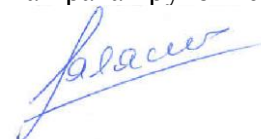


**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ  
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ ИМ. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА  
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК**

---

На правах рукописи



**КАЛАШНИКОВ Константин Владимирович**

**КРИОГЕННЫЙ ГАРМОНИЧЕСКИЙ ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР И  
СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ НА ЕГО  
ОСНОВЕ**

Специальность 01.04.03. – Радиофизика

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель  
доктор физико-математических наук,  
профессор В.П. Кошелец

Москва – 2014

## Оглавление

Список используемых сокращений и обозначений.....	4
<b>1.Введение</b> .....	<b>6</b>
1.1. Вступление .....	6
1.2. Сверхпроводниковый интегральный приемник.....	8
1.3. Направления развития СИП .....	12
1.3.1. Повышение частотного диапазона.....	12
1.3.2. Создание матричного приемника.....	14
1.3.3. Использование СИП в задачах радиоинтерферометрии.....	17
1.4. Системы фазовой автоподстройки частоты для криогенных генераторов. ....	19
1.5. Постановка задачи.....	23
<b>2.Исследование туннельной наноструктуры сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник в качестве гармонического смесителя и фазового детектора</b> .....	<b>26</b>
2.1. Численный расчет гармонического смесителя, основанного на туннельной наноструктуре сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник ....	27
2.2. Экспериментальное измерение зависимости выходной мощности гармонического смесителя от параметров приложенных сигналов .....	33
2.3. Анализ возможности функционального объединения гармонического смесителя и фазового детектора в одной туннельной наноструктуре.....	40
2.4. Заключение.....	42
<b>3.Система ФАПЧ на основе криогенного гармонического фазового детектора</b> .....	<b>44</b>
3.1. Численное моделирование систем ФАПЧ .....	44
3.2. Реализация системы ФАПЧ на основе КГФД.....	54
3.3. Сравнение системы ФАПЧ на основе КГФД с аналогами.....	59
3.4. Заключение.....	62

<b>4.Исследование режимов работы и оптимизация КГФД</b>	<b>64</b>
.....	64
4.1. Исследование способов оценки эффективности синхронизации.....	65
4.2. Исследование джозефсоновского и квазичастичного режимов работы КГФД.....	72
4.3. Оптимизация размера КГФД.....	77
4.4. Заключение.....	81
Заключение .....	82
Список публикаций автора.....	83
Литература .....	87

## *Список используемых сокращений и обозначений*

БХЭ – болометр на холодных электронах

ВАХ – вольт-амперная характеристика

ВЧ – высокая частота

ГС – гармонический смеситель

ГУН – генератор, управляемый напряжением

ДДП – длинный джозефсоновский переход

КГФД – криогенный гармонический фазовый детектор

ККЛ – квантово-каскадный лазер

КППГ – криогенный перестраиваемый генератор

ПЧ – промежуточная частота

РСДБ – радиоинтерферометрия со сверхдлинной базой

СГГ – сверхпроводниковый генератор гетеродина

СИС – сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник

СИП – сверхпроводниковый интегральный приемник

СК – спектральное качество

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФД – фазовый детектор

ALMA – название международного проекта по созданию астрономической обсерватории в Чили (Atacama Large Millimeter/submillimeter Array)

HEMT – high electron mobility transistor

TELIS – название международного проекта по созданию спектрометра лимбового зондирования терагерцового диапазона (от англ. Terahertz and Submillimeter Limb Sounder)

$f_{\text{ДДП}}$  – частота генерации ДДП [Гц]

$G$  – коэффициент обратной связи петли ФАПЧ

$I_{gap}$  – величина скачка квазичастичного тока на щели [А]  
 $I_c$  – величина критического тока СИС-перехода [А]  
 $J_i(x)$  – функция Бесселя первого рода порядка  $i$   
 $j(V)$  – комплексная функция токового отклика  
 $T_c$  – критическая температура вещества [К]  
 $V_g$  – напряжение квазичастичного скачка тока [В]  
 $P_{\text{синт}}$  – мощности СВЧ сигнала синтезатора [Вт]  
 $R_n$  – нормальное сопротивление перехода [Ом]  
 $R_d$  – дифференциальное сопротивление перехода [Ом]  
 $R_d^{CL}$  – коэффициент, определяемый как отношение изменения  
напряжения ДДП, вызываемого вариацией тока контрольной  
линии, к величине этой вариации [Ом]  
 $\Delta$  – ширина полосы синхронизации системы ФАПЧ [Гц]  
 $\varepsilon(t)$  – сигнал ошибки фазового детектора [В]  
 $\varphi(t)$  – разность фаз [рад]  
 $\tau$  – групповая задержка [с]

## 1. Введение

### 1.1. Вступление

В последние десятилетия активно идет освоение терагерцовой области частот (100 ГГц – 10ТГц, что соответствует длинам волн 3 – 0.03 мм) электромагнитного излучения. Поскольку эта область является промежуточной по отношению к радиочастотному и оптическому диапазонам, долгое время не было эффективных источников излучения и детекторов субмм длин волн – существует так называемая «терагерцовая щель» в методах приема и генерации излучения электромагнитных волн. С одной стороны, максимальная частота генерации схем на основе полупроводниковых транзисторов ограничена подвижностью электронов и примерно равна 500 ГГц (практический предел – около 150 ГГц); с другой – длина волны традиционных полупроводниковых лазеров не превышает 10 мкм (что соответствует 30 ТГц) вследствие больших энергетических потерь на свободных электронах в активной среде и малого времени жизни возбужденных состояний электронов [1].

