в 30-40 км он сканирует атмосферу с разрешением 1-2 км и с беспрецедентной точностью получает профили различных молекул таких,

как:  $O_3$ ,  $H_2O$  и их изотопы,  $HCl$ ,  $ClO$ ,  $HOCl$ ,  $NO_2$ ,  $N_2O$ ,  $HNO_3$ ,  $OH$  и  $BrO$ . В частности, криогенный сенсор прибора TELIS позволяет измерения изотопов  $H_2O$ , которые проливают свет на происхождение воды в стратосфере. Вместе с аппаратом MIPAS-B инструмент TELIS станет превосходной измерительной платформой для изучения атмосферы. Уже было два успешных полета в 2009 и 2010 году.

Есть несколько способов измерения примесей газов в земной атмосфере. Можно использовать линии поглощения в отраженном солнечном свете, как это применяется в инструментах GOME, Sciamachy и OMI. Также возможно использовать свет, излученный молекулами в тепловом инфракрасном диапазоне (длина волны 5-15 мкм), используемый, например, в инструментах ENVISAT/MIPAS, или в дальнем инфракрасном диапазоне, или на субмиллиметровых длинах волн (длина волны 100-1000 мкм), где проводятся измерения TELIS.

Чтобы измерить спектры в субмиллиметровом диапазоне с высоким разрешением и низкими шумами, необходимо использовать очень чувствительные криогенные смесительные приемники, работающие при 4 К. Также как и в ФМ радио, излучение атмосферы преобразуется из субмиллиметровых волн и терагерцевых частот (300-2000 ГГц) в диапазон 5-7 ГГц. На этих частотах сигналы усиливаются и получают их спектр. Из спектра можно определить, какие и сколько молекул находится в поле зрения TELIS.

В инструменте TELIS имеется три канала: 500 ГГц приемник разработан Британской Лабораторией Резерфорда Апплетона (British Rutherford Appleton Laboratory); Приемник на 480-650 ГГц разработан в SRON и приемник на 1800 ГГц разработан немецким космическим агентством DLR. Приемник из SRON является первым применением сверхпроводникового интегрального приемника (СИП), где смеситель и гетеродин, необходимый для процесса смешивания, интегрированы на одном чипе размером  $4 \times 4$  мкм<sup>2</sup>. Разработка

СИП это сотрудничество между SRON и ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН в Москве.

Фононно-охлаждаемый смеситель-болومتر на горячих электронах для применения на канале DLR частотой 1.8 ТГц сейчас находится на разработке в SRON. Приборы, недавно изготовленные и проверенные в SRON, продемонстрировали рекордную шумовую температуру в сочетании с широкой полосой частот.

Дополнительная информация по этому проекту может быть получена из следующих работах [81-84].

### **1.8.3 Проект ALMA**

По этому проекту исследования автора представлены в главах 2 (волноводный смеситель) и 3 (квазиоптический смеситель). Проект описан в работе [85]. Нижеприведенное описание взято с сайта [86]:

Atacama Large Millimeter/submillimeter Array (ALMA) – Огромный миллиметровый/субмиллиметровый массив в Атакаме.

По завершению ALMA будет одним из наиболее мощных когда-либо построенных телескопов. С беспрецедентной чувствительностью, разрешением и возможностями визуализации ALMA будет исследовать вселенную на миллиметровых и субмиллиметровых длинах волн, являющихся одной из последних преград для астрономов.

ALMA откроет новое окно на происхождение звезд, получая никогда ранее невиданные детали о самых первых звездах и галактиках во вселенной, на исследование сердца галактики и на прямое изображение формирования планет. Это самый большой скачок в телескопной технологии со времен Галилея, первым применившем линзы для наблюдения вселенной.

ALMA расположена в пустыне Атакама в северном Чили, в одном из лучших мест для наблюдательной астрономии. На высоте 5 км над уровнем моря телескоп ALMA является самым высокорасположенным массивом на Земле. По завершению массив будет состоять как минимум из 66

радиотелескопов, которые могут быть разнесены на 16 километров по пустыне, создавая примерно  $6600 \text{ м}^2$  площади, собирающей радиоизлучение.

### **1.9 Заключение по Главе 1. Постановка задачи и цели диссертационной работы**

Проведенный обзор СВЧ схем на основе СИС переходов показывает что данная область исследований активно развивается в настоящее время и существует ряд актуальных задач, требующих решения. Такими задачами являются:

1. Дальнейшее совершенствование существующих волноводных смесителей миллиметровых и субмиллиметровых длин волн на СИС-переходах в диапазоне 80-1000 ГГц, связанная с рядом недостаточно оптимизированных параметров, к которым можно отнести ограничения в эффективности согласования на ПЧ выше, примерно, 4 ГГц и дефицит мощности источников субмиллиметровых волн для гетеродина.

2. Оптимизация тонкопленочных структур (чипов) для волноводных смесителей миллиметровых и субмиллиметровых длин волн на СИС-переходах в диапазоне 80-1000 ГГц. Узкая полоса настройки в случае применения одного СИС-перехода не всегда благоприятна для практических применений, и развитие широкополосных схем заключается в разработке многоэлементных и распределенных СИС-структур.

3. Измерение и анализ параметров сложных многоэлементных схем с СИС-переходами, например, чипов сверхпроводникового интегрального приемника диапазона с квазиоптическим СИС-смесителем 500-650 ГГц. В подобной сложной системе все измеряемые элементы неявно и неразрывно связаны друг с другом, и без разработки специальных методик, включающих моделирование, совершенствование таких схем становится практически невозможным.

4. Создание и оптимизация квазиоптических СИС-смесителей терагерцового диапазона, для чего необходимы новые материалы, например,

сверхпроводники с высокой  $T_c$ , пленки из нитрида ниобия (NbN) или из высококачественных нормальных металлов (алюминия). Такое исследование целесообразно как альтернативный вариант волноводному смесителю для диапазона 10 проекта ALMA.

5. Недостаток мощности источников в терагерцовом диапазоне можно решать с помощью балансных смесителей, которые потребляют меньше мощности гетеродина и обладают меньшими шумами. Однако и здесь существует проблема допусков на симметрию – необходимость в изготовлении двух чипов с как можно более идентичными СИС-переходами.

В проведенном обзоре показано, что сверхпроводниковых схемы имеют не только большие потенциальные возможности, но и ряд недостатков связанных с методиками их создания (разработки) и тестирования. Перспективными также являются направления исследования, в которых производится интеграция отдельных сверхпроводниковых элементов в более сложные устройства и приборы.

## Глава 2 Разработка новых конструкций волноводных СИС-смесителей

Сверхпроводниковый смеситель миллиметровых волн, разработанный нами ранее и установленный на радиотелескопе обсерватории Метсахови (Финляндия) [79], позволил укрепить научные связи России и Финляндии в области радиоастрономии, особенно в области интерферометрии со сверхбольшой базой. Данный смеситель использует научные разработки, сделанные в конце девяностых годов [87]. Смесительным элементом является чип со сверхпроводниковой планарной структурой, разработанный и изготовленный в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. В процессе эксплуатации было обнаружено, что некоторые свойства смесителя ограничивают эффективное согласование на промежуточной частоте (ПЧ) выше 4 ГГц. Причиной этого является способ подключения чипа к волноводу: пленочная структура, помещенная на чип, пересекает полость волновода и имеет длину около 5 мм, включая интегрированные на чипе режекторные фильтры СВЧ, что создает заметный паразитный импеданс токам ПЧ. Задача исследования заключается в усовершенствовании чипа, который в результате должен иметь низкую индуктивность и эффективное согласование на ПЧ [А20].

Было предложено использовать новый подход: не поперечное, а одностороннее подключение чипа в прямоугольном волноводе полного сечения. Это позволяет перенести точку подключения линии ПЧ практически вплотную к СИС переходу, используя интегрированные на чипе цепи ПЧ и устранив, таким образом, паразитную индуктивность пленочных электродов интегральной структуры. В качестве отправной точки была взята работа [19], базовая идея которой была переработана и оптимизирована в соответствии с поставленными задачами.

В смесительном элементе, устанавливаемом в приемник радиотелескопа, реализована концепция последовательно-параллельной цепочки СИС-

переходов [88]. Концепция заключается в том, что цепочки из  $N$  переходов (рис. 2.1) подключены последовательно по входному сигналу, что увеличивает их импеданс в  $N$  раз, а мощность насыщения в  $N^2$  раз, при условии той же площади переходов. По выходу ПЧ переходы подключены параллельно, что позволяет установить рабочую точку по постоянному току на одном и том же напряжении для всех переходов. Это необходимо для реализации квантового режима во всех переходах, а также, учитывая высокое выходное ( $R_d$ ) сопротивление отдельного перехода, в этом случае проще согласовать цепочку с выходной планарной структурой. Импеданс цепочки СИС-переходов может быть настроен таким образом, что он будет согласован с антенной и волноводом и поэтому не возникнет необходимости в использовании трансформатора импеданса. Кроме того, цепочка СИС-переходов включает интегральные настроечные элементы в виде индуктивных петель для отстройки внутренней емкости СИС-переходов (рис. 2.2).

Цепочка СИС-переходов была изготовлена методом тонкопленочной технологии [76] на кварцевом чипе толщиной 150 мкм и расположена в канале в широкой стенке волновода, так что плоскость чипа находится вдоль оси волновода. Кроме того, на подложке были изготовлены антенна-пробник для согласования с импедансом волновода и микрополосковые фильтры для эффективного заграждения проникновения СВЧ сигнала в канал образца, путем создания виртуального короткого замыкания высокочастотных токов на стенках волновода. Для получения однополосного режима приема с обратной стороны волновода полного сечения размером 1.2 мм на 2.4 мм, расположен цилиндрический бесконтактный короткозамыкающий поршень диаметром 1,1 мм (рис. 2.3).

## **2.1 Масштабное моделирование 3 мм смесителя**

Масштабная модель представляет собой увеличенную копию СВЧ устройства и предназначена для исследования свойств и прямого измерения

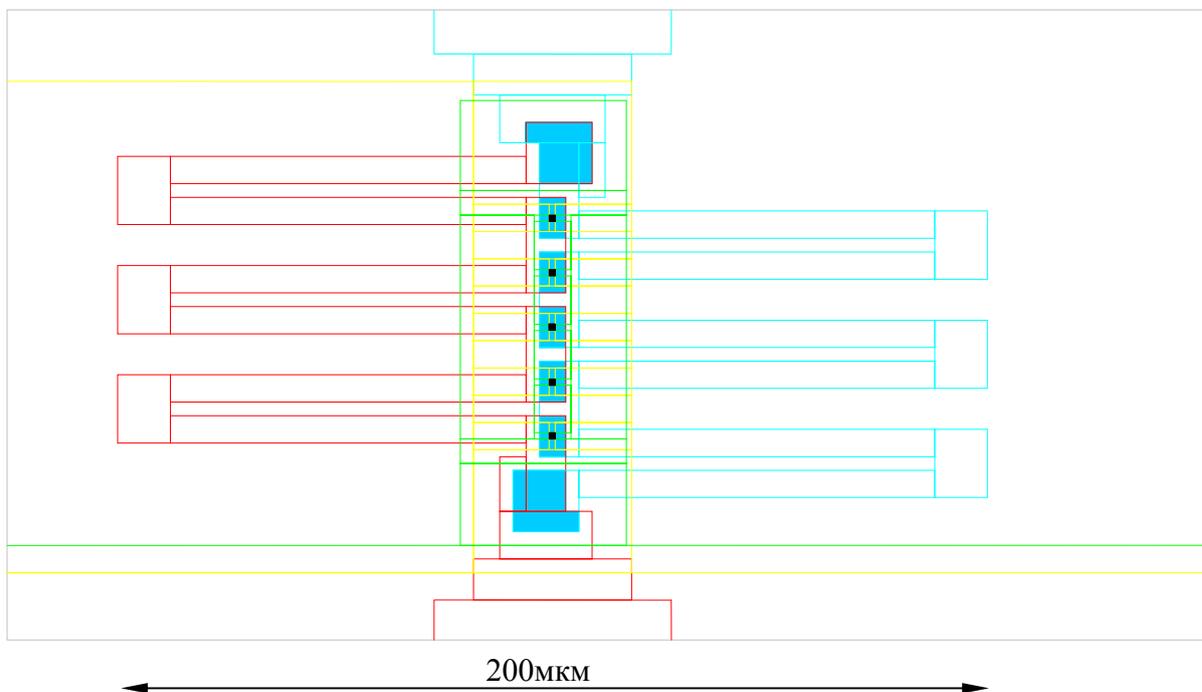


рис. 2.1. Топология последовательно-параллельной цепочки СИС-переходов с индуктивными настроечными элементами. Конструкция разработана и чертеж выполнен Шитовым С.В.

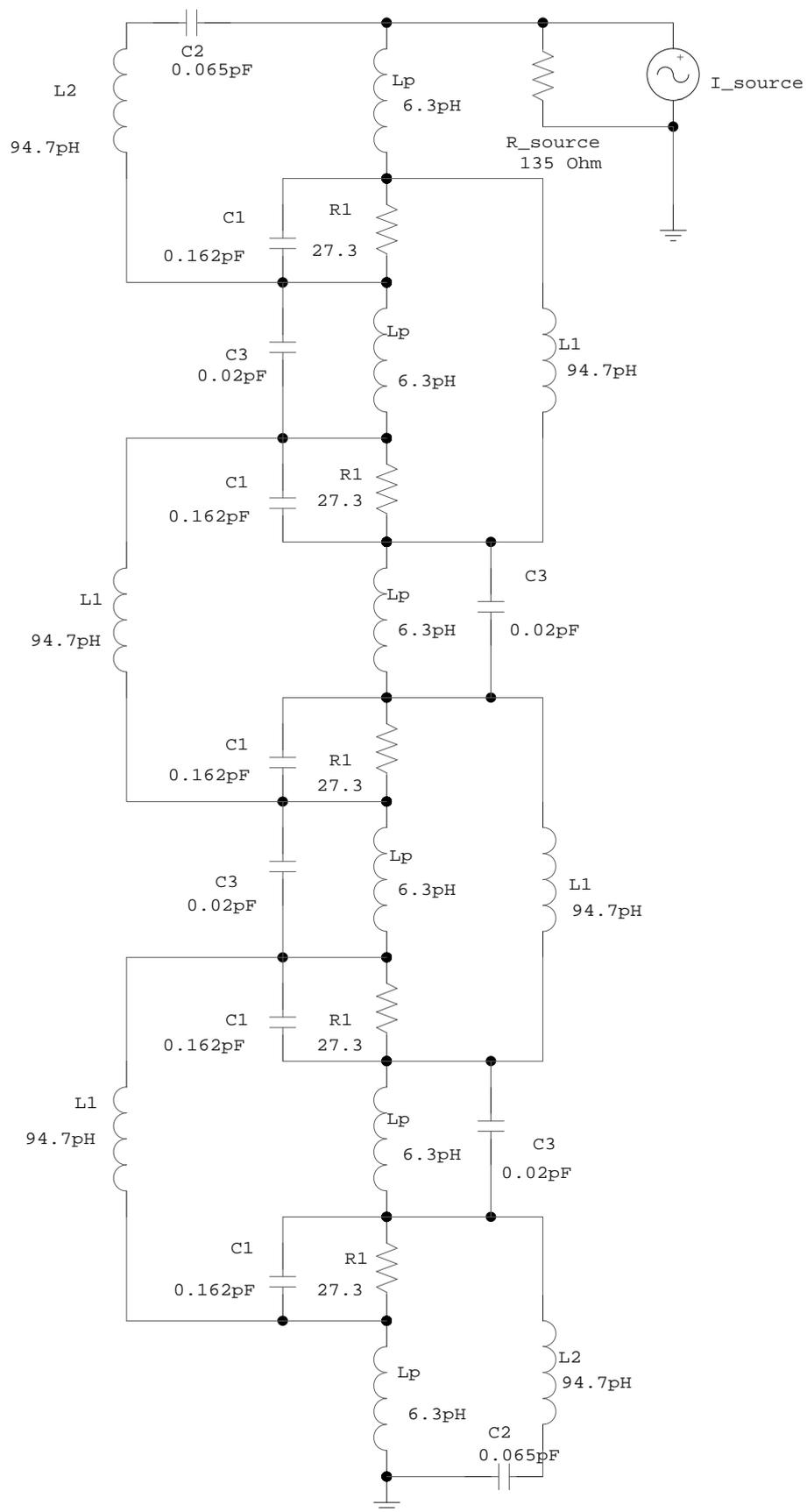


рис. 2.2. Принципиальная схема СИС-переходов и их настроечных цепей на сосредоточенных элементах.

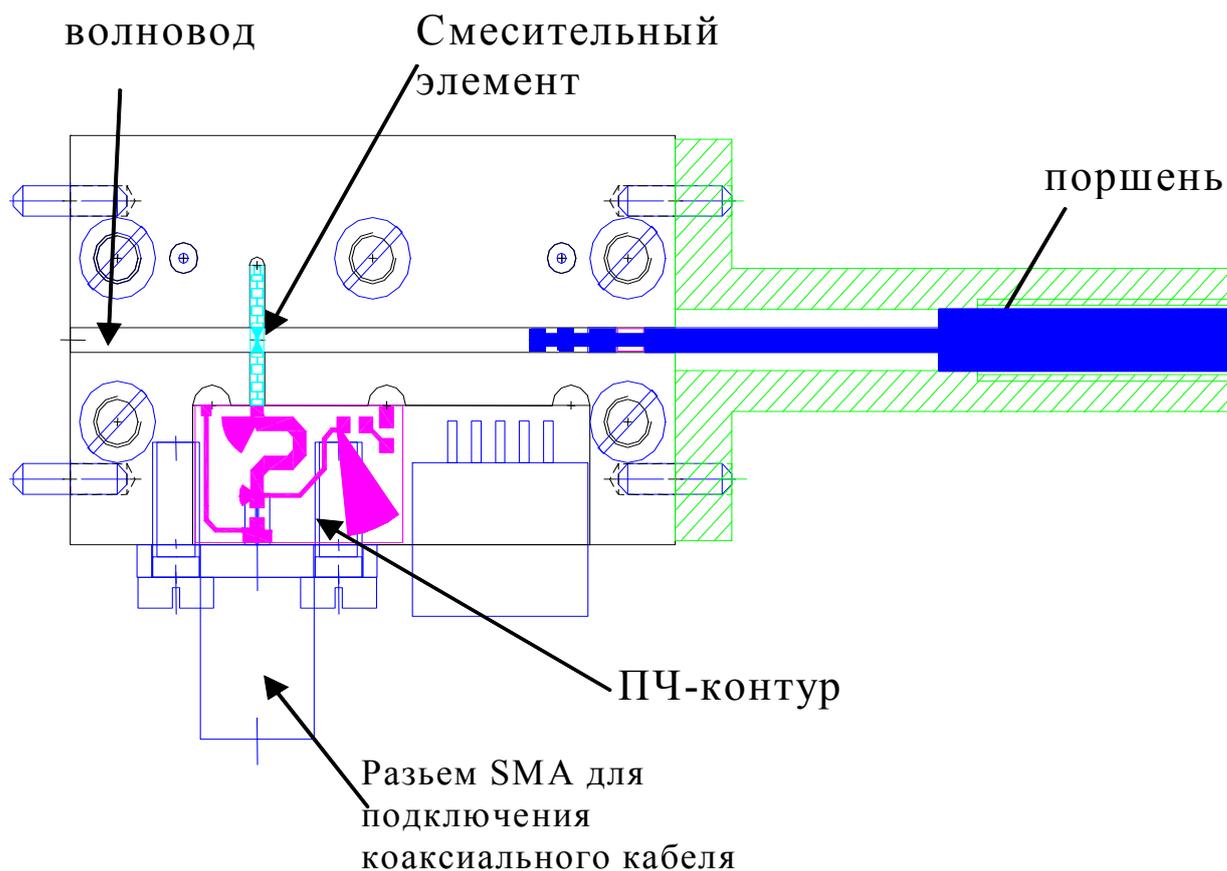


рис. 2.3. Чертеж смесительной камеры. Ввод излучения производится слева. Синим цветом закрашено изображение бесконтактного перемещаемого цилиндрического поршня, находящегося в волноводе. На левом конце поршня расположен полосно заграждающий фильтр режекторного типа, имеющий периодическую структуру из цилиндров разного диаметра. Снизу к смесительному чипу (вытянутый сине-зеленый элемент в центре камеры) подключена плата ПЧ и смещения по постоянному току (закрашена малиновым), эта плата позволяет развязать ПЧ канал от постоянного тока смещения. Чертеж выполнен Шитовым С.В.

параметров такого устройства на сравнительно низкой (масштабной) частоте, на которой СВЧ подсоединения возможны с применением коаксиальных кабелей, что особенно важно для волноводных систем. При этом не требуется высокая точность механического изготовления смесителя. В нашем случае была использована модель смесителя на туннельных СИС-переходах в волноводе полного сечения с настроечным поршнем. При этом измерялся импеданс в точках подсоединения смесительного элемента.

### **2.1.1 Масштабная модель**

Модель масштаба 23:1 представляет собой комбинацию нескольких отрезков полноразмерного волновода прямоугольного сечения 24x48 мм, изготовленного из меди, и представлена на рис. 2.4.

С одной стороны в волновод введен бесконтактный цилиндрический короткозамыкающий поршень (рис. 2.4), способный перемещаться на расстояние до 9 см. С другой стороны волноводная система нагружена на калиброванный поглотитель ( $K_{стУ} < 1,06$ ), имитирующий согласованный генератор сигнала. Измерения проводились в диапазоне частот 3.75-5 ГГц.

В центральной части волновода помещена модель чипа смесительного элемента, снабженная измерительным коаксиальным кабелем, как показано на рис. 2.4. Модель чипа представляет собой диэлектрическую пластину из стеклотекстолита ( $\epsilon = 4.5$ ) толщиной 3.5 мм, длиной 16 см и шириной 16 мм, имитирующую подложку смесительного элемента. На подложку была нанесена медная фольга, моделирующая структуру подводящих электродов и полосковых фильтров реального элемента. В эксперименте использовались несколько моделей чипа с разными параметрами: варьировались толщина подложки, геометрия фильтров. Сверху подложки был проложен (припаян) жесткий медный коаксиальный кабель с характеристическим сопротивлением 50 Ом длиной примерно 12 см. Кабель установлен так, чтобы вносить как можно меньше неоднородностей, способных исказить структуру электромагнитного поля в СВЧ фильтре.

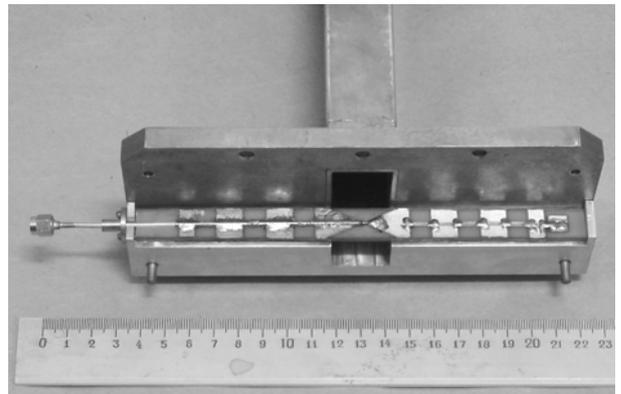
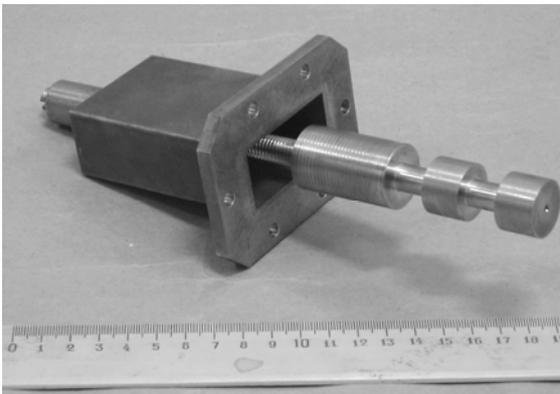
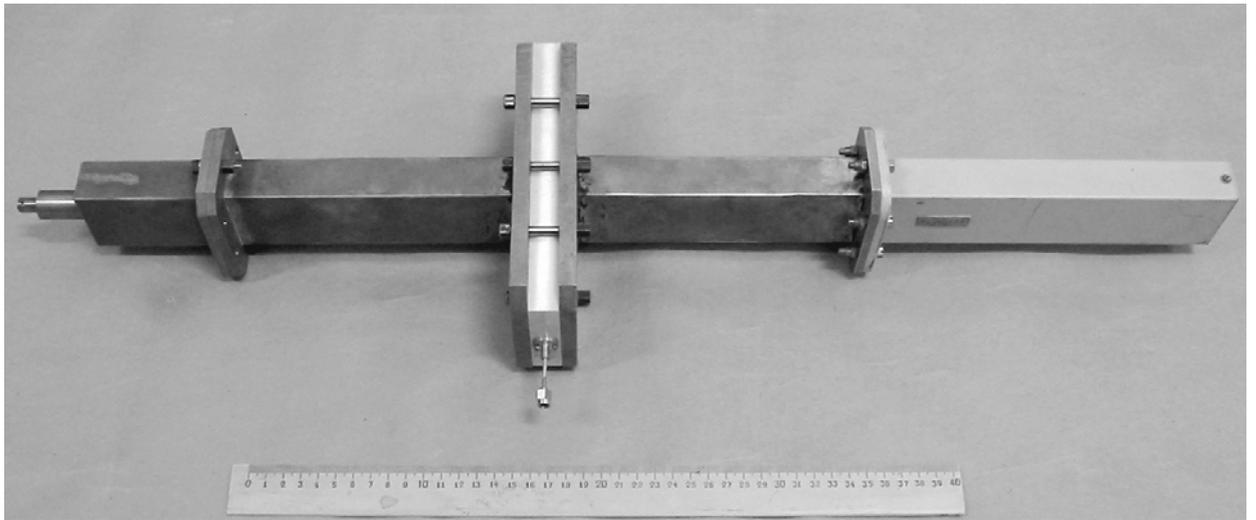


рис. 2.4. Полная масштабная модель (вверху). Бесконтактный цилиндрической поршень (внизу слева). Масштабная модель в разобранном состоянии, демонстрирующем способ установки и конструкцию "чипа" смесительного элемента, а также подсоединение кабеля-пробника (внизу справа).

На одном конце кабеля был установлен миниатюрный СВЧ разъем типа SMA, который присоединялся к измерителю комплексных коэффициентов передачи P4-38 (рис. 2.5). На втором конце центральная жила коаксиального кабеля была припаяна к краю противоположного электрода, то есть ко второй половине фильтрующей структуры. Таким образом, сигнальный конец кабеля был подсоединен к тем же точкам, к которым в реальном чипе подсоединена интегральная смесительная структура.

### 2.1.2 Измерения

Прежде всего, проводилась калибровка измерительной системы для того, чтобы учесть влияние систематической ошибки по фазе и затуханию, возникающей из-за достаточно длинных подводящих кабелей или, иными словами, поместить плоскость измерения на самый конец кабеля пробника. Для калибровки масштабного смесительного элемента использовался отрезок коаксиального медного кабеля такой же, какой установлен в модели – длиной 12 см, диаметром 2.2 мм и с таким же разъемом SMA. Калибровка происходила в два этапа: первым этапом измерялся разомкнутый на конце коаксиальный кабель, то есть холостой ход, при этом выставлялась величина опорного сигнала  $3.3 \pm 0.1 \text{ мВ}$ . Вторым этапом производилось измерение замкнутого на конце кабеля (короткое замыкание). Блок-схема эксперимента и эквивалентная схема на сосредоточенных элементах показаны на рис. 2.6.

После этого снимались характеристики модели от частоты при нескольких определенных положениях поршня. Для каждой модели чипа были сняты зависимости коэффициента отражения в децибелах от частоты при трех положениях поршня 0 см, 4 см и 9 см. На рис. 2.7 приведен пример такой зависимости. Для минимумов и максимумов кривых поглощения были сняты значения действительной и мнимой части импеданса.

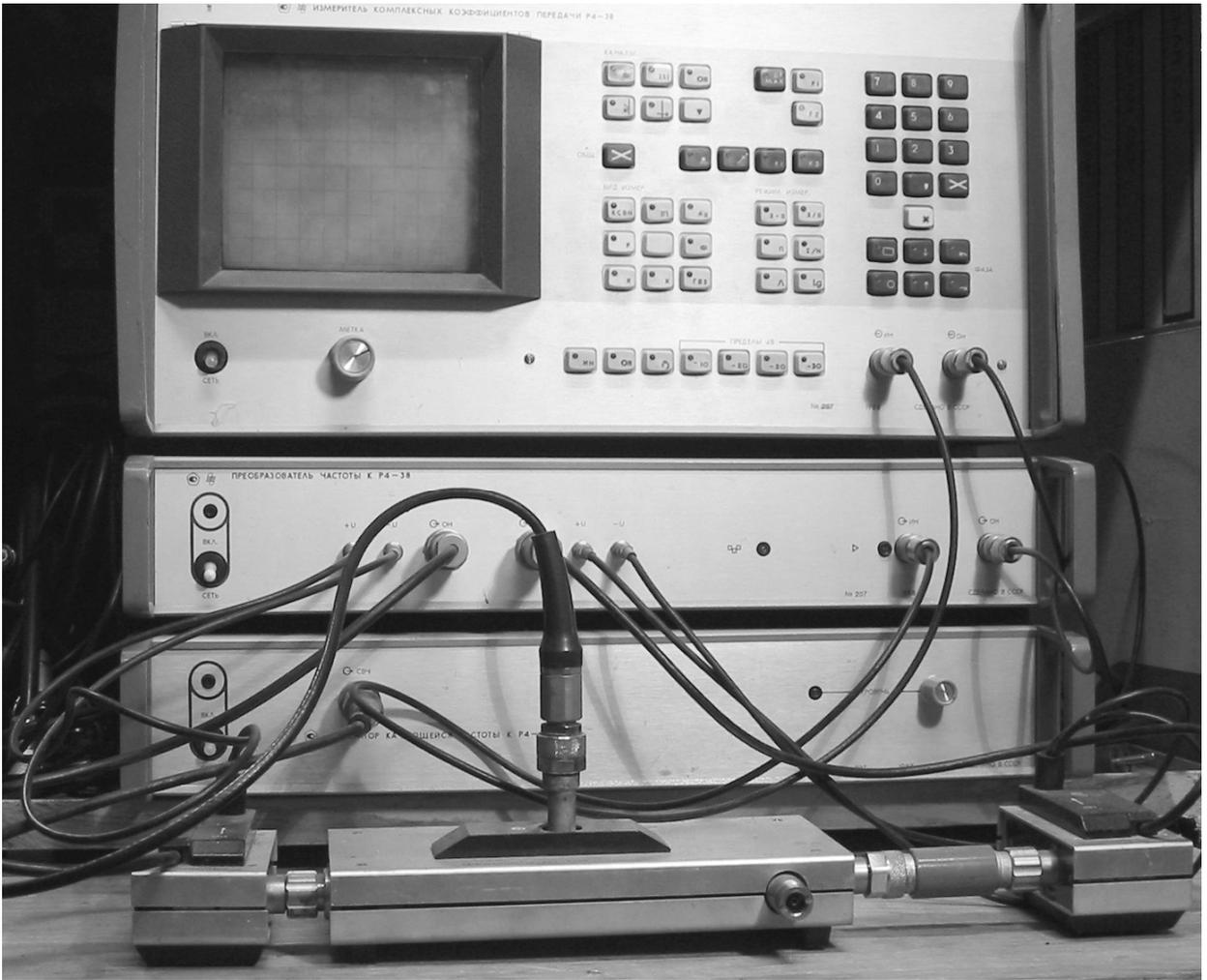


рис. 2.5. Измеритель комплексных коэффициентов передачи коаксиальных СВЧ цепей P4-38, использованный для измерения параметров масштабной модели волноводного смесителя.

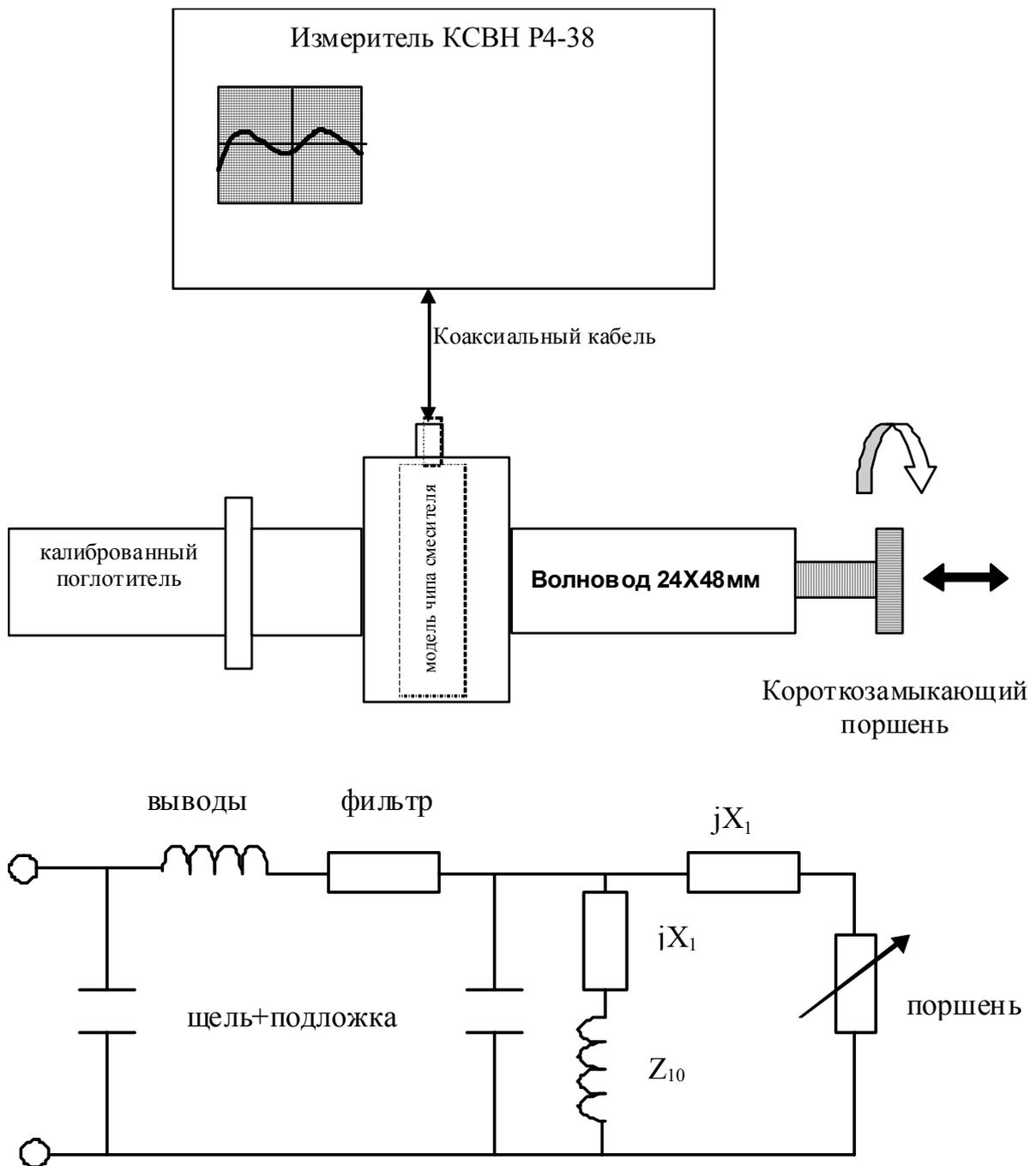


рис. 2.6. Блок-схема эксперимента (вверху). Эквивалентная схема смесителя (внизу).

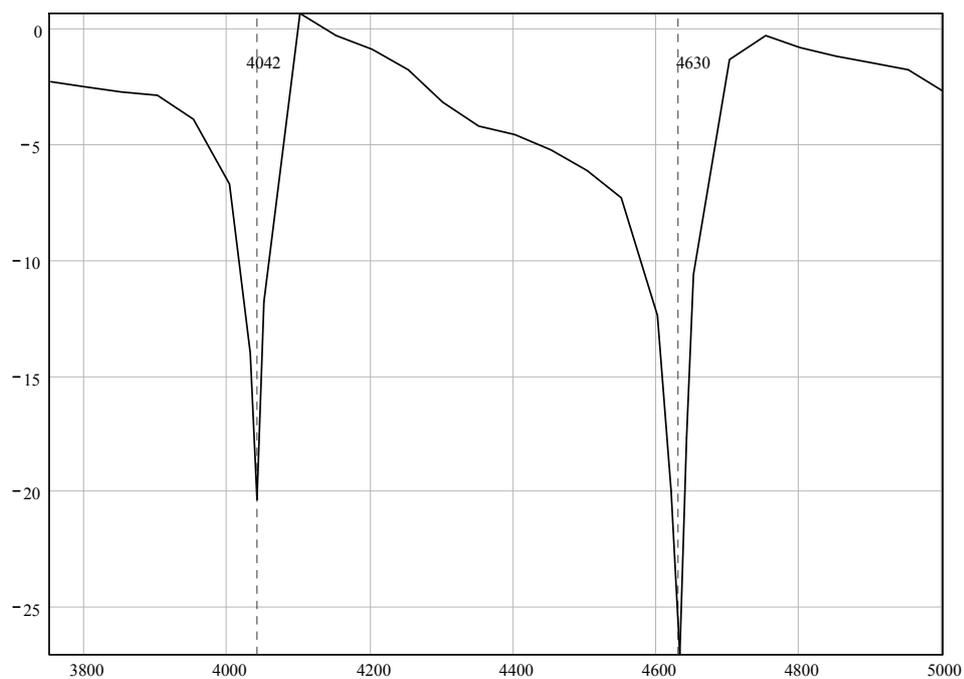


рис. 2.7. Зависимость коэффициента отражения в децибелах от частоты при фиксированном положении поршня, находящемся на расстоянии 9см от чипа.

### **2.1.3 Результаты масштабного моделирования**

После предварительной обработки экспериментальные данные сравнивались с результатами расчета по математической модели. В эксперименте наблюдалось, что для каждой частоты из диапазона можно найти такое положение поршня, при котором достаточно хорошо подавлен один канал (отражение лучше -10 дБ) и согласован другой (максимум поглощения). В результате, была получена зависимость импеданса источника сигнала от частоты (рис. 2.8), которая была использована при проектировании реальных образцов СИС-чипа.

## **2.2 Электромагнитное моделирование 3 мм смесителя**

Модель смесительной камеры с СИС-чипом (рис. 2.9), размером 2800 мкм x 700 мкм x 150 мкм, построена в программе электромагнитного моделирования [21] на основе прямоугольного волновода полного сечения 1.2 мм x 2.4 мм. По оси волновода полного сечения, с одной стороны от чипа находится ввод излучения, где в программе моделирования поставлен входной порт, эквивалентный бесконечно длинному волноводу. С другой стороны от канала помещен короткозамкнутый настраиваемый шлейф в виде перемещаемого поршня цилиндрического сечения, имеющего периодическую структуру и являющийся полосно-заграждающим фильтром отражающего типа. Расстояние от поршня до чипа может изменяться в пределах 0,5-15 мм с целью получения такого режима стоячей волны между чипом и короткозамыкающим шлейфом, при котором происходит прохождение сигнала на основной частоте и отражение сигнала на зеркальной частоте, отстоящей на удвоенную частоту ПЧ ( $F_{\text{СИГ}}=F_{\text{ЗЕР}}-2 \cdot F_{\text{ПЧ}}$ ).

### **2.2.1 Моделирование смесительного чипа**

Чип, содержащий смесительный элемент, может быть выполнен на основе плавного или монокристаллического кварца, создающего сравнительно низкую диэлектрическую нагрузку волновода. Однако при, практически, одинаковых диэлектрических постоянных монокристаллический кварц

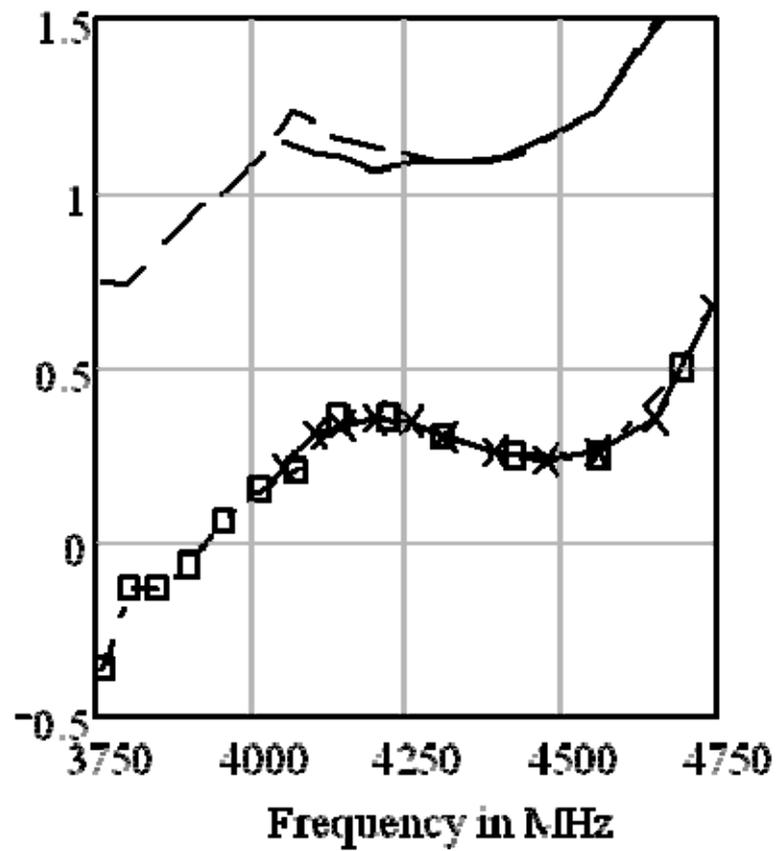


рис. 2.8. Зависимость действительной и мнимой части импеданса на зажимах пробника от частоты минимумов и положения поршня, нормированная. Данные получены на анализаторе цепей.

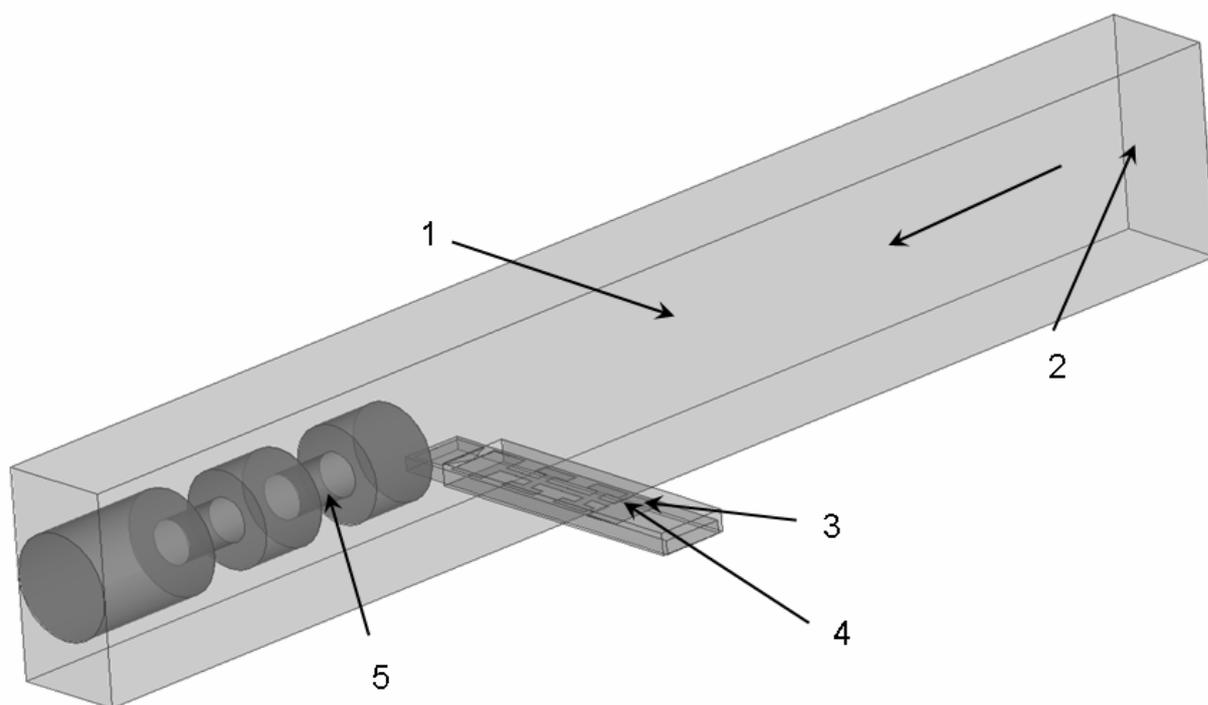


рис. 2.9. Общий вид электромагнитной модели смесительной камеры для частотного диапазона 86-115 ГГц с подавлением зеркального канала. Ввод сигнала производится с правой стороны (2) волновода размером 2400 мкм x 1200 мкм (1), с левой стороны находится подвижный короткозамыкающий поршень (5). На рисунке он пододвинут вплотную к чипу (4), при этом осуществляется двухполосный режим. На конце чипа расположены контактные площадки (3) под вывод ПЧ и заземление на корпус смесительного блока [A20].

предпочтителен, так как он обеспечивает лучший теплоотвод от пленочных СИС-переходов, что особенно важно при эксплуатации устройства в вакууме, где теплоотвод ограничен проводимостью подложки. Толщина подложки была выбрана равной 150 мкм, так как более тонкая подложка затрудняет монтаж чипа, а более толстая – не позволяет спроектировать фильтры низких частот с оптимальными параметрами.

Минимизировать утечку сигнала СВЧ через канал в стенке волновода, куда помещена подложка, можно двумя способами: с помощью металлических контактов с непосредственной проводимостью (например, из мягкого металла индия) или с помощью интегрированного на чипе режекторного фильтра, как было упомянуто выше. Такой фильтр может обеспечить реактивное замыкание токов СВЧ на стенку волновода, то есть шунтировать канал для токов в полосе полезного сигнала 86-115 ГГц. Был выбран микрополосковый фильтр молоткового типа (рис. 2.10), состоящий из трех секций. Следует заметить, что большое число секций улучшает эффект замыкания, делая его более широкополосным на СВЧ, более того, при одностороннем подключении такой фильтр не создает дополнительной емкости на ПЧ.

Передача сигнала от волновода к смесительному элементу происходит с помощью трапециевидной планарной антенны, интегрированной на чипе и выходящей в полость прямоугольного волновода на расстояние, не превышающее полуширины узкой стенки волновода. Антенна подключена к смесительному элементу через центральный проводник копланарной линии (рис. 2.10), которая выполняет функцию трансформатора импеданса, необходимого для согласования СИС-структуры с антенной.

Трансформатор импеданса состоит из 5 секций: Первая, третья и пятая секции представляют собой микрополосок шириной 4 мкм с низким импедансом около 16 Ом, вторая и четвертая – копланарную линию с высоким импедансом около 108 Ом. Такое сочетание позволяет получить коэффициент трансформации, который невозможен при использовании

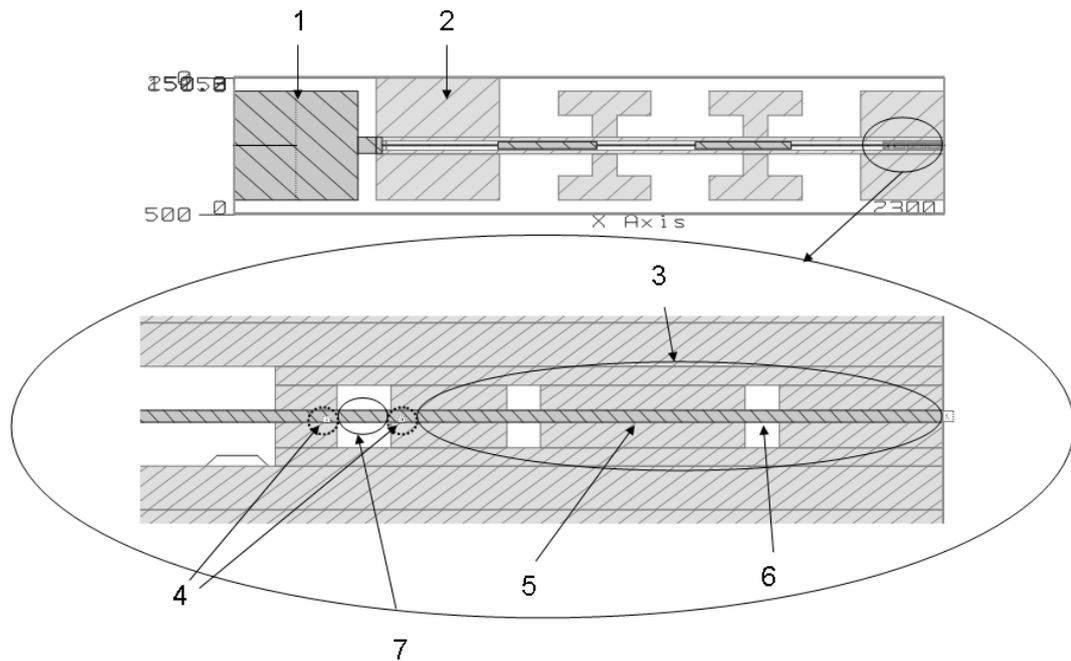


рис. 2.10. Детальная структура чипа, на врезке трансформатор и переходы с настроечной структурой. Цифрами обозначены: 1 – контактная площадка, для подключения к выводу ПЧ, 2 – контактная площадка, для подключения к корпусу смесительного блока, 3 – трансформатор импеданса на отрезках микрополосковой и копланарной линии, 4 – СИС-переходы, 5 – отрезок микрополосковой линии, 6 – отрезок копланарной линии, 7 – индуктивность, отстраивающая емкость СИС-переходов в виде отрезка копланарной линии [A20].

только микрополосковой линии, а емкость такой структуры на ПЧ минимальна. Потери передачи в таком трансформаторе, изготовленном на основе сверхпроводящей пленки, составляют менее 0.5 дБ. Смесительный элемент содержит два СИС-перехода площадью  $2 \text{ мкм}^2$  каждый, соединенные настроечной индуктивностью [16], которая в данном случае представлена отрезком копланарной линии длиной 36 мкм и шириной 4 мкм. Такая индуктивность в резонансе с паразитной емкостью СИС-переходов и в сочетании с трансформатором импеданса настраивает интегральную схему на оптимальное согласование с антенной в заданной полосе частот 86-115 ГГц. Центральная линия микрополоскового фильтра-замыкателя (рис. 2.10) не монолитна и представляет собой оригинальную композицию, содержащую вложенную копланарную линию с еще одним режекторным фильтром СВЧ, соединяющим смесительный элемент с коаксиальным выводом ПЧ. Такой фильтр в цепи ПЧ содержит четыре четвертьволновых отрезка копланарной линии с зазором в экране 40 мкм и центральными проводниками разной ширины, 4 и 36 мкм; после оптимизации его общая длина составила 1880 мкм. Ослабление фильтра в цепи тока ПЧ составило более 35 дБ в полосе 86-115 ГГц (рис. 2.11); для сигнала ПЧ потери на прохождение составили менее 1 дБ. Таким образом, удалось сконструировать функциональную часть тракта ПЧ, расположенную на чипе и имеющую импеданс 50 Ом, и подключить эту цепь непосредственно к смесительному элементу, что невозможно в принципе для традиционного поперечного включения чипа в волновод [A20].

При гетеродинном преобразовании в полосу промежуточных частот попадают частоты сигналов, которые обладают зеркальной симметрией относительно частоты гетеродина, как ниже частоты гетеродина (нижний канал), так и выше (верхний канал). Одновременный прием обоих каналов называется режимом двухканального приема. Для определения с какой частоты СВЧ был получен данный сигнал ПЧ, необходимо либо подавить один из каналов приема СВЧ с помощью специального фильтра, либо

проводить специальный математический анализ спектральных данных. Сравнительно недавно получил развитие метод разделения таких каналов, основанный на применении довольно сложных гибридных схем, содержащих минимум два смесителя [89].

Одним из способов подавления зеркального канала является применение настроенного короткозамыкающего поршня, описанного выше и позволяющего менять длину короткозамкнутого шлейфа, тем самым, настраивая отражение сигнала в волноводе на определенный диапазон частот. Этот способ является разновидностью режекторного фильтра СВЧ. На рис. 2.12 изображена амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи мощности СВЧ сигнала от входа волновода к смесительному элементу при нахождении поршня на расстоянии 9.5 мм от чипа. Для частоты гетеродина 109 ГГц и диапазона промежуточных частот 3.5-4.5 ГГц основной канал будет расположен в диапазоне 104.5-105.5 ГГц с потерями прохождения сигнала на уровне  $-0.3$  дБ и малым уровнем отражения  $-11$  дБ, а сигнал с зеркального канала в диапазоне 112.5-113.5 ГГц будет практически полностью отражён, что отвечает однополосному режиму приёма.

### **2.2.2 Разработка фотошаблона**

После оптимизации компьютерной модели был разработан комплект фотошаблонов для изготовления экспериментальных образцов. Разработанные шаблоны позволяют формировать структуру из двух слоев металла и слоя диэлектрика, которые наносятся на подложку методом тонкопленочной технологии [76].

Изображение чертежа чипа из фотошаблона представлено на рис. 2.13. В нижнем слое из ниобия (Nb), толщиной 200 нм, изготавливаются молотковые фильтры и контактные площадки. Поверх нижнего слоя Nb наносится слой изоляции из диоксида кремния ( $\text{SiO}_2$ ), толщиной 250 нм, имеющий окна, в которых формируются туннельные СИС-переходы, площадью  $2 \text{ мкм}^2$ ,

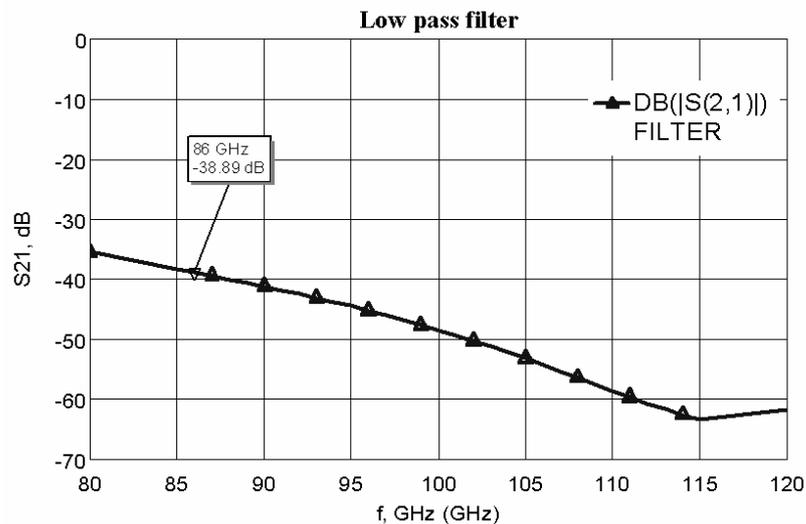


рис. 2.11. Зависимость от частоты уровня утечки S21 сигнала СВЧ через копланарный фильтр промежуточных частот. Импеданс фильтра близок к импедансу микрополосковой линии 50 Ом в полосе промежуточных частот, и потери сигнала практически отсутствуют [A20].

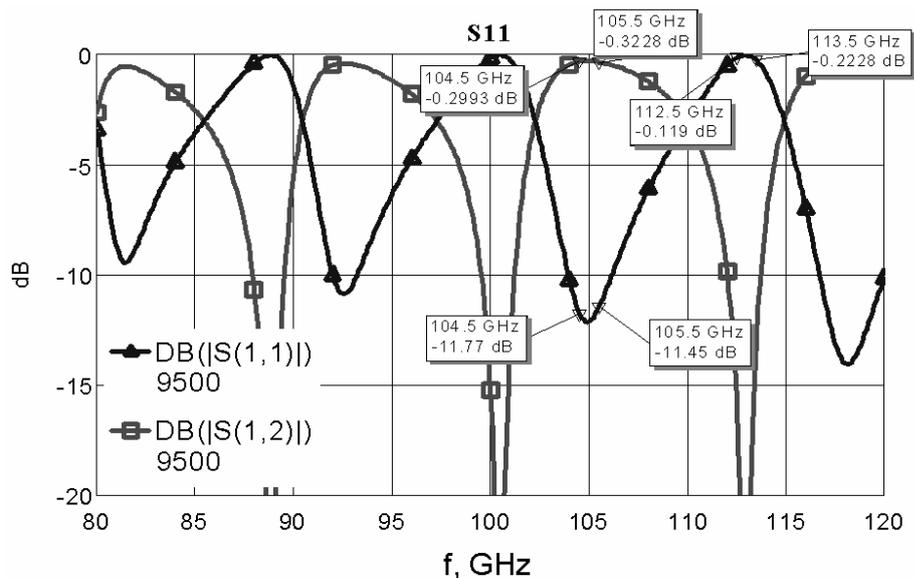


рис. 2.12. График зависимости отражения (кривая с треугольниками) сигнала от порта на антенне (S11) и потерь на прохождения (параметр S21) сигнала с входного волноводного порта на антенну-пробник на чипе от частоты. При этом положение короткозамыкающего настроечного поршня 9500 мкм от чипа. Выносками указаны границы диапазонов частот основного (104.5-105.5 ГГц) и зеркального (112.5-1113.5 ГГц) канала. Частота, на которую настроен генератор гетеродина, 109 ГГц, ширина полосы ПЧ 1 ГГц [A20].

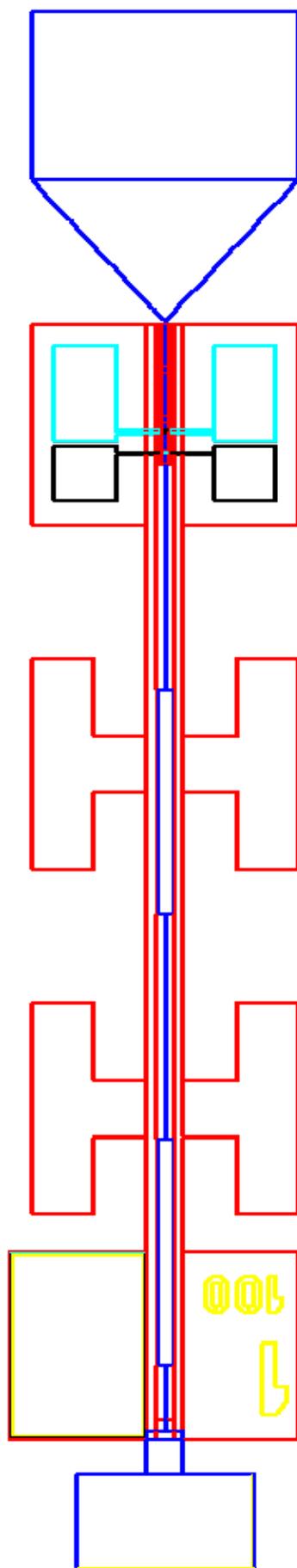


рис. 2.13. Чертеж чипа из фотошаблона.

имеющие естественный контакт к нижнему слою. Туннельный слой очень тонок – всего около 1 нм; это слой алюминия толщиной 60-70 нм, с поверхностью, окисленной в атмосфере чистого кислорода при пониженном давлении. Антенна, входной трансформатор, выходные фильтры и контактные площадки, изготавливаются поверх слоя диэлектрика из пленки Nb, толщиной 400 нм и включаются в электрическую цепь через окна в диэлектрике, где формируется контакт с верхней обкладкой туннельного перехода.

Планируется изготовление чипов и их экспериментальная проверка в составе лабораторного стенда; смесительная камера будет расположена в криостате при температуре кипения жидкого гелия (~4,2 К).

### **2.3 Волноводный СИС-смеситель терагерцового диапазона**

В проекте Atacama Large Millimeter Array (ALMA [86]), о котором уже говорилось в главе 1 (раздел 1.7.3) и в главе 4, используется 64 субмиллиметровых телескопа, расположенных на пустынном горном плато Атакама в Чили. Он является крупнейшим международным проектом в области радиоастрономии. С помощью используемой в нем системы антенн планируется получать информацию о ранних стадиях развития Вселенной, в том числе в режиме многоэлементного интерферометра. Реализация этого проекта была начата в 1983 году и в настоящее время находится в стадии тестирования первых приемных систем. Проект охватывает частоты от 50 до 950 ГГц, включая в себя 10 диапазонов.

При исследовании и апробации вариантов приемной системы для десятого диапазона (787-950 ГГц) проекта выявилась необходимость в разработке новых подходов к созданию смесителя на СИС-переходах с шириной полосы промежуточных частот более 8 ГГц (от 4 до 12 ГГц), сочетающего в себе компактность и экономное использование энергии гетеродина. Оптимальным решением может быть создание компактного

балансного смесителя субмиллиметрового диапазона длин волн, в котором используются два чипа в одном сечении волновода [A16].

Было предложено использовать новый подход, заключающийся в замене поперечного подключения чипа на его одностороннее подключение в прямоугольном волноводе полного сечения. Это позволяет перенести точку подключения линии промежуточных частот практически вплотную к СИС-переходу, используя интегрированные на чипе цепи промежуточных частот, и устранить, таким образом, паразитную индуктивность пленочных электродов интегральной структуры. В качестве отправной точки была взята работа [19]., базовая идея которой была переработана и оптимизирована в соответствии с поставленными задачами.

Известно, что такой тип смесителей имеет характеристики не хуже, чем у уже разработанного смесителя, полученного масштабированием смесителя, примененного в диапазонах 4 и 8 [90] проекта ALMA, то есть на более низких частотах.

## **2.4 Смеситель с волноводным зондом**

На первом этапе работы была исследована модель небалансного смесителя, с подключенным с одной стороны волновода, чипом в канале. Отметим, что [91] группой разработчиков десятого диапазона проекта ALMA была разработана балансная схема с двумя отдельными волноводными смесителями, объединенными квадратурным гибридом. Каждый из этих двух смесителей имел чип, пересекающий волновод с каналом в обеих стенках, что, в принципе, является стандартным решением.

### **2.4.1 Описание модели и результаты моделирования.**

Известно, что неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) зависит от конфигурации чипа, установленного в волновод. Одним из критических параметров является размер канала, в котором расположены электрические подключения чипа, в том числе, выводы ПЧ, содержащие

микрополосковые структуры, препятствующие утечке СВЧ сигнала. Проблема состоит в том, что в канале чипа возможно возбуждение высших волноводных мод, отличных от фундаментальной ТЕМ моды микрополосковой линии, которая взята за основу для вышеупомянутых полосно-заграждающих (режекторных) фильтров. Для предотвращения возбуждения таких мод, на частоте которых на АЧХ образуются провалы, плоскость чипа расположена перпендикулярно оси волновода. В такой конфигурации, в силу симметрии, первая мода высшего порядка микрополосковой линии ортогональна моде  $H_{10}$  ( $TE_{10}$ ) волновода. В смесителе, описанном в главе 2, нет необходимости в таком расположении чипа, так как на частотах в районе 100 ГГц сравнительно легко изготовить чип с небольшим поперечным сечением, при котором указанная паразитная мода не возникает. На высоких частотах в районе 1 ТГц значительно сложнее изготовить чип маленького сечения, это находится на пределе технологических возможностей.

Принцип построения чипа аналогичен описанию, приведенному в главе 2. Структура чипа была отмасштабирована и, затем, оптимизирована, согласно требованиям десятого диапазона проекта ALMA. При модификации было изменено положение плоскости чипа по отношению к оси волновода с продольного на поперечное, что обеспечивает ортогональность основной моды волновода и высших мод фильтров в канале чипа (рис. 2.14).

Для того чтобы избежать утечки полезного сигнала СВЧ через канал с диэлектрическим заполнением (с подложкой), мы отказались от металлических контактов из индия, и поместили на чип компактный микрополосковый фильтр молоткового типа (рис. 2.15), создающий на границе стенки волновода, то есть на входе в канал, короткое замыкание на корпус волновода в полосе полезного сигнала (787-950 ГГц). Этот фильтр состоит из трех секций, что улучшает эффект замыкания. Центральная линия этого микрополоскового фильтра не монолитна и представляет собой оригинальную композицию, содержащую вложенную передающую линию с

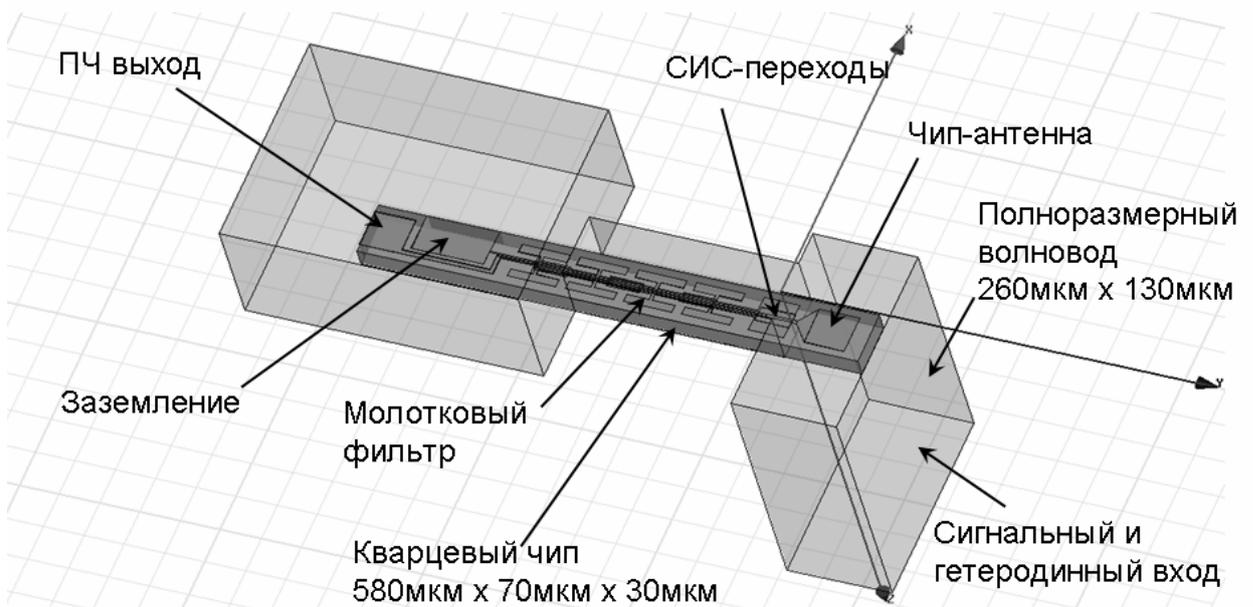


рис. 2.144. Общий вид трехмерной модели небалансного волноводного смесителя [A20].

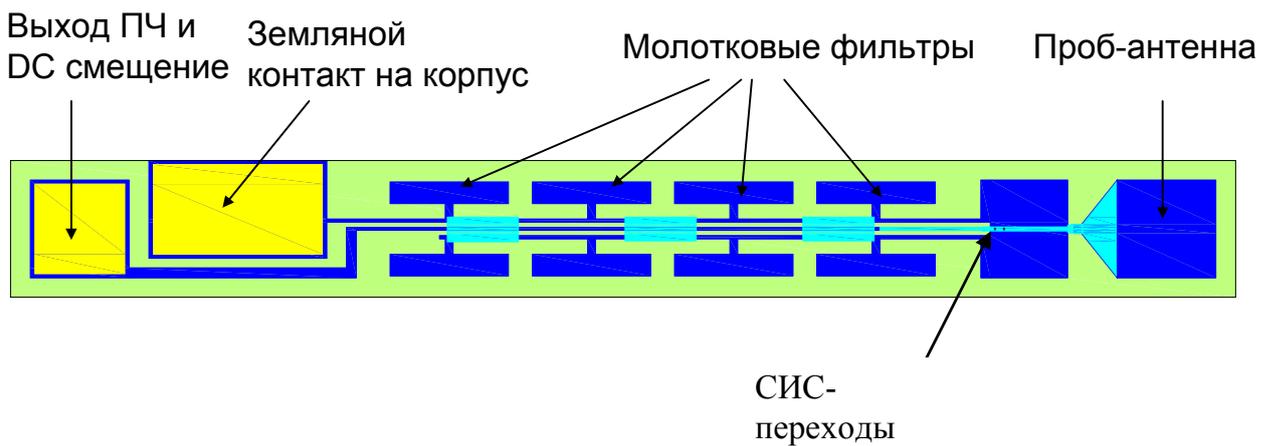


рис. 2.15. Топология чипа с антенной.

Светло-зеленый – кварцевая подложка толщиной 30 мкм

Темно-синий – нижний слой, NbTiN 0.25 мкм

Светло-синий – верхний слой, алюминий 0.5 мкм

Желтый – золото на контактных площадках

фильтром, ведущую к смесительному элементу. Фильтр состоит из отрезков копланарной и микрополосковой линий (рис. 2.15), имеющих сильно отличающиеся импедансы, что позволяет получить более высокий коэффициент загораживания. В точке подключения к смесительному элементу центральный проводник копланара совмещен функционально с трансформатором импеданса, необходимым для согласования СИС-структуры с импедансом волновода в точке подключения СИС-переходов к антенне, выходящей в волновод примерно на половину свободного пространства. В отличие от модели, описанной в главе 2, трансформатор состоит из одной микрополосковой части (рис. 2.16), т.к. импедансы антенны и переходов отличаются слабо, и нет необходимости в большом коэффициенте трансформации. Трансформатор согласовывает импеданс антенны (график на рис. 2.16), который составляет порядка 50 Ом и незначительно меняется по всему диапазону. Между СИС-переходами включена настроечная структура [16], которая состоит из отрезка микрополосковой линии, отстраивающей внутреннюю емкость переходов. Копланарно-микрополосковая линия, как было сказано выше, содержит фильтр, препятствующий утечке сигнала СВЧ от смесительного элемента в тракт ПЧ. Загораживание фильтра составляет более 33 дБ. Конец фильтра подключен к выводу ПЧ и смещению по постоянному току. Таким образом удалось привести вход тракта ПЧ с импедансом 50 Ом к самому смесительному элементу, что невозможно в принципе для традиционного поперечного включения чипа в волновод.

Согласование по входу смесителя составляет меньше -14 дБ по всему диапазону. Первый СИС-переход (рис. 2.17) настроен на верхнюю часть диапазона (850-950 ГГц), второй - на нижнюю (787-850 ГГц). В результате, общее прохождение составляет -2 дБ во всем диапазоне 787-950 ГГц (рис. 2.17).

Процесс оптимизация был разбит на два этапа. Изначально для данного проекта была сделана двухмерная модель, содержащая фильтры, переходы,

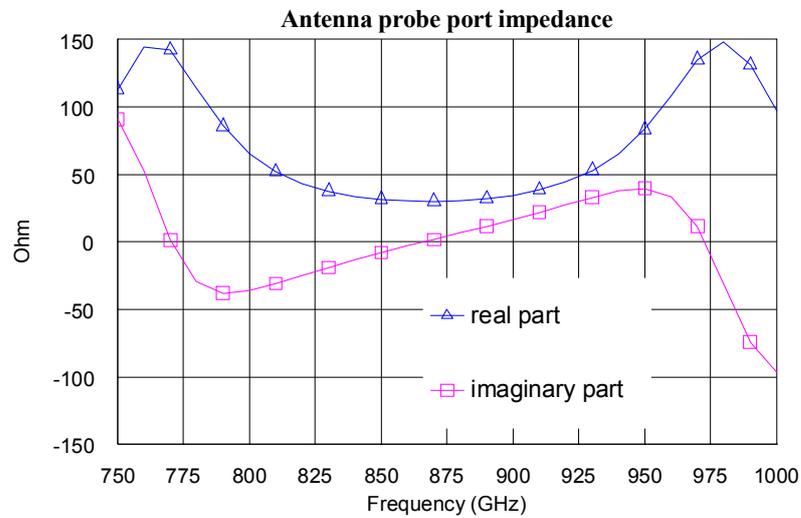
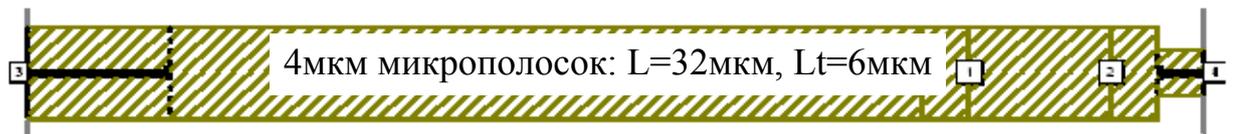
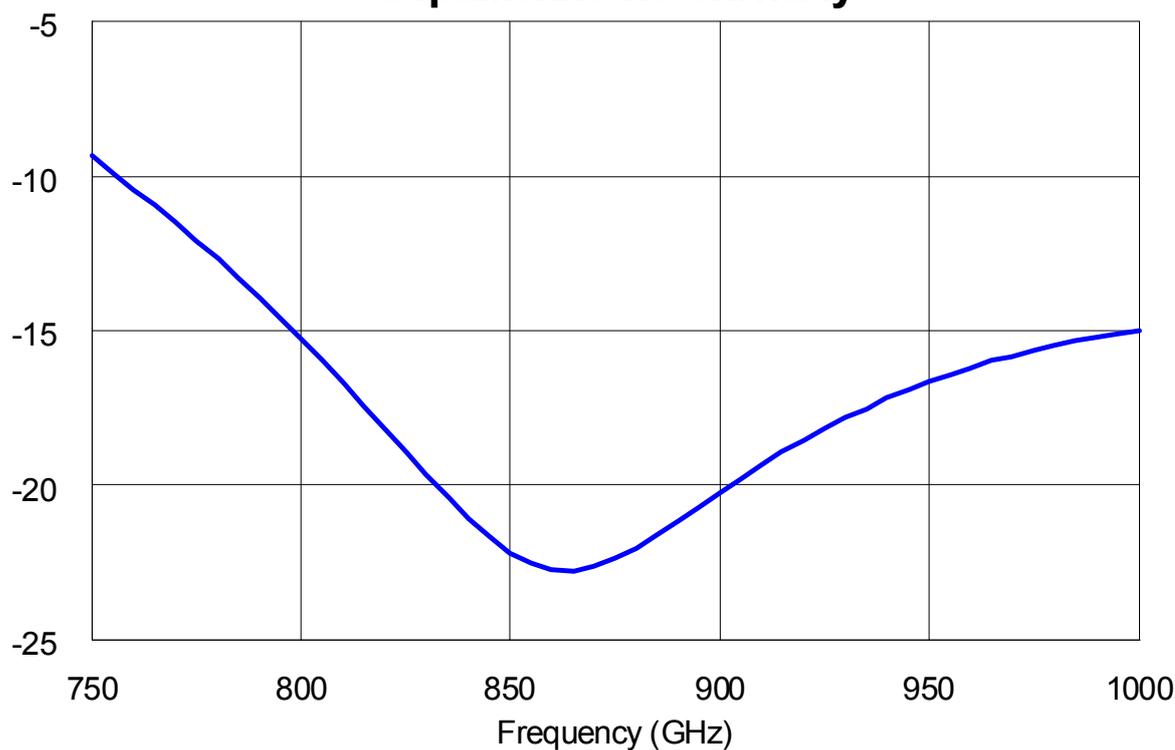
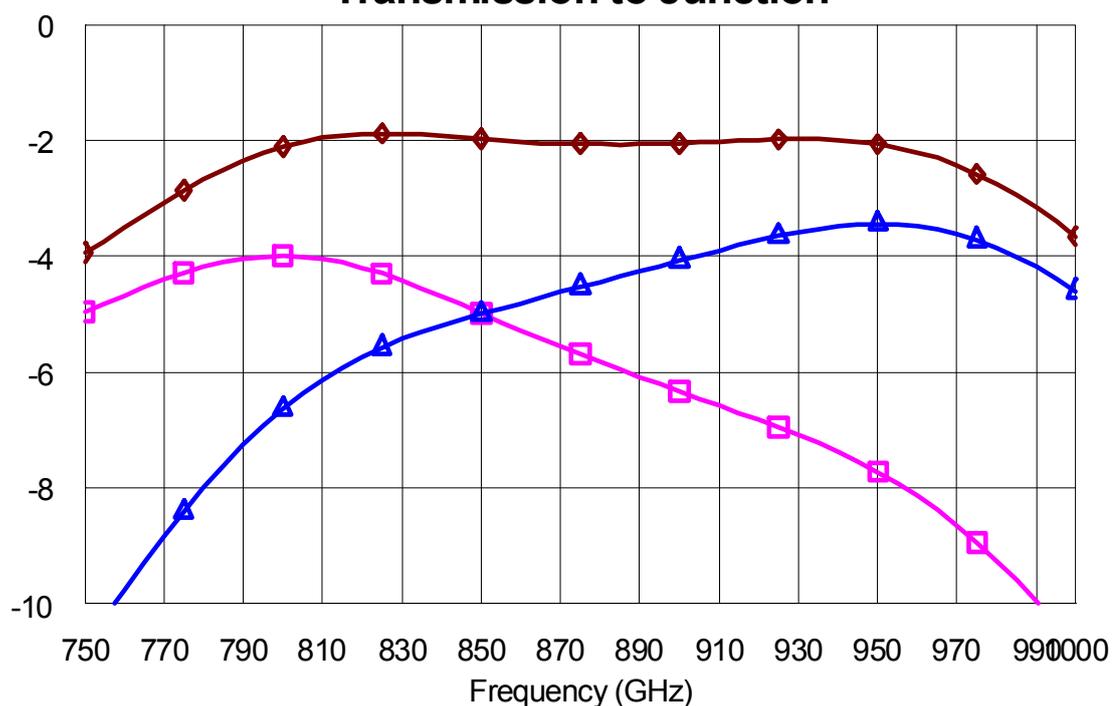


рис. 2.16. Вверху: модель трансформатор с переходами. Длина трансформатора 32 микрона, длина настроечной индуктивности 6 микрон. Переходы моделируются портами, к которым подключается их модель на сосредоточенных элементах. Внизу: результаты моделирования – входной импеданс в месте подключения Антенны к трансформатору, ведущему к переходам [A20].

## Отражение по сигналу



## Transmission to Junction



▲ to First Junction     
 ■ to Second Junction     
 ◆ Total

рис. 2.17. Входное согласование сигнала (S11) в волноводе (вверху). Во всем диапазоне согласование лучше -15 дБ. Передача сигнала (S21) со входа волновода смесителя (внизу) как на оба перехода, так и на каждый из них [A20].

настроечную индуктивность между ними, согласование переходов с антеннами. Двухмерная модель не дает полного расчета всей структуры смесителя, поэтому затем было принято решение использовать трехмерную модель, которая дает наиболее полные и точные результаты. В трехмерную модель был добавлен волновод, представляющий собой стенки из металла с удельной проводимостью  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$  См/м, соответствующей проводимости холодной меди при температуре порядка 4 К. Подложка чипа выполнена из кварца с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 4.2$  и с тангенсом потерь  $\text{tg}\delta = 0.0001$ . Электроды на чипе представлены в модели идеальным металлом, т.к. материал, из которого они сделаны, является сверхпроводником.

Полная трехмерная модель требует больших затрат расчетных мощностей и оперативной памяти, поэтому структура чипа была разбита на части, пригодные для оптимизации в двумерной и трехмерной программах ЭМ моделирования (рис. 2.18). Высота канала чипа первой трехмерной модели составляла 70 мкм. Размеры пробы были равны: длина треугольной части 24 мкм, длина прямоугольной 40 мкм. Была выбрана ширина пробы, равная 50 мкм. Упрощенная модель экспортировалась в программу электромагнитного моделирования для 2.5D структур, где к ней добавлялись элементы, имеющие плоскую (пленочную) структуру.

В окончательном виде производился проверочный расчет полной трехмерной модели, включающий также и плоские элементы (рис. 2.14). Высота канала чипа окончательной трехмерной модели составила 90 мкм. Ширина прямоугольной части антенны была фиксирована на значении 50 мкм. Оптимизированная длина треугольной части составила 18 мкм, а длина прямоугольной – 50 мкм.

В окончательной модели, как уже было сказано выше, использовался молотковый фильтр низких частот из подвесной микрополосковой линии, который был оптимизирован так, чтобы давать максимальное загашение в диапазоне 787 – 950 ГГц. Данный фильтр предотвращает утечку СВЧ сигнала

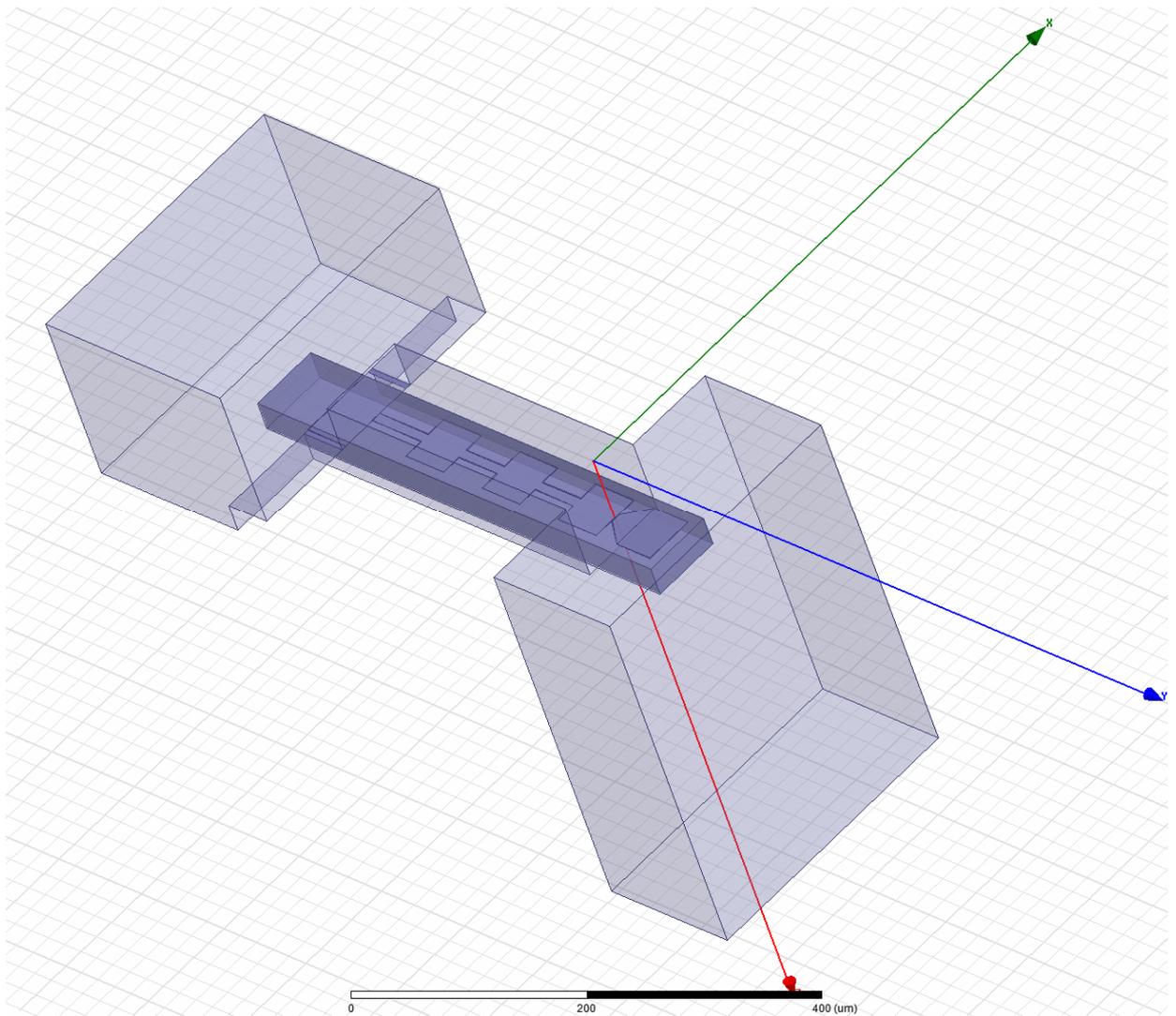


рис. 2.18. Общий вид одной из начальных модификаций трехмерной модели смесителя. В данной модификации применялись более простые фильтры, состоящие из широких и узких отрезков микрополоска.

в канал подложки через выход промежуточной частоты и смещение по постоянному току СИС-перехода. Характеристики этого фильтра сравнивались с характеристиками обычного фильтра низких частот, состоящего из частей передающей линии с высоким и низким характеристическим импедансом. В обоих типах фильтров ширина линий с высоким импедансом (узкие полосы) одинакова. Геометрия молотковых частей была оптимизирована на максимум отражения в диапазоне 787-950 ГГц. Молотковый фильтр продемонстрировал гораздо лучшие характеристики во всем диапазоне.

В результате для одиночного смесителя отражение составляет лучше - 15 дБ, потери на прохождение 3 дБ, заграждение выходного фильтра более 33 дБ. В Таблице 2.1 представлены результаты поэлементного анализа потерь в смесителе. Видно, что основные потери приходятся на резонансный контур, состоящий из отрезка микрополосковой линии, работающей как индуктивность, подключенного между переходами. В резонаторе большие потери связаны с резким возрастанием тока, хотя сам отрезок не имеет больших потерь. Вторым источником больших потерь является трансформатор импеданса, согласующий антенну и переходы. Потери в нем обусловлены использованием алюминия, находящегося в нормальном состоянии ( $T_c=1.18$  К) при температуре кипения жидкого гелия (4.2 К). Потери в остальных элементах сравнительно малы.

#### **2.4.2 Анализ разброса параметров**

Следующим этапом моделирования стала проверка стабильности смесителя к отклонению номинальных параметров, что является важным требованием, предъявляемым к реальному прибору.

Было проведено моделирование с упрощенной моделью на предмет чувствительности схемы к отклонениям по некоторым параметрам, таким как, неточность установки чипа в канал, неточность изготовления размера переходов. В первом случае, допустима неточность установки со сдвигом

вбок на 10 мкм, то есть чип может упереться в боковую стенку без значительного искажения характеристик (рис. 2.19). Согласование при этом ухудшилось с -30 до -20 дБ, что все еще удовлетворяет требованиям на модель. Сдвиг вперед является более критичным (рис. 2.20), даже 5 мкм ухудшает согласование до -18 дБ (на 950 ГГц). Сдвиг чипа до 10 мкм назад является допустимым (рис. 2.21). Согласование при этом ухудшится до -19 дБ (на 950 ГГц). Площадь субмикронных СИС-переходов  $A$  является наиболее критичным параметром, который, к сожалению, подвержен случайным вариациям в процессе изготовления. На рис. 2.22 приведены графики прохождения сигнала на переходы для случаев, когда размер переходов уменьшен или увеличен на 5%. Для подбора правильных параметров существует практика, при которой изготавливается большое количество чипов с небольшими заданными вариациями размера и, затем, отбираются образцы с необходимым сопротивлением.

### 2.4.3 Разработка фотошаблона

После оптимизации компьютерной модели смесителя был разработан комплект фотошаблонов для изготовления экспериментальных образцов. Чертеж фотошаблона (рис. 2.23) состоит из нескольких слоев. По фотошаблону материалы, из которых формируются структуры чипа, будут нанесены на подложку методом тонкопленочной технологии. Каждый слой расположен в определенном месте на шаблоне и имеет знаки совмещения. При изготовлении чипов слои поочередно сводятся с помощью этих знаков.

Нижний электрод структуры предполагает изготовление из пленки нитрид ниобия-титана ( $\text{NbTiN}$ ) толщиной 300 нм, в которой формируются молотковые фильтры, контактная площадка под заземление. Затем наносится слой изоляции из оксида кремния ( $\text{SiO}_2$ ) толщиной 400 нм. В этом слое сделаны окна под СИС-переходы и контактную площадку. В верхнем электроде из алюминия, толщиной 500 нм, сделаны антенна-пробник, входной трансформатор, выходные фильтры и контактная площадка для

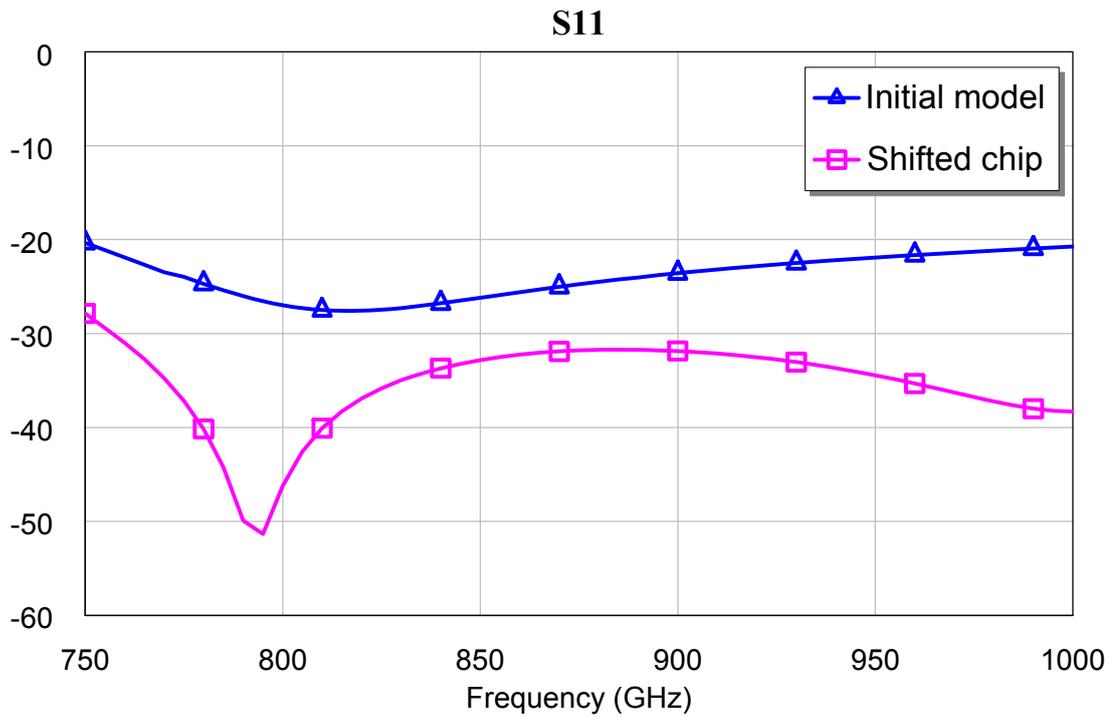


рис. 2.19. График согласования (S11) сигнала для случая неправильной установки чипа в канале волновода (сдвиг вбок) по сравнению с нормальной установкой.

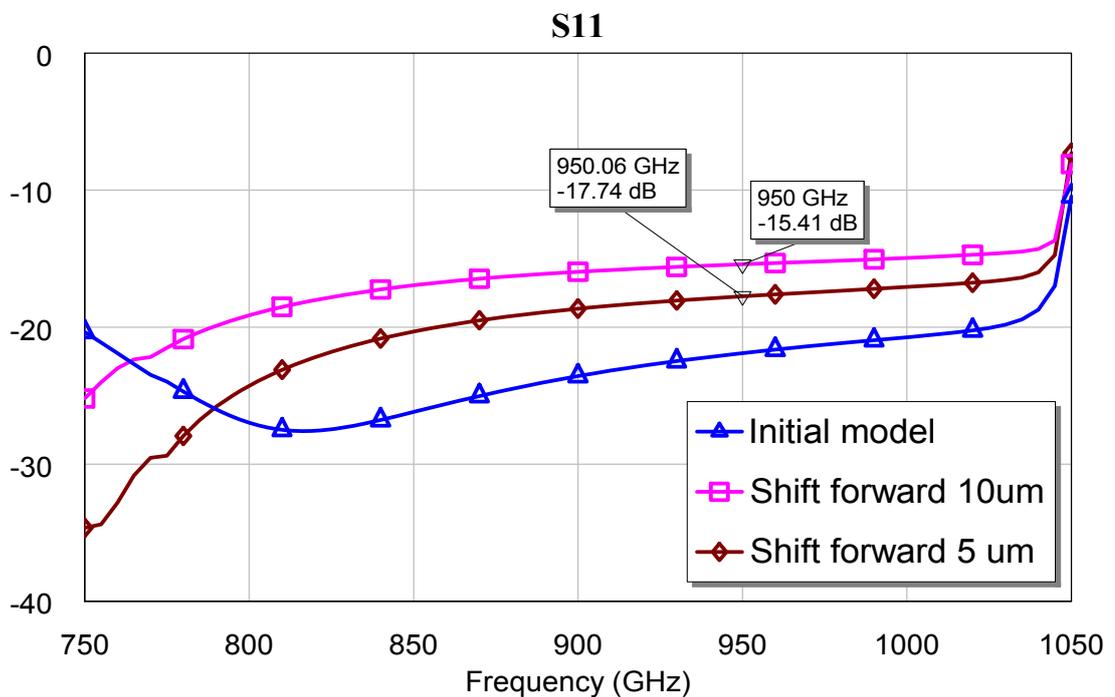


рис. 2.20. Вариация согласования (S11) в случае неправильной установки чипа в канале волновода (сдвиг вперед). Кривая с треугольниками – начальное состояние, с ромбами – сдвиг на 5 микрон, с квадратами – на 10 микрон.