В то же время, проблема приема и генерации сигналов терагерцового диапазона частот в настоящее время является одной из самых актуальных. Перечислим некоторые из перспективных направлений практического и научного использования ТГц излучения.

- Радиоастрономия. Исследование космического излучения в ТГц диапазоне крайне важно для изучения жизни ранней Вселенной, процессов формирования и эволюции звезд и галактик, исследования темной материи и анизотропии реликтового излучения [2-7].

- Медицина. Выдыхаемый воздух является многокомпонентной смесью, отдельные составляющие которой (например, такие газы, как  $\text{NH}_3$ ,  $\text{NO}$ ,  $\text{H}_2\text{O}_2$  и др.) являются маркерами различных болезней и патологических процессов в организме (болезни желудочно-кишечного тракта, рак легких, астма) [8,9]. Вращательные уровни молекул этих веществ расположены в ТГц области и

поэтому малые их концентрации могут быть обнаружены по спектрам поглощения (или излучения) газовых смесей.

- **Безопасность.** Поскольку одежда, в отличие от металла, прозрачна для волн ТГц диапазона, построение изображения в данном диапазоне («теравидение») перспективно для создания сканирующих систем безопасности, используемых, например, в аэропортах и на вокзалах [10,11]. Энергия кванта ТГц излучения мала по сравнению с рентгеновскими лучами, поэтому использование ТГц волн практически не наносит вреда здоровью. Также следует упомянуть возможность обнаружения взрывчатых и наркотических веществ по спектроскопии газового следа, оставляемого ими [12].

- **Телекоммуникации.** Волны данного диапазона перспективны для создания высокоскоростных каналов связи между спутниками в безвоздушном пространстве, где нет поглощения ТГц излучения парами воды. В земных же условиях волны ТГц диапазона могут быть использованы для создания защищенных сверхширокополосных каналов передачи данных, действующих на коротких расстояниях [13].

Наиболее чувствительными детекторами ТГц излучения являются устройства на основе сверхпроводящих материалов, что обусловлено как крайне низкими рабочими температурами таких устройств (что уменьшает их тепловые шумы), так и их высокой нелинейностью [14-16]. Для частот до 1.2 ТГц лучшими характеристиками обладает туннельный контакт сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb, который часто используется в гетеродинных приемниках в качестве смесительного элемента [17,18].

Существует несколько видов источников ТГц излучения, которые могут быть использованы в качестве генератора гетеродина, такие как лампа обратной волны [19], резонансно-туннельный диод [20-22], диод Ганна [23], квантово-каскадный лазер [24,25], меза-структура BSCCO [26-28], длинный джозефсоновский переход (ДДП) [29-31]. Выделим среди них последний,

поскольку ДДП является сверхпроводниковой туннельной структурой (может быть выполнен, например, на основе трехслойки Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb) и является генератором, управляемым напряжением (ГУН), причем частота генерации связана с напряжением на переходе соотношением Джозефсона  $f_{\text{ДДП}} = 2eV/h = (483.6 \text{ ГГц/мВ}) \cdot V$  ( $e$  – заряд электрона,  $h$  – постоянная Планка). Таким образом, мы можем перестраивать частоту генерации ДДП в широком диапазоне (250-700 ГГц для перехода Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb), ограниченном сверху лишь щелевой энергией электродов перехода. Малое тепловыделение и достаточная выходная мощность сигнала позволяет использовать ДДП в качестве генератора гетеродина и интегрировать его на один микрочип с другими компонентами гетеродинного приемника [32].

Существенным достижением сверхпроводниковой электроники является создание учеными ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН сверхпроводникового интегрального приемника (СИП), в котором все элементы гетеродинного приемника (антенна, СИС-смесители, гетеродин) расположены на одной микросхеме [33-34, А11, А13-А14].

## **1.2. Сверхпроводниковый интегральный приемник**

Концепция сверхпроводникового интегрального приемника (СИП), предложенная Кошельцом и Шитовым [33], заключается в объединении на одной микросхеме малошумящего СИС-смесителя с приемной антенной, сверхпроводникового генератора гетеродина (СГГ) на основе ДДП, гармонического СИС-смесителя для системы фазовой автоподстройки частоты СГГ и согласующих структур между этими элементами. Все ключевые элементы СИП – смесители и генератор гетеродина – представляют собой туннельные переходы (трехслойка Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb, по другой технологии - Nb/AlN/NbN), сформированные на одной микросхеме.

Принцип работы приемника помогает понять блок-схема, приведенная на рис. 1. Микросхема СИП, фильтры и усилители находятся внутри криостата при температуре жидкого гелия 4.2 К. На СИС-смеситель подается сигнал диапазона 450-650 ГГц, генерируемый ДДП, а также сигнал от



наблюдаемого источника, принимаемый антенной. Происходит их перемножение и сигнал промежуточной частоты (ПЧ) 4-8 ГГц поступает сначала на «холодный» НЕМТ усилитель, а затем на усилители ПЧ, находящиеся вне