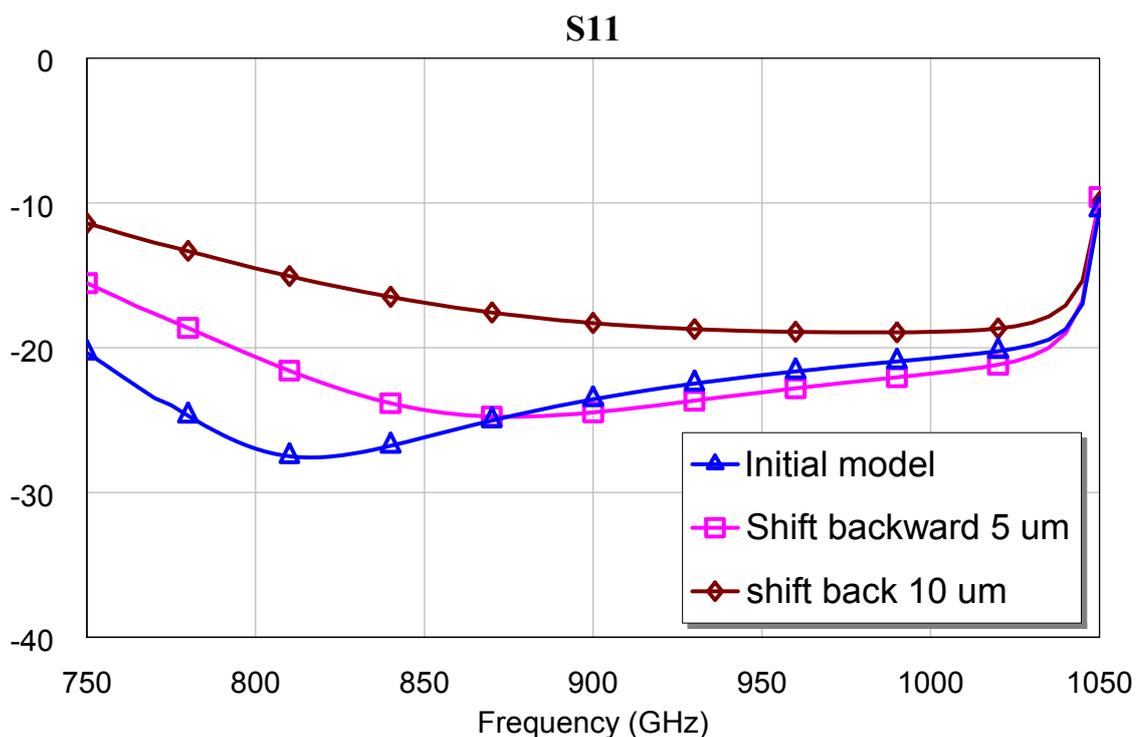


рис. 2.21. Вариация согласования (S11) в случае неправильной установки чипа в канале волновода (сдвиг назад). Кривая с треугольниками – начальное состояние, с ромбами – сдвиг на 10 микрон, с квадратами – на 5 микрон.

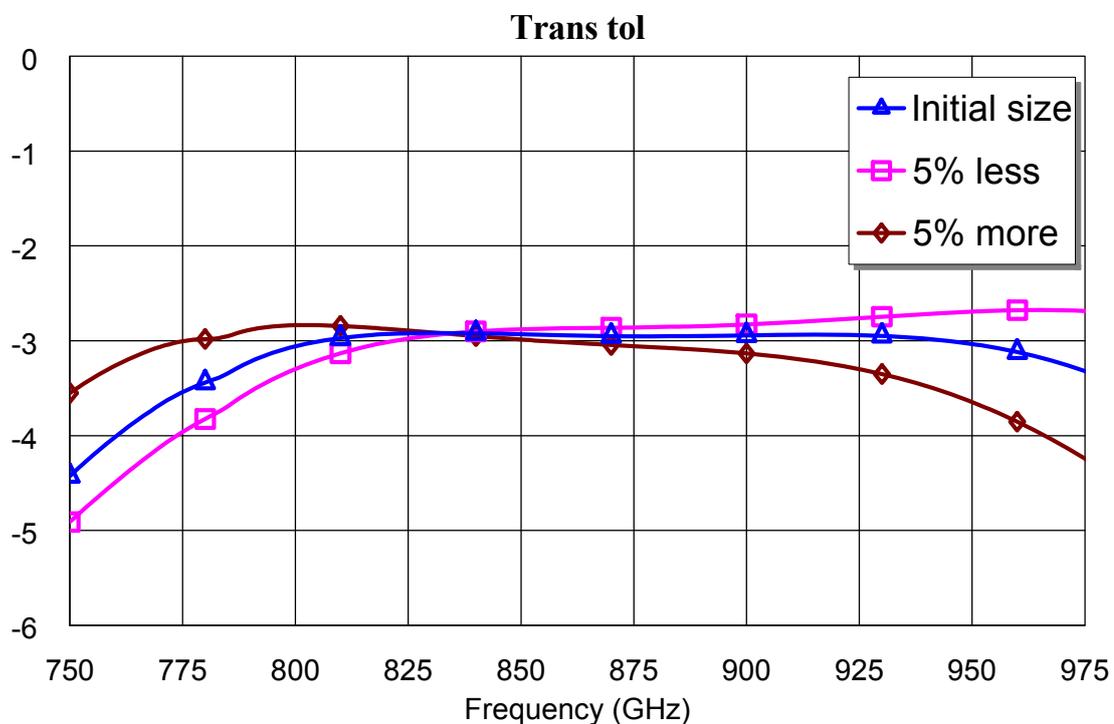


рис. 2.22. Вариация прохождения (S21) сигнала на переходы в случае, когда размер переходов на 5% меньше (кривая с квадратами) или на 5% больше (кривая с ромбами). Начальный размер переходов – кривая с треугольниками.

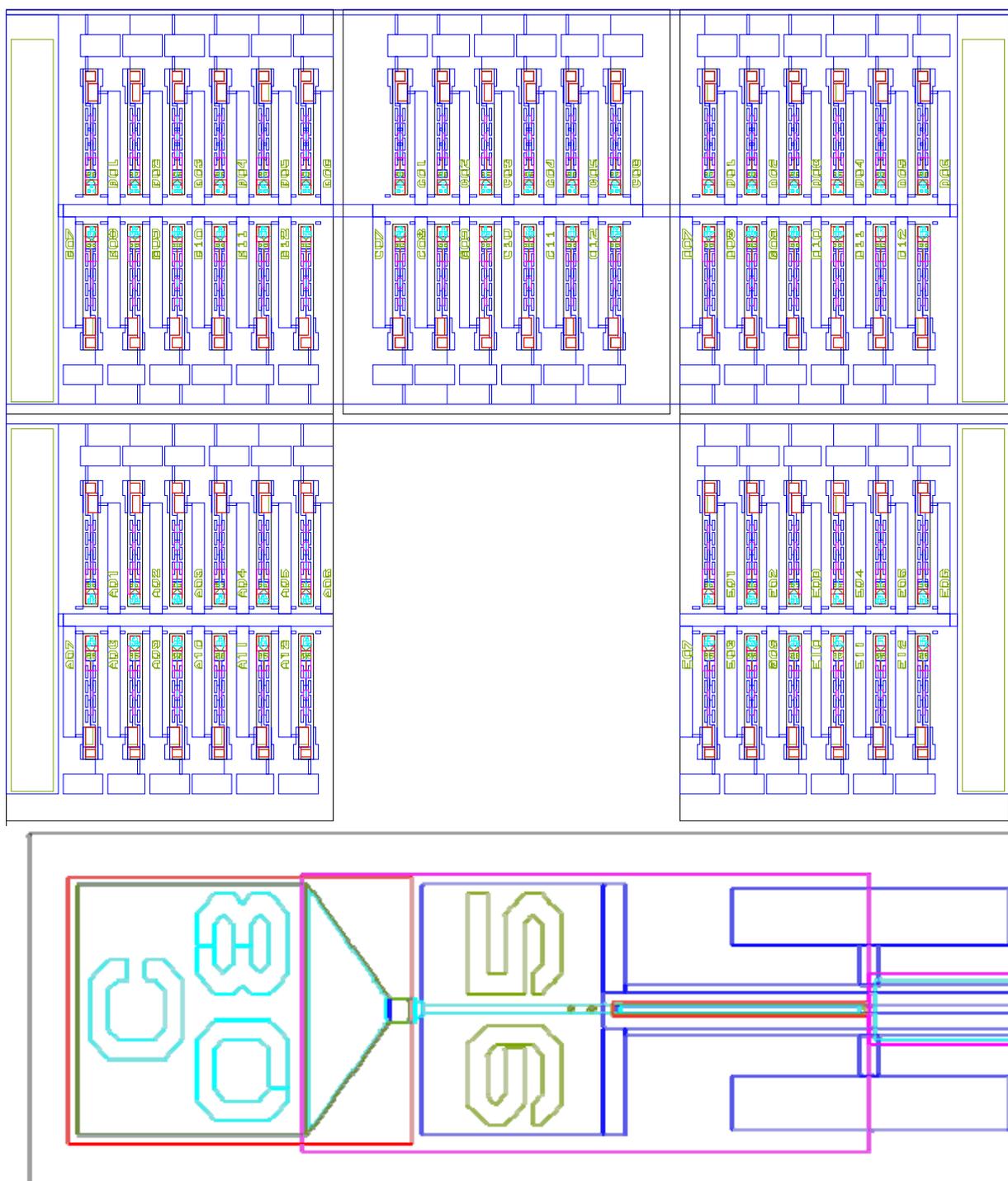


рис. 2.23. Фотошаблон, для изготовления 60 чипов. Вверху: вся маска, все слои совмещены. Внизу: Отдельный чип – крупным планом, подключения к схеме ПЧ и задание смещения по постоянному току. СИС-переходы представляют собой имплантированную трехслойную структуру Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb. В области их формирования сделаны окна в диэлектрике, а между слоями ниобия был нанесен слой алюминия, который был окислен в атмосфере кислорода для формирования туннельного слоя толщиной 1-2 нм.

#### **2.4.4 Конструкция смесительной камеры**

Как правило, смесительный блок изготавливается из меди, поэтому, как было сказано выше, он моделировался материалом с удельным сопротивлением меди при температуре 4.2 К. За основу была взята смесительная камера из работы [91], она была модифицирована в соответствии с поставленными целями (рис. 2.24): была убрана часть канала чипа со стороны заземления, изменена его ширина, и сделаны некоторые другие необходимые доработки.

#### **2.5 Балансный смеситель с двумя волноводными зондами**

Как описано в главе 1, балансным смесителем называется схема, имеющая два приемных элемента, и имеющая преимущества перед смесителем с одним элементом заключающиеся в том, что не происходит потерь мощности гетеродина в диплексере, а также в том, что подавлены амплитудные шумы гетеродина. В силу этого дальнейшей разработкой волноводного смесителя стала балансная схема, за основу которой взят смеситель из первого раздела этой главы.

##### **2.5.1 Описание модели**

На основе выполненных исследований по оптимизации одностороннего смесителя с антенной-пробником, занимающим менее половины размера волновода, была создана модель балансного смесителя. В нашем случае балансный смеситель использует два одинаковых смесительных чипа, расположенных в канале волновода напротив друг друга (рис. 2.25). На принципиальной схеме балансного смесителя (рис. 1.7) они эквивалентны последовательному подключению двух небалансных смесителей к одному общему источнику сигнала (входному волноводу), главным образом, через емкостную связь двух антенн.

Точно в середине узкой стенки сигнального волновода помещен чип связи обоих смесительных чипов с волноводом гетеродина. Данный чип

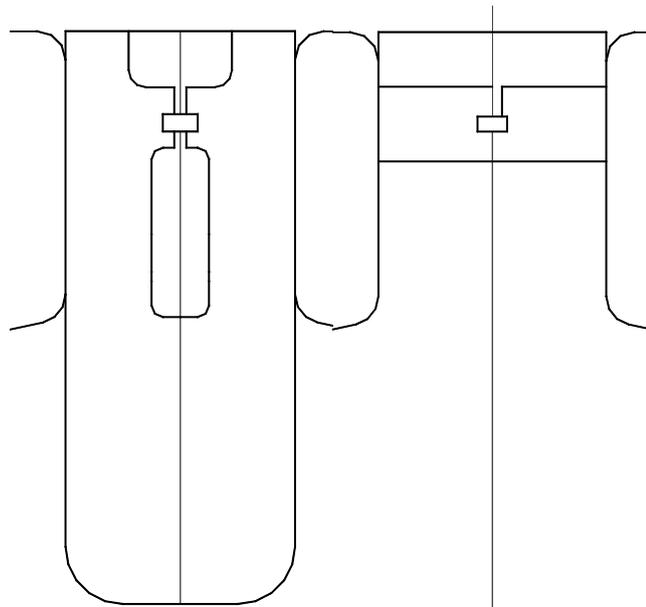


рис. 2.24. Фрагмент чертежа смесительного блока до изменения (слева) и после (справа). Левый фрагмент взят из чертежа, выполненного W.L. Shan [A11]. Правый выполнен автором.

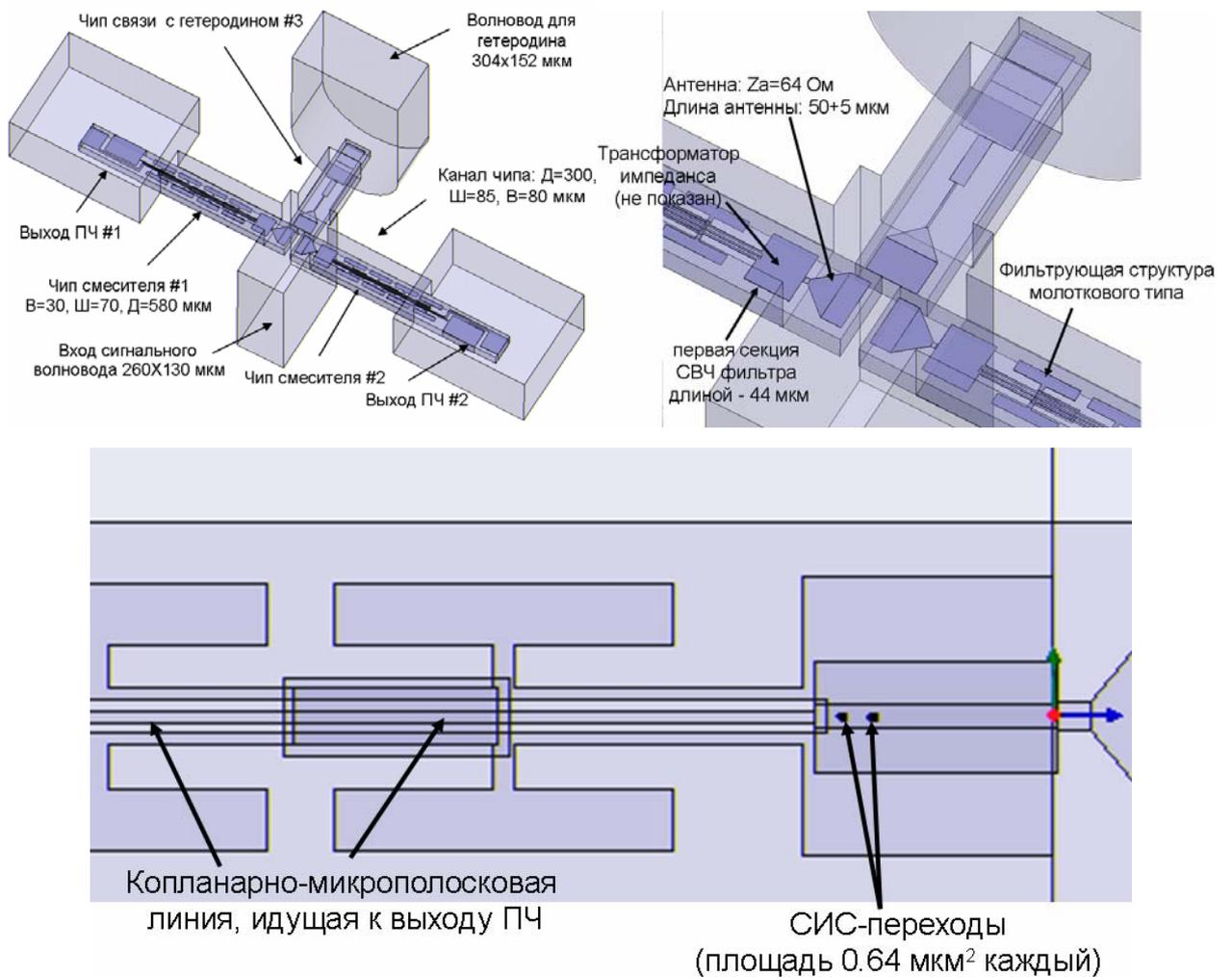


рис. 2.25. Модель балансного смесителя [A15,A16].

также имеет планарную антенну-пробник, ортогональную электрическому полю основной ( $TE_{10}$ ) моды волновода, так что в ней не возбуждаются токи сигнала. В силу симметричного положения антенны чипа связи относительно двух антенн смесительных чипов, на них передается одинаковая мощность гетеродина. Длина канала, соединяющего волноводы, выбрана 150 мкм, а ширина 90 мкм. Такое относительно сложное, с точки зрения монтажа и юстировки, решение позволяет достигнуть своего главного преимущества, а именно, компактности, что, в свою очередь, позволяет избавиться от омических потерь. Чип связи, представляющий собой кварцевую подложку с трансформатором и двумя антеннами на концах, со стороны гетеродинного волновода (сечение 304x152 мкм) в его широкой стенке имеет более простую антенну, так как у этого волновода более низкий импеданс в рабочем диапазоне.

### **2.5.2 Результаты моделирования.**

В процессе моделирования геометрии, представленной на рис. 2.25, проводилась ее оптимизация, чтобы минимизировать потери сигнала и мощности гетеродина, передаваемых на переходы. В результате оптимизации было получено, что потери сигнала на переходы не превышают -4.3 дБ во всем диапазоне 787-950 ГГц и -3.9 дБ в максимуме, как показано на рис. 2.26 (вверху). Прохождение мощности гетеродина на переходы составило лучше -11.5 дБ во всем диапазоне и -6.5 дБ в максимуме, как показано на рис. 2.26 (внизу). Более плоскую характеристику передачи мощности гетеродина не удалось получить из-за того, что на частотах немного выше 1000 ГГц существует паразитный резонанс, что приводит к сужению полосы пропускания гетеродина. Однако, учитывая то, что на низких частотах требуется меньше мощность накачки и коэффициент преобразования там выше, положение максимума выбрано так, чтобы наилучшее прохождение обеспечивалось в верхней части диапазона, а спад в нижней его части не

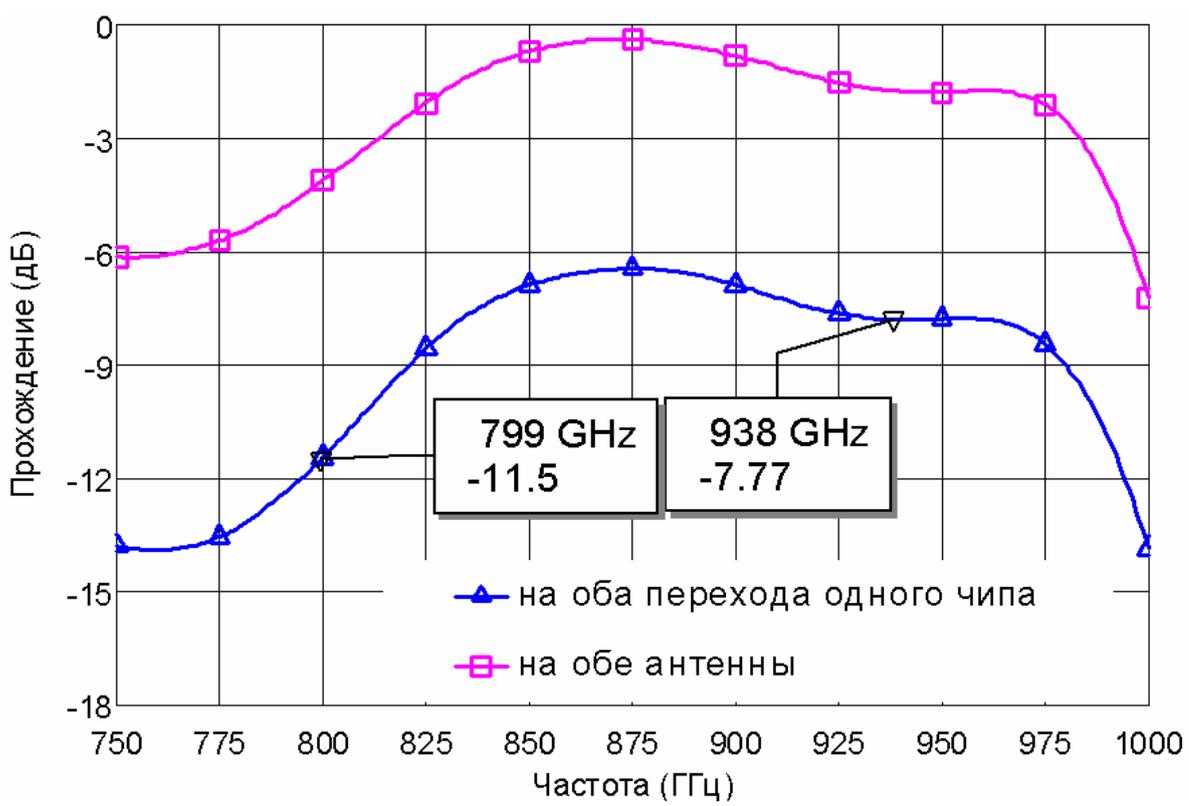
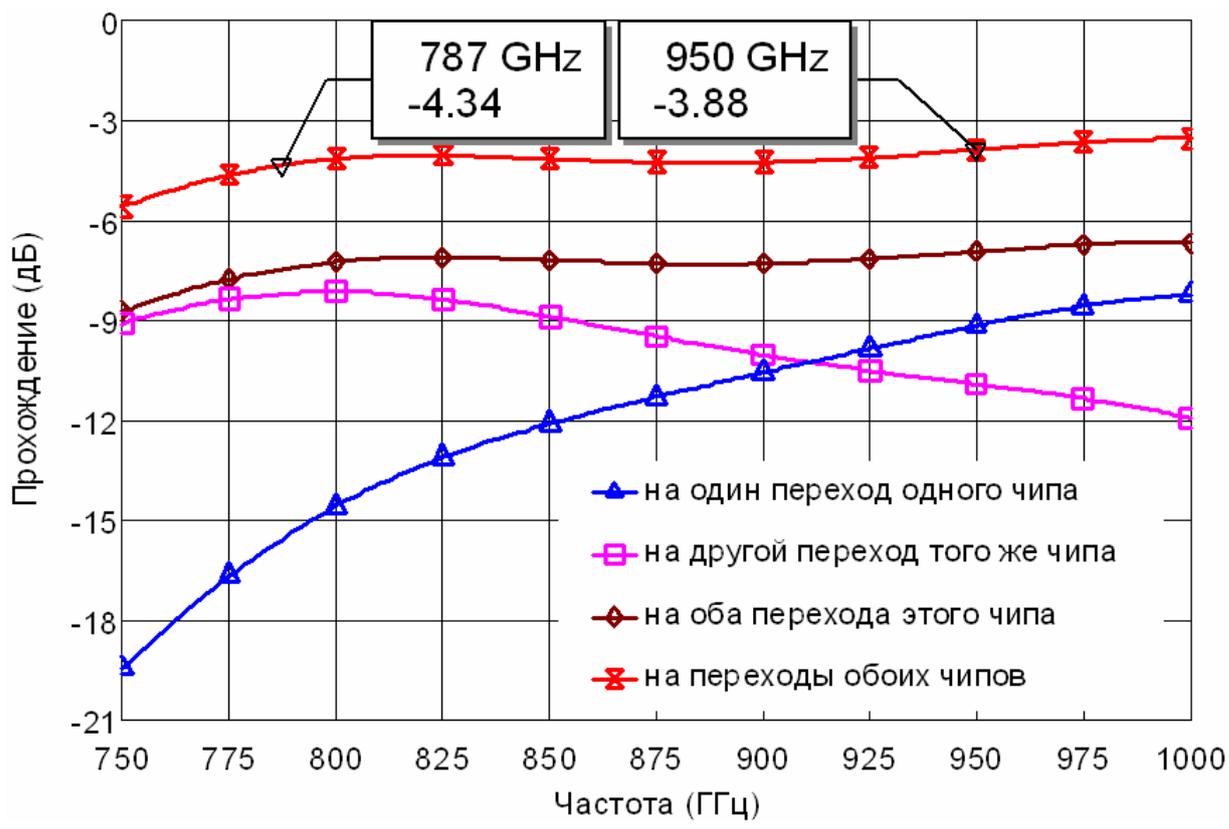


рис. 2.26. Результаты, полученные для модели балансного смесителя [А15].

ухудшал работу смесителя. Расчетная развязка сигнального и гетеродинного волноводов оказалась лучше -30 дБ.

Моделирование смесителя показало наличие резонанса на высоких частотах, связанного с присутствием кварцевых подложек, укорачивающих эффективную длину волны в волноводе, и приводящего к возникновению поперечной моды, когда половина длины волны укладывается на короткой стенке волновода. В этом случае часть энергии будет преобразовываться в эту моду и будет потеряна для использования. Такая мода не может быть принята антеннами на чипах, и поэтому ее энергия уходит в резонанс. Решением этой проблемы послужил сдвиг подложек от центрального положения в широкой стенке к краю, ближе к чипу связи. В таком случае эффективное заполнение волновода диэлектриком кварцевой подложкой меньше, и резонанс сдвигается вверх по частоте, обуславливая резкий спад кривой прохождения сигналов на высоких частотах.

### **2.5.3 Расчет допусков**

Следующим этапом моделирования стала проверка стабильности смесителя к отклонению номинальных параметров, что является важным требованием, предъявляемым к экспериментальному (практическому) прибору. Варьировались следующие параметры: положение чипа связи с волноводом гетеродина, а именно, его отклонение на 10 мкм в сторону одного из смесительных чипов, что потенциально может привести к неодинаковой накачке двух смесителей, и различие в параметрах самих СИС-переходов на каждом из чипов, что приводит к перекоосу АЧХ. Площади СИС-переходов были изменены так, что их нормальное сопротивление варьировалось в пределах  $33 \pm 1.3$  Ом (на 2%). Анализ показал, что, если предположить одновременное наличие обоих типов отклонений, то изменение уровня сигналов составляет менее 1 дБ (рис. 2.27), а сдвиг фаз между сигналами, пришедшими на разные чипы, менее 4 градусов (рис. 2.28). Развязка сигнального и гетеродинного волноводов ухудшилась до -22 дБ, но

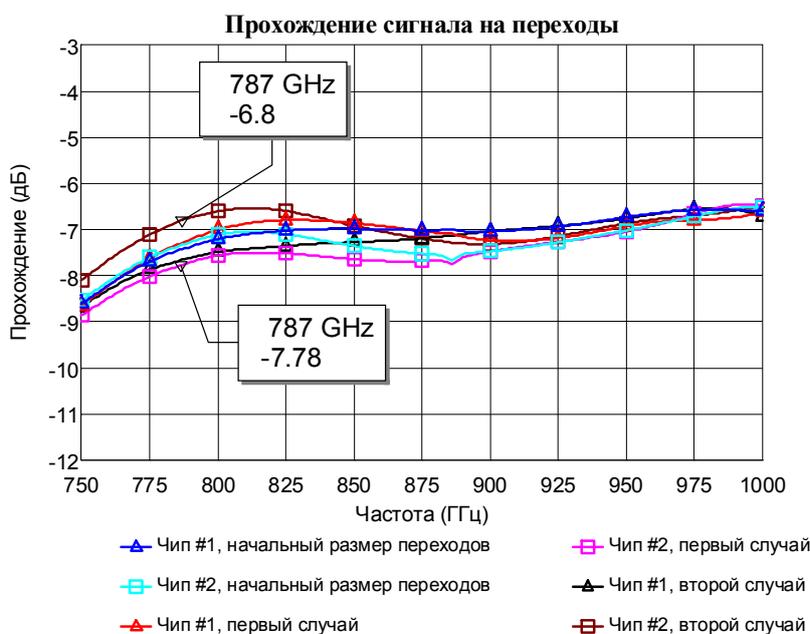


рис. 2.27. Вариации размеров переходов. Прохождения сигнала на переходы для двух случаев, когда на одном из чипов переходы меньше или больше на 2%. Первый случай: Чип #1, начальный размер переходов; Чип #2, размер переходов меньше на 2%. Второй случай: Чип #1, начальный размер переходов; Чип #2, размер переходов больше на 2% [A15].

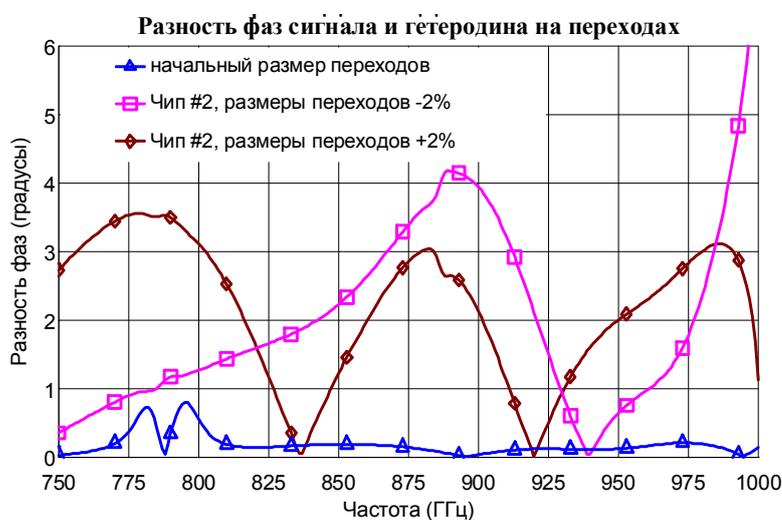


рис. 2.28. Вариация размеров переходов. Разности фаз сигнала и гетеродина на переходах для двух случаев, когда на одном из чипов переходы с площадью меньше или больше на 2% от номинальной площади. Первый случай: чип #1, начальный размер переходов; чип #2, размер переходов меньше на 2%. Второй случай: чип #1, начальный размер переходов; чип #2, размер переходов больше на 2% [A15].

все еще достаточная (рис. 2.29). Прохождение гетеродина на переходы практически не изменилось (рис. 2.30).

## **2.6 Выводы по Главе 2**

Детальное моделирование новых конфигураций компактных волноводных смесителей со сверхпроводящими СИС-переходами продемонстрировало применимость новых подходов для создания эффективных приёмных систем миллиметровых волн.. Была решена задача разработки нового смесительного чипа, который имеет сравнительно высокую частоту ПЧ (около 4.5 ГГц) с возможностью подавления зеркального канала, и решена задача кардинального снижения индуктивности цепей ПЧ.

Было проведено масштабное моделирование смесительной камеры на основе волновода полного сечения с цилиндрическим бесконтактным поршнем в частотном диапазоне 3.75-5 ГГц, которое позволило определить импеданс подключения цепочки СИС-переходов в режиме подавления зеркального канала.

Трёхмерные модели, оптимизированные с помощью компьютерной программы электромагнитного моделирования [21] продемонстрировали характеристики, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к подобного рода смесителям. А именно:

1. Эффективное согласование на промежуточной частоте (ПЧ) выше, примерно, 4 ГГц, равное -15 дБ.
2. Подавление зеркального канала с отражением менее -15 дБ.
3. Такая толщина подложки, что позволяет осуществлять быстрый монтаж чипа, а также спроектировать фильтры низких частот с оптимальными параметрами. Толщина, удовлетворяющая этим характеристикам, составила 150 мкм.

Режекторный микрополосковый фильтр молоткового типа, состоящий из трех секций, обеспечивающий реактивное замыкание токов

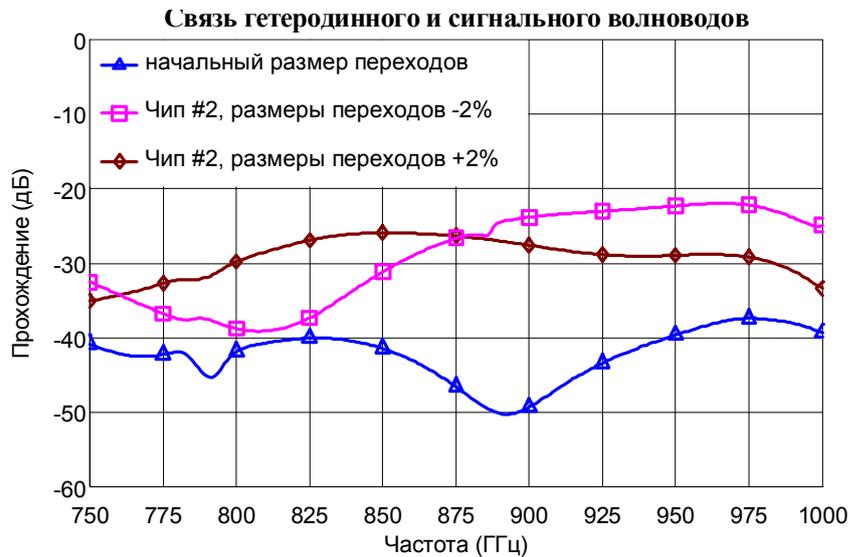


рис. 2.29. Вариация размеров переходов. Связь гетеродинного и сигнального волноводов для двух случаев, когда на одном из чипов переходы меньше или больше на 2%. Первый случай: чип #1, начальный размер переходов; чип #2, размер переходов меньше на 2%. Второй случай: чип #1, начальный размер переходов; чип #2, размер переходов больше на 2% [A15].

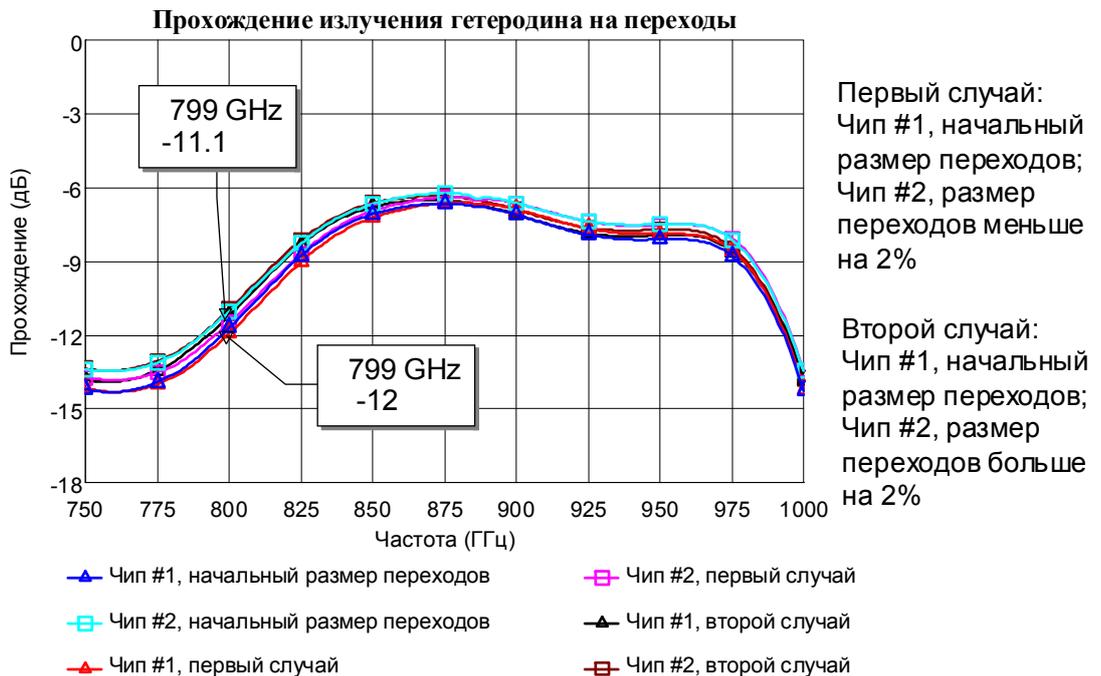


рис. 2.30. Вариации размеров переходов. Прохождения излучения гетеродина на переходы для двух случаев, когда на одном из чипов переходы меньше или больше на 2%. Первый случай: чип #1, начальный размер переходов; чип #2, размер переходов меньше на 2%. Второй случай: чип #1, начальный размер переходов; чип #2, размер переходов больше на 2% [A15].

4. СВЧ на стенку волновода в полосе 86-115 ГГц. Такой фильтр имеет одностороннее подключение, что не создает дополнительной емкости на ПЧ.

5. Трансформатор импеданса антенны к импедансу СИС-переходов для получения высокого коэффициента трансформации, выполнен на основе отрезков микрополосковой и копланарной линии. Потери сигнала в трансформаторе менее 0.5 дБ.

6. Ослабление фильтра в цепи тока ПЧ более 35 дБ в полосе 86-115 ГГц.

7. Потери на прохождение для сигнала ПЧ менее 1 дБ.

8. Функциональная часть тракта ПЧ, расположенная на чипе, имеет импеданс 50 Ом и подключена непосредственно к смесительному элементу.

Среди результатов следует отметить устойчивость полученных характеристик, возможность получения малых потерь сигнала из-за отражения на входе (менее -15 дБ).

Для полученной модели смесителя был разработан комплект фотошаблонов, по которому будут изготовлены чипы смесителя. Измерение этих чипов должно будет подтвердить реализуемость предложенных решений.

Проведено детальное моделирование новых конфигураций волноводных смесителей с туннельными СИС-переходами для использования в терагерцовом диапазоне с широкой полосой ПЧ. В работе рассмотрены две модели: СИС-смеситель с чипом в канале в широкой стенке волновода с одной стороны и балансный СИС-смеситель с двумя чипами в обеих широких стенках волновода и чипом инжекции мощности гетеродина. Построенные трехмерные модели, рассчитанные с помощью компьютерных программ электромагнитного моделирования, включая анализ возможных отклонений в геометрии, монтаже и электрических параметров структур, а также разработанный комплект фотошаблонов, подтвердили реализуемость предложенных решений. Такие решения можно масштабировать на более

высокие частоты и, тем более, на низкие частоты, например, на 100 ГГц и даже ниже, где можно получить высокие чувствительности.

Для одиночного смесителя потери на отражение составляют менее -15 дБ, потери прохождения 2 дБ, загашение выходного фильтра ПЧ в диапазоне 787-950 ГГц составило более 33 дБ. Утечка сигнала в канал гетеродина составила менее -30 дБ. Использование нормальных (не сверхпроводников) металлов (алюминий) в резонансных настроечных цепях ведет к заметным потерям в передаче терагерцовых сигналов по микрополосковым линиям. Передача мощности гетеродина на чип чуть менее -6 дБ, передача сигнала на переходы около -4 дБ.

Второй вариант – балансный смеситель, состоит из двух смесительных чипов, заходящих в волновод с разных сторон через каналы в его широких стенках. Также имеется третий чип, являющийся чипом связи между сигнальным волноводом и волноводом гетеродина, который проходит рядом с основным, и их разделяет лишь тонкая стенка толщиной 70 мкм. Запитывание волноводов производится с разных сторон. Утечка сигнала в волноводный тракт составила менее -30 дБ, прохождение мощности гетеродина на переходы -12 дБ, прохождение сигнала -6 дБ.

Было проанализировано влияние возможных неточностей в позиционировании подложек в их каналах и волноводе, и в изготовлении переходов. На основании этого анализа был сделан вывод, что неправильное позиционирование подложки не ухудшает работу смесителя. Но даже незначительное (2%) изменение размеров переходов, то есть их различие на разных чипах в одном смесителе, ухудшает характеристики работы смесителя.

Разработанный балансный смеситель, в случае его практической реализации, способен превзойти по характеристикам свой аналог – балансный смеситель с квадратурным гибридом.

Таблица 2.1. Потери в отдельных частях смесителя.

Элемент / частота	787 ГГц	865 ГГц	950 ГГц
Волновод	0.101	0.07	0.06
Трансформатор	1.07	0.595	1.25
Переходы	1.90	1.79	1.58
Фильтр	0.04	0.03	0.03
Всего	3.111	2.485	2.92

### Глава 3 Квазиоптические СИС-смесители

В данной главе приведены результаты исследования смесителя, создание которого проводилось в рамках требований к десятому диапазону (787-950 ГГц) проекта ALMA [86] (см. главу 1, раздел 1.8.3). Квазиоптический смеситель, с использованием кремниевой линзы и чипа с двухщелевой антенной, задумывался как альтернатива волноводным смесителям. Такой квазиоптический смеситель не требует прецизионного изготовления смесительного блока, и его диаграмма направленности зависит только от выбора линзы определенного диаметра, хотя при этом требуется высокая точность установки чипа на линзу – примерно такая же, как и для волноводного смесителя. Поскольку квазиоптические чипы больше размером (типично, более 1 мм), то манипуляции с ними проще; такой смеситель с планарной антенной удобен также в качестве тестовой платформы для проверки новых настроечных схем с СИС-переходами и новыми материалами.

В отличие от чипов для волноводных смесителей, размер которых строго задан и для частоты 860 ГГц составляет всего лишь  $400 \times 70 \times 30 \text{ мкм}^3$  (глава 2), квазиоптические чипы, могут быть изготовлены гораздо большего размера и иметь размеры несколько миллиметров. Волноводы на таких частотах имеют крайне малое сечение ( $130 \times 65 \text{ мкм}^2$  на 860 ГГц, см. главу 2), что представляет определенные трудности для их изготовления и сборки. Размер шероховатостей на таких частотах должен быть менее 1 мкм. Потери в линзе могут быть сопоставимы или даже меньше, чем потери в системе рупор-волновод, соединяющей чип с антенной радиотелескопа. В линзах используется просветляющее покрытие для уменьшения отражения от ее поверхности. Преимуществом системы линза-чип перед волновод-рупорными системами является возможность непосредственного согласования чипа с вторичным зеркалом радиотелескопа, минуя

промежуточные корректирующие (вносящие неизбежные искажения) оптические элементы.

В проекте ALMA десятый диапазон (787-950 ГГц) является самым высокочастотным и поэтому самым сложным [A18]. И это не только из-за малых механических допусков, разрешенных на этих частотах. Основная часть трудностей возникает из ограниченного выбора материалов (проводников), используемых в настроечных цепях смесителя, а также отсутствие хорошо изученных технологических процессов для ряда доступных материалов. Например, такой распространенный материал как ниобий хорошо подходит для изготовления высококачественных СИС-переходов, но не может эффективно использоваться как часть их настроечных цепей в диапазоне 787-950 ГГц, так как потери в нем резко возрастают выше целевой частоты ( $\approx 700$  ГГц). В этом случае необходимо использовать более сложный процесс включения трехслойных СИС-структур в волноведущую многослойную структуру, изготовленную из нормальных металлов с низкими потерями или из сверхпроводящих материалов с более высокими критическими температурами ( $T_c$ ) такими как, например, нитрид ниобия или нитрид ниобия-титана. Однако использование вышеупомянутых сверхпроводников с более высокой  $T_c$  для подключения цепей к ниобиевой трехслойной структуре до сих пор не было успешным, так как в них возникают заметные СВЧ потери на частотах не превышающих целевую частоту. В связи с этим ряд исследований уже были посвящены использованию нормальных металлов. Ясно, что такие цепи должны быть сделаны из металлов с относительно низкими потерями, из таких как алюминий или золото. Положительным исключением из этого являются выращенные эпитаксиально структуры из нитрида ниобия, как, например, изготовленные в NIST (Япония) [100] или монокристаллический ниобий (JPL, Karpov).

Эпитаксиальные пленки из сверхпроводника (нитрид ниобия) могут рассматриваться как идеальные проводники с определенной глубиной

проникновения магнитного поля. Потери в высококачественных пленках из нитрида ниобия на частотах 787-950 ГГц такие же, как у ниобиевых пленок на частотах ниже 700 ГГц. Полностью эпитаксиальные СИС-переходы, такие как, например, NbN/AlN/NbN [A14], имеют преимущества в виде более высокой энергии щели и меньших потерь на СВЧ в переходах. Более высокое щелевое напряжение позволяет работать на более высоких частотах вплоть до 2 ТГц и дает лучший отклик  $dI_{\text{ПЧ}}/dV_{\text{ПЧ}}$  для такого смесителя на частотах порядка 1 ТГц, если сравнивать с полностью ниобиевыми смесителями. Тем не менее, для эпитаксиальных СИС-переходов из нитрида ниобия известны два серьезных недостатка: более низкое, чем для ниобиевых СИС-переходов качество ВАХ и дополнительный шум, связанный с множественным Андреевским отражением [101, 102].

В данной главе будут рассмотрены СИС-смесители на высококачественных пленках из нитрида ниобия (NbN,  $V_g = 5.6$  мВ) для применения в терагерцовом диапазоне [100]. Такие пленки могут быть выращены эпитаксиально, для чего необходимы диэлектрические подложки со сходным периодом решетки, например, из оксида магния (MgO). Этот материал имеет высокую диэлектрическую постоянную ( $\epsilon = 9.6$ ), и, в силу его хрупкости и трудностей с обработкой, использование его с волноводами затруднено. Из-за высокой диэлектрической постоянной подложки из оксида магния должны быть в два раза меньше по размеру, чем выполненные из кварца ( $\text{SiO}_2$ ,  $\epsilon = 4.2$ ). В данном смесителе СИС-переходы включены в микрополосковую линию, с обоих концов подключенную к двойной щелевой антенне (ДЩА), настроенной на центральную частоту 860 ГГц и имеющей длину щелей 100 мкм, и расстояние между ними 54 мкм. Щелевая антенна находится в фокусе и принимает сигнал с кремниевой иммерсионной линзы диаметром 10 мм.

### **3.1 Конструкция смесителя**

Квазиоптическая смесительная структура была предложена Шитовым С.В. [103] и представлена на рис. 3.1 и на рис. 3.2. Как видно из рис. 3.3, моделирование предсказывает хорошие характеристики такого смесителя, который использует настроенную схему двойного перехода [16,54,104]. Несмотря на рассчитанное согласование (рис. 3.4) в диапазоне ПЧ 4-12 ГГц, большой размер чипа, на практике, может представлять проблему из-за длинных цепей подвода к внешней линии ПЧ. Следует отметить, что указанные на рис. 3.4 параметры, могут быть реализованы в случае применения интегрированного на том же чипе усилителя ПЧ [101].

Основной блок смесителя (рис. 3.5) изготовлен из меди с золотым гальваническим покрытием и состоит из двух частей. В одну из них крепится кремниевая линза диаметром 10 мм с просветляющим покрытием и печатная плата с разводкой для задания смещения постоянного тока и снятия ПЧ сигнала.

В другой части блока смесителя встроена магнитная катушка с кольцевым магнитопроводом, имеющим разрыв, в котором сконцентрировано магнитное поле, подобно магнитной головке для записи на магнитный носитель. При пропускании тока через катушку в зазоре магнитопровода создается поле достаточной напряженности для подавления джозефсоновского тока в СИС-переходе субмикронного размера, что необходимо для уменьшения шумов в СИС-смесителе.

На удлиненную ( $L_{\text{ext}} = 1.95$  мм) полусферическую линзу, работающую в режиме эллиптической фокусировки, устанавливается смесительный чип из MgO, размером 2.5 мм x 2.5 мм x 0.3 мм. Несмотря на то, что чип и линза изготовлены из разных материалов, оптические свойства оксида магния ( $\epsilon = 9.6$ ) достаточно хорошо согласуется с диэлектрической постоянной кремнием ( $\epsilon = 11.7$ ). На чипе были размещены четыре смесителя на двойных СИС-переходах с двойными щелевыми антеннами (рис. 3.1) и имеющими несколько вариантов настроенной структуры, различающихся размерами и

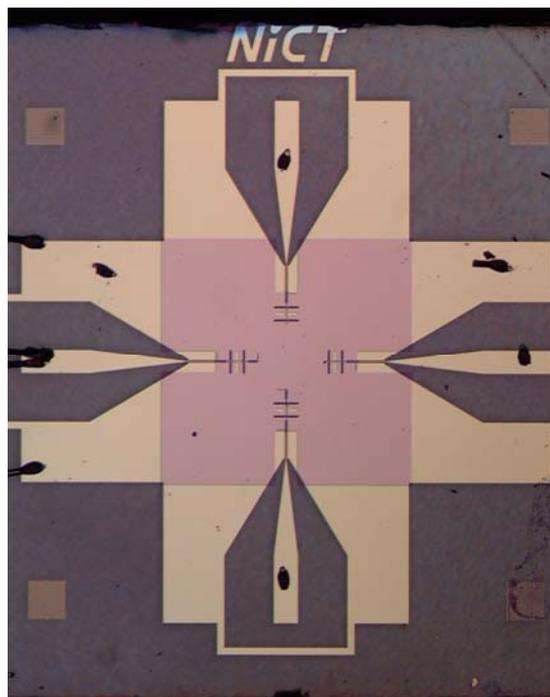
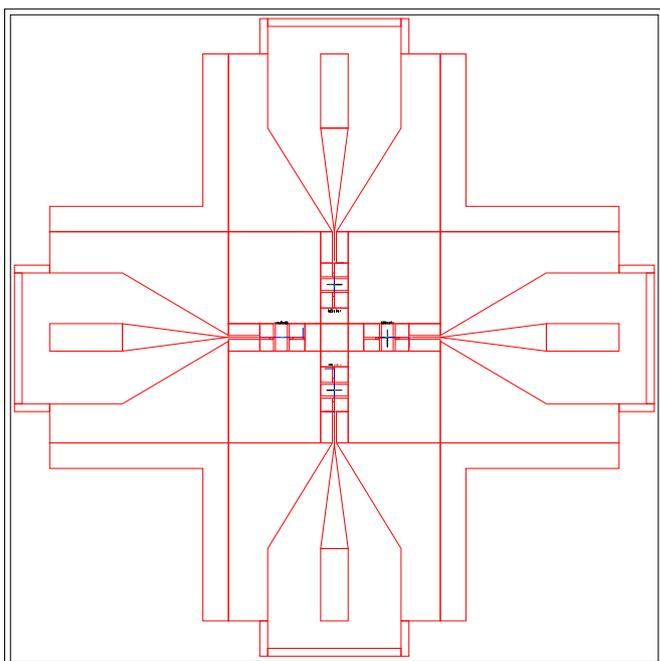


рис. 3.1. Эскизный чертеж смесительного чипа (слева) и фотография готового к испытанию образца (справа). Чип содержит 4 смесителя с небольшими вариациями настроечной структуры. Конструкция чипа предложена Шитовым [103]. и изготовлена в NICT (Кобэ, Япония) [100].

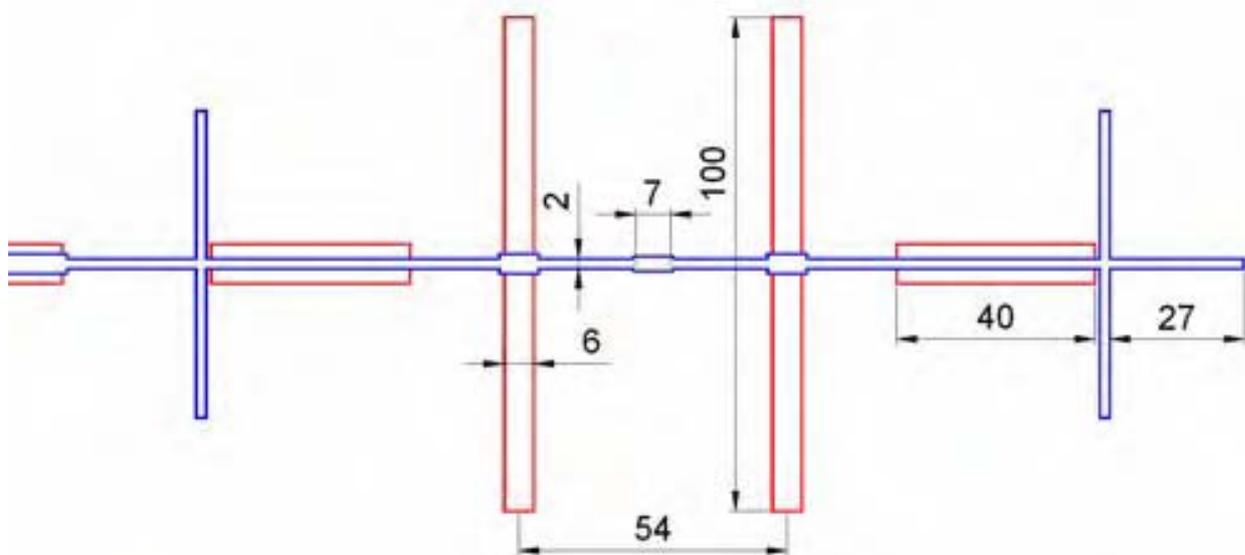
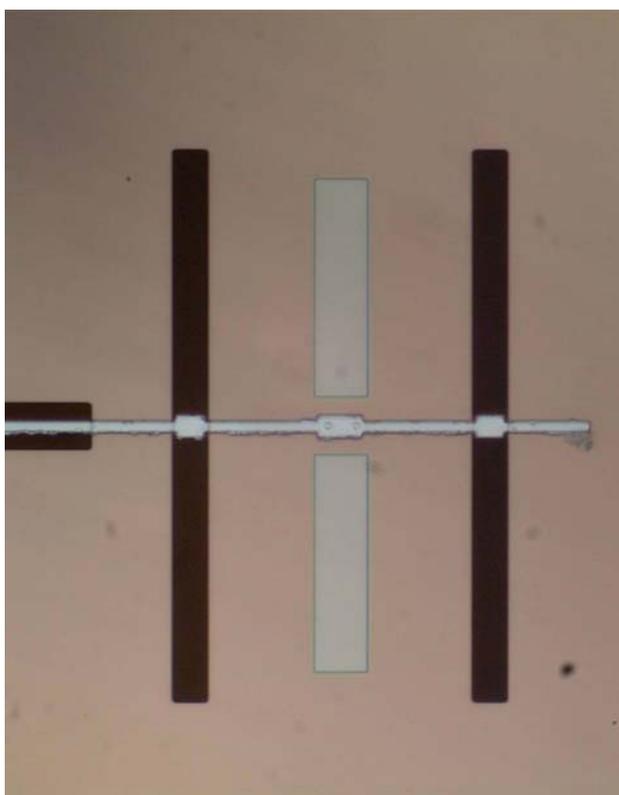


рис. 3.2. Фотография центральной части квазиоптического СИС-смесителя с двойной щелевой антенной (вверху) и эскиз этой области чипа с указанием основных размеров (внизу). Данное фото относится к смесителю, расположенному в левой позиции на рис. 4.1,. Размеры показаны в микрометрах. Чертеж выполнен Шитовым С.В. [103].

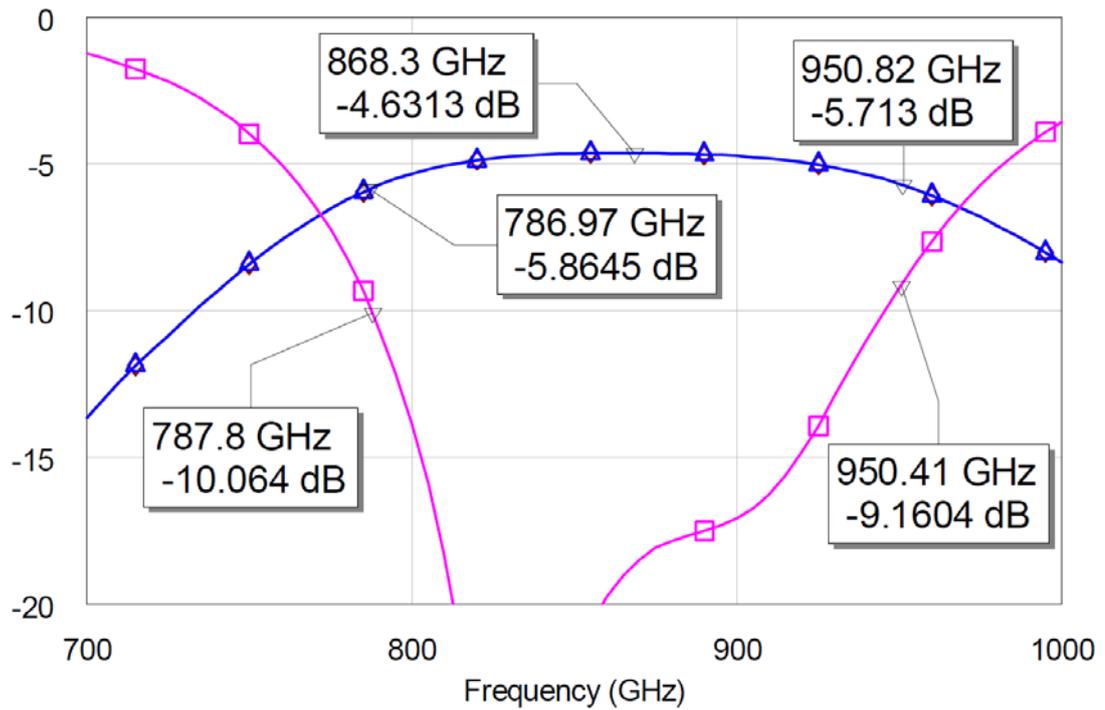


рис. 3.3. Расчет прохождения сигнала (S21) в децибелах (верхняя кривая) и отражения сигнала (S11) в децибелах (нижняя кривая) на смеситель. Уровень прохождения должен быть скорректирован на 3 дБ, так как используются два одинаковых СИС-перехода [103].

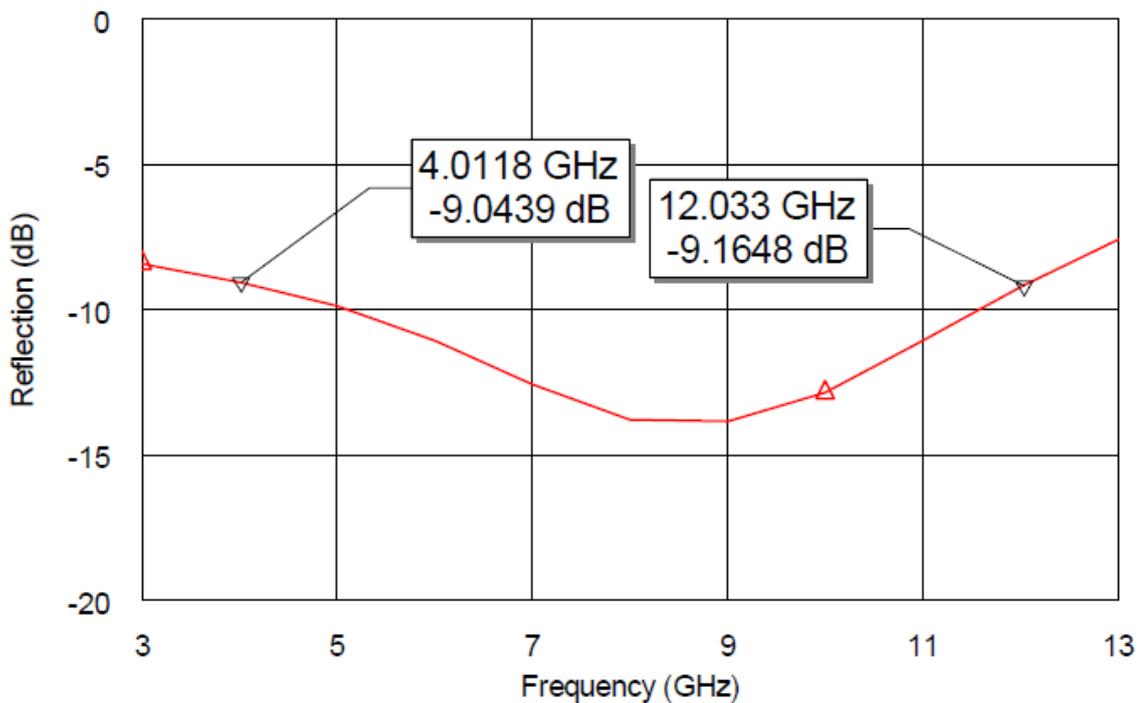


рис. 3.4. Расчет согласования выходного порта смесителя (сигнал ПЧ) с 50-омной нагрузкой [101]. Резонансная настройка.

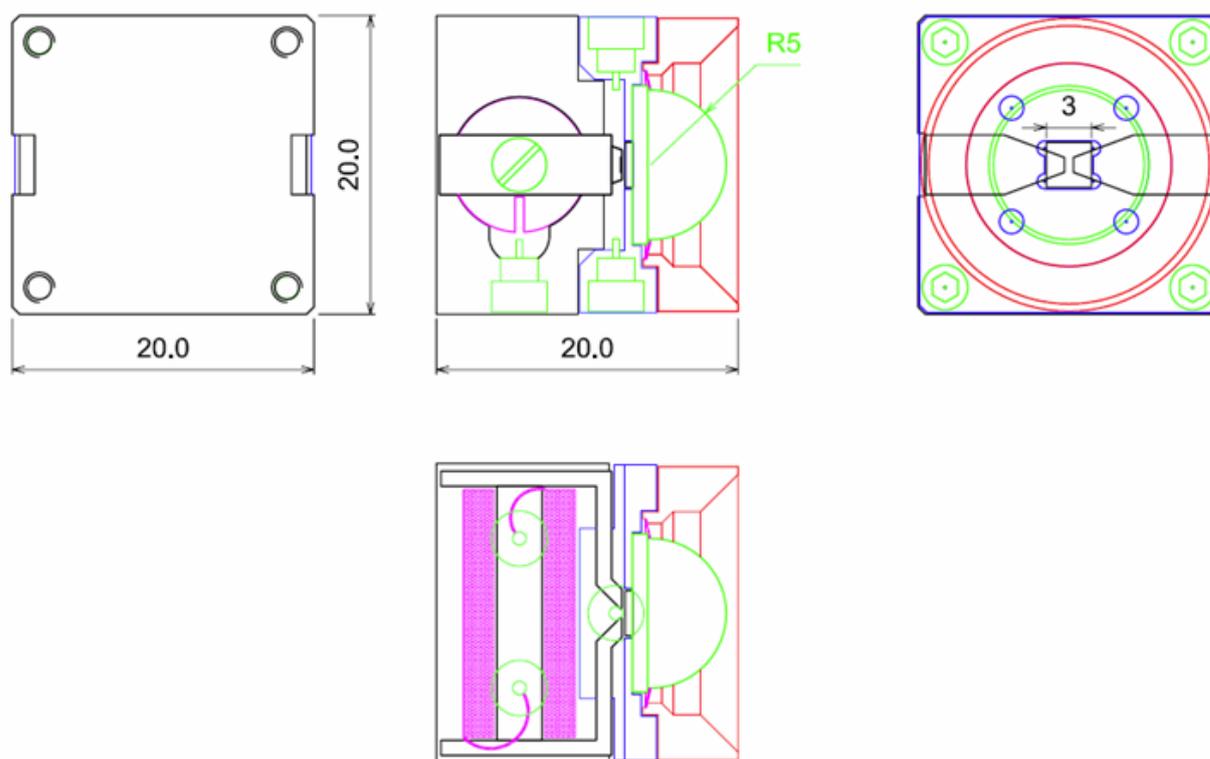
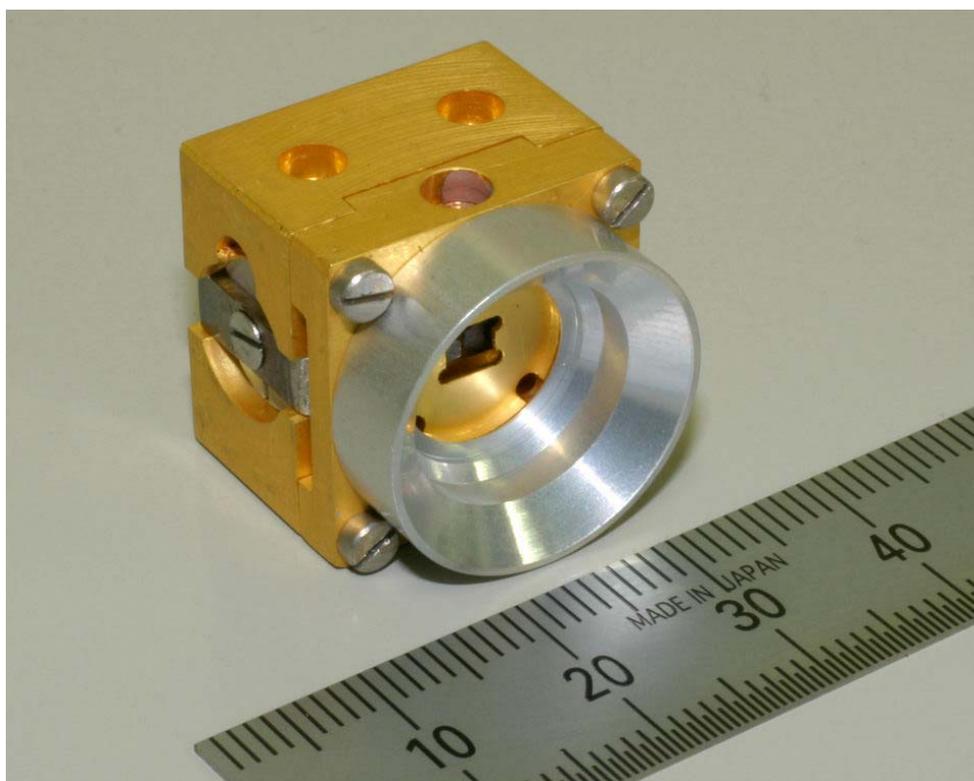


рис. 3.5. Фотография экспериментального смесительного блока без кремниевой линзы (вверху) и его эскизный чертеж (внизу). Эскиз выполнен Шитовым С.В.

геометрией, что необходимо для определения лучшей конфигурации настроечных цепей и дальнейшего определения внутренних параметров схемы. Двойная щелевая антенна имеет размеры 100x6 мкм и расстояние между антеннами 54 мкм. Антенну в ее центральной части пересекает полосок, находящийся в другом слое (материал - Al), отделенный от нижнего слоя слоем диэлектрика (SiO<sub>2</sub>). Нижний слой, в котором находятся щели антенн, изготовлен из эпитаксиально выращенного NbN толщиной 200 нм и удельной проводимостью  $\sigma_{\text{NbN}} = 8 \cdot 10^8$  См/м. Глубина проникновения магнитного поля  $\lambda_{\text{NbN}} = 300$  нм. Толщина диэлектрика (SiO<sub>2</sub>) составляет (номинально) 250 нм. Толщина верхнего слоя из алюминия составляет (номинально) 350 нм, а его удельная проводимость положена  $\sigma_{\text{Al}} = 2 \cdot 10^8$  См/м. Площадь СИС-переходов, оцененная по принципу сравнения нормального сопротивления, составила  $A = 0.5$  мкм<sup>2</sup>,  $R_{\text{N}}A = 17$ -18 Ом мкм<sup>2</sup> ( $j_c = 12$  кА/см<sup>2</sup>) [A17]. Между переходами расположен отрезок настроечной микрополосковой линии длиной 5 мкм ( $\lambda/34$  на 865 ГГц) и шириной 4.3 мкм.

## **3.2 Компьютерное моделирование**

### **3.2.1 Описание модели**

На рис. 3.6. и рис. 3.7. представлены два варианта одной и той же модели в двух разных средах ЭМ проектирования - CST Microwave Studio и Ansoft HFSS. Модель имеет размеры 400x400x32 мкм<sup>3</sup>.

Как было отмечено в разделе 1.3.2 для правильного моделирования микрополосковых линий, изготовленных из сверхпроводника необходимо учесть глубину проникновения магнитного поля. В данном случае сверхпроводниковый слой сделан из нитрида ниобия с  $\lambda_{\text{NbN}} = 200$ -300 нм. Такой разброс исходных данных приходится принимать как данное, что связано с тем, что глубина проникновения магнитного поля зависит от качества пленки, а расчеты этого параметра с использованием разных

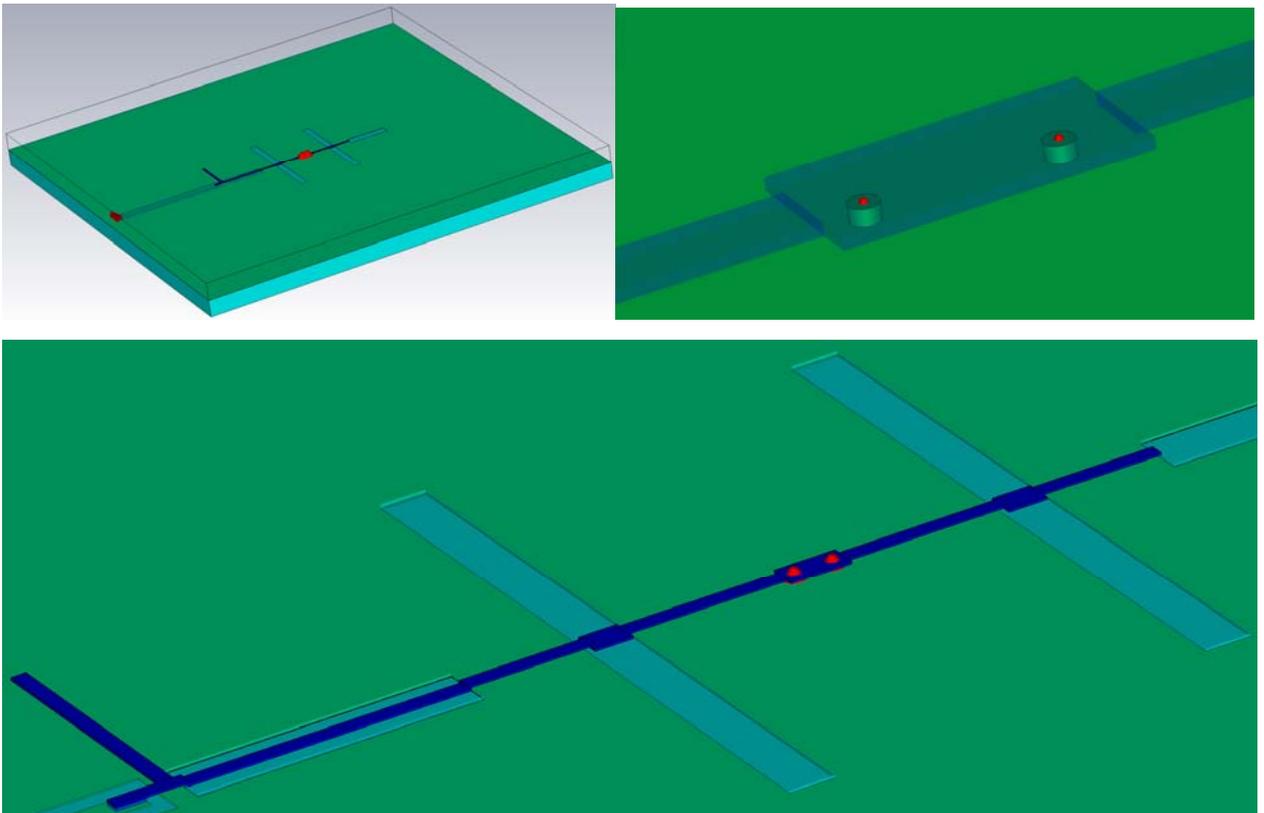


Рис. 3.6. Изображение модели в среде проектирования CST. Красным обозначены порты, заменяющие СИС-переходы.

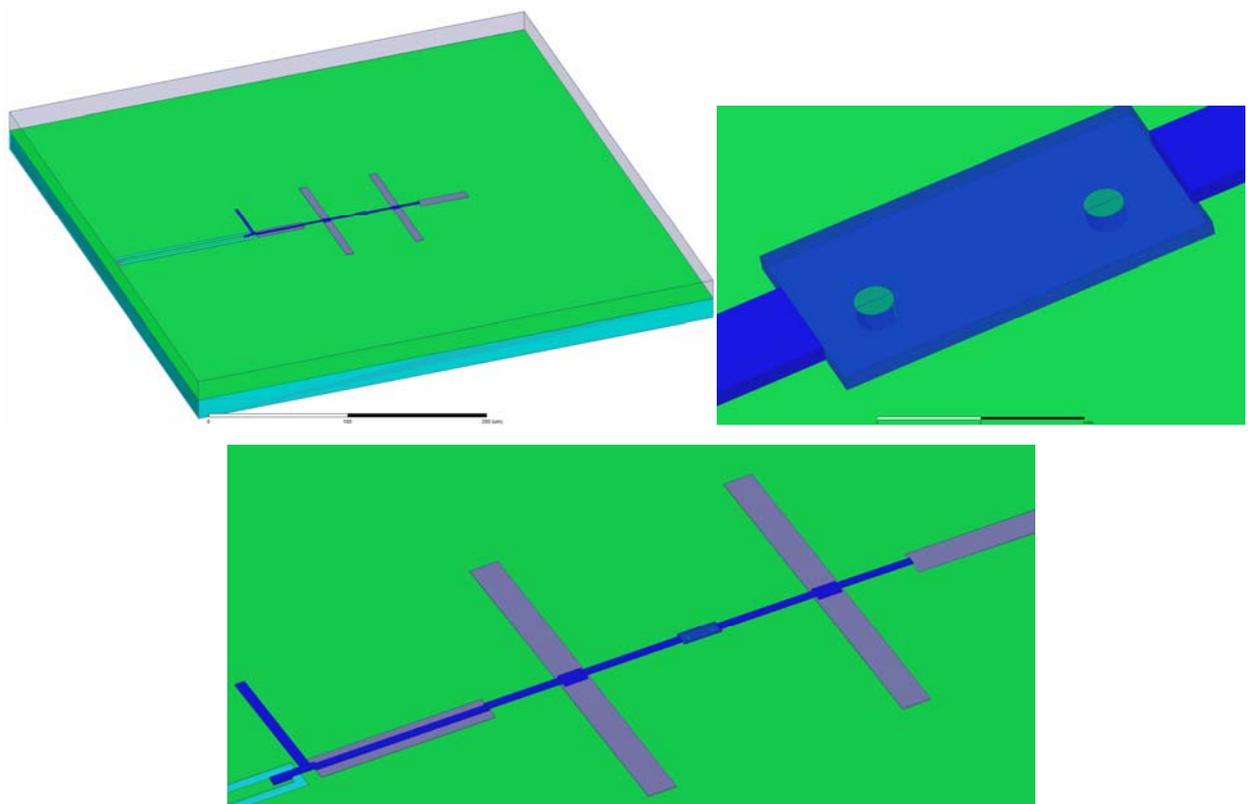


Рис. 3.7. Детали модели с рис.3.6 в среде проектирования HFSS.

моделей также дают отличающиеся результаты. В данной работе был проведен расчет с использованием значений  $\lambda_{NbN}$  равных и 200, и 300 нм.

Сразу отметим, что результаты не выявили принципиальных отличий, поэтому графики приведены для  $\lambda_{NbN} = 200$  нм. Два порта в трехмерной структуре подключались к СИС-переходам. Третий порт подключен к выходу ПЧ для получения характеристики паразитной утечки сигнала СВЧ в тракт ПЧ (рис.3.8).

Важным аспектом при создании модели является выбор размеров пространства, в котором будет производиться расчет, то есть размеров, так называемой, «коробки», окружающей планарную структуру. Было проведено несколько расчетов с разной высотой коробки, расчет показал, что, начиная с размера 16 мкм, параметры модели не зависят от высоты и поэтому для сбережения ресурсов компьютера был взят наименьший размер, составляющий 16 мкм.

Данные, полученные в упомянутых трехмерных симуляторах, экспортировались в схему пакета AWR MWO, в котором возможно задание произвольного значения импеданса на портах и произвольного возбуждения токов на переходах. Было учтено, что щели возбуждаются синфазно, что приводит к заметной поправке в эффективный импеданс антенны (на взаимный импеданс антенных щелей), а СИС-переходы также работают в противофазе.

Размеры переходов в модели подбирались таким образом, чтобы максимально совпасть с экспериментальными данными. При этом, их диаметр варьировался от 0.8 до 1 мкм (площадь от 0.5 до 0.8 мкм<sup>2</sup>). Также варьировалась толщина «туннельного слоя» в пределах от 1 до 250 нм таким образом, чтобы минимизировать емкость переходов, а емкость туннельного слоя добавлять уже потом в схеме.

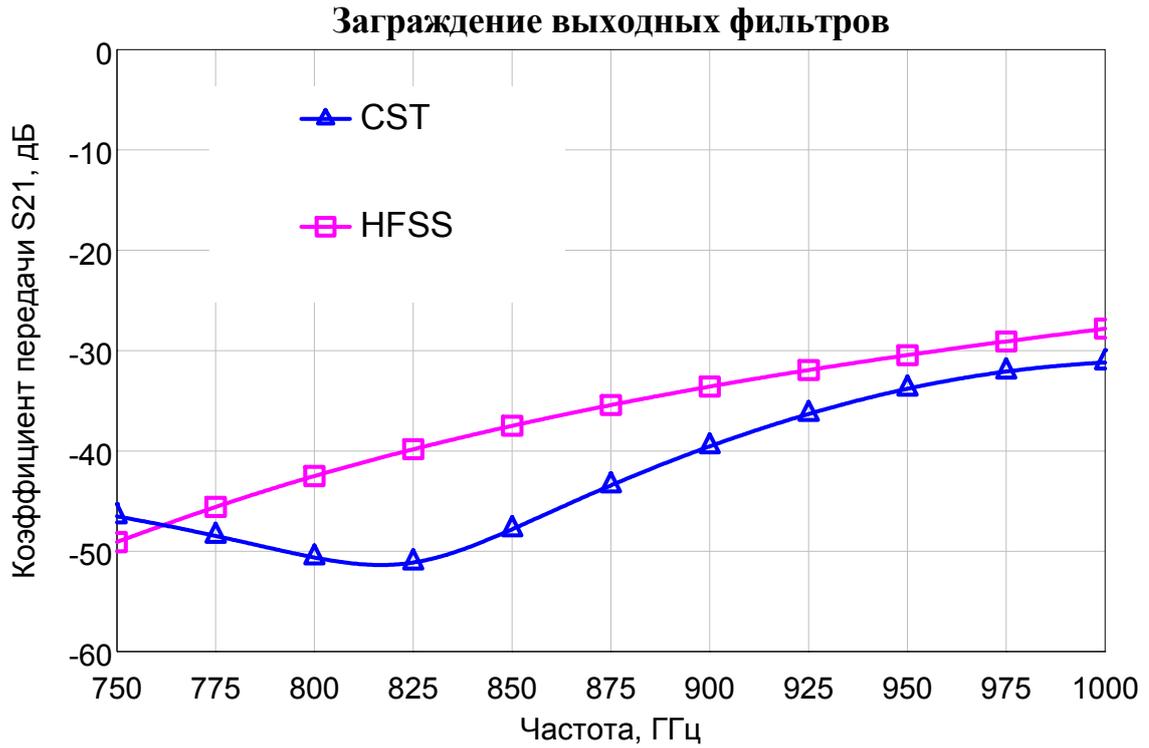


Рис. 3.8. Характеристика заграждающих полосовых фильтров на выходе ПЧ, препятствующих потерям (утечке) сигнала СВЧ с антенны в цепь ПЧ.

### **3.2.2 Расчет**

Программы HFSS и CST проводят разбиение пространства модели в зависимости от параметров, задающих разбиение, а именно, сколько разбиений на длину волны и на размер структуры. Расчет останавливается, когда выполнен критерий на  $\Delta S$ , то есть  $\Delta S$  меньше заданного значения (типично  $10^{-3}$ - $10^{-6}$ ). Здесь  $\Delta S$  – это разность между расчетными S-параметрами (например, S11) в двух последовательных итерациях.

Расчет отдельных узлов был выполнен с использованием Microwave Office С. В. Шитовым. Результаты расчета приведены на рис. 3.3 и рис. 3.4. Затем автором были проведены детальные трехмерные расчеты полной модели в пакетах CST и HFSS. На рисунке 3.9 (нижний график) приведено сравнение расчетов в обеих программах. Верхний график (верхняя кривая) на этом рисунке получен при подстановке в модель экспериментальных параметров СИС-переходов одного из чипов.

### **3.2.3 Результаты расчета модели с СИС-переходами**

В трехмерных симуляторах CST и HFSS были получены зависимости параметров рассеяния, в частности, согласования (S11) СИС-переходов с внешними цепями (рис. 3.9), при этом верхний график - это сравнение двух характеристик, когда к модели подключен импеданс реальных СИС-переходов и оптимальный импеданс, а нижний график - это расчет-сравнение согласования с одним и тем же оптимальным импедансом, но выполненный в разных симуляторах - CST и HFSS. На рис.3.10. представлен расчет прохождения сигнала от антенн к СИС-переходам для двух симуляторов - предварительного AWR MWO и детального в CST.

Далее в разделе 3.4.3 после описания экспериментального исследования чипов приведено сравнение расчета с экспериментом.

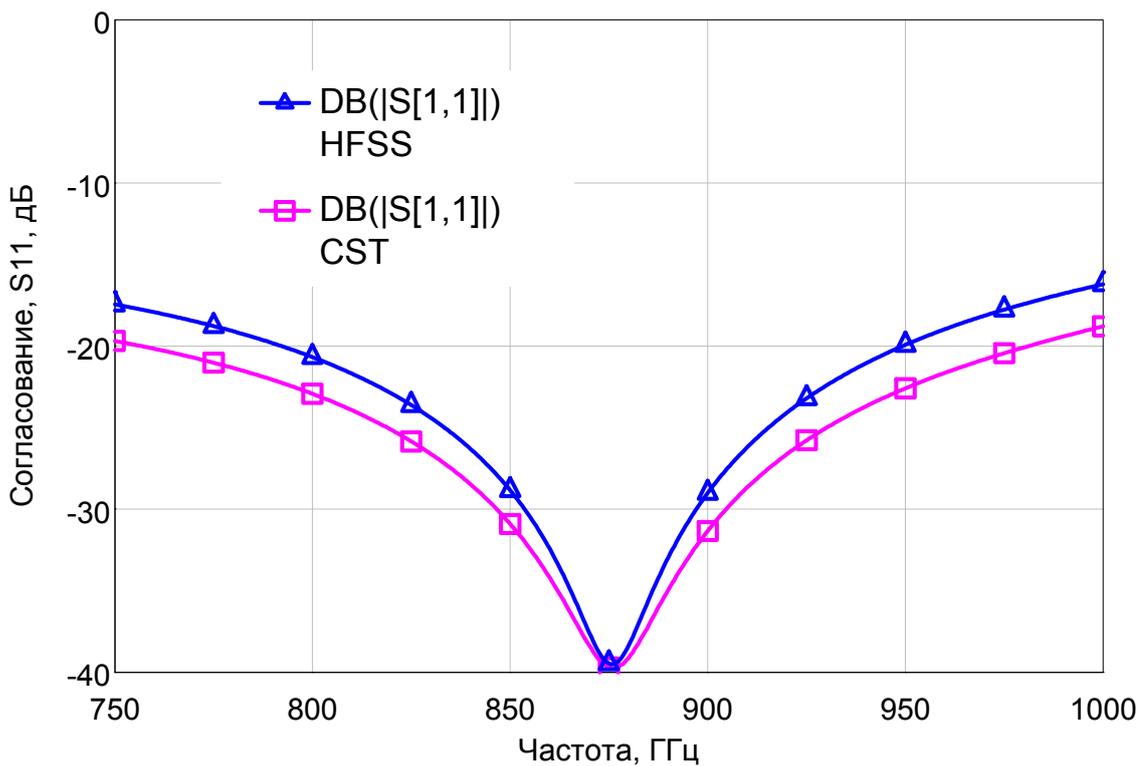
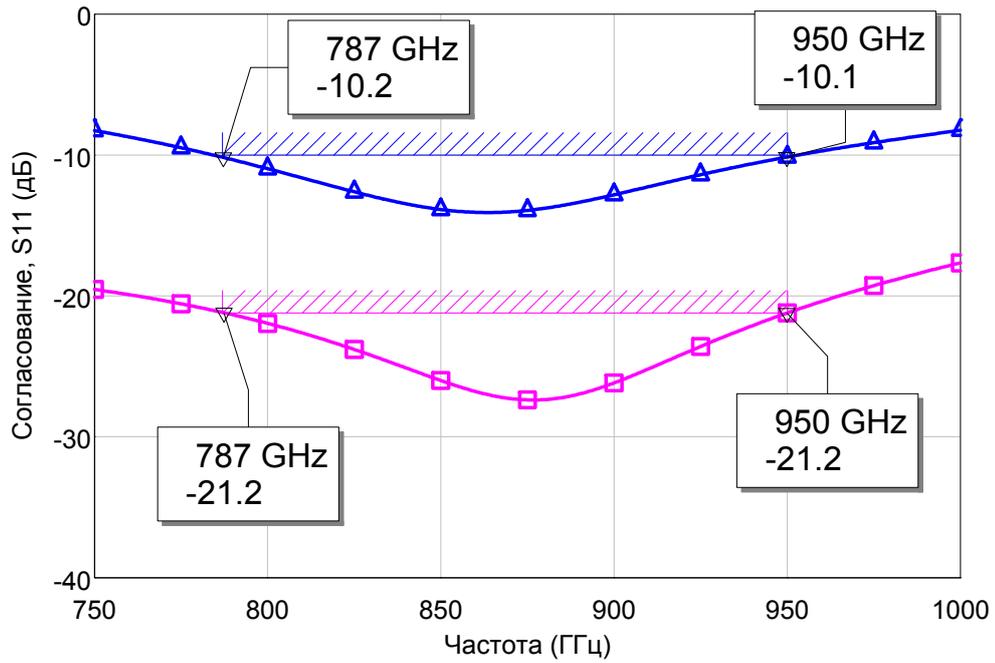


Рис. 3.9. Согласование переходов с внешними по отношению к ним согласующими цепями. Кривая с квадратами – в случае идеального согласования, кривая с треугольниками – в случае согласования с импедансом СИС-переходов, измеренным в эксперименте ( $R_N=19$  Ом). На нижнем графике сравнение расчета в разных симуляторах: HFSS и CST.

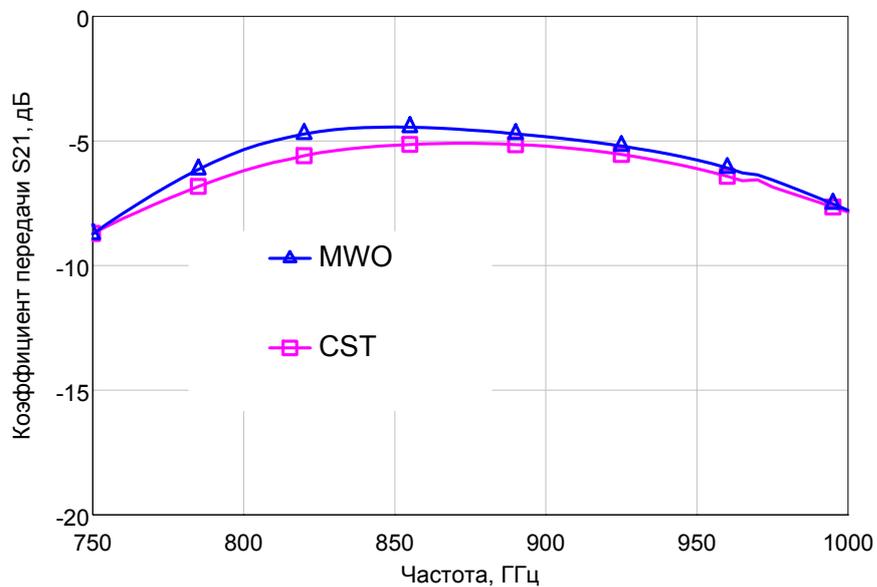
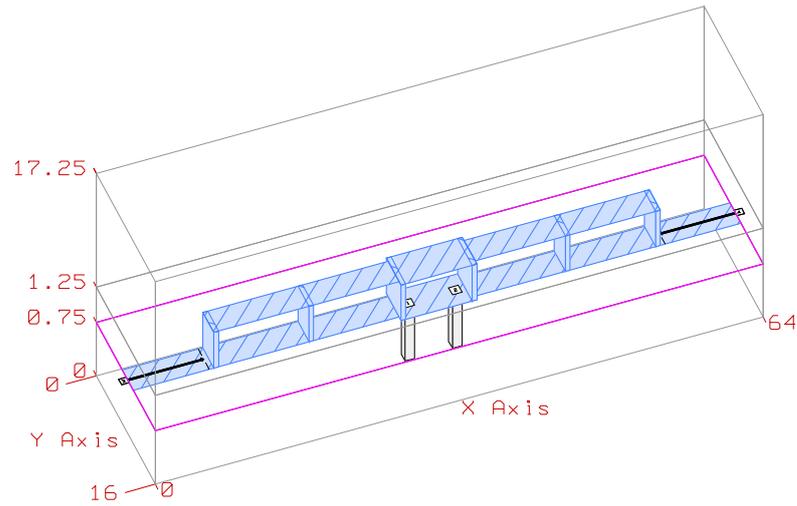
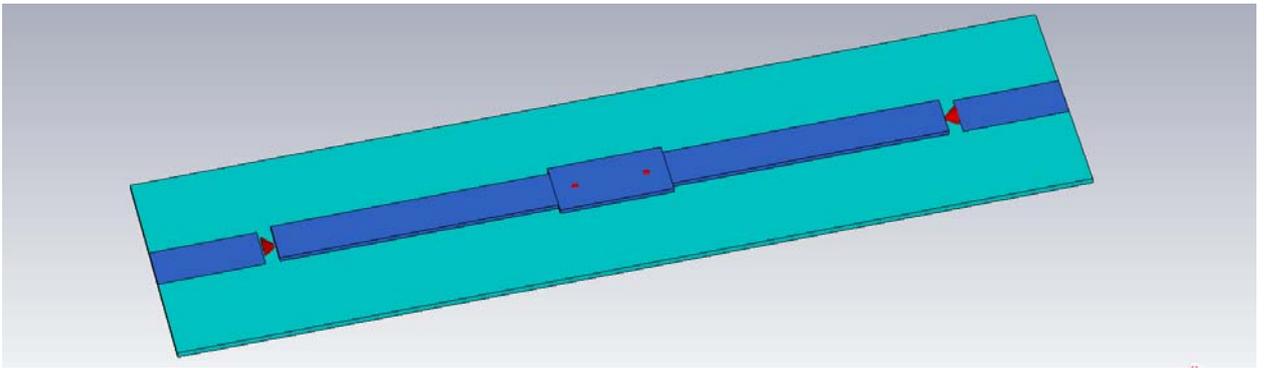


Рис. 3.10. Моделирование трансформатора импеданса, объединяющего две щелевые антенны. Вверху: изображение геометрии модели в CST. В середине: изображение геометрической модели в AWR MWO, учитывающей толщину пленки. Внизу: потери на прохождение сигнала от антенн на каждый из двух СИС-переходов, рассчитанные в CST и AWR MWO.

### 3.2.4 Сравнение импеданса антенны, рассчитанного разными методами

В процессе исследования квазиоптического чипа была поставлена задача с помощью программ электромагнитного моделирования рассчитать импеданс двойной щелевой антенны, а также сравнить друг с другом результаты, полученные в разных программах и с помощью разных методов. Решение данной задачи позволит достоверно знать, с каким импедансом необходимо согласовать приемный элемент, например, СИС-переход. Кроме того, на правильном учете деталей импеданса основано получение правильной АЧХ и высокой чувствительности.

Для проведения необходимых расчетов были использованы две программы: HFSS [21] и MWO [20]. Причем в случае применения второй программы использовались два расчетных модуля EMSight и AXIEM.

Программа HFSS [21] – одна из лучших программ трехмерного моделирования, но ее недостатком является требование большого объема оперативной памяти компьютера для точного расчета сложных структур. В данной работе удалось сделать достаточно простую модель с небольшим количеством элементов разбиения, которой было достаточно имеющейся оперативной памяти компьютера. При этом точность расчета осталась на высоком уровне. Изображение модели представлено на рис. 3.11, а схема подключения портов на рис. 3.12. В программе были полностью промоделированы все слои реальной структуры. Подложка из оксида магния ( $\varepsilon = 9.6$ ) считалась бесконечной толщины. На ней нанесен слой нитрида ниобия с удельной проводимостью  $\sigma = 8 \cdot 10^8$  См/м и с окнами под щелевую антенну, на нем слой изоляции оксида кремния ( $\varepsilon = 4.2$ ) и сверху короткие отрезки полосковой линии из алюминия ( $\sigma = 2 \cdot 10^8$  См/м при  $T = 4.2$  К), пересекающие щели по их центру. На концах этих отрезков расположены порты, позволяющие определить импеданс структуры, к ним подключенной. Расчет проводился в диапазоне частот 500-1200 ГГц с шагом 10 ГГц.

Программа MWO [20] – изначально предназначена для моделирования тонкопленочных структур, то есть, так называемая, двух с половиной мерная (2.5 D), она требует для расчетов меньше оперативной памяти, но зато считает не так точно. Одна из ее последних версий позволяет рассчитывать электромагнитные структуры различными методами, два из которых EMSight и AXIEM. Первый метод, EMSight, это расчет тонкопленочных структур с разбиением их на прямоугольники послойно с упрощенным взаимодействием между слоями. Вторым методом, AXIEM, это трехмерный метод, адаптированный для тонкопленочных структур. В этом методе происходит разбиение структуры на треугольники (проекция тетраэдров на плоскость) и расчет взаимодействия между ними методом моментов. Такой метод более быстрый и более гибок с точки зрения разбиения, так как не привязан к ячейкам (прямоугольному разбиению) структуры. Из графика на рис. 3.13 видно, что кривые расчета обоими методами очень хорошо совпали, что позволяет заключить, что можно производить расчет менее ресурсоемким способом, при этом делая окончательный расчет, производить проверку методом, требующим больше памяти и процессорного времени.

Результаты измерения, представлены на рис. 3.13 и на рис. 3.14, сравнение расчетов в HFSS и MWO совпало не так хорошо, как оба метода из MWO, что связано как раз с тем, что HFSS это трехмерный расчет, а MWO всего лишь 2.5-мерный.

### **3.3 Экспериментальное исследование**

В работе использовались две экспериментальные установки. На первой измерялись ВАХ СИС-переходов для определения их качества, на второй – шумовая температура СИС-смесителей для определения их чувствительности.

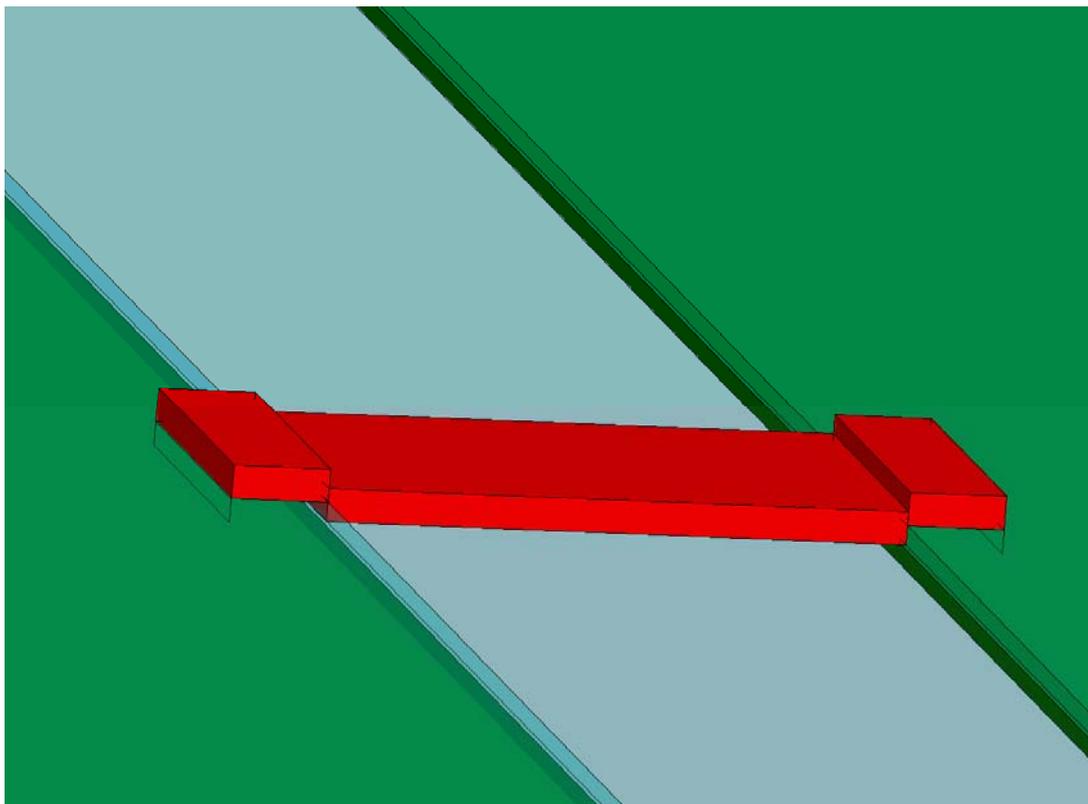
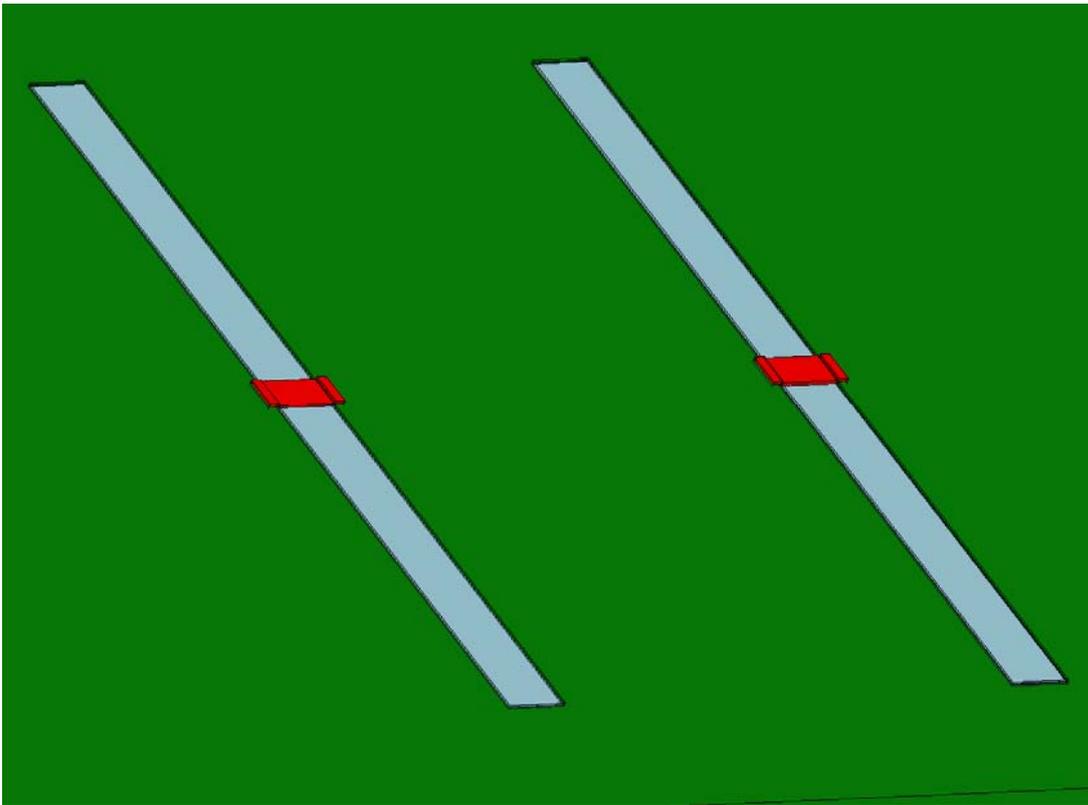


рис. 3.11. Изображение двойной щелевой антенн в том виде, как она представлена в трехмерном электромагнитном симуляторе HFSS. В центре антенн расположены мостики, пересекающие щели в верхнем слое, с портами на концах.

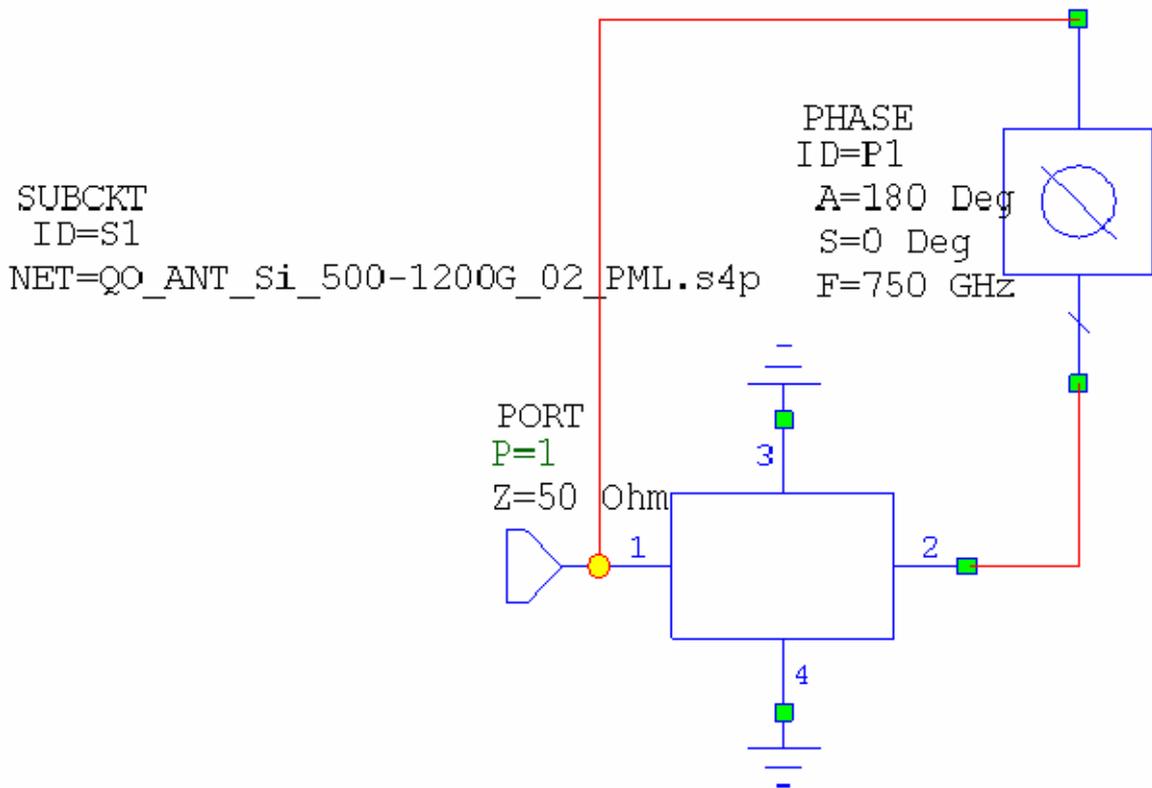


рис. 3.12. Схема подключения портов двойной щелевой антенны таким образом, чтобы, во-первых, получить фазовый сдвиг между антеннами в 180 градусов с помощью специального элемента «PHASE», и, во-вторых, получить данные об импедансе сразу двух щелей за счет объединения первого и второго порта. Третий и четвертый порт (внешние) заземлены. Прямоугольник в центре с четырьмя выводами обозначает электромагнитную структуру такую, как, например, на рис. 3.11.

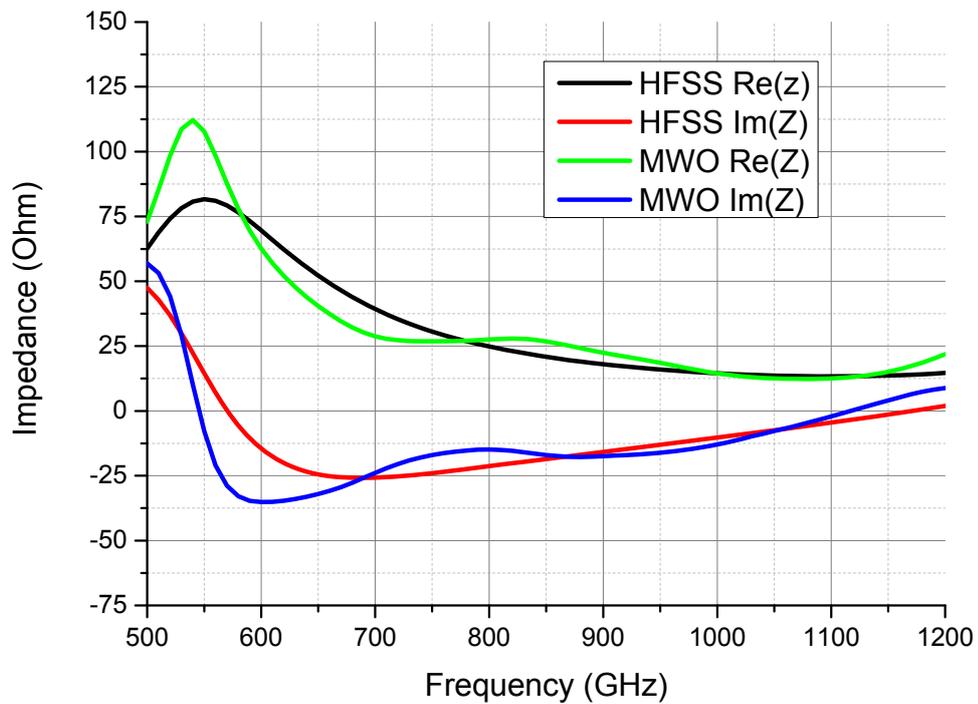


рис. 3.13. Сравнение импеданса двойной щелевой антенны, рассчитанного в трехмерном электромагнитном симуляторе (HFSS) и в электромагнитном симуляторе для расчета тонкопленочных структур (MWO), так называемом, 2.5-мерном.

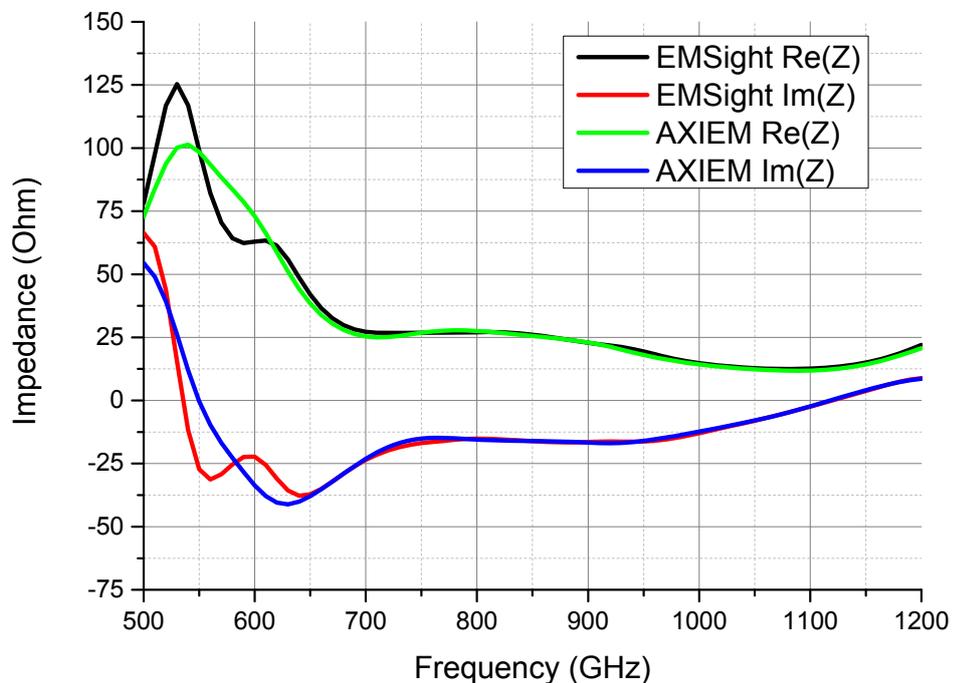


рис. 3.14. Сравнение расчета в MWO для двух различных методов: EMSight и AXIEM.

### 3.3.1 Установка для измерения ВАХ СИС-переходов

Общая методика измерения ВАХ СИС-перехода описана в главе 1. Криогенный зонд погружается в транспортный сосуд Дьюара, содержащий жидкий гелий. Чип с помощью ультразвуковой разварки соединен с контактами на плате. Считывание и задание тока с чипа осуществляется с помощью специального электронного блока смещения, управляемого с компьютера. Присоединенный к печатной плате чип погружается в жидкий гелий, где его температура составляет 4.2 К, следовательно, он находится в сверхпроводящем состоянии. С помощью измерительной программы на компьютере производится измерение ВАХ СИС-переходов. Пример такой характеристики представлен на рис. 3.15. Из ВАХ вычисляются следующие параметры: нормальное сопротивление СИС-перехода  $R_N$ , отношение сопротивления при напряжениях меньше щелевого  $R_j$  к нормальному сопротивлению  $R_N$  ( $Q=R_j/R_N$ ), щелевое напряжение  $V_g$ , скачок тока на щели  $I_g$  и другие. Все эти данные заносятся в специальную таблицу, по которой вычисляются статистические параметры и производится отбор образцов для дальнейших измерений, в том числе измерения шумовой температуры и диаграммы направленности. Таким образом, в результате первичной проверки смесителей по постоянному току, были отобраны 11 смесителей, для каждого из которых была измерена шумовая температура. Переходы из нитрида ниобия сложно получить хорошего качества, в силу больших шумов, возникающих из-за малой толщины туннельного слоя, поэтому для NbN хорошим считается значение параметра качества  $Q > 3$ , лучшие образцы имеют всего лишь  $Q = 10$ .

### 3.3.2 Установка для измерения шумовой температуры

Для измерения шумовой температуры использовался заливной гелиевый криостат фирмы Infrared Laboratories с объемом для жидкого гелия 3 л, с вакуумным подвалом (рис. 3.16) и радиопрозрачным окном, выполненным из фторопласта резонансной толщины на частоте 865 ГГц (480 мкм).

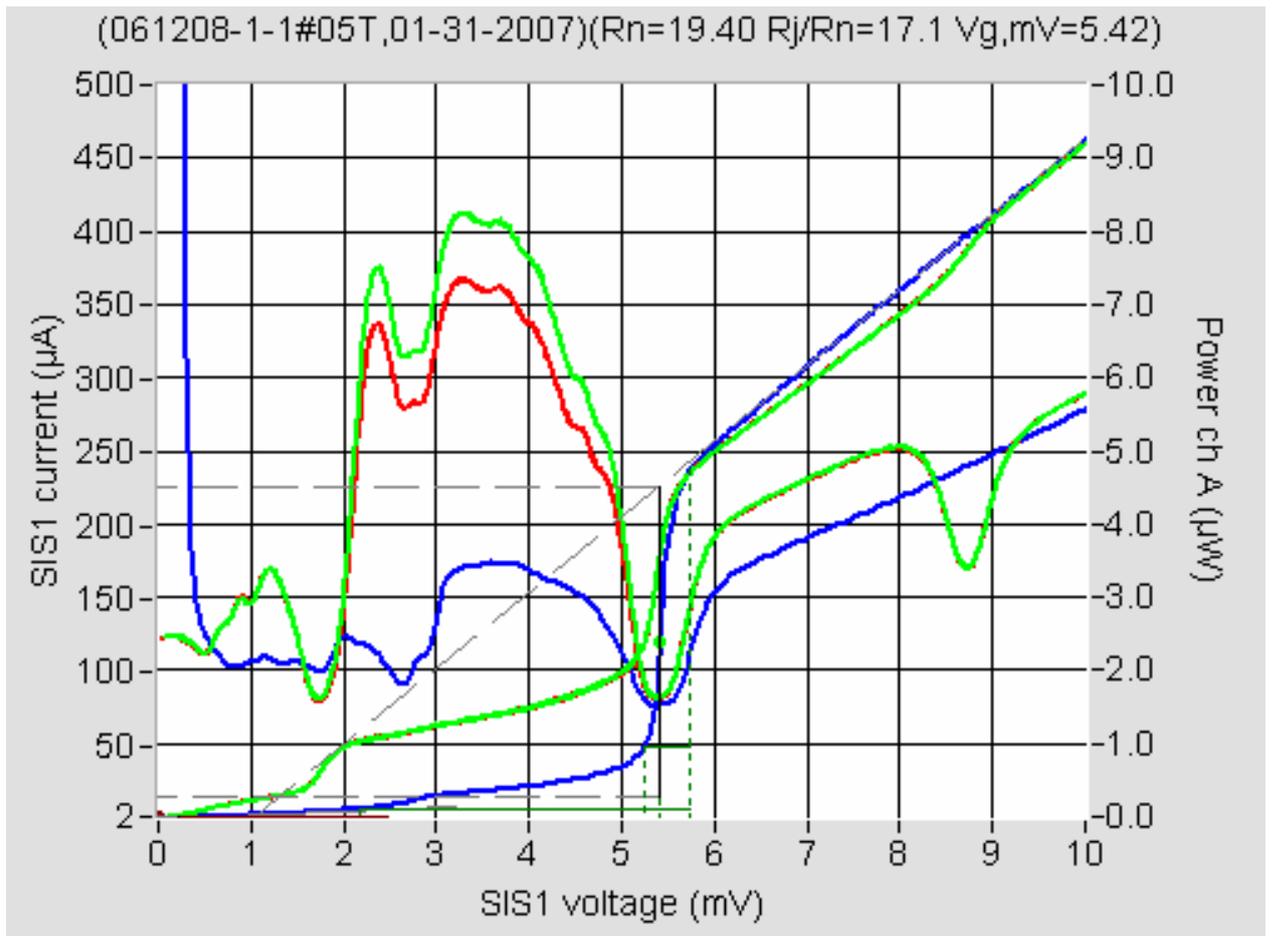


рис. 3.15. ВАХ СИС-перехода и отклик по ПЧ для холодной и горячей нагрузок. 1 – ВАХ без накачки, 2 – отклик по ПЧ без подачи мощности гетеродина (накачки), 3 – ВАХ с поданной мощностью гетеродина и сигналом от холодной и горячей нагрузок, 4 – отклик ПЧ для холодной и 5 – для горячей нагрузок. ВАХ измерена автором.

На охлаждаемое до 4.2 К дно вакуумного подвала напротив окна устанавливался смесительный блок (рис. 3.5). Для предотвращения попадания ИК-излучения внутрь криостата использовался ИК-фильтр из вспененного фторопласта Zitex®, установленный на азотный и гелиевый экраны криостата. В качестве источника гетеродина использовалась лампа обратной волны (ЛОВ модель ОВ-82), работающая в диапазоне 789-968 ГГц.

Схема измерения представлена на рис. 3.17. Итоговая схема квазиоптической системы согласования антенны гетеродина с иммерсионной линзовой антенной смесителя состоит из полиэтиленовой линзы с фокусным расстоянием 120 мм и диплексора, расположенных на расстояниях 175 мм и 300 мм, соответственно, от антенны гетеродина. Между гетеродином и линзой дополнительно был установлен метало-сеточный аттенюатор, с автоматизированным приводом, позволяющий осуществлять настройку режима работы смесителя по уровню сигнала гетеродина (рис. 3.18). Изменение уровня гетеродина при повороте сетки аттенюатора основано на поляризованности свойств антенн ЛОВ и смесителя.

Преобразованный в смесителе сигнал ПЧ с чипа через жесткую коаксиальную 50-омную линию длиной 50 мм попадал сначала на циркулятор, затем на холодные усилители, и выводился из криостата, где еще раз усиливался на усилителях, находящихся при комнатной температуре (рис. 3.18). Затем с помощью делителя сигнал разветвлялся на спектроанализатор для визуального наблюдения за спектром ПЧ и на измеритель мощности для записи спектра на компьютер. Перед измерителем мощности был включен перестраиваемый фильтр с полосой 50 МГц. Перестраивая частоту настройки фильтра и считывая сигнал с измерителя мощности можно было построить график зависимости мощности ПЧ от частоты (рис. 3.19).

Между выходом ПЧ смесительного блока и входом холодного усилителя подключен циркулятор, позволяющий подавать смещение по постоянному току на СИС-переходы.

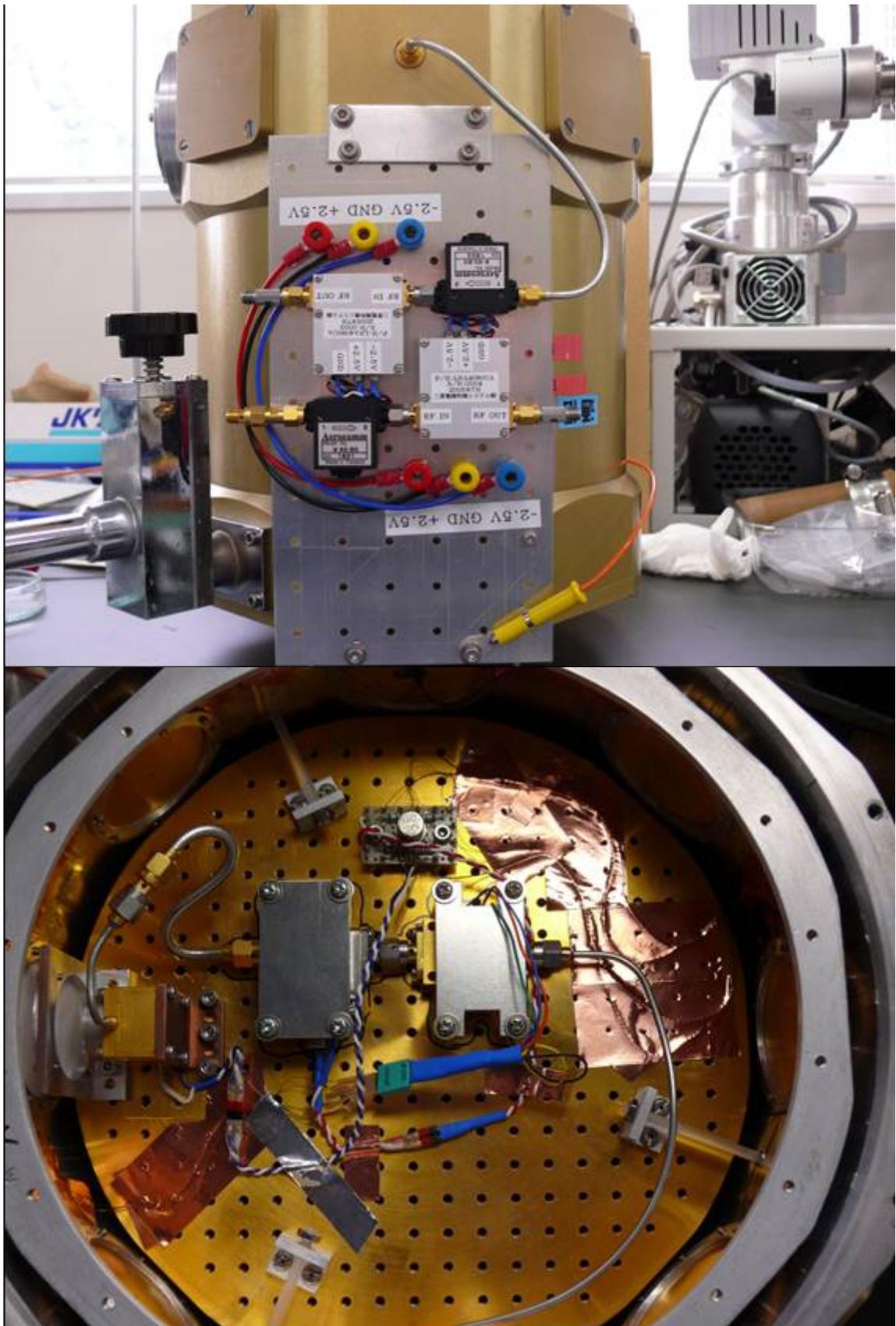


рис. 3.16. Фотография теплых усилителей ПЧ (вверху) и внутренности криостата (внизу), где размещен квазиоптический СИС-смеситель (слева), охлаждаемый циркулятор (в центре) и охлаждаемый усилитель ПЧ (справа).

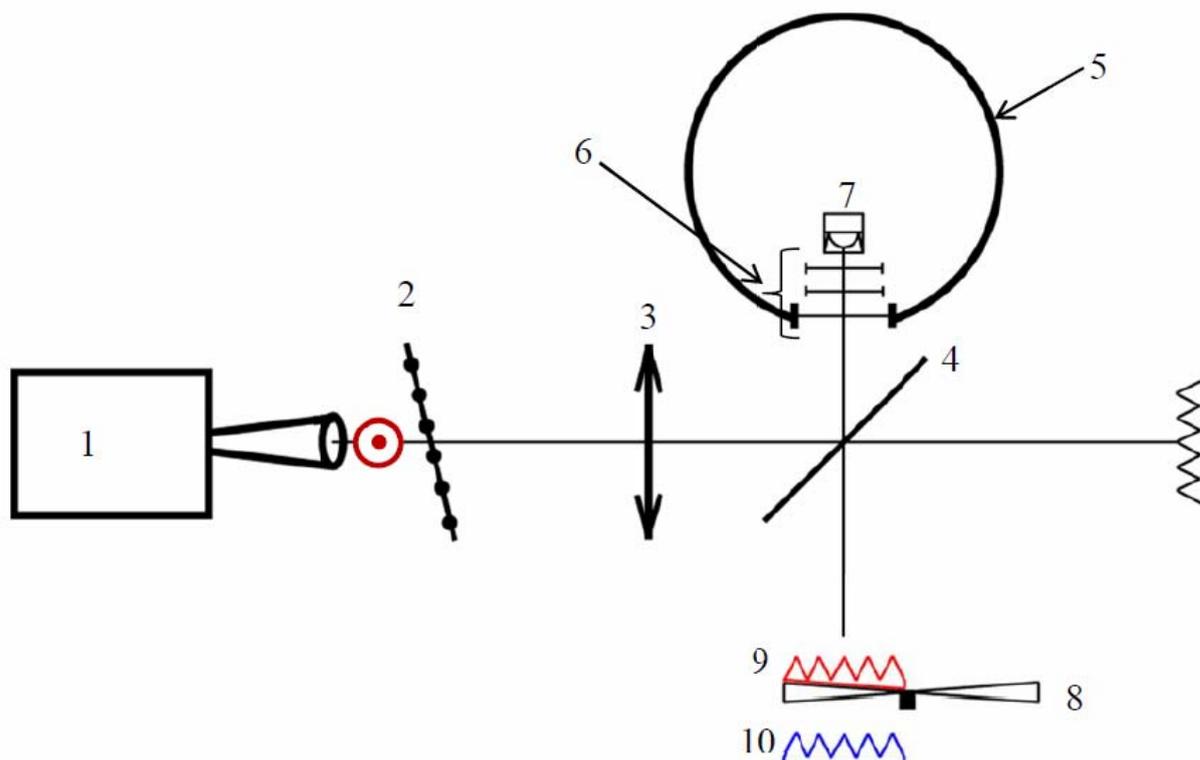


рис. 3.17. Схема установки для измерения шумовой температуры смесителя. Цифры на рисунке обозначают: 1 – гетеродин на основе ЛОВ ОВ-82 диапазона 790-970 ГГц, 2 – квазиоптический аттнюатор на основе металло-сеточного поляризатора, 3 – полиэтиленовая линза с фокальным расстоянием 120 мм, 4 – диплексор, 5- криостат, 6 – квазиоптическая система криостата, включающая в себя вакуумное окно и два инфракрасных фильтра закрепленных на азотной и гелиевой ступенях криостата, 7 – смеситель с иммерсионной линзовой антенной, 8 – обтюратор, обеспечивающий периодическое переключение антенны смесителя между горячей (9) и холодной (10) нагрузками. Основная поляризация (поляризация антенны гетеродина и смесителя) – вертикальная (перпендикулярна плоскости рисунка) [106].

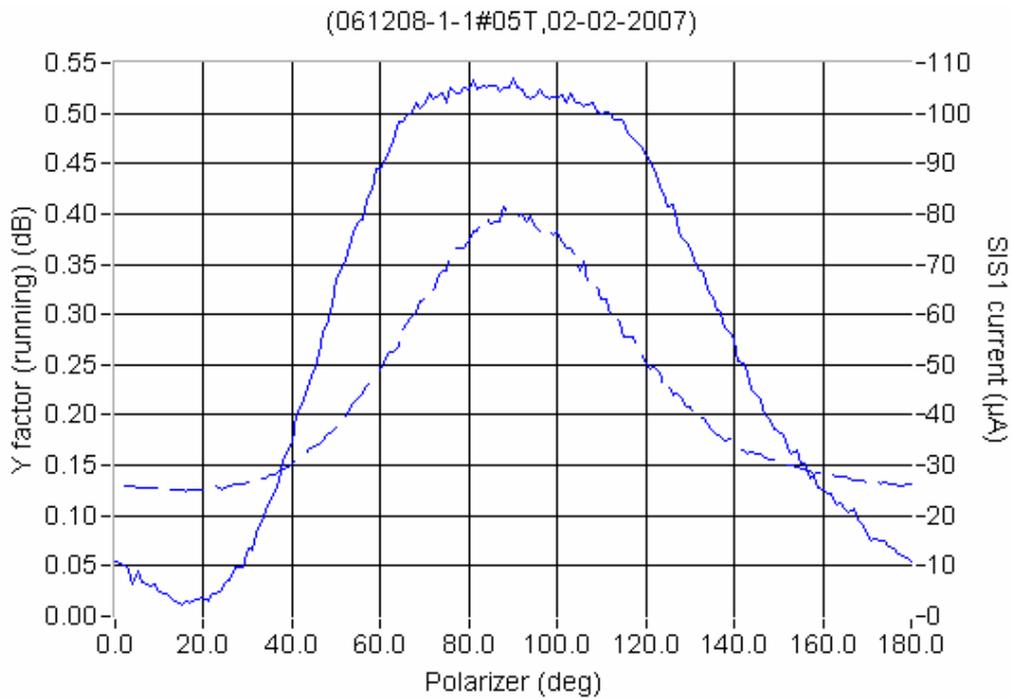


рис. 3.18. Зависимость Y-фактора от угла поворота одной из двух решеток поляризатора. Данный поляризатор служит для ослабления мощности гетеродина.

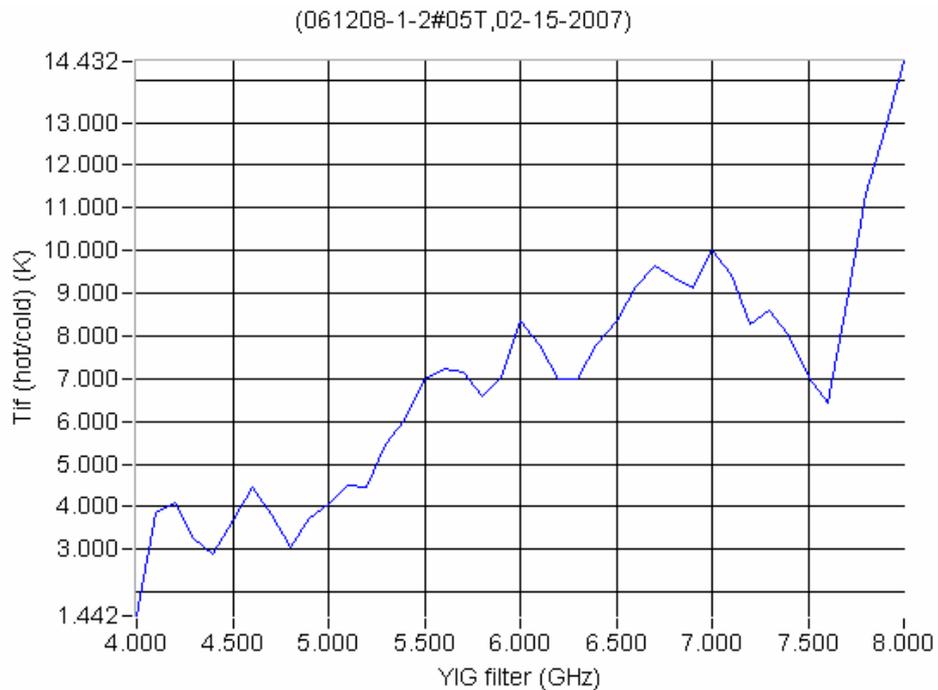


рис. 3.19. Шумовой вклад тракта ПЧ от частоты, измеренный с помощью СИС-перехода, используемого в качестве источника дробового шума, и измерителя мощности. Перед измерителем мощности включен узкополосный фильтр с полосой 50 МГц для получения частотной зависимости.

Смещение заводится с управляемого компьютером блока смещения. Кроме того, в цепь включено защитное реле для замыкания цепи смещения СИС-переходов только на время работы со смесителем. В цепь ПЧ был включен электронно-управляемый ступенчатый аттенюатор. Он необходим для того, чтобы не насыщался выходной каскад усилителей.

### **3.4 Анализ работы смесителя**

В данном разделе проведен анализ работы двойного СИС-перехода, исследован вклад в шумовую температуру смесителя от различных источников, приведен расчет и измерение диаграммы направленности планарной антенны.

#### **3.4.1 Двойной СИС-переход с параллельным запитыванием**

Двойной СИС-переход может обеспечить приблизительно удвоенную полосу на СВЧ по сравнению с одиночным СИС-переходом. Как известно из литературы, существуют два типа запитывания двойного СИС-перехода: параллельно [16,54] и последовательно [7]. При использовании первого способа запитывания, оба перехода неодинаково согласованы в рабочем диапазоне, что обеспечивает меньший коэффициент преобразования, чем можно было бы ожидать от эквивалентного смесителя с одним переходом и таким же рабочим диапазоном. Поскольку эффективность преобразования ниобиевого СИС-смесителя значительно уменьшается на частотах выше щелевой частоты ниобия ( $\approx 700$  ГГц), детальный анализ двойного СИС-перехода очень важен, особенно в вопросе взаимодействия двух переходов на ПЧ [A17].

Двойной СИС-переход, запитанный параллельно, использовался и для квазиоптического, и для волноводного смесителей. Была разработана компьютерная программа для расчета накаченной ВАХ каждого из двух параллельно смещенных переходов. В случае минимальных потерь отражения  $S_{11}$  переход с меньшей накачкой не производит достаточно тока

на ПЧ, но его динамическое сопротивление ( $R_d$ ) близко к сопротивлению активного перехода, шунтируя усилитель ПЧ. Этот важный эффект вызван неодинаковостью импедансов двух переходов и может быть определен, используя теорию Такера [11] в приближении большого СВЧ сигнала. Для получения как можно более плоской зависимости шумовой температуры ( $T_{RX}$ ) от частоты по всему диапазону, настроечная схема должна быть подстроена не на минимальный коэффициент отражения ( $S_{11}$ ), а на максимальный коэффициент преобразования. Результат расчета представлен на рис. 3.20. Заметим, что относительно высокое отражение не может влиять на балансные смесители (см. [A16] и главу 2) дизайна, предложенного аватором, поскольку они не содержат гибридных схем, которые требуют точного баланса и часто страдают от стоячих волн.

### **3.4.2 Теоретическая оценка коэффициентов преобразования шумовой температуры**

Разработка сверхчувствительных гетеродинных приемников требует понимания и способности измерить основные источники шумов в приемной системе. Как описано в [105], к основным источникам шума в гетеродинном приемнике относятся оптические потери на входе смесителя, шум от самого смесителя, связанный с эффективностью согласования внешних цепей с СИС-переходами по СВЧ и шум усилителя ПЧ. Обобщенная схема расчета шумов приемника приведена на рис. 3.21.

Один из способов разделить измеренную полную шумовую температуру приемника  $T_{RX}$  на составляющие элементы заключается в следующем [105]. Прежде всего, определяется шумовой вклад по ПЧ, который получается из совпадения параметров усилителя ПЧ и измеренной зависимости мощности ПЧ сигнала  $P_{IF}$  от напряжения  $V_{dc}$  на переходе с выключенным гетеродином. Затем, после вычитания шума по ПЧ из измеренного шума приемника, остается сумма оптических потерь и шум смесителя  $T_M$ . Определение шума оптических потерь требует измерения  $T_{RX}$  для нескольких различных

положений настроечного элемента приемника, в данном случае варьируется мощность гетеродина (рис. 3.18) за счет использования металлосеточного квазиоптического аттенюатора, расположенного перед выходом ЛОВ, и использования постоянного тока  $\Delta I_{dc}$  как меры относительного шума смесителя. Экстраполируя шумовую температуру к  $\Delta I_{dc}$  равному бесконечности, получаем шумовой вклад оптических потерь (рис. 3.22). Вычитая этот шум из шумовой температуры  $T_{RX}$ , получаем шум смесителя  $T_M$ . Более точно определить вклад оптических потерь в шумовую температуру, можно определив вклад каждого элемента квазиоптического тракта в шумовую температуру приемника.

В данной работе оптические потери были оценены из расчета каждого элемента отдельно. Этими элементами являлись (рис. 3.17): тонкопленочный диплексер, вакуумное окно криостата, инфракрасные фильтры на экранах криостата. Квазиоптический металлосетчатый аттенюатор и полиэтиленовая линза находятся до диплексера в тракте гетеродина и на определение шумовой температуры не влияют.

Остановимся на некоторых элементах. Тонкопленочный диплексер служит для того, чтобы в криостат попало излучение, как от шумовой нагрузки, так и от гетеродина. Диплексер изготовлен из пленки полиимидного материала, известного также как каптон, с диэлектрической постоянной  $\epsilon = 3.1$  и тангенсом потерь  $\tan\delta = 0.0047$ . Толщина пленки была выбрана так, чтобы отражать 17.5% падающего излучения, и составила 25 мкм. Поглощение в каптоне данной толщины составляет всего лишь 0.4-0.5%. Таким образом, в криостат попадало 17.5% излучения от гетеродина и 82% излучения от нагрузки. Далее излучение проходило через вакуумное окно криостата, сделанное из фторопласта толщиной в 0.48 мм, имеющего пропускание в рабочем диапазоне порядка 90%. За вакуумным окном в криостате находились два инфракрасных тонкопленочных фильтра из Zitex с пропусканием в 95%.

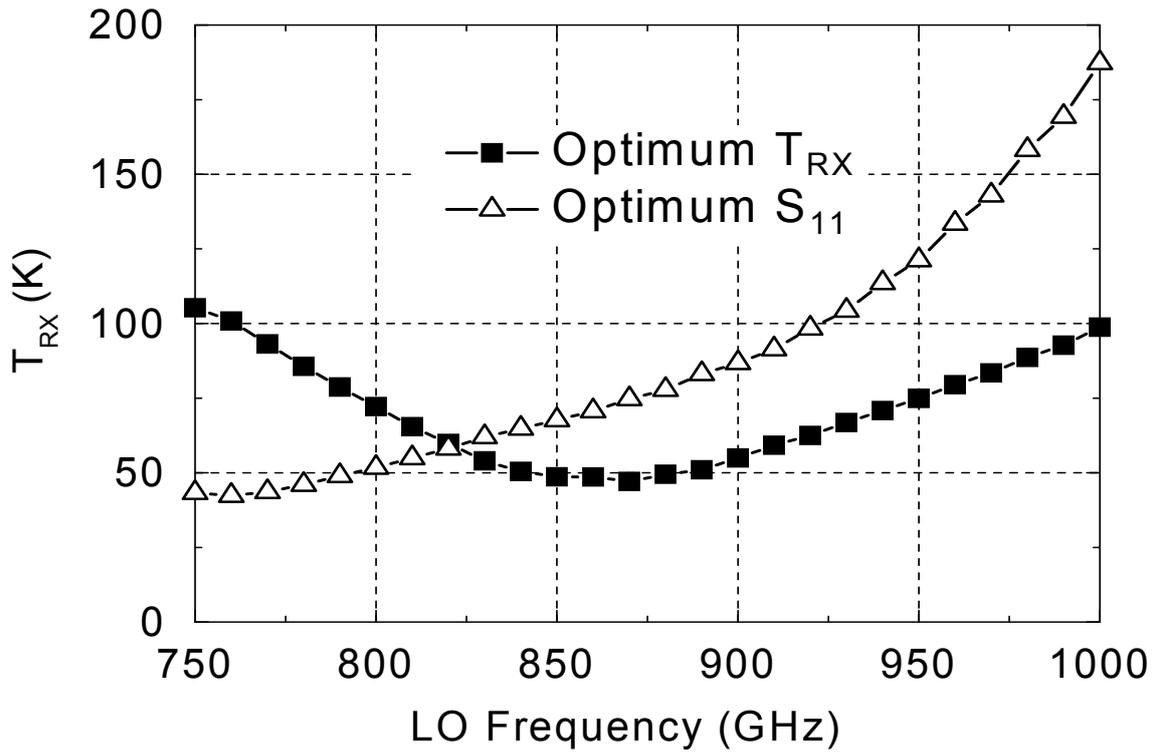


рис. 3.20. Моделирование шумовой температуры и оптимального согласования смесителя с двойным СИС-переходом на основе Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb [A16].

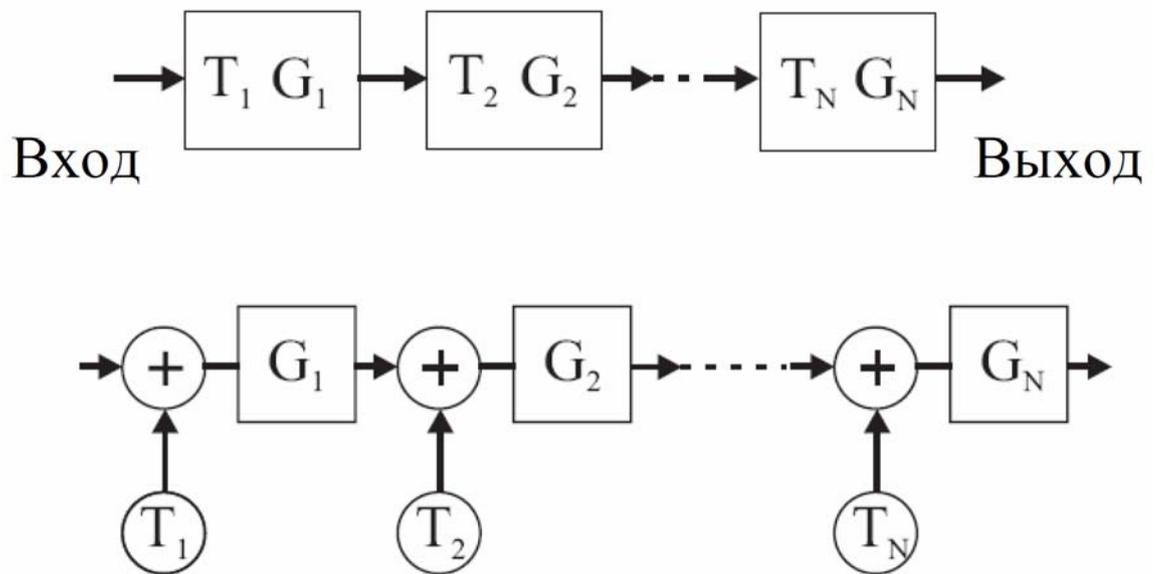


рис. 3.21. Эквивалентная схема обобщённого квазиоптического тракта (сверху), где каждому элементу соответствует свой коэффициент передачи  $G_i$  и эквивалентная шумовая температура  $T_i$ . Рисунок, поясняющий вклад каждого элемента в шумовые характеристики системы (снизу) [106].

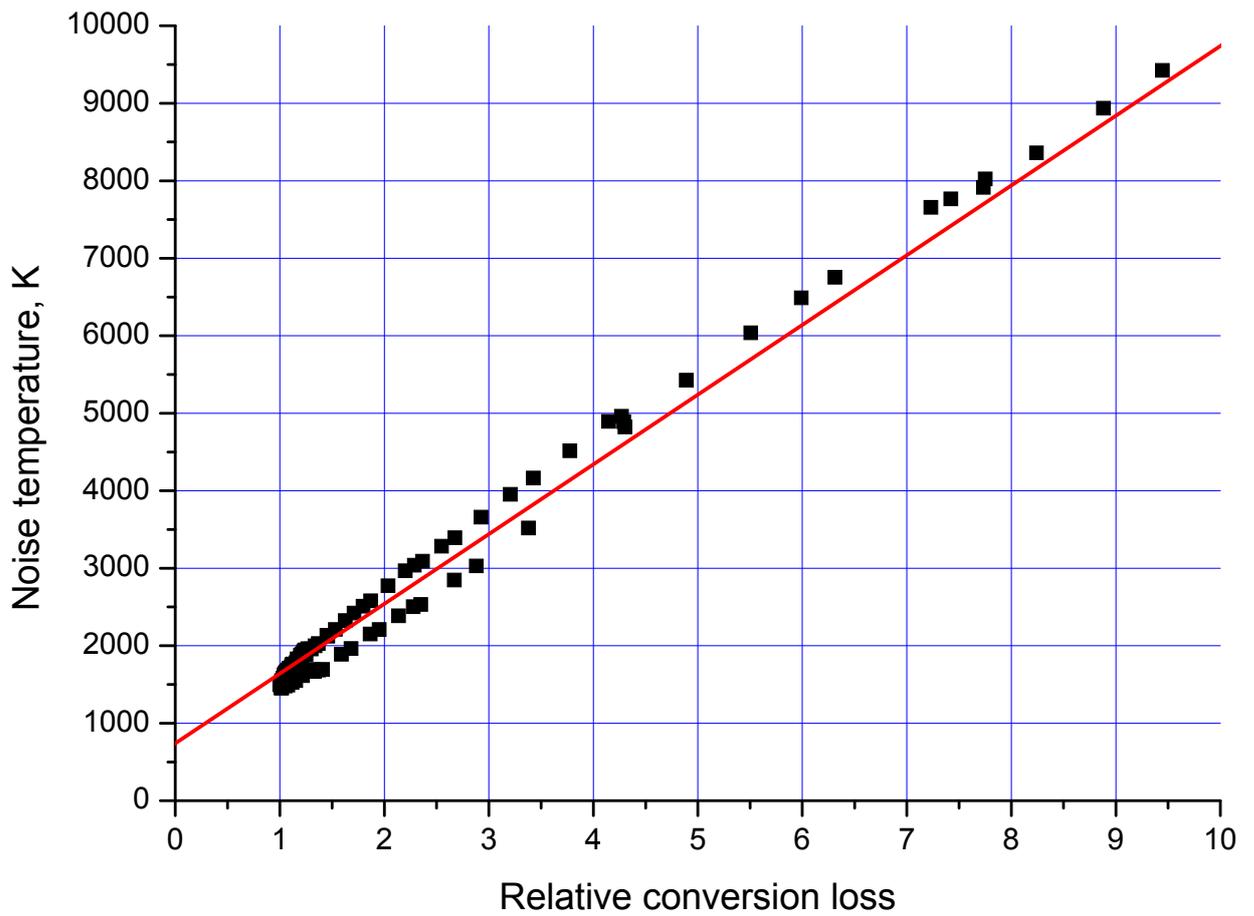


рис. 3.22. Определение оптических потерь по точке пересечения кривой зависимости шумовой температуры от относительных потерь преобразования с осью ординат. Из графика получаем, что оптически потери составляют порядка 600 К. Относительные потери преобразования, пропорциональны току через СИС-переход в присутствии сигнала от гетеродина ( $\sim \Delta I_{dc}$ ), который является изменяемым параметром.

Общее пропускание квазиоптической системы составило 40% [106]. Итого вклад оптических потерь в шумовую температуру составил 600 К для минимума шумовой температуры с рис. 3.23.

Шумы ПЧ имеют тепловой характер. В данном случае, шумы по ПЧ, приведенные к выходу смесителя – это шумы усилителя, деленные на его усиление. Если смеситель имеет большой коэффициент усиления, то его собственная шумовая температура, приведенная к его входу, составляет достаточно низкое значение, и ее вклад в шумовую температуру приемника незначителен. Как было сказано выше (раздел 4.2.2), в данной системе к смесителю был подключен охлаждаемый циркулятор, а затем охлаждаемый малошумящий усилитель на основе ВПЭ-транзисторов (транзисторы с высокой подвижностью электронов), а после них еще два теплых усилителя, также имеющих перед собой циркуляторы. Циркулятор перед охлаждаемым усилителем, в силу своей конструкции и принципа действия, еще больше снижает вклад усилителя в шумы смесителя. Собственные шумы усилителя, рассчитанные с помощью СИС-перехода в нормальном состоянии, являющегося источником дробовых шумов, составили 10-15 К. (рис. 3.19). Шумы усилителя, согласно спецификации составляют 6.5 К. Расхождение возникает за счет того, что используются длинные коаксиальные линии для подключения смесителя к усилителю.

Квантовая эффективность – связана с тем, сколько требуется смесителю поглотить фотонов, чтобы туннелировал один электрон. Квантовая эффективность определяет собственные шумы смесителя.

Полученные в результате измерения полной шумовой температуры  $T_{RX}$  от частоты (рис. 3.24) данные были скорректированы на оптические потери и представлены на рис. 4.15. Из графика видно, что минимальное значение шумовой температуры приемника составляет 400 К, а шумовая температура приведенная ко входу смесителя 130 К [A14]. Это достаточно низкая величина, в принципе, является одной из лучших для такого типа смесителей на частотах порядка 1 ТГц.

### **3.4.3 Сравнение параметров преобразования шумовой температуры с расчетом, проведенном на компьютере.**

Как видно, из рис. 3.8 согласование экспериментальное согласование СИС-переходов с внешними цепями составляет -10 дБ, что соответствует 0.5 дБ потерь (10%) на прохождение. Принимая во внимание шумовую температуру усилителя ПЧ (~10-15 К) с учетом потерь в тракте ПЧ (провода ультразвуковой сварки, коаксиальный кабель, циркулятор), а также коэффициент ослабления смесителя -7 дБ [A14], получаем, что шумовая температура на входе смесителя 75 К. Учет множественного Андреевского отражения дает величину в 130 К [A20]. А как следует из рис. 3.9 потери на прохождение сигнала от антенны к переходам составляет еще 5 дБ, что увеличивает шумовую температуру на входе смесителя до 300 К. Далее, как уже говорилось выше линза еще ослабляет сигнал, таким образом, получается шумовая температура 400 К, что и следует из рис. 3.24.

### **3.4.4 Диаграмма направленности двойной щелевой антенны**

Диаграмма направленности одиночной щели в сечении, перпендикулярной ей, имеет форму круга. Для того чтобы сузить ДН в этом сечении к одной щели добавляется вторая такая же на расстоянии порядка полудлины волны. Входной импеданс и диаграмма направленности двух щелей полуволновой длины слабо зависит от частоты в некотором диапазоне около центральной частоты. Система из этих двух щелей была оптимизирована для того, чтобы минимизировать уровень боковых лепестков и улучшить осевую симметрию диаграммы направленности. Параметрами для оптимизации являлись длина антенн  $L$  и расстояние между ними  $d$ . Антенны расположены на кремниевой линзе, и если на ней нанесено просветляющее покрытие и, следовательно, значительно ослаблена обратная волна, отраженная от границы линзы, то можно считать, что антенна находится на бесконечной границе раздела воздух – диэлектрик. Длина щелевой антенны связана с длиной волны в веществе с эффективной

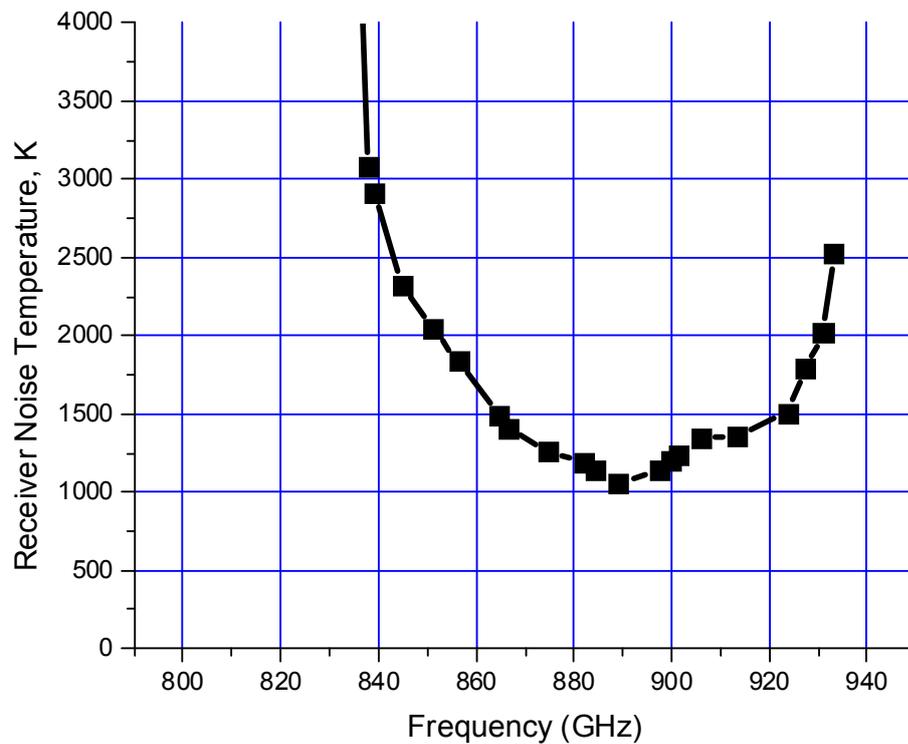


рис. 3.23. Шумовая температура СИС-смесителя, нескорректированная на оптические потери и шумы диплексера.

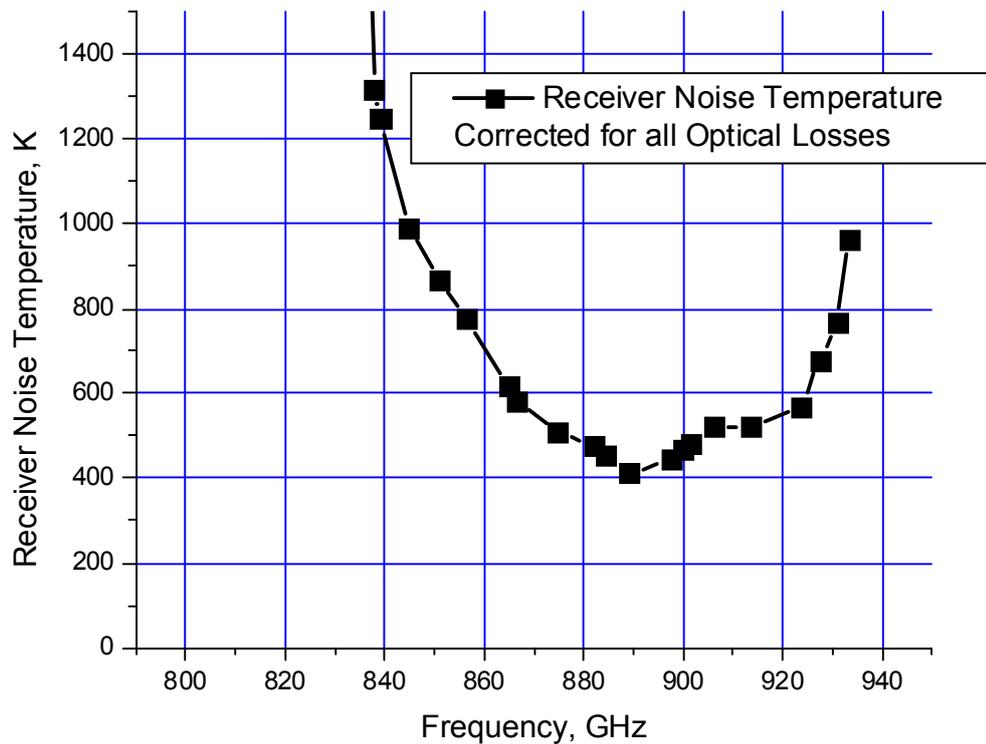


рис. 3.24. Зависимость шумовой температуры СИС-смесителя от частоты гетеродина, скорректированная на все оптические потери и шумы диплексера [A17]. Также см. [A14]. (Образец 061208-1-1#05Т,  $R_N=19.9$  Ом,  $Q=8$ ,  $V_g=5.63$  мВ,  $A=0.5$  мкм<sup>2</sup>).

диэлектрической постоянной  $\lambda_{\text{eff}}$ , равной среднему арифметическому между коэффициентами веществ сверху и снизу от границы раздела:  $\lambda_{\text{eff}} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = \lambda_0 / \sqrt{(1+\epsilon)/2}$ , где  $\lambda_0$  – длина волны в вакууме,  $\epsilon$  – диэлектрическая постоянная подложки. Расчет распределения токов в системе из двух щелей с помощью программы компьютерного моделирования, применяемой для моделирования плоских структур, показал, что щели практически не взаимодействуют между собой. Это позволяет в этом случае не использовать трехмерные компьютерные модели, требующие значительных компьютерных ресурсов, а вместо этого рассчитать диаграмму направленности методом интеграла Кирхгофа-Гюйгенса, как описано в [106-108].

Оптимизация дала следующие значения варьируемых параметров:  $L = 0.7 \lambda_{\text{eff}} = 0.28 \lambda_0$ ,  $d = 0.5 \lambda_{\text{eff}} = 0.146 \lambda_0$ , последние равенства в формулах учитывают диэлектрическую постоянную кремния. При этом диаграмма направленности имеет наилучшую осевую симметрию и подавленные боковые лепестки (рис. 3.25). Ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ составляет 60 градусов. С учетом используемой удлиненной полусферической линзы (угол обзора 70 градусов), уровень диаграммы направленности на ее краях составляет -17 дБ, и это позволило получить диаграмму направленности линзы с двойной щелевой антенной с боковыми лепестками на уровне всего лишь -16 дБ [A14,A17].

Кроме того, было проведено измерение диаграммы направленности и сравнение ее с расчетом. Видно, что диаграммы направленности в модели и в эксперименте хорошо совпадают (рис. 3.26). Небольшие отклонения связаны с особенностями стенда и погрешностями эксперимента.

### ***3.5 Исследование цепей согласования квазиоптического смесителя по промежуточной частоте***

Диапазон ПЧ, согласно требованиям проекта ALMA, составляет 4-12 ГГц. При расчетах на компьютере использовался несколько больший диапазон 3-13 ГГц с шагом по частоте 0.1 ГГц. В эксперименте

использовался диапазон ПЧ 4-8 ГГц, так как на тот момент не было ни циркулятора, ни усилителей на диапазон до 12 ГГц.

Источником сигнала ПЧ является СИС-переход микронного размера, выводы которого не всегда просто согласовать со стандартными цепями, такими как, микрополосковые линии и коаксиальные кабели, особенно выше 4 ГГц (см. также главу 2). Как известно, динамическое сопротивление ( $R_d$ ) СИС-перехода может достигать несколько сотен Ом в режиме преобразования на частоте ПЧ. Возникает проблема шунтирования этого сигнала емкостью СИС-перехода ( $C_{SIS}$ ), которая уменьшает полосу согласования по ПЧ. Верхняя частота полосы согласования определяется, как  $f = 1/R_d \cdot C_{SIS}$ , и при  $R_d > 830$  Ом и  $C_{SIS} \approx 0.1$  пФ, эта частота становится меньше 12 ГГц. Чтобы избежать уменьшения полосы емкость должна быть отстроена при помощи особой (правильной) конструкции трансформаторов импеданса. В такой конструкции используются тонкие микрополосковые линии, толщиной 2 мкм, которые имеют меньшую емкость на ПЧ по сравнению, например, с линиями, толщиной 4 мкм. Кроме того, по той же причине, вместо радиальных стабов, используются четвертьволновые отрезки микрополосковых линий (рис. 3.2).

Чип подсоединяется к внешним цепям с помощью ультразвуковой разварки алюминиевыми проволочками (диаметр 50 мкм), в дальнейшем называемыми проволочки или проводки бондинга.

### **3.5.1 Описание проблемы возникновения паразитных резонансов в диапазоне ПЧ**

Проблемным местом тракта ПЧ является оптимизация передачи мощности ПЧ с чипа на коаксиальный кабель, вследствие риска возникновения резонансов в щели между чипом и печатной платой держателя. На эту плату, закрепленную в смесительном блоке, развариваются концы проволочек бондинга, и к ней присоединен высокочастотный разъем, например, SMA типа. Такой паразитный резонанс связан с возбуждением

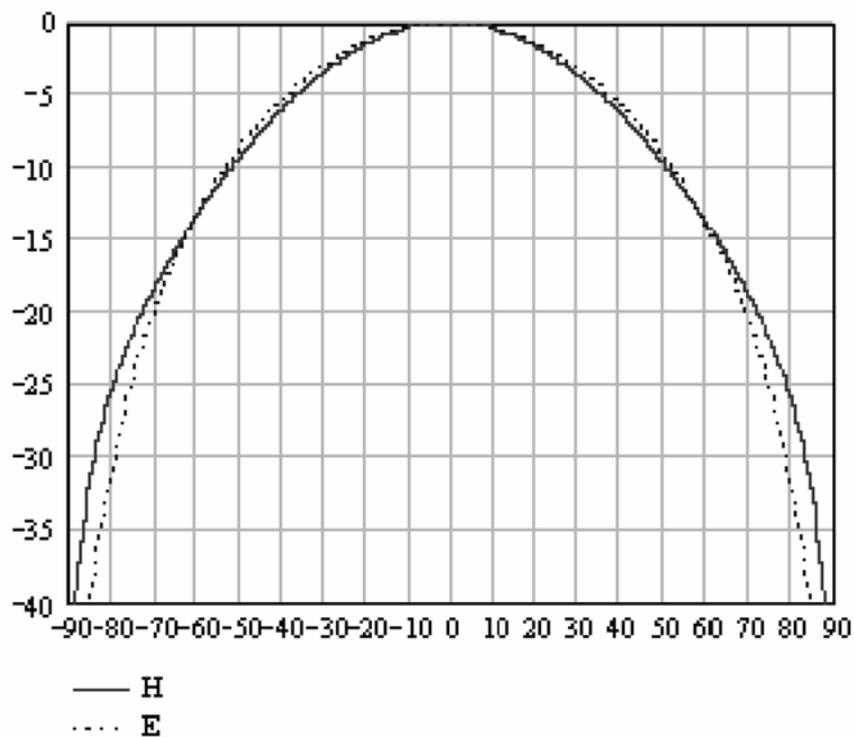


рис. 3.25. Рассчитанная диаграмма направленности двойной щелевой антенны, расположенной на кремниевой подложке. График подготовлен Уваровым [106].

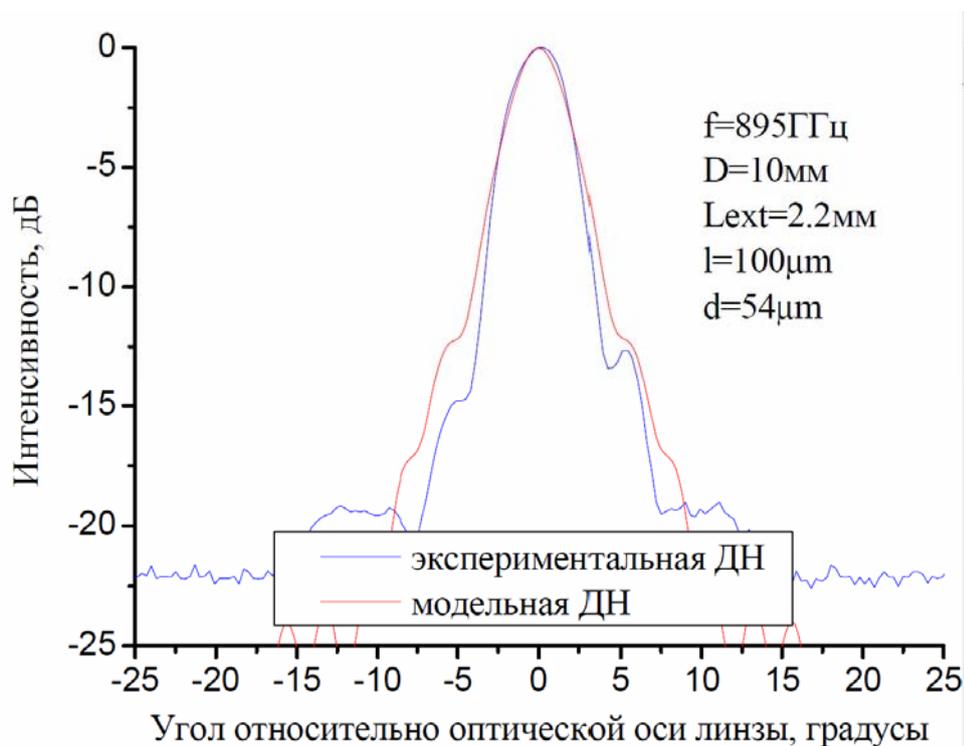


рис. 3.26. Сравнение диаграммы направленности линзы с двойной щелевой антенной из модели и из эксперимента. Рисунок подготовлен Уваровым [106].

кольцевой моды вокруг чипа, а также из-за значительной емкости между экранирующей плоскостью (корпусом смесительного блока) и чипом. Вклад в паразитную емкость дает также выводы сердечник магнита, расположенные на расстоянии долей миллиметра от чипа. На рис. 3.27 представлена эквивалентная схема подключения чипа к смесительному блоку в диапазоне ПЧ. Паразитный резонанс был обнаружен и при экспериментальном исследовании (рис. 3.28), он заметно ухудшает характеристики прохождения сигнала ПЧ.

### **3.5.2 Компьютерная модель квазиоптического смесителя и экспериментальная проверка согласования в диапазоне ПЧ**

Для решения проблемы возникновения резонансов в диапазоне ПЧ была создана компьютерная модель в программе электромагнитного моделирования (рис. 3.29), и были получены характеристики, качественно описывающие экспериментальные результаты. Модель включала в себя проволочки бондинга с максимально возможной точностью повторяющие конфигурацию экспериментального смесителя. После определения параметров, отвечающих за возникновение резонанса, модель была модифицирована так, чтобы резонанс был смещен на частоту вне диапазона.

Поясним вышесказанное на примере **оптимальной** конфигурации проводков. До проведения расчетов три проводка бондинга подводились к чипу следующим образом: один проводок был присоединен к центральному контакту, и по одному проводку были подключены к боковым (заземляющим) контактам. После проведения расчетов конфигурация подключения проводков была изменена так, что к центральному контакту было подключено **два проводка**, так как большее количество проводков подключить практически невозможно из-за малой ширины центральной контактной площадки на чипе составляющей 400 мкм. К корпусу было подключено **8 проводков**: 4 рядом с центральным контактом и 4 с противоположной стороны. Длина каждого проводка составляет 1250 мкм.

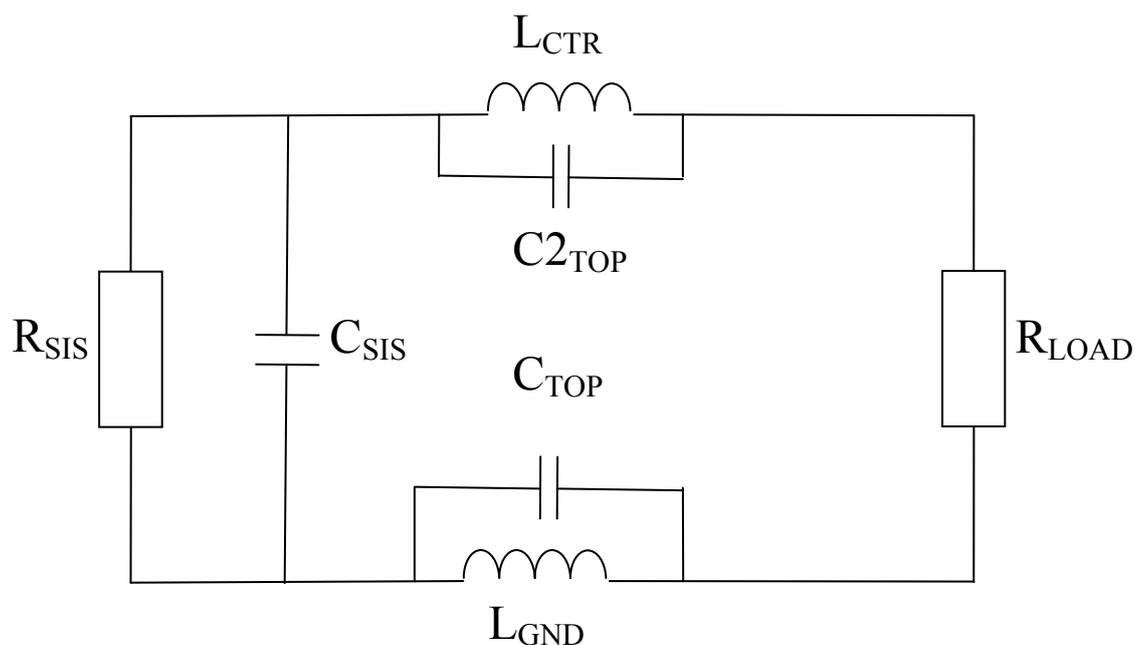


рис. 3.27. Принципиальная схема подключения по промежуточной частоте.  $R_{SIS}$  – выходное (динамическое) сопротивление СИС-перехода,  $C_{SIS}$  – емкость СИС-переходов,  $L_{SIS}$  – индуктивность выходных микрополосковых линий.  $C_{TOP}$  – емкость между электродами чипа и корпусом магнита,  $L_{GND}$  – индуктивность проволочек бондинга, соединяющих заземляющие электроды чипа и корпус смесительного блока,  $L_{CTR}$  – индуктивность проволочек бондинга, соединяющих выходную микрополосковую линию на чипе с микрополосковой линией на плате смещения,  $R_{LOAD}$  – импеданс нагрузки, входной импеданс усилителей ПЧ. Емкость  $C_{TOP}$  отстроена индуктивностью  $L_{GND}$ . Емкость  $C_{2TOP}$  отстроена с помощью  $L_{CTR}$ . Резонанс между  $L_{GND}$  и  $C_{TOP}$  является полоснозаграждающим фильтром и не дает проходить сигналу ПЧ на своей резонансной частоте.

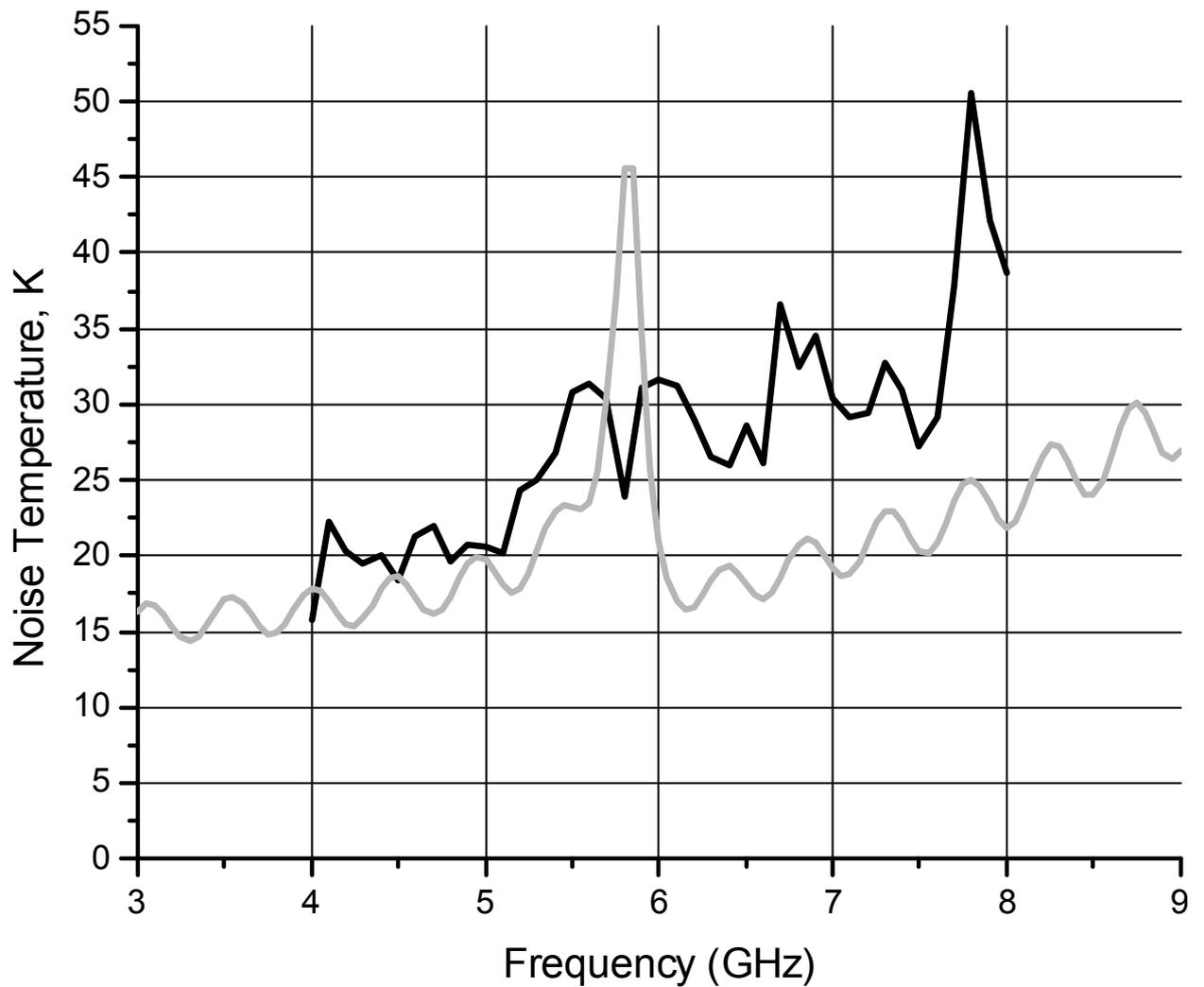


рис. 3.28. Зависимость шумовой температуры смесителя от частоты ПЧ. Смеситель в гетеродинном режиме. Сравнение расчетной кривой (серая) (шумовая температура усилителя  $T_{LNA}=6.5\text{K}$ , физическая температура 4.2 К) и экспериментальной кривой (черная).

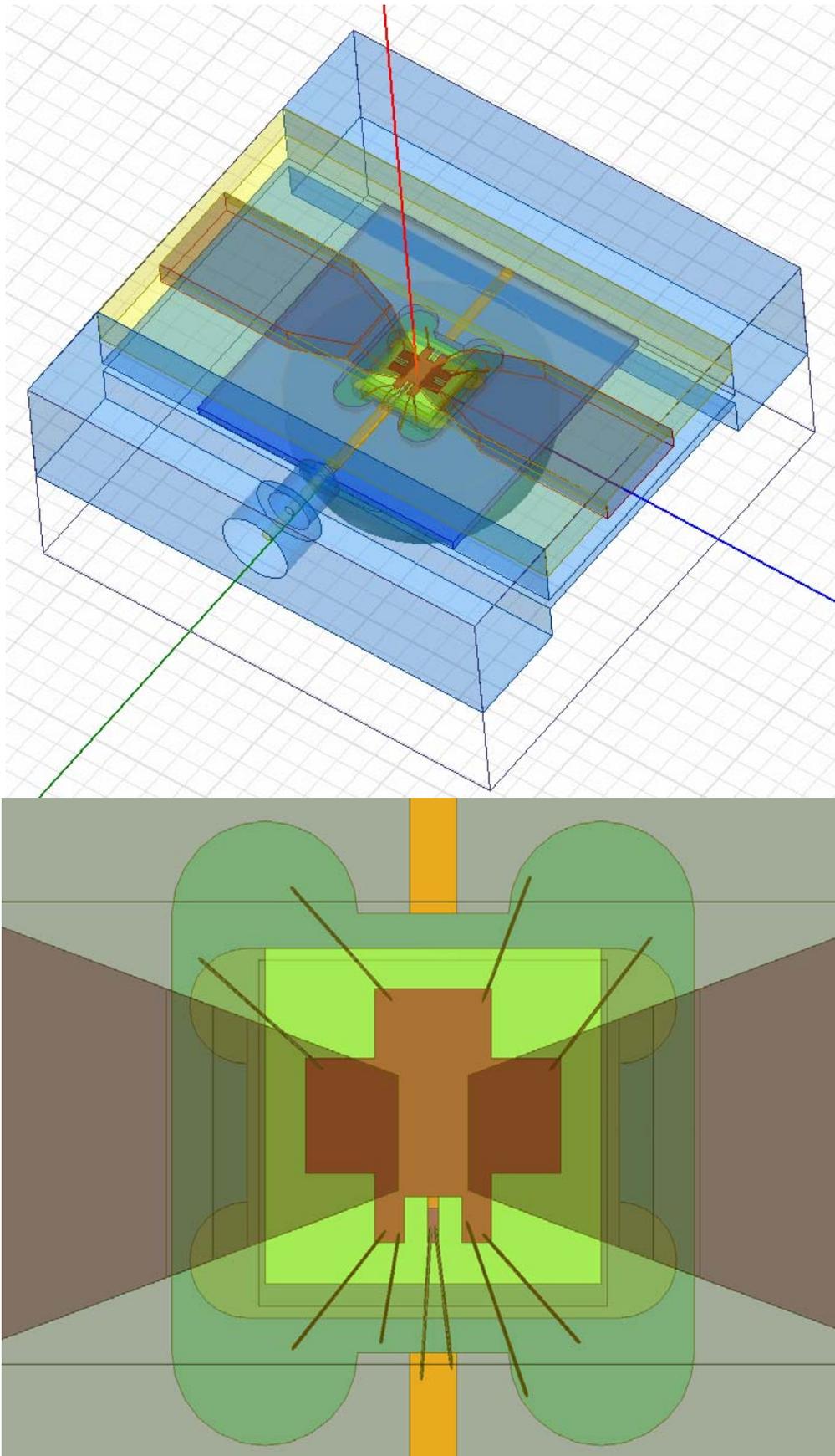


рис. 3.29. Модель смесительного блока (вверху) и увеличенное изображение его центральной части (внизу) с проволочками ультразвуковой разварки.

После проведения расчетов с помощью модели любой другой конструкции смесительного блока и чипа можно дать рекомендации по тому, как организовывать подсоединение проводков в случае дальнейших изменений конфигурации чипа или смесительного блока (включая магнит).

### **3.6 Измерение АЧХ и анализ параметров интегральной приемной микросхемы**

Микросхема [75] интегрального приемника (см. главу 1 раздел 6) является совокупностью устройств (рис. 3.30): источника гетеродина (ФФО), СИС-смесителя, гармонического СИС-смесителя, антенны, линий задания магнитного поля, и других развязывающих и согласующих элементов, характеристики каждого из которых не представляется возможным получить отдельно от других элементов схемы из-за взаимного влияния этих элементов друг на друга. Таким образом, тестирование микросхемы приемника не только трудоемко, но и требует определения (вычисления) параметров по результатам влияния элементов схемы друг на друга. При этом отбор образцов целесообразно делать в виде многоступенчатой процедуры, производя ряд предварительных (упрощенных) измерений.

Для того чтобы сделать заключение о соответствии проектных параметров микросхемы и ее реальных параметров необходимо сделать статистический анализ, чтобы выявить статистически достоверные параметры. При существенном отличии проектных и статистически достоверных параметров необходимо определить элементы микросхемы, отвечающие за данные статистически достоверные отклонения. Такие отклонения могут быть вызваны неточным исполнением отдельных элементов микросхемы как то:

1. Ширина линий, определяющая импеданс передающих и настроечных линий СВЧ.

2. Изоляция, толщина которой также определяющим образом влияет на импеданс линий передачи СВЧ сигнала.

3. Площадь (размер) СИС-перехода, влияющая на его емкость.

4. Неточный учет взаимных импедансов элементов в системе.

Решение этой проблемы путем численного электромагнитного моделирования всей структуры затруднено в силу сложности микросхемы – в ней ряд элементов расположены на относительно больших расстояниях, что приводит к избыточному числу элементов разбиения. В связи с этим возникает задача внесения таких поправок, основанных на статистических данных, чтобы параметры схемы удовлетворяли техническому заданию. Техническое задание включало в себя следующие основные параметры приемника: диапазон работы приемника 480-650 ГГц, шумовая температура 120 К, диапазон ПЧ 4-8 ГГц.

Ниже приведено описание чипов и измерения основных параметров интегрального приемника.

### **3.6.1 Описание чипов сверхпроводникового интегрального приемника (СИП)**

В данном разделе представлено детальное описание чипа интегрального приемника, чтобы дать представление о том, с чем происходила работа. Конструкция чипа была разработана сотрудниками ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. В работах [А1-А9,24,25,29,74,75] изложены дополнительные сведения о приемнике.

Микросхемы интегрального приемника изготавливаются на подложке из высокоомного кремния методами тонких пленок с помощью напыления в вакууме [76]. Каждая кремниевая подложка размером 24 x 24 x 0.5 мм содержит 21 чип интегрального приемника размером 4 x 4 мм. Для тестирования общая подложка разрезается на отдельные чипы. Для примера

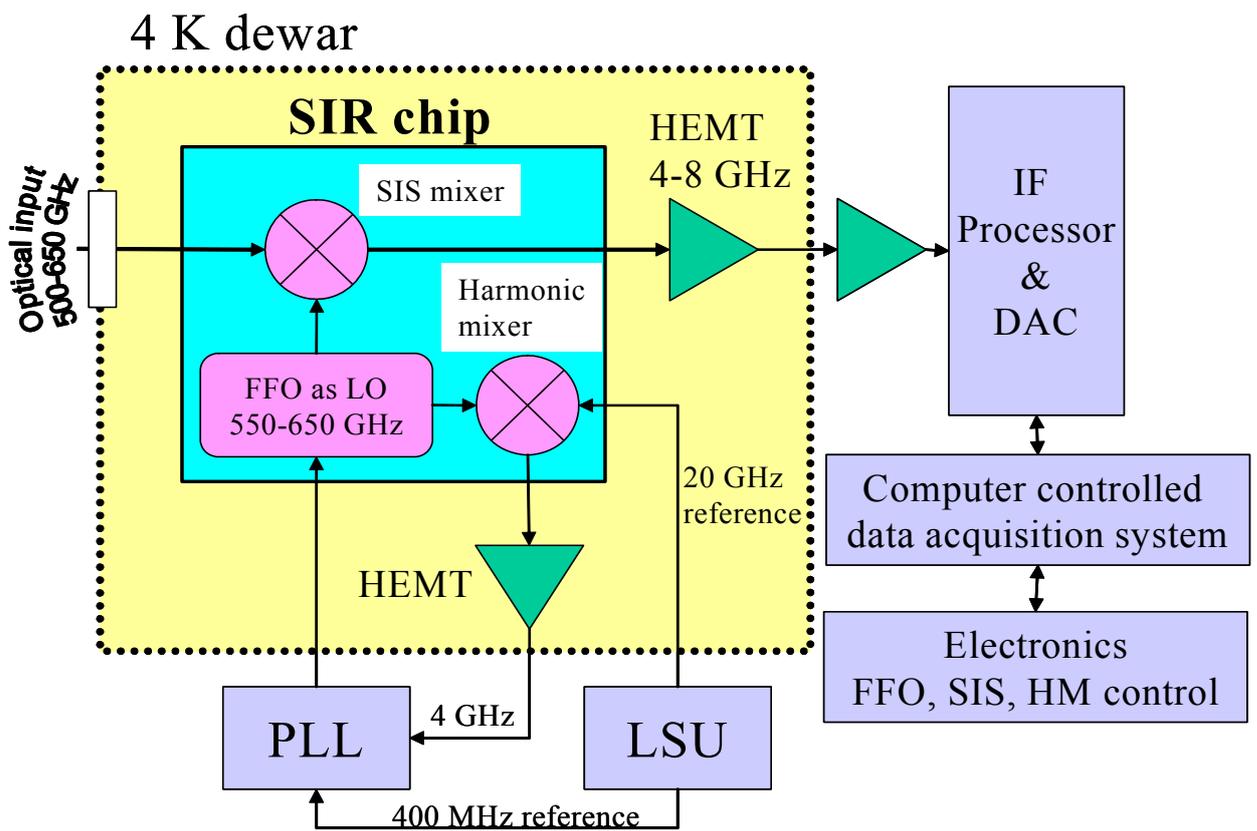


рис. 3.30. Блок-схема интегрального приемника [А6].

на рис. 3.31 приведены эскизные чертежи центральной части чипа с щелевой антенной и на рис. 3.32 с дипольной антенной. Кроме того на рис. 3.33 приведена фотография чипа с щелевой антенной.

Основные компоненты чипа:

1. Антенна
2. СИС-переходы
3. ФФО
4. Гармонический смеситель
5. Связь между ФФО и смесителем
6. Развязка по постоянному току
7. Фильтр ПЧ
8. Контактные площадки

Центральный чип на большой подложке под номером 11 помещен в самом центре подложки и содержит сразу четыре контрольных прибора – СИС-смесителя несколько различающихся по конструкции. Эти чипы измерялись в первую очередь, так как их работа не искажалась взаимодействием с другими элементами (рис. 3.34 прежде всего, с ФФО). По качеству их ВАХ оценивалось качество чипов всей серии на постоянном токе. Измерения АЧХ с Фурье-спектрометром смесителей с такого контрольного чипа позволяют оценить частотные характеристики и чувствительность микросхем интегрального приемника, изготовленных в той же серии. Остальные чипы содержат генератор гетеродина на основе ФФО и гармонический смеситель.

Далее приведено описание отдельных элементов интегрального приемника, а их изображение представлено на рис. 3.35 рис. 3.36

### **3.6.2 Антенна**

9. Чипы содержат планарные антенны двух типов: первый тип – двойная щелевая антенна, второй тип – двойная дипольная антенна. Двойная дипольная антенна – два металлических тонкопленочных полоска длиной

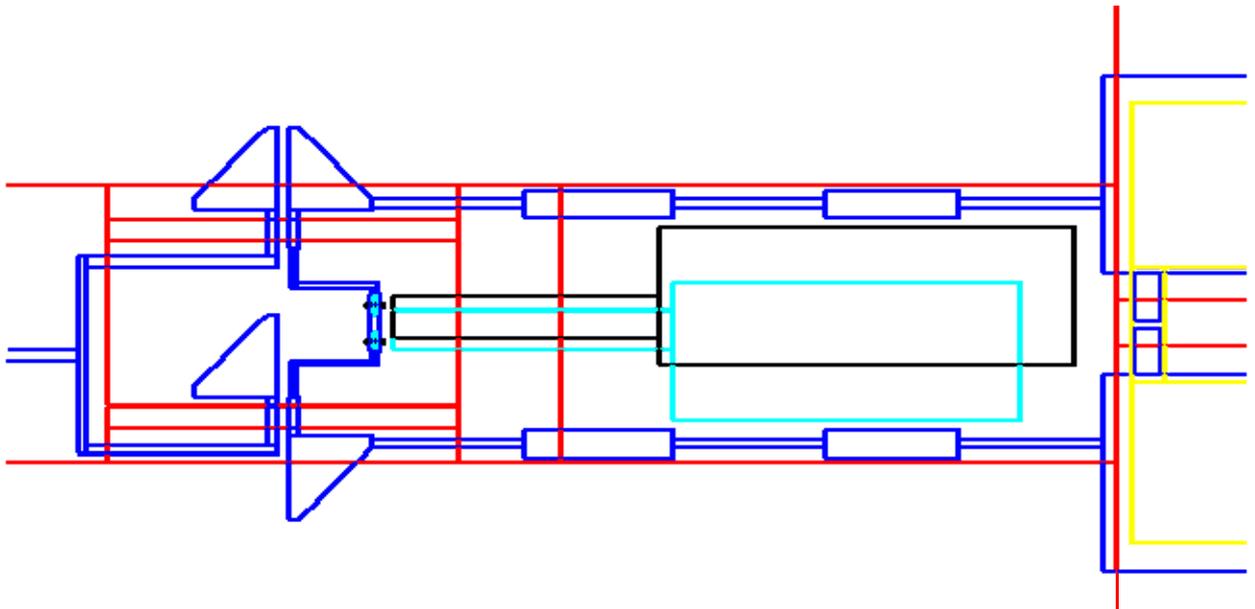


рис. 3.31. Фрагмент чертежа фотошаблона смесителя с щелевой антенной. На чертеже видны переходы, запитанные микрополосковой линией. На основе микрополосковой линии сделаны загораживающие фильтры, препятствующие утечке сигнала СВЧ в линию ПЧ. Линии, идущие сверху ведут к генератору гетеродина на основе ФФО. Чертеж Шитова С.В и Кошельца В.П.

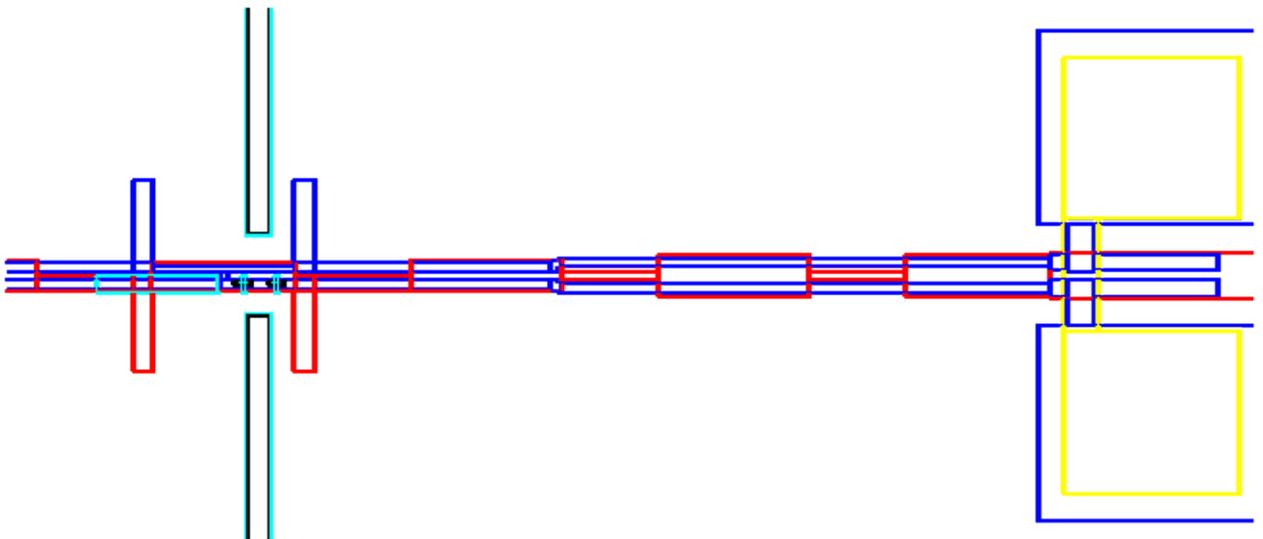


рис. 3.32. Чертеж фотошаблона центральной части чипа приемника. Вверху двойная дипольная антенна с двумя СИС-переходами между диполями (маленькие крестики). Линия идущая вверх ведет к ФФО, вниз – смещение и ПЧ. Чертеж Шитова С.В и Кошельца В.П.

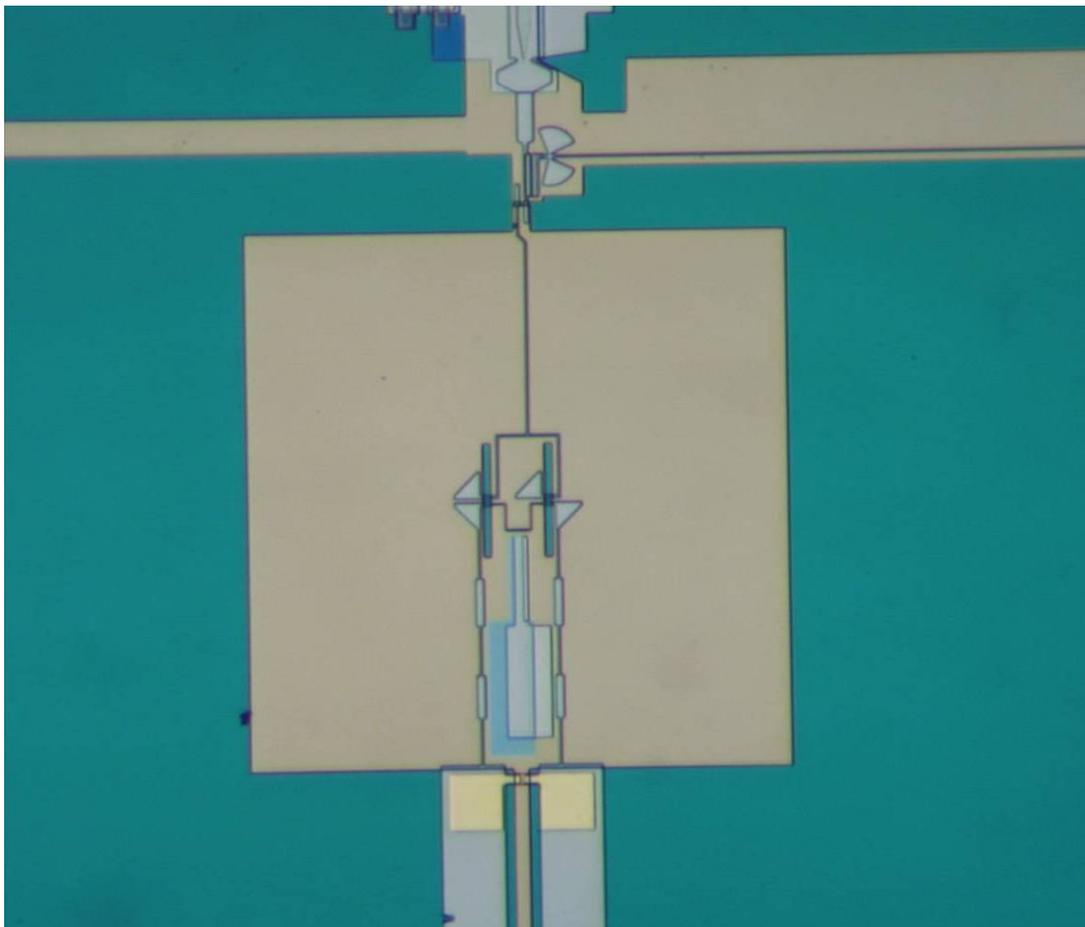


рис. 3.33. Фотография центральной части чипа с двойной щелевой антенной.

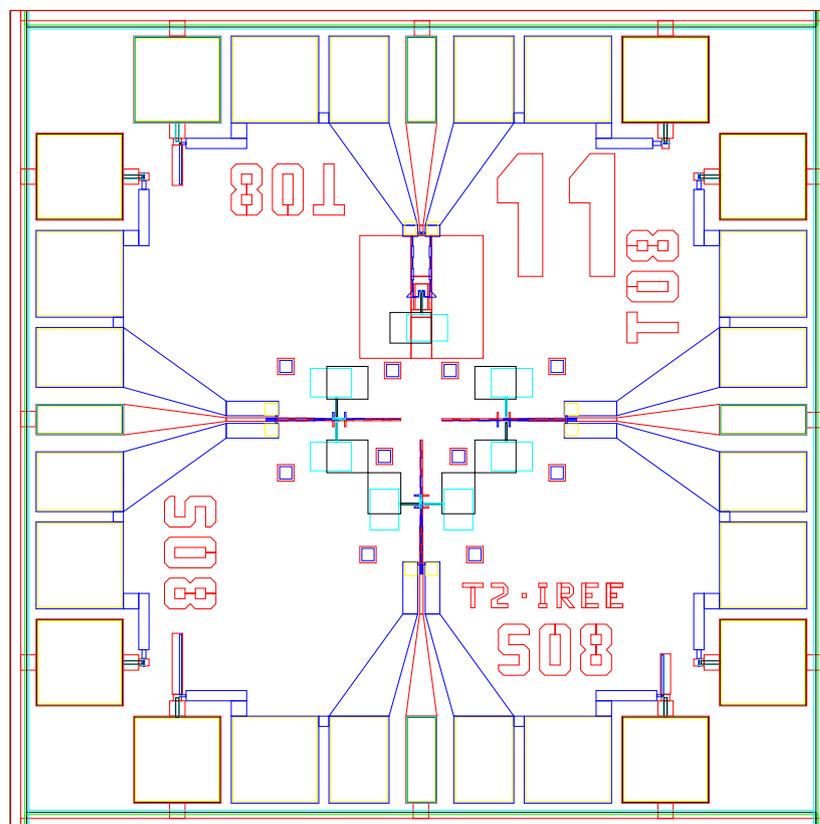


рис. 3.34 Чертеж центрального чипа. Чертеж Шитова С.В и Кошеляца В.П.

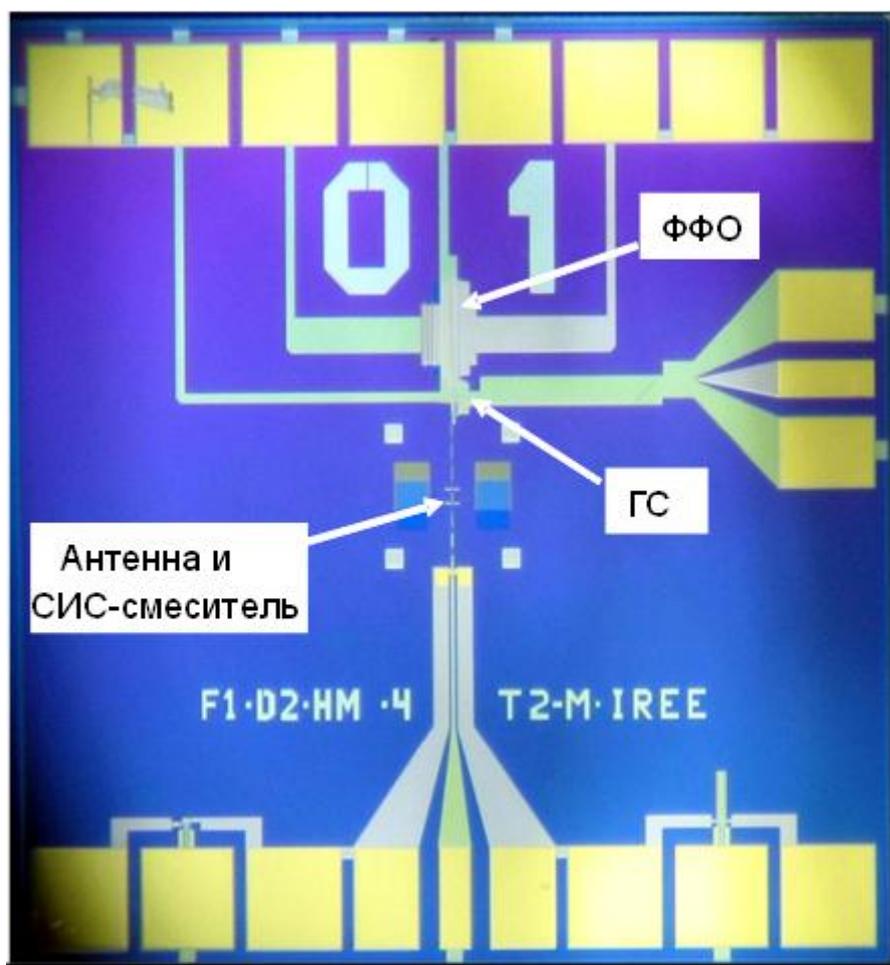


рис. 3.35. Фотография чипа сверхпроводящего интегрального приемника. Размеры 4 мм x 4 мм x 0.5 мм [А6].

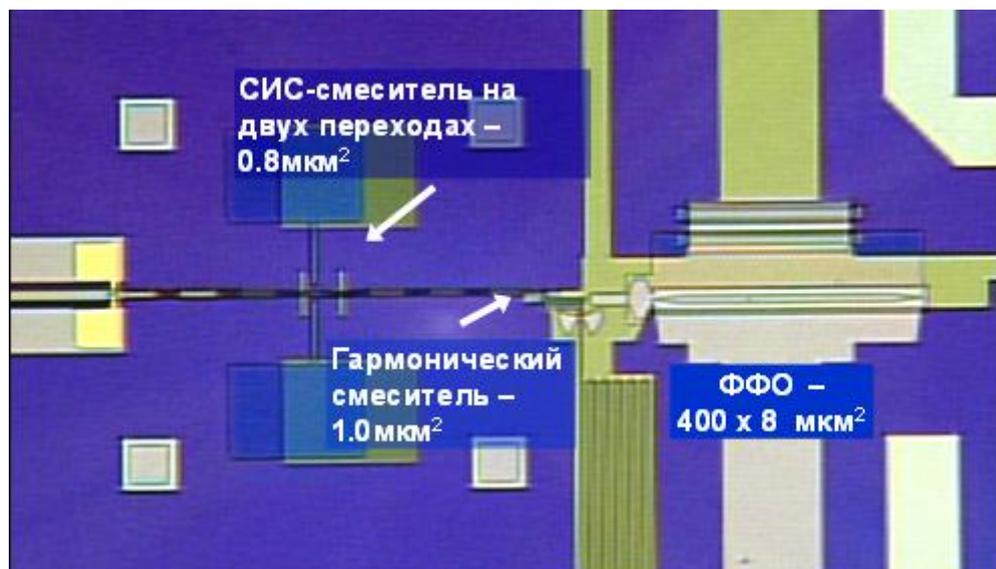


рис. 3.36. Центральная часть чипа с двойной дипольной антенной, двумя СИС-переходами и гармоническим смесителем для автоподстройки частоты генерации ФФО [А5, А7 А9].

порядка половины длины волны на центральной частоте рабочего диапазона. Двойная щелевая антенна – это инвертированный диполь (не электрический, а магнитный) в виде щели в металлическом экране. Двойная дипольная антенна для эффективной работы требует заднего отражателя, расположенного на расстоянии равном четверти длины волны для материала, из которого он изготовлен. Дипольная антенна имеет длину 70 мкм и ширину 7 мкм, а расстояние между диполями 58 мкм, а щелевая антенна имеет длину 126 мкм, ширину 8 мкм и расстояние между щелями 68 мкм (размеры согласно чертежу фотошаблона).

### **3.6.3 СИС-переходы**

Сигнал с антенны поступает на СИС-переходы. В случае щелевой антенны в ее центре (на половине длины щели) в другом (верхнем) слое есть мостик из полоска, так что связь между антенной и этим полоском емкостная. Полосок – отрезок передающей линии, трансформирующей импеданс антенны для согласования с импедансом СИС-переходов для максимально эффективной передачи сигнала на СИС-переходы. Про собственно СИС-переходы написано в главе 1. В данном исследовании использовались один или два перехода площадью  $0.8 \text{ мкм}^2$  с плотностью туннельного тока  $10 \text{ кА/см}^2$ . В разных сериях были разные площади и плотности тока. Смеситель имеет интегральные управляющие линии, с помощью которых задаются локальные магнитные поля. Сначала использовались чипы, как с одиночным, так и с двойным СИС-переходом, затем от применения одиночных СИС-переходов отказались, так как они имели более узкий диапазон работы. Кроме того, были добавлены чипы с балансными двойными СИС-смесителями с интегральной объединяющей структурой, также встроенные в двойную дипольную или щелевую антенну.

### **3.6.4 Гетеродин**

Источник гетеродина для смесителя был реализован на этом же чипе в

виде распределенного джозефсоновского перехода [78], работающего в режиме вязкого течения вихрей (ФФО, глава 1, раздел 1.6.1). ширина линии излучения в режиме свободной генерации составляет 2-9 МГц. На чипах реализованы различные конфигурации ФФО и связи между смесителем и гетеродином.

Приложенное к ФФО магнитное поле и ток смещения создают в нем однонаправленный поток магнитных вихрей (флаксонов). Скорость и плотность потока флаксонов и, таким образом, мощность и частота излучаемого сигнала могут настраиваться независимо совместной настройкой токов смещения и магнитного поля. Для уменьшения влияния магнитного поля СИС-смесителя на ФФО линия управления смесителя имеет П-образную форму и расположена перпендикулярно ФФО, что обеспечивает уровень паразитного магнитного поля не более  $10^{-3}$ .

В процессе работы с чипами приемника на них применялись ФФО разного дизайна [92]. В окончательном варианте использовались следующие параметры ФФО: длина перехода  $L = 400$  мкм, ширина  $W = 16$  мкм, холостая область  $Idle = 12$  мкм, полное расстояние от центра ФФО до края электрода  $CE = 20$  мкм.

### **3.6.5 Гармонический смеситель**

Линию генерации ФФО необходимо стабилизировать для этого была разработана [93] система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), одним из элементов, которой является гармонический смеситель (ГС). ГС – это тот же СИС-смеситель, но смешивающий сигнал от ФФО с высшей гармоникой синтезатора для стабилизации его частоты излучения. Система ФАПЧ позволяет синхронизовать от 35 до 90% мощности ФФО. Для согласования ГС с системой ФАПЧ на переходе был применен трансформатор на частоту 20 ГГц.

Сначала ГС имел площадь  $1.7 \text{ мкм}^2$  и состоял из двух переходов. Затем площадь переходов ГС была изменена и стала составлять  $2 \text{ мкм}^2$ . Измерения

накачки такого ГС от ФФО показало, что она недостаточная для его эффективной работы. Поэтому площадь переходов ГС была снова уменьшена и все ГС стали представлять собой одиночный СИС-переход площадью  $1,4 \text{ мкм}^2$ . Трансформатор был убран, так как измерения показали, что в нем нет необходимости.

### **3.6.6 Связь между ФФО и смесителем**

Для эффективной передачи мощности ФФО на смеситель необходимо согласовать их импедансы. Кроме того, так как на чипе есть ГС и часть мощности ФФО передается на него, то необходимо сделать ответвление мощности.

В первоначальном дизайне чипов связь входила в блок ГС, в последующих модификациях ширина и длина стабов (особый вид фильтрующей структуры, обычно в виде секторов круга) в первой (тройной) развязке была уменьшена. Далее был применен новый тип связи с одной щелью и линией от ФФО между СИС и ГС. В окончательной модификации был применен этот же тип связи, но ширина и длина стабов в развязке была уменьшена, для повышения импеданса.

### **3.6.7 Развязка по постоянному току**

В силу того, что смеситель, ФФО и ГС требуют смещения постоянным током, их необходимо гальванически развязать для обеспечения возможности независимого задания напряжения на каждом элементе. Развязывающие элементы, по сути, являются конденсаторами, через которые проходит ток СВЧ и не проходит постоянный ток смещения.

### **3.6.8 Фильтр ПЧ**

Для предотвращения утечки сигнала с антенны в тракт ПЧ на чипе реализован микрополосковый фильтр с разной шириной центрального

полоска, обеспечивая высокий импеданс на узких и низкий импеданс на широких микрополосках.

### **3.6.9 Контактные площадки**

По всему периметру чипа расположено 20 контактных площадок (рис. 3.35), размером 500x500 мкм, с нанесенным золотым покрытием. К некоторым площадкам были подсоединены тестовые структуры с СИС-переходами, необходимые для проверки технологических процессов.

## **3.7 Тестирование чипов СИП с помощью Фурье-спектрометра и анализ АЧХ приемника**

В этом разделе приведены результаты тестирования с помощью Фурье-спектрометра. Подобные спектрометры [97] изготавливаются (например, в SRON [96]) на основе интерферометра Майкельсона [98]. В качестве источника использовалась ртутная лампа с кварцевым стеклом, как имеющая в спектре излучения длины волн в миллиметровом и субмиллиметровом диапазоне. Такое тестирование позволяет получить АЧХ СИС-смесителя в режиме прямого детектора, которое, как показывает практика, с хорошей точностью совпадает с гетеродинными измерениями.

### **3.7.1 Описание установки**

На рис. 3.36 представлена принципиальная схема установки для измерения на Фурье-спектрометре. Основные компоненты установки:

1. Гелиевый заливной криостат (рис. 3.37) небольшого объема (относительно криостата для измерения шумовой температуры)
2. Ртутная лампа с обтюратором
3. Интерферометр Майкельсона
4. Блок смещения СИС-переходов и задания тока в управляющей линии, создающей магнитное поле

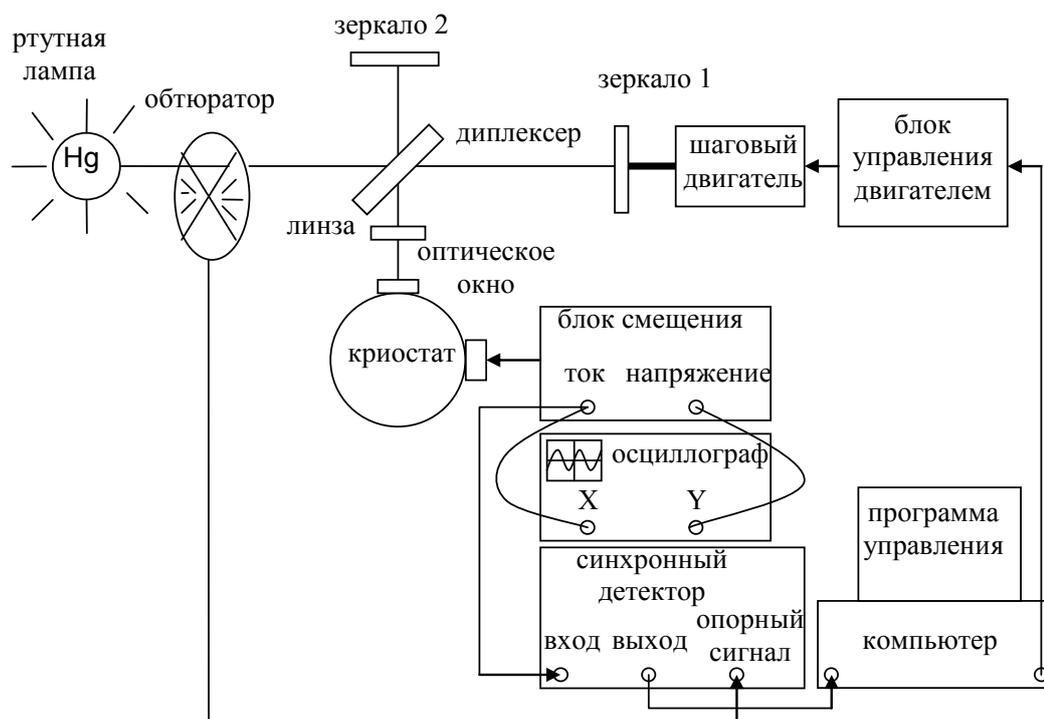


рис. 3.36. Схема установки для измерения отклика детектора с помощью Фурье-спектрометра. Источником широкополосного излучения является ртутная лампа с кварцевой оболочкой. Внутренний объем спектрометра откачивался форвакуумным насосом, для исключения влияния паров воды на АЧХ. Записывались данные зависимости амплитуды отклика от положения подвижного зеркала.

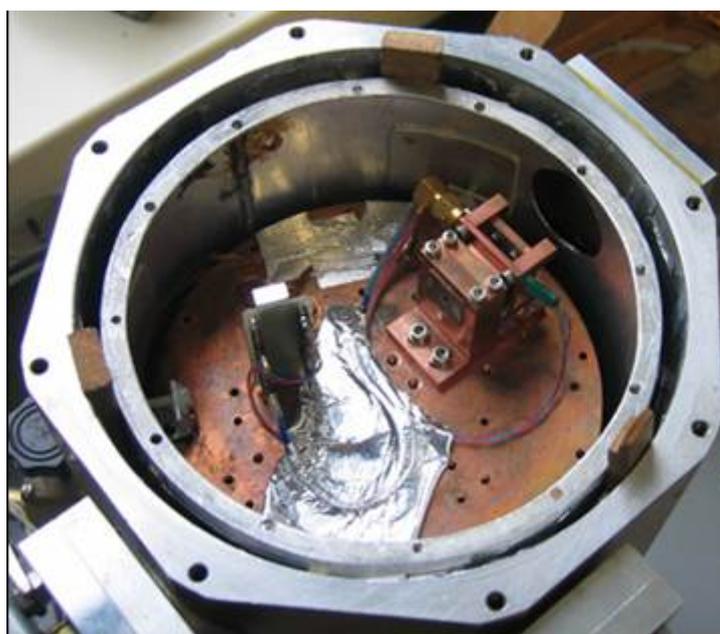


рис. 3.37. Вид внутренностей подвала криостата, в котором установлен смесительный блок (см. предыдущий рисунок) с измеряемым чипом.

5. Синхронный детектор

6. Компьютер с программой управления шаговым двигателем подвижного плеча интерферометра, и получающий отклик с синхронного детектора

7. Вакуумный насос для откачки воздуха в камере спектрометра, для предотвращения влияния на спектр смесителя линий поглощения паров воды.

Для этих измерений использовался небольшой заливной гелиевый криостат. В криостат помещался относительно простой смесительный блок (рис. 3.38), который имел всего четыре провода подключения: два для задания напряжения и для измерения тока и два для задания тока в управляющей линии, создающей локальное магнитное поле на СИС-переходах.

### **3.7.2 Монтаж чипов на линзу.**

Необходимо было передать максимум сигнала на антенну на чипе. Для этого центр антенны должен был с точностью до нескольких микрон совпасть с центром линзы [A14]. Для точного выставления чипа на линзу использовалось специальное устройство (рис. 3.39), позволяющее с точностью в несколько микрон позиционировать чип.

### **3.7.3 Проведение измерений**

Криостат с установленным в него смесительным блоком откачивался и захлаживался жидким гелием. Смещение СИС-переходов устанавливалось на 2 мВ, поскольку это напряжение соответствует максимальной чувствительности смесителя. Во избежание появления линий поглощения водяного пара – внутренний объем спектрометра откачивался форвакуумным насосом до давления в несколько миллибар. В программе управления выставлялась длина прохода подвижного плеча интерферометра, шаг и время съема каждой точки. Согласно преобразованию Фурье из координат в

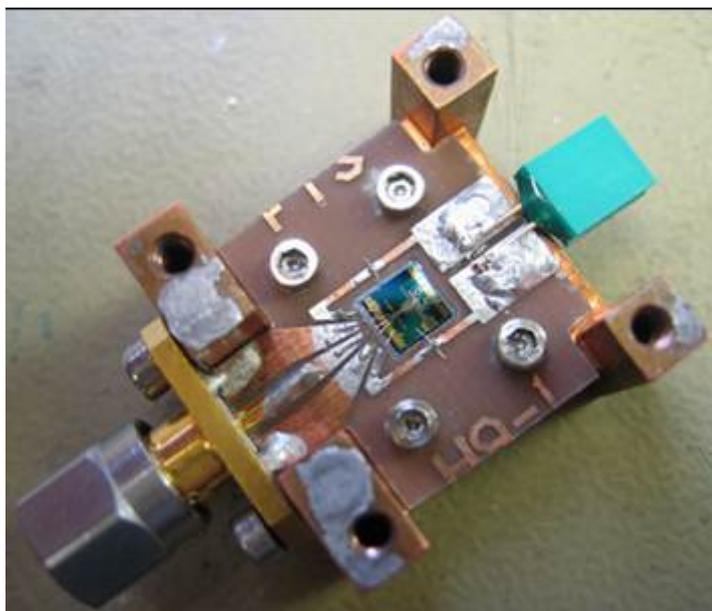


рис. 3.38. Внешний вид модуля для измерения ФТС. В центре расположен чип приемника с щелевой антенной. Зеленый разъем справа - подключение контрольной линии для создания на СИС-смесителе магнитного поля, подавляющего критический ток, создающий шумы. Слева SMA разъем для смещения СИС-перехода и получения его отклика. На разъем надета заглушка, обеспечивающая короткое замыкание разъема, необходимая для защиты чипа от пробоя статическим зарядом. Конструкция Шитова С.В.



рис. 3.39. Фотография варианта исполнения установки для прецизионного монтажа чипов на линзу. Установка разработана и фотография сделана Уваровым А.В [А14].

частоты, длина прохода подвижного зеркала определяла разрешение по частоте на спектре, а шаг определял максимальную частоту на спектре.

В данном цикле исследования было использовано 80 образцов. Тестирование производилось с помощью Фурье-спектрометра в лаборатории Гронинген Нидерланды (SRON-Groningen) по стандартной методике, описанной в главе 1. Пример АЧХ снятой с помощью Фурье-спектрометра приведен на рис. 3.40, данный смеситель имеет относительно узкую полосу настройки, которая, тем не менее, попадает в интересующий диапазон. Из рисунка рис. 3.41 видно, что данный контрольный СИС-смеситель с двойной щелевой антенной может работать в широкой полосе частот 500-700 ГГц, которая даже несколько превышает номинальный диапазон 500-650 ГГц.

Экспериментальная АЧХ смесителя на двойной щелевой антенне с двумя СИС-переходами качественно соответствовала АЧХ детектора, полученной путем численного электромагнитного моделирования. На рис. 3.41 представлены график АЧХ модели и эксперимента. Параметрами настройки численной модели являлись: удельное туннельное сопротивление ( $R_{NA}$ ), нормальное сопротивление СИС-смесителя,  $R_N$ , и отношение площадей двух СИС-переходов. Параметр  $R_{NA}$  определялся технологией изготовления и был равен  $32 \text{ Ом} \cdot \text{мкм}^2$  для данного образца,  $R_N = 18.9 \text{ Ом}$  и был определен при тестировании на постоянном токе. Наилучшее совпадение получено при равных площадях переходов.

#### **3.7.4 Анализ измерений АЧХ чипов дизайна ТЗ с помощью Фурье-спектрометра.**

После сравнения спектров образцов одинакового типа из разных серий, было определено, что спектры подчинялись следующему правилу: чем больше площадь переходов, тем ниже частота самого высокого пика. Однако, не было получено зависимости частотных диапазонов от плотности тока, а следовательно, и от  $R_{NA}$ .

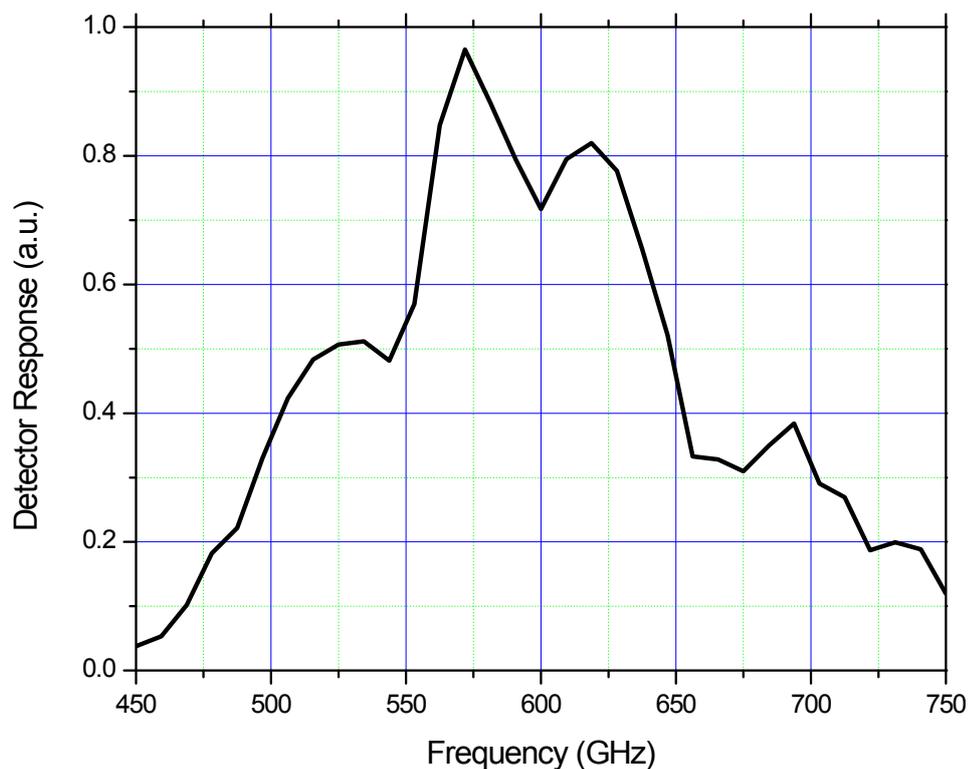
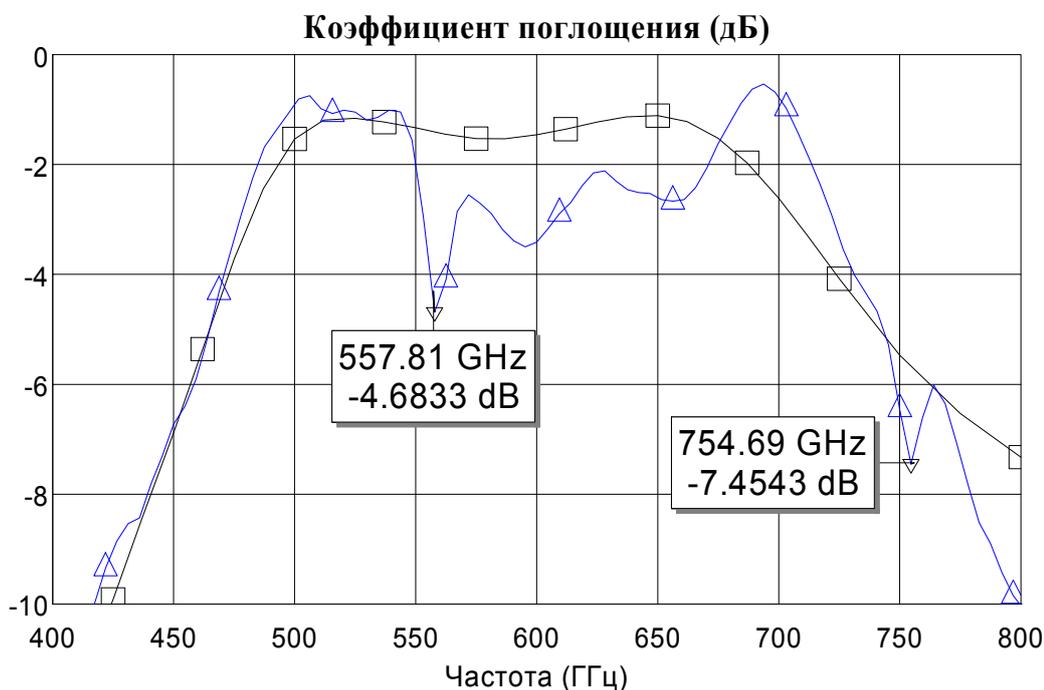


рис. 3.40. Пример отклика СИП, измеренного с Фурье-спектрометром в режиме прямого детектора.



—△— Эксперимент      —□— Расчет

рис. 3.41. АЧХ контрольного СИС-смесителя. О высокой чувствительности прибора можно судить по линиям поглощения воды на частотах 557 ГГц и 755 ГГц.

Рассмотри сначала образцы с двойной щелевой антенной. Площадь переходов образца T3012#09 по  $0.9 \text{ мкм}^2$  каждый, а для T3032#09 по  $0.74 \text{ мкм}^2$ . Для образца с большей площадью перехода основная мощность приходилась на низкочастотный пик (рис. 3.42). Можно предположить, что если площадь переходов еще больше, то наибольший отклик будет в первом пике на частоте 520 ГГц. Первое подтверждение этого предположения представлено на рис. 3.43, где образец T3011#21 имеет площадь переходов  $1.4 \text{ мкм}^2$ , небольшое различие в частоте пиков возникало благодаря различному типу связи между ФФО и СИС/ГС. Похожим образом, все другие типы образцов также следовали этому правилу. Подтверждением точности ФТС измерений являлось хорошее совпадение спектров двух образцов одного и того же типа из одной серии (рис. 3.44).

На рис. 3.45 представлено, как работают образцы различных типов связи между ФФО и СИС/ГС. К сожалению, нет образцов с одинаковой площадью переходов, поэтому нельзя произвести прямое сравнение. Как видно из рис. 3.45, можно сделать заключение, что настроечная структура для переходов должна быть изменена так, чтобы получить один пик с двумя маленькими провалами, вместо трех пиков. На основе проведенных численных исследований можно заключить, что эта проблема не может быть решена с помощью простого подбора переходов правильного размера. Но однако для данной настроечной структуры наиболее подходящим размером переходов является площадь  $0.9 \text{ мкм}^2$ .

Похожая ситуация с зависимостью от площади переходов наблюдалась и для образцов с двойной дипольной антенной (рис. 3.46), из этого рисунка можно сделать вывод, что требуемая площадь переходов для образцов этого типа является  $0.95 \text{ мкм}^2$ . Для примера, если  $R_N A = 25$ , то  $R_N$  должно быть 12.5-13 Ом. На рис. 3.47, рис. 3.48 и рис. 3.49 показано сравнение между образцами разных типов связи с ФФО с одинаково площадью переходов. Из различия представленных кривых можно заключить, что, то тип связи между ФФО и СИС/ГС сильно влияет на отклик АЧХ детектора.

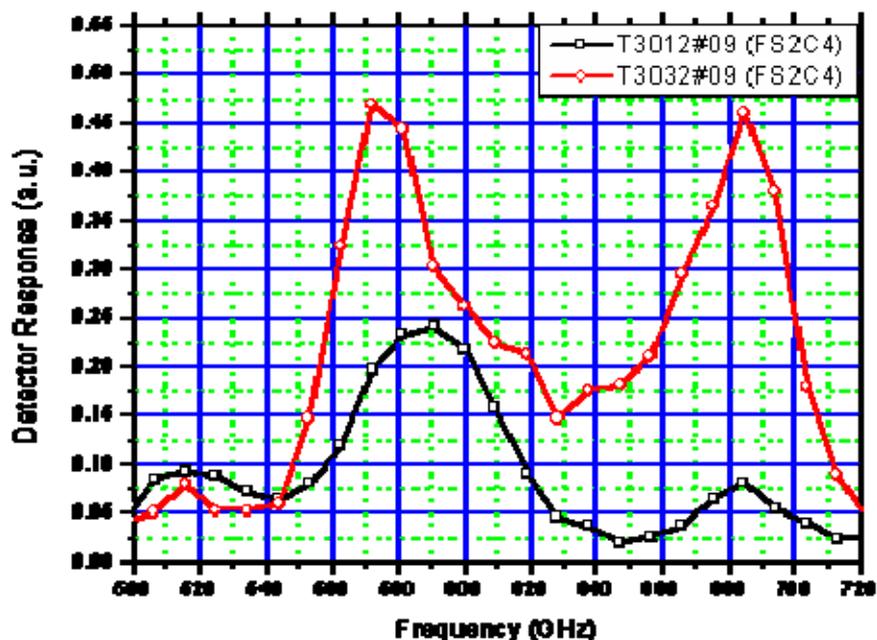


рис. 3.42. Спектры образцов одного типа из разных серий. Частотные диапазоны совпадают, но уровень АЧХ различен из-за разной площади переходов.

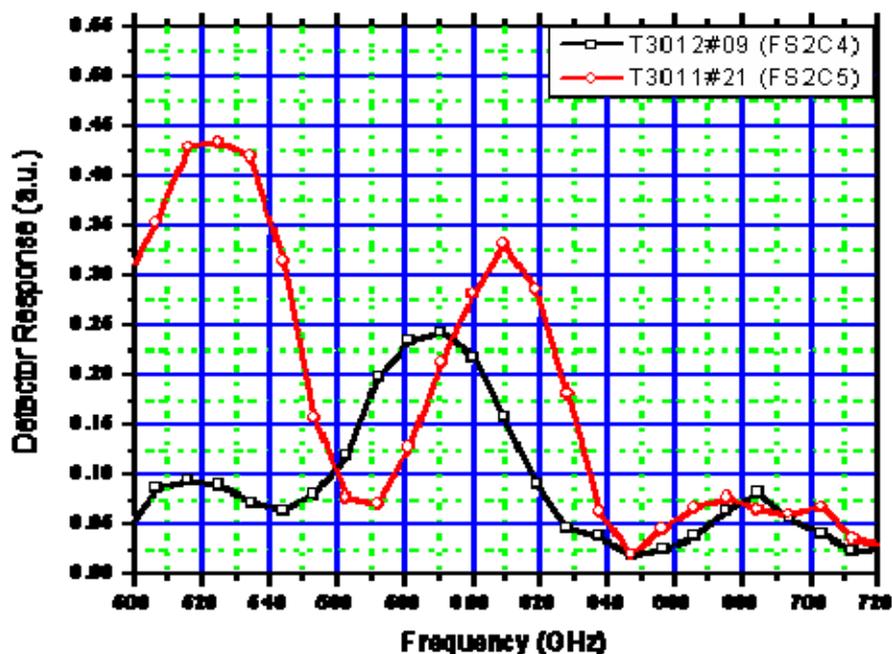


рис. 3.43. Линия с кружочками (красная) соответствует образцу с площадью перехода  $1.4 \text{ мкм}^2$ , линия с квадратиками (черная) – образец с площадью переходов  $0.9 \text{ мкм}^2$ .

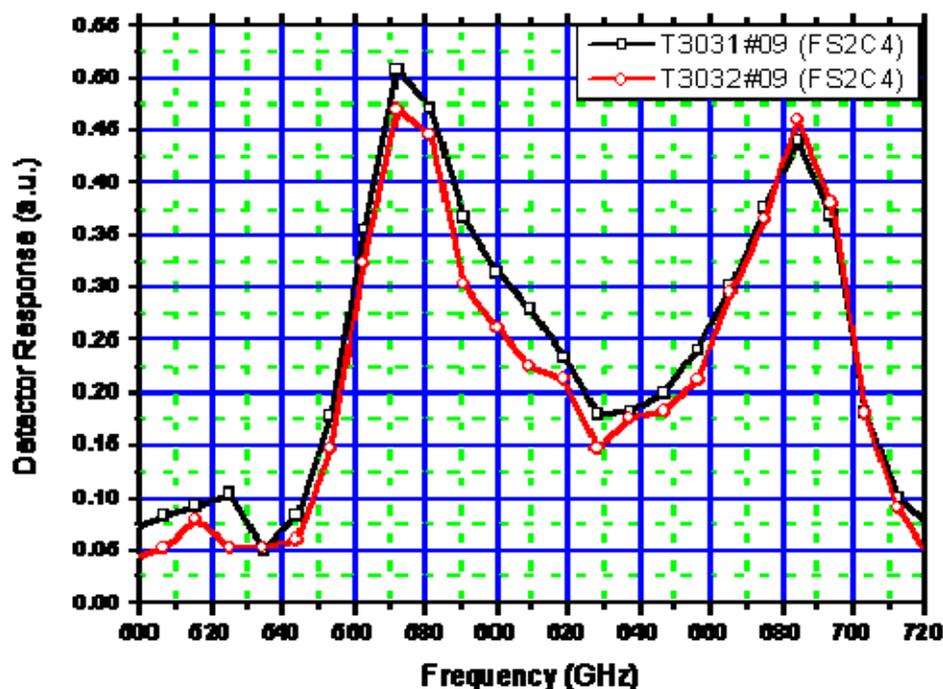


рис. 3.44. Почти полное совпадение двух кривых АЧХ различных образцов одного из одной серии (изготовленных одновременно). Площадь переходов T3031#09 –  $0.78 \text{ мкм}^2$ , T3032#09 –  $0.74 \text{ мкм}^2$ .

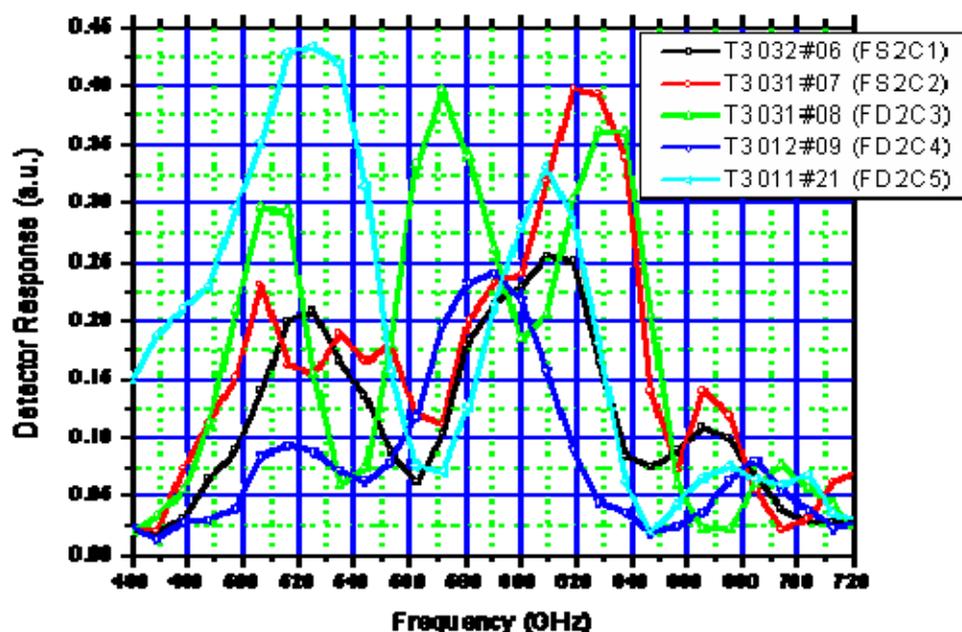


рис. 3.45. Спектры ФТС для образцов разного типа связи между ФФО и СИС/ГС (С1-С5). Каждая кривая имеет по три пика, но высота пиков разная. Площадь переходов для первых четырех кривых почти одинаковая –  $0.9\text{--}1.05 \text{ мкм}^2$ . Для пятой кривой  $1.4 \text{ мкм}^2$ .

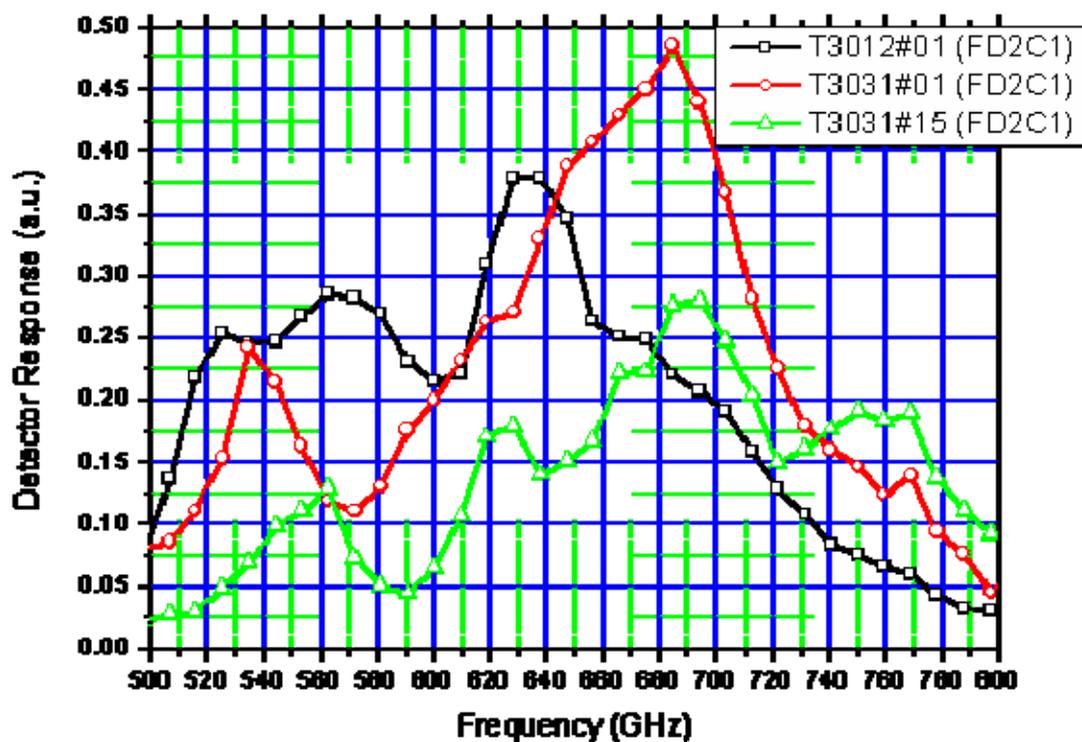


рис. 3.46. Чипы одного типа с дипольной антенной, но с разными площадями переходов. T3012#01 – 1.1 мкм<sup>2</sup>, T3031#01 – 0.85 мкм<sup>2</sup>, T3031#15 – 0.7 мкм<sup>2</sup>.

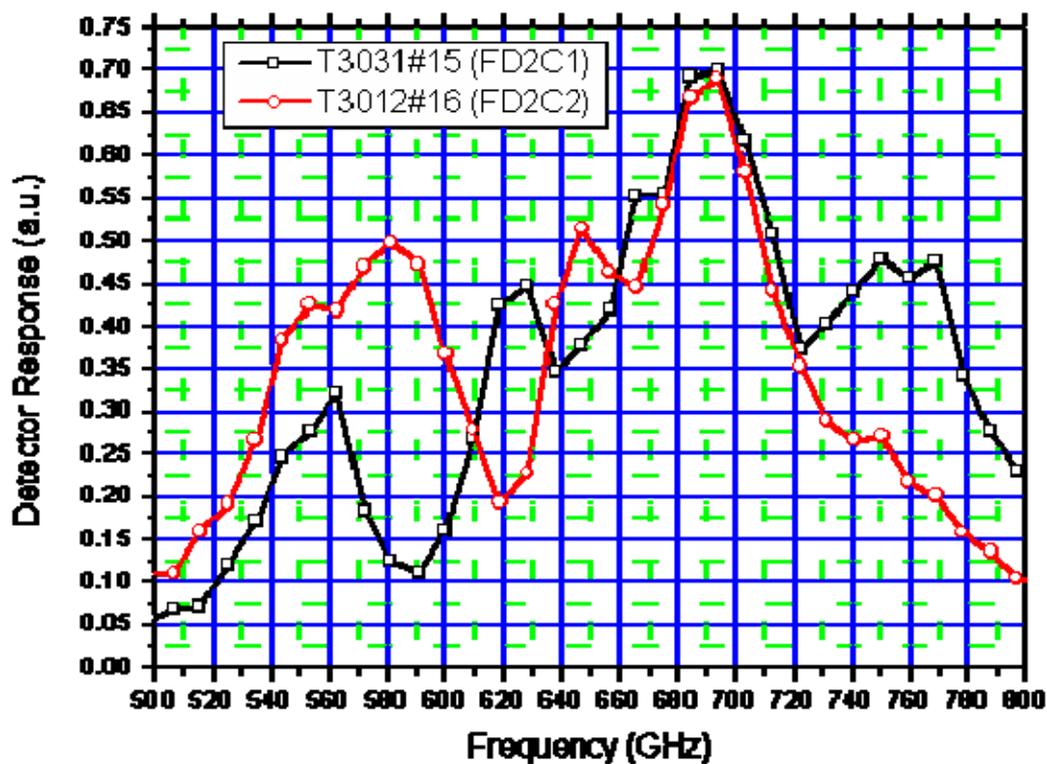


рис. 3.47. Сравнение АЧХ для чипов с одинаковой площадью переходов 0.7 мкм<sup>2</sup>.

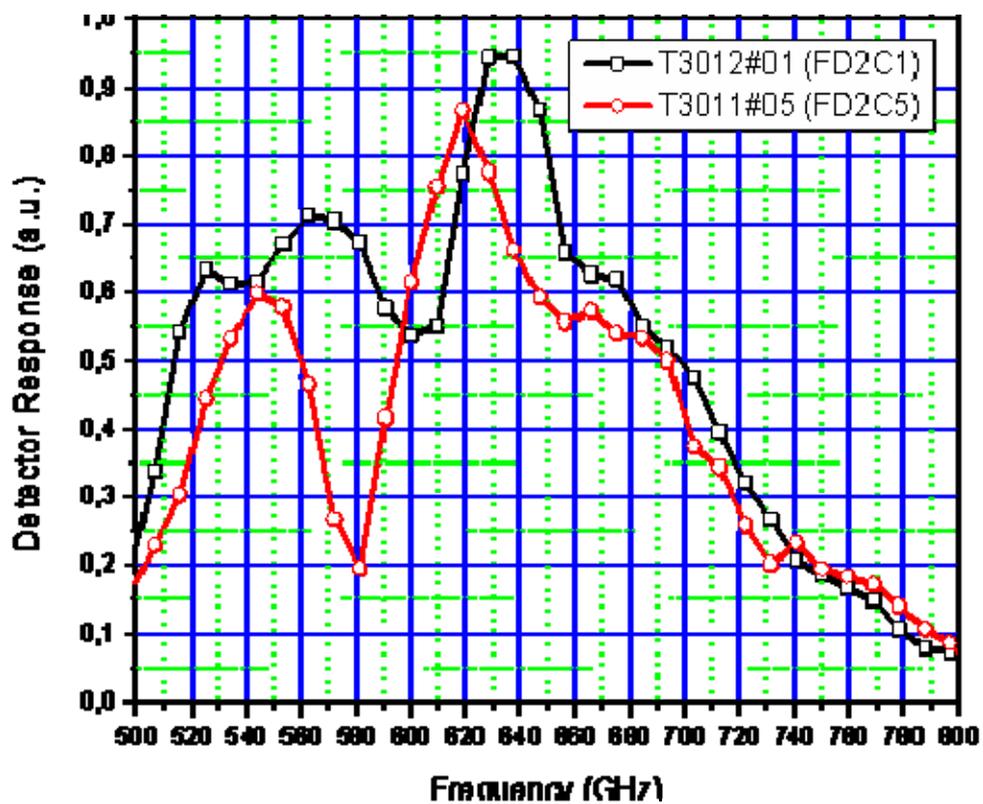


рис. 3.48. T3012#01 – 1.1 мкм<sup>2</sup>, для T3011#05 – 1.07 мкм<sup>2</sup>.

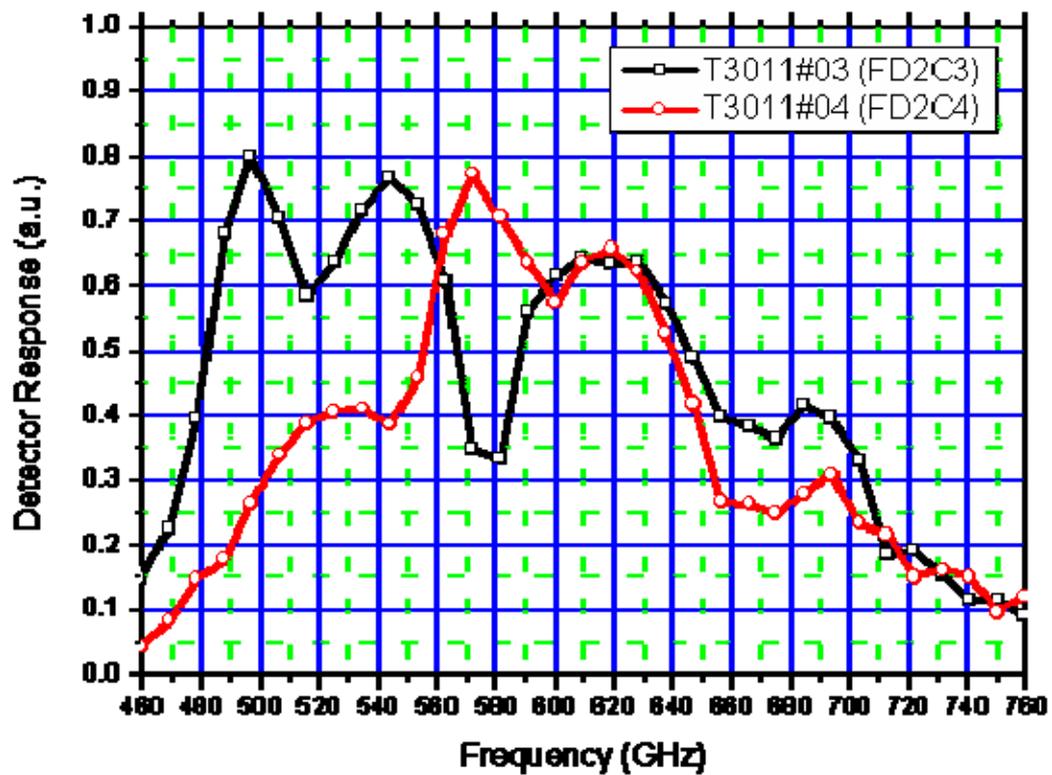


рис. 3.49. T3011#03 – 1.33 мкм<sup>2</sup>, для T3011#04 – 1.25 мкм<sup>2</sup>.

### **3.8 Выводы по Главе 3**

Разработан и экспериментально исследован квазиоптический смеситель на сосредоточенных СИС-переходах из эпитаксиальных пленок NbN и настроенным контуром из нормального металла (алюминия) на подложке MgO в диапазоне 787-950 ГГц.

Проведено компьютерное моделирование чипа смесителя в разных пакетах трехмерного моделирования. Проведено сравнение данных расчетов друг с другом.

Описана экспериментальная установка и методика измерения ВАХ СИС-переходов. Также дано описание установки для измерения шумовой температуры смесителя и представлены результаты (пример) такого измерения.

Анализ измеренной шумовой температуры позволил определить шумовой вклад каждой из составных частей смесителя в полную шумовую температуру. Вклад элементов оптического тракта составил 600 К, шумы самого смесительного элемента (СИС-переходов) 130 К, его настроенный контур из нормального металла (Al) дает 3 дБ потерь, что дает на входе 300 К, шумы ПЧ 5 К. Линза без просветляющего покрытия дает 2 дБ [A20] потерь, что дает в итоге 400 К, не считая оптических потерь. Из этого анализа видно, что достигнутое минимальное значение шумовой температуры смесителя 400 К (за вычетом шумов квазиоптического тракта) на 890 ГГц (менее 10 квантов) лежит в области лучших значений для волноводных смесителей данного диапазона. Это позволило рекомендовать настроенную структуру для использования в волноводных смесителях в диапазоне частот около 1 ТГц. Такой смеситель может послужить альтернативным вариантом для использования в проекте ALMA или в любом другом подобном проекте.

Исследована проблема согласования чипа с широкополосным усилителем ПЧ. Для существующего смесителя была создана электромагнитная модель на ПЧ, учитывающая в том числе, проводки ультразвуковой сварки. Было проверено, что характеристики по ПЧ

совпадают с расчетными характеристиками, затем электромагнитная модель была оптимизирована, и получено оптимальное число (2 к центральному контакту и 8 от экрана к корпусу), расположение и длина (1,25 мм) соединительных проводков так, чтобы уменьшить потери на ПЧ (увести частоту резонанса за диапазон ПЧ). Данная конфигурация была применена в экспериментальном смесителе, и результаты эксперимента подтвердили расчет. Даны рекомендации по устранению паразитных резонансов в подобных устройствах.

Далее в главе представлено описание чипа сверхпроводникового интегрального приемника. Описаны все элементы, присутствующие на чипе и модификации чипа, произведенные в процессе работы над приемником.

Показано применение статистически достоверных результатов для коррекции геометрических параметров микросхемы. В результате коррекции дана рекомендация, согласно которой необходимо изготавливать образцы с размерами переходов:  $0.95 \text{ мкм}^2$ . В чипах с дипольной антенной необходимо изменить размеры антенны, для того, чтобы она была настроена на частоту 600 ГГц, например, немного удлинить ее. Также требуется изменить настроечную структуру связи между ФФО и СИС/ГС для уменьшения провалов между пиками, что видно как из накачки СИС, так и из ФТС.

Результаты, полученные при измерениях с помощью Фурье-спектрометра, удовлетворительно совпали с предсказаниями численного расчета, что косвенно подтвердило правильность основных расчетных методов. В результате системного многоэтапного отбора была продемонстрирована работоспособность СИП, а именно, получены значения шумовой температуры приемника всего лишь 100-120 К в диапазоне 600-630 ГГц.

## Заключение

Основные результаты диссертационной работы:

1. Разработана трехмерная модель СИС-смесителя диапазона 86-115 ГГц с подавлением зеркального канала за счет настраиваемого поршня и односторонним подключением чипа. Проведена оптимизация модели с помощью компьютерной программы электромагнитного моделирования, в результате, получены низкие потери на отражение по входу смесителя – менее -15 дБ, что удовлетворяет требованиям к смесителю для практического радиотелескопа.

2. Проведено моделирование двух конфигураций волноводных смесителей с СИС-переходами для использования в терагерцовом диапазоне с широкой полосой ПЧ 4-12 ГГц: СИС-смеситель с чипом в канале в широкой стенке волновода с одной стороны и балансный СИС-смеситель с двумя чипами в обеих широких стенках волновода и чипом инжекции мощности гетеродина.

Для одиночного смесителя потери на отражение ожидаются менее минус 15 дБ, потери на прохождение не превышают 2 дБ. Утечка сигнала в канал гетеродина составила менее -30 дБ. Передача мощности гетеродина на чип чуть менее -6 дБ, передача сигнала на переходы около -4 дБ.

Для балансного смесителя утечка сигнала в волноводный тракт составила менее -30 дБ, прохождение мощности гетеродина на переходы -12 дБ, прохождение сигнала -6 дБ. На основании анализа возможных отклонений был сделан вывод об устойчивости конструкции к неточностям позиционирования чипов и разбросу площадей СИС-переходов с разных чипов.

3. Произведен расчет согласующих цепей квазиоптического смесителя в диапазоне 0,7-1 ТГц. В результате компьютерного трехмерного моделирования смесителя достигнуто согласование лучше -15 дБ.

Проведено экспериментальное исследование квазиоптического смесителя на сосредоточенных СИС-переходах из эпитаксиальных пленок NbN и настроечным контуром из нормального металла (алюминия) на подложке MgO в диапазоне 787-950 ГГц. Разработан стенд для измерения шумовой температуры смесителя, ее величина составила 400 К.

4. Исследована проблема согласования чипа квазиоптического СИС-смесителя с широкополосным усилителем ПЧ. Даны рекомендации по устранению паразитных резонансов в таких устройствах за счет оптимизации конструкции соединений между чипом и корпусом смесительного блока.

5. На основе большого измерения АЧХ смесителей и анализа статистически достоверных данных для коррекции геометрических параметров микросхемы дана рекомендация изготавливать образцы с эффективным размером СИС-переходов  $0.95 \text{ мкм}^2$ .

## Публикации по теме диссертационной работы

- [A1] S.V. Shitov, V.P. Koshelets, P.A. Yagoubov, L.V. Filippenko, P.N. Dmitriev, O.V. Koryukin, An.B. Ermakov, and R.W.M. Hoogeveen". "SIR Chip for TELIS", Abstract for the Fourteenth International Symposium Space TeraHertz Technology, Tucson, Arizona, USA, April 22-24, 2003.
- [A2] V.P. Koshelets, S.V. Shitov, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, O.V. Koryukin, A.S. Sobolev, M.Yu. Torgashin, P. Yagoubov, R. Hoogeveen, "Integrated Submillimeter and Terahertz Receivers with Superconducting Local Oscillator", presented at the 8th International Workshop "From Andreev Reflection to the International Space Station" Björkliden, Kiruna, Sweden, March 20-27, 2004.
- [A3] V.P. Koshelets, S.V. Shitov, A.B. Ermakov, O.V. Koryukin, L.V. Filippenko, A. V. Khudchenko, M. Yu. Torgashin, P. Yagoubov, R. Hoogeveen, O.M. Pylypenko, "Superconducting Integrated Receiver for TELIS", Report 2ET06 at the Applied Superconductivity Conference ASC'2004, USA, October 2004 – Oral presentation.
- [A4] V.P. Koshelets, S.V. Shitov, A.B. Ermakov, O.V. Koryukin, L.V. Filippenko, A. V. Khudchenko, M. Yu. Torgashin, P. Yagoubov, R. Hoogeveen, O.M. Pylypenko, "Superconducting Integrated Receiver for TELIS", "IEEE Trans. on Appl. Supercond.", vol. 15, pp. 960-963, 2005.
- [A5] В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, Л.В. Филиппенко, О.В. Корюкин, М.Ю. Торгашин, А.В. Худченко, "Интегральный сверхпроводниковый спектрометр для мониторинга атмосферы", Известия ВУЗов "Радиофизика", Том XLVIII, № 10–11, стр. 947-954, 2005.
- [A6] P.A. Yagoubov, J. Dercksen, R.W.M. Hoogeveen, V.P. Koshelets, O.V. Koryukin, and O.M. Pylypenko, "550-650 GHz spectrometer development for TELIS", Abstract for the 16th International Symposium on Space Terahertz Technology, Sweden, May 2005, p. 438-443.

- [A7] V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, O.V. Koryukin, A.V. Khudchenko, M.Yu. Torgashin, P.A. Yagoubov, R. W.M Hoogeveen, and W. Wild, “Superconducting Submm Integrated Receiver with Phase-Locked Flux-Flow Oscillator for TELIS”, Abstract for the 16th International Symposium on Space Terahertz Technology, Sweden, May 2005, p. 276-281.
- [A8] В.П.Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, И.Л. Лапицкая, Л.В. Филиппенко, О.В. Корюкин, М.Ю. Торгашин, А.В. Худченко, «Интегральный сверхпроводниковый спектрометр для мониторинга атмосферы», Всероссийский семинар по радиофизике миллиметрового и субмиллиметрового диапазона, Нижний Новгород, март, 2005.
- [A9] V.P. Koshelets, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, O.V. Koryukin, A.V. Khudchenko, A.S. Sobolev, M.Yu. Torgashin, P.A. Yagoubov, R.W.M. Hoogeveen, W.J. Vreeling, W. Wild, and O.M. Pylypenko, “Superconducting Submm Integrated Receiver for TELIS” – Abstract for the 7th European Conference on Applied Superconductivity EUCAS '05, Report TH-P4-136, p.332; September 2005, Vienna. Journal of Physics: Conference Series, IOP Publishing Ltd, volume 43 (2006), p. 1377 – 1381.
- [A10] S. V. Shitov, Y. Uzawa, T. Noguchi, T. Matsunaga, T. Tamura, A. Endo, A. V. Uvarov, I. A. Cohn, O. V. Koryukin, “Development of the ALMA band-10 QO SIS mixer,” Abstracts of 6th Workshop on Submillimeter-Wave Receiver Technologies in Eastern Asia, Dec. 8-10, 2005, Purple Mountain Observatory, NAOC, CAS, Nanjing, China.
- [A11] S. V. Shitov, Y. Uzawa, T. Noguchi, W. L. Shan, T. Matsunaga, T. Tamura, A. Endo, O. V. Koryukin, A. V. Uvarov, I. A. Cohn, “Development of a SIS receiver for ALMA Band-10”, Приглашенный доклад, Proceedings 4<sup>th</sup> ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications, Feb. 15-17, 2006, MilliLab, Espoo, Finland, p. 465.
- [A12] S. V. Shitov, O. V. Koryukin, Y. Uzawa, T. Noguchi, A. V. Uvarov, I. A. Cohn, “Development of Balanced SIS Mixers for ALMA Band-10”, Proceedings

of 17th International Symposium on Space Terahertz Technology, Paris, 10-12 May, 2006, Report P1-18 (2007).

[A13] O. Koryukin, S. Shitov, M. Bukovski, A. Uvarov, Y. Uzawa, T. Noguchi, Z. Wang and M. Krough, “Balanced Waveguide Mixer for ALMA Band 10 (787-950 GHz): HFSS simulations”, the 7th Workshop on Submillimeter-Wave Receiver Technologies in Eastern Asia, January 17-19, 2007, Osaka Prefecture University, Sakai, Osaka, Japan, pp. 195-204.

[A14] A. V. Uvarov, S. V. Shitov, O. V. Koryukin, M. A. Bukovski, Y. Uzawa, T. Noguchi, M. Kroug, M. Takeda, Z. Wang and A. N. Vystavkin, “Tolerance Analysis of THz-Range Lens-Antenna and Balanced SIS Mixers”, 18th International Symposium on Space Terahertz Technology, Pasadena, California, USA, 21-23 March, 2007.

[A15] О.В. Корюкин, С.В. Шитов, М.А. Буковский, А.В. Уваров, “Моделирование и анализ сверхпроводниковых волноводных смесителей на туннельных СИС-переходах диапазона 787-950 ГГц”. Труды XI всероссийской научной школы-семинара «Волны – 2007», 21-26 мая 2007, МГУ, Москва.

[A16] S. V. Shitov, O. V. Koryukin, Y. Uzawa, T. Noguchi, A. V. Uvarov, M. A. Bukovski, I. A. Cohn, "Design of Balanced Mixers for ALMA Band-10," IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 17, No. 2, June 2007, pp. 347-350 (2007).

[A17] S. V. Shitov, O. V. Koryukin, A. V. Uvarov, M. A. Bukovsky, Y. Uzawa, T. Noguchi, M. Takeda, Z. Wang, M. Krough and A. N. Vystavkin, Study On SIS Mixers For ALMA BAND-10, 6-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Sub-Millimeter Waves (MSMW'07), June 25 - 30, 2007, Kharkov, Ukraine, p.219-221, report W-12.

[A18] M. A. Bukovski, S. V. Shitov, A. V. Uvarov, O. V. Koryukin and Y. Uzawa “SIS Mixers for ALMA Band-10: Comparison of Epitaxial and Hybrid Solutions”, Abstract for 19th International Symposium on Space Terahertz Technology, Groningen, The Netherlands, April 28-30, 2008.

[A19] Oleg V. Koryukin, Sergey V. Shitov, Alexander N. Vystavkin, Microwave design of a superconducting mixer with single-side chip mount for radio astronomy, 2-nd International Conference "Terahertz and Microwave radiation: Generation, Detection and Applications", Moscow, June 20 - 22, 2012, Abstract book, p.61.

[A20] Корюкин О.В., Шитов С.В., Выставкин А.Н., Сверхпроводниковый смеситель на основе чипа с односторонним подключением для радиоастрономии // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, том 56, № 1, 2013, С. 55-65.

## Цитированная литература

- [1] Розанов Б. А., Розанов С. Б. Приемники миллиметровых волн. – М.: Радио и связь, 1989
- [2] J. Zmuidzinas, P. Richards, “Superconducting Detectors and Mixers for Millimeter and Submillimeter Astrophysics”, Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 10, October 2004
- [3] A.B.Zorin, “Quantum Noise in SIS Mixers,” IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-21, no.2, Mar 1985.
- [4] McGrath W.R., Raisanen A.V., Richard P.L. Accurate noise measurements of superconducting quasiparticle array mixers // IEEE Trans. Magn., 1985. V. MAG-21, No. 2. P. 212-215.
- [5] Шитов С.В. Интегральные устройства на сверхпроводниковых туннельных переходах для приемников миллиметровых и субмиллиметровых волн // Диссертация на соискание ученой степени доктора физико-математических наук. Москва. 2003.
- [6] N. D. Whyborn, C. O. Lindström, H. Ekström, S. Kovtonyuk, A Low-Noise 345 GHz SIS Receiver for SEST., Onsala, Sweden, 2000.
- [7] S. Shitov, B. Jackson, A. Baryshev, A. Markov, N. Iosad, J. Gao, T. Klapwijk, “A low-noise double-dipole antenna SIS mixer at 1 THz,” Physica C, vol. 372, no. 1, pp. 374–377, 2002.
- [8] Shi S.C. and Noguchi T. Low-noise Superconducting Receivers for Millimeter and Submillimeter Wavelengths // IEICE Trans. Electron., October 1998. V. E81-C, No. 10. P. 1584-1594.
- [9] Clifton B.J. “Schottky diode receivers for operation in the 100-1000 GHz region”, Radio and Electronic Engineer, Vol. 49 , pp. 333-346, 1979
- [10] J. R. Tucker and M. J. Feldman, “Quantum detection at millimetre wavelengths,” Rev. Mod. Phys., vol. 57, no. 4, pp. 1055–1113, 1985.

- [11] Ermakov An. B., Koshelets V.P., Serpuchenko I.L., Filippenko L.V., Shitov S.V., Vystavkin A.N. SNAP structures with Nb-AlOX-Nb junctions for MM wave receivers // IEEE Trans on Magn. 1989. V. MAG-25, No. 2. P. 1060 - 1063.
- [12] Физическая энциклопедия в пяти томах под ред. А.М. Прохорова // Научное издательство «Большая советская энциклопедия», Москва, 1994, Т.4, С.551.
- [13] Galin I., “Millimeter-wave mixers with Schottky diodes, for superheterodyne spaceborne radiometers-review and predictions,” Signals, Systems, and Electronics, pp. 153 – 156, 1995.
- [14] Vernon F.L., Millea M.F., Bottjer M.F., Silver A.H., Pedersen R.J., McColl M., “The Super-Schottky Diode”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, pp. 286 – 294, 1977.
- [15] D. Golubev ; Leonid S. Kuzmin ; Magnus Willander, “SIN tunnel junction as a temperature sensor,” Proc. SPIE 3629, Photodetectors: Materials and Devices IV, 364, 1999.
- [16] J. Zmuidzinas, H. G. LeDuc, J. A. Stern, and S. R. Cypher, “Two junction tuning circuits for submillimeter SIS mixers”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.42, pp.698–706, Apr. 1994.
- [17] V. Ambegaokar, A. Baratoff , “Tunneling between superconductors”, Physical review letters, V.10, N.11, 1963/
- [18] Love A.W. Electromagnetic Horn Antennas. IEEE Press, New York, 1976.
- [19] A. Navarrini, B. Lazareff, 275-370 GHz DSB and SSB waveguide mixers employing a tuned Nb/Al-AlO<sub>x</sub>/Nb SIS tunnel junction, ALMA Memo 351, 2001.
- [20] AWR Microwave Office, <http://www.awrcorp.com>.
- [21] ANSYS HFSS, <http://www.ansys.com>.
- [22] CST Microwave Studio, <http://www.cst.com>.
- [23] Paul F. Goldsmith, “Quasioptical Systems: Gaussian Beam Quasioptical Propagation and Application”, IEEE Press, 1997.
- [24] S.V. Shitov, A.M. Baryshev, V.P. Koshelets, J.-R. Gao, W. Luinge, H. van de Stadt, T. de Graauw, "Wide-Band Quasi-Optical SIS Mixers for Integrated

receivers up to 1200 GHz." Proceedings of the 7th Space TeraHertz Technology Conference, Charlottesville, Virginia, March, pp 525-535, (1996).

[25] S.V. Shitov, V.P. Koshelets, A.M. Baryshev, L.V. Filippenko, W. Luinge, J.R. Gao, P. Lehtikoinen, "Study of a Quasioptical Superconducting Integrated Receiver for Imaging Applications at 400-700 GHz", Proc. 8-th Int. Symp. on Space Terahertz Tech., Cambridge, USA, pp. 281-290, (1997).

[26] Y. Uzawa, T. Noguchi, A. Kawakami and Z. Wang, "Quasi-optical log-periodic antenna SIS mixers for the 100 GHz band", Supercond. Sci. Technol., 9 (1996), A140–A143.

[27] Feldman M.J., Rudner S. Mixing with SIS arrays // Reviews in Infrared and MM Waves, 1983. V. 1. P. 47-75.

[28] Richards P.L, Shen T.M., Harris R.E., Lloyd F.L. Quasiparticle heterodyne mixing in SIS tunnel junctions // Appl. Phys. Lett., 1979. V. 34. P. 345-346.

[29] V.P. Koshelets, S.V. Shitov, L.V. Filippenko, A.M. Baryshev, A.V Shchukin, G.V. Prokopenko, P.G.Litskevitch, T. de Graauw, W. Luinge, H.van de Stadt, H. Golstein, H. Schaeffer, T.M. Klapwijk, J.R. Gao, P. Lehtikoinen, J. Mygind. "Integrated Submillimetre Heterodyne Receivers" Proceedings of the 30th ESLAB Symposium, ESTEC, The Netherlands, pp. 193-202, (1996).

[30] <http://www.rfamplifiers.com>

[31] Специальный выпуск «Криоэлектроника» // Зарубежная радиоэлектроника, 1983. No. 6. С. 1-96.

[32] Dolan G.J., Phillips T.G., and Woody D.P. Low noise 115 GHz mixing superconducting oxide barrier tunnel junctions // Appl. Phys. Lett., 1979. V. 34. P. 347-349.

[33] Phillips T.G., Woody D.P., Dolan C.J., Miller R.E, and Linke R.A. Dayem-Martin (SIS tunnel junction) Mixers for Low Noise Heterodyne Receivers // IEEE Trans. Magn., 1981. V. MAG-17. P. 684-689.

[34] Dolan G.J., Linke R.A., Solner T.C.L.G., Woody D.P. and Phillips T.G. Superconducting Tunnel Junctions as Mixers at 115 GHz // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1981. V. MTT-29. P. 87-91.

- [35] Pan S.-K., Feldman M.J., Kerr A.R., Timble P. Low-noise 115 GHz receivers using superconducting tunnel junctions // *Appl. Phys. Lett.*, 1983. V. 43. P. 786-788.
- [36] Blundell R., Gundlach K.H, and Blum K.J. Practical low-noise quasiparticle receiver for 80-120 GHz // *Electron. Lett.*, 1983. V. 19. P. 498-500.
- [37] Sutton E.C. A Superconducting Tunnel Junction Receiver for 230 GHz // *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique*, 1983. V. 31. P. 589-592.
- [38] Blundell R., Ibruegger J., Gundlach K.H., Blum E.J. A low noise 140-170 GHz heterodyne receiver using quasiparticle tunnel junction // *El. Lett.*, 1984. V. 20, No. 11. P. 476-477.
- [39] Woody D.P., Miller R.E., Wengler M.J. 85-115 GHz receivers for radio astronomy // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1985. V. MTT-33, No. 2. P. 90-95.
- [40] Wengler M.J., D.P. Woody, R.E. Miller, Phillips T.G., A low noise receiver for millimeter and submillimeter wavelengths // *Int. J. Infrared and Millimeter Waves*, 1985. V. 6. P. 697-706.
- [41] Raisanen A.V., McGrath W.R., Grete D.G., and Richards P.L. Scaled model measurements of embedding impedances for SIS waveguide mixers // *Int. J. Infrared and MM Waves*, 1985. V. 6, No. 12. P. 1169-1189.
- [42] Buttgenbach T.H., Groesbeck T.D., Ellison B.N. A scale mixer model for SIS waveguide receivers // *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*, 1990. V. 11, No. 1. P. 1-20.
- [43] McGrath W.R., Raisanen A.V., and Richards P.L. Variable-temperature loads for use in accurate measurements of cryogenically-cooled microwave amplifiers and mixers // *Int. J. Infrared and MM Waves*, 1986. V. 7. P. 543-553.
- [44] Ke Q., Feldman M. Optimum source conductance for high frequency superconducting quasiparticle receivers // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1993. V. 41. P. 600-604.
- [45] Callegari A.C., Buhrman R.A. Millimeter wave mixing with submicron area Nb tunnel junctions // *J. Appl. Phys.*, 1982. V. 53, No. 2. P. 823-827.

- [46] Pan S.-K., Kerr A.R., Feldman M.J., Kleinsasser A., Stasiak J., Sandstrom L., Gallagher W.J. A 85-116 GHz SIS receiver using inductively shunted edge-junctions // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1989. V. MTT-37, No. 3. P. 580-592.
- [47] Kooi J.W., Chan M., Phillips N.G., Bumble B., LeDuc H.G. A low noise 230 GHz heterodyne receiver employing 0.25  $\mu\text{m}^2$  area Nb/AlOx/Nb tunnel junctions.// California Institute of Technology, Internal Report, June 1991. P. 1-20.
- [48] Grete D.G., McGrath W.R., Richards P.L., and Lloyd F.L. Performance of arrays of SIS junctions in heterodyne mixers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1987. V. MTT-35, No. 4. P. 435-440.
- [49] D'Addario L.R. An SIS mixer for 90-120 GHz with gain and wide bandwidth // Int. J. Infrared and MM Waves, 1984. V. 5, No. 11. P. 1419-1442.
- [50] Raisanen A.V., McGrath W.R., Richards P.L., and Lloyd F.L. Broadband RF match to a millimeter wave SIS quasiparticle mixer // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1985. V. MTT-33. P. 1495-1500.
- [51] Kerr A.R., Pan S.-K., Feldman M.J. Integrated tuning elements for SIS mixers // Int. J. Infrared Millimeter Waves, 1988. V. 9, No. 6. P. 203-212.
- [52] Mears C.A., Qing Hu, Richards P.L. Numerical simulation of experimental data from planar SIS mixers with integrated tuning elements // IEEE Trans. Magn., 1989. V. 25, No. 2. P. 1050-1053.
- [53] Skalare A. Determining embedding circuit parameters from dc measurements on quasiparticle heterodyne mixers // Int. J. Infrared Millimeter Waves, 1989. V. 10. P. 1339-1353.
- [54] Noguchi T., Sunada K., Inatani J. An SIS mixer with integrated tuning circuit (II) - A proposal of SQUID-type mixer // 39th Spring Meeting of the Japanese Society of Appl. Physics, Tokyo, Japan, March 1992. P. 76.
- [55] Belitsky V.Yu., Jacobsson S.W., Filippenko L.V., Kovtonjuk S.A., Koshelets V.P., Kollberg E.L. 0.5 THz SIS receiver with twin junction tuning circuit // Proc. 4 Int. Symp. Space Terahertz Technology, Los Angeles, UCLA, USA, 30 March – 1 April 1993. P. 538.

- [56] Jacobsson S.W., Belitsky V.Y., Filippenko L.V., Kovtonyuk S.A., Koshelets V.P., Kollberg E.L. Quasi-optical 0.5 THz receiver with twin junction tuning circuit // 18-th Int. Conf. IR and MM Waves, Colchester, UK, 1993. V. SPIE-2104. P. 267-268.
- [57] Kerr A.R., Pan S.-K., Withington S. Embedding impedance approximation in the analysis of SIS mixers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1993. V. 41, No. 4. P. 590-594.
- [58] Shi S.C., Noguchi T., Inatani J. A new type of SIS mixer using parallel-connected twin junctions // Digest 19-th Int. Conf. IR & MM Waves, JSAP, Japan, 1994. Eds. K. Sakai and T. Yoneyama. P. 110-111.
- [59] Noguchi T., Shi S.C., Inatani J., Parallel connected twin junctions for millimeter and submillimeter wave SIS mixers: analysis and experimental verification // IEICE Trans. Electronics, May 1995. V. E78-C, No. 5. P. 481-489.
- [60] Shi S.C., Noguchi T., Inatani J. Analysis of the bandwidth performance of SIS mixers with distributed junction arrays // Proc. 8-th Int. Symp. Space Terahertz Technol., Boston, USA, March 1997. P. 81-90.
- [61] Shi S.C., Noguchi T., Inatani J. Experimental results of SIS mixers with distributed junction arrays // Proc. 9-th Int. Symp. Space Terahertz Technol., Pasadena, USA, March 1998.
- [62] G. Yassin, S. Withington, "Electromagnetic models for superconducting millimeter-wave and submillimeter-wave microstrip line." J. Phys. D: Appl. Phys., vol. 28, no. 9, pp. 1983-1991, 14 September 1995.
- [63] A.R. Kerr Surface impedance of superconductors and normal conductors in EM simulators // MMA Memo 245.
- [64] V. Belitsky, C. Risacher, M. Pantaleev, V. Vassilev, "Superconducting Microstrip Line Model Studies at Millimetre and Sub-millimetre Waves", International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 27, No. 6, June 2006
- [65] G. Chattopadhyay, F. Rice, D. Miller, H. LeDuc, J. Zmuidzinas, "A 530-GHz balanced mixer," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 9, no. 11, pp. 467-469, Nov. 1999.

- [66] S. M. X. Claude, C. T. Cunningham, A. R. Kerr, S.-K. Pan. September 20, 2000. "Design of a Sideband-Separating Balanced SIS Mixer Based on Waveguide Hybrids," ALMA Memo 316. Available: <http://www.alma.nrao.edu/memos/html-memos/alma316/memo316.pdf>
- [67] Davies S.R., Little L.T., Cunningham C.T., "Low-noise SIS heterodyne receiver at 230 GHz," IEEE Electronic Letters, vol. 23, issue 18, pp. 946-948, 1987.
- [68] A. R. Kerr and S.-K. Pan, Design of planar image-separating and balanced SIS mixers // Proceedings of the Seventh International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 207-219, 1996.
- [69] J. W. Kooi, R. A. Chamberlin, R. Monje, B. Force, D. Miller, and T. G. Phillips, "Balanced Receiver Technology Development for the Caltech Submillimeter Observatory," IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, pp.1-12, 2011
- [70] Lehto A.O., Raisanen A.V. Embedding impedance of millimeter wave Schottky mixer: scaled model measurements and computer simulations // Int. J. Infrared Millimeter Waves, 1983. V. 4, No. 4. P. 609-628.
- [71] Feldman M.J., Pan S.-K., Kerr A.R., and Davidson A. SIS mixer analysis using scale model // IEEE Trans. Magn., 1983. V. MAG-19, No. 3. P. 494-497.
- [72] Parmentier R.D. Fluxons in long Josephson junctions // Soliton in action. Ed. by K. Lonngren and A.C. Scott, Academic, New-York, 1978. P. 173-199.
- [73] T. Nagatsuma, K. Enpuku, F. Irie, and K. Yoshida, "Flux-flow type Josephson oscillator for mm and submm wave region," J. Appl. Phys., vol. 54, p. 3302, 1983. See also Pt. II: J. Appl. Phys. vol. 56, p. 3284, 1984; Pt. III, J. Appl. Phys., vol. 58, p. 441, 1985; Pt. IV, J. Appl. Phys., vol. 63, p. 1130, 1988.
- [74] S.V. Shitov, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, V.P. Koshelets, A.B. Baryshev, W. Luinge, Jian-Rong Gao, "Superconducting Chip Receiver for Imaging Applications", presented at ASC-98, Palm Desert, CA, USA, Report EMA-09, IEEE Trans. on Appl. Supercond., v.9, No 2, pp. 3773-3776, (1999).

- [75] V. P. Koshelets, S. V. Shitov, "Integrated Superconducting Receivers" Superconductor Science and Technology, vol. 13, pp. R53-R69, 2000.
- [76] L. V. Filippenko, S. V. Shitov, P. N. Dmitriev, A. B. Ermakov, V. P. Koshelets, and J. R. Gao, "Integrated superconducting receiver: fabrication and yield," IEEE Trans. on Appl. Supercond., vol. 11, No 1, pp. 816-819 (2001).
- [77] Foltz H.D., Davis J.H. Calculated performance of S.I.S. junctions as frequency multipliers // IEEE MTT-S Digest, 1990. P. 307-310.
- [78] Koshelets V.P., Shitov S.V., Shchukin A.V., Filippenko L.V., Dmitriev P.N., Vaks V.L., Mygind J., Baryshev A.B., Luinge W., Golstein H. Flux-flow oscillators for sub-mm wave integrated receivers.// IEEE Trans. Appl. Supercond. 1999. V. 9. P. 4133-4136.
- [79] <http://www.metsahovi.fi/receiver/diagram/90vlbi>
- [80] <http://www.sron.nl/telis-technology-1900>
- [81] Hoogeveen R, Yagoubov P, Kleipool Q, Koshelets V, Shitov S, Ellison B and Birk M 2004 TELIS: a novel three-channel cryogenic heterodyne receiver for stratospheric research IRMMW2004/THz2004 Conference digest, Karlsruhe Germany, September 2004, 581
- [82] Hoogeveen, R.W.M., Yagoubov, P.A., Maurellis, A.N., Koshelets, V.P., Shitov, S.V., Mair, U., Krocka, M., Wagner, G., Birk, M., Hübers, H.-W., Richter, H., Semenov, A., Gol'tsman, G., Voronov, B., Ellison, B., Kerridge, B., Matheson, D., Alderman, B., Harman, M., Siddans, R., Reburn, J., eds. Strojnik, M., "New cryogenic heterodyne techniques applied in TELIS: the balloon borne THz and submm limb sounder for atmospheric research", Proc. of SPIE, Infrared Spaceborne Remote Sensing XI, 5152, p. 347-355, 2004. <http://www.alma.nrao.edu/memos/html-memos/alma245/memo245.1.pdf>
- [83] P.A. Yagoubov, R.W.M. Hoogeveen, A.N. Maurellis, U. Mair, M. Krocka, G. Wagner, M. Birk, H.-W. Hübers, H. Richter, A. Semenov, G. Gol'tsman, B. Voronov, V. Koshelets, S. Shitov, B. Ellison, B. Kerridge, D. Matheson, B. Alderman, M. Harman, R. Siddans, J. Reburn.. "TELIS – a balloon borne Terahertz and submm Limb Sounder", Abstract for the Fourteenth International

Symposium Space TeraHertz Technology, Tucson, Arizona, USA, April 22-24, 2003.

[84] U. Mair, M. Krocka, G. Wagner, M. Birk, H.-W. Hübers, H. Richter, A. Semenov, P. Yagoubov, R. Hoogeveen, T. de Graauw, H. van de Stadt, A. Selig, V. Koshelets, S. Shitov, B. Ellison, D. Matheson, B. Alderman, M. Harman, B. Kerridge, R. Siddans, J. Reburn, “TELIS – development of a new balloon borne THz/submm heterodyne limb sounder”, Presented at the 13-th International Symposium on Space Terahertz Technology, Harvard University, March 26-28, (2002).

[85] A. Wooten Atacama large millimeter array (ALMA) // Proc. SPIE, Large Ground-Based Telescopes, vol. 4837, pp. 110–118, Feb. 2003. ALMA memo series [Online]. Available: <http://www.alma.nrao.edu/memos>.

[86] <http://www.nrao.edu/index.php/about/facilities/alma>

[87] Вдовин В.Ф., Елисеев А.И., Зинченко И.И. Кошелец В.П., Кузнецов И.В., Лапкин И.В., Муюнен А., Ойнаскаллио Э., Пелтонен Ю., Пилипенко А.М., Урпо С., Филиппенко Л.В., Шитов С.В., Штанюк А.М., “Двухчастотный двухполяризационный сверхпроводниковый приемник для радиоастрономических исследований в миллиметровом диапазоне волн» // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50, № 9. С. 1207-1211.

[88] Шитов С. В., Кошелец В. П., Ковтонюк С. А., Ермаков Ан. Б. Цепочки СИС-переходов с параллельным смещением для приемников мм волн // Сверхпроводимость: физика, химия, техника. 1991. Т. 4, №10. С. 2023 - 2033.

[89] Kerr A.R., Pan S.-K., Lichtenberger A.W., Horner N., Effland J.E., and K. Crady, A Single-Chip Balanced SIS Mixer for 200-300 GHz // ALMA Memo 308. 2000.

[90] K. Kimura, S. Asayama, T. Nakajima, N. Nakashima, J. Korogi, Y. Yonekura, H. Ogawa, N. Mizuno, K. Suzuki, Y. Fukui, H. Andoh, Y. Sekimoto, T. Noguchi and A. Yamamoto, “ALMA cartridge-type receiver system for Band 4” // Proceedings of Fifteenth International Symposium on Space Terahertz Technology, 2004.

- [91] W. Shan , S. Shi , T. Matsunaga , M. Takizawa , A. Endo , T. Noguchi and Y. Uzawa "Design and development of SIS mixers for alma band 10" // IEEE Trans. Appl. Superconduct., vol. 17, pp.363 -366, 2007.
- [92] Koshelets V, Dmitriev P, Ermakov A, Sobolev A, Torgashin M, Kurin V, Pankratov A and Mygind J 2005 Optimization of the Phase-Locked Flux-Flow Oscillator for the Submm Integrated Receiver IEEE Trans. on Appl. Supercond. V. 15 No. 2. P. 964-967.
- [93] V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, A.S. Sobolev, M.Yu. Torgashin, V.V. Khodos, V.L. Vaks, P.R. Wesselius, C. Mahaini J. Mygind, "Superconducting Phase-Locked Local Oscillator For Submm Integrated Receiver", Proceedings of the 13-th International Symposium on Space Terahertz Technology, Harvard University, March 26-28, pp. 473-482, (2002).
- [94] A.B. Ermakov, S.V. Shitov, A.M. Baryshev, V.P. Koshelets and W. Luinge, A data acquisition system for test and control of superconducting integrated receivers // IEEE Transactions on Applied Superconductivity, V.11, No.1, 2001.
- [95] P. Febvre, W. R. McGrath, P. Batelaan, B. Bumble, H. G. LeDuc, S. George, P. Feautrier, A low-noise SIS receiver measured from 480 GHz to 650 GHz using Nb junctions with integrated RF tuning circuits // International Journal of Infrared and Millimeter Waves, June 1994, Volume 15, Issue 6, pp 943-965.
- [96] Mees, J., Crewell, S. ; Nett, H. ; de Lange, G. ; van de Stadt, H. ; Kuipers, J.J. ; Panhuyzen, R.A., ASUR-an airborne SIS receiver for atmospheric measurements of trace gases at 625 to 760 GHz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technics, V.43, No.11, 1995.
- [97] Qing Hu, C. A. Mears, P. L. Richards, and F. L. Lloyd, Measurement of integrated tuning elements for SIS Mixers with a Fourier transform spectrometer // Int. J. Infrared Millimeter Waves, vol. 9, no. 4, pp. 303-320, 1988.
- [98] Hariharan, P., Basics of Interferometry // Second Edition. Elsevier. ISBN 0-12-373589-0, 2007.
- [99] Павельев Д.Г., Демарина Н.В., Кошуринов Ю.И., Васильев А.П., Семенова Е.С., Жуков А.Е., Устинов В.М., Характеристики планарных

- диодов терагерцового диапазона частот на основе сильно легированных GaAs/AlAs-сверхрешеток //ФТП. 2004. Т. 38. Вып. 9. С. 1141–1146.
- [100] Y. Uzawa, Z. Wang, A. Kawakami, Terahertz NbN/AlN/NbN mixers with Al/SiO/NbN microstrip tuning circuits // Appl. Phys. Lett., vol. 73, no. 5, pp. 680–682, 1998.
- [101] Y. Uzawa, Z. Wang, Coherent multiple charge transfer in a superconducting NbN tunnel junction // Phys. Rev. Lett. 95, 017002 (2005).
- [102] P. Dieleman, H. G. Bukkems, T. M. Klapwijk, M. Schicke, K. H. Gundlach, Observation of Andreev Reflection Enhanced Shot Noise // Phys. Rev. Lett. 79, 3486 (1997).
- [103] S. V. Shitov, T. Noguchi, T. Matsunaga, T. Tamura, A. V. Uvarov, I. A. Cohn, T. Hasegawa, A SIS mixer for ALMA band 10: development concept // Conference Proceedings ISSTT 2005, pp. 165-168, 2006.
- [104] V. Belitsky and M. Tarasov, SIS junction reactance complete compensation // IEEE Trans. Magn., vol. 27, pp. 2638–2641, Mar. 1991.
- [105] Woody D. P. Measurement of Noise Contribution to SIS Heterodyne Receivers // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 1995. V. 5. No. 2.
- [106] Уваров А.В., Иммерсионные линзовые антенны и квазиоптические системы на их основе для высокочувствительных приемников миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн. // Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Москва. 2010.
- [107] Filipovic D. F., Gearhart S. S., Rebeiz G. M., Double-Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric Lenses // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1993. V. 41. No. 10. p. 1738-1749.
- [108] Van der Vorst M. J. M. Integrated lens antennas for submillimetre-wave applications. PhD thesis. 1999. ISBN 90-386-1590-6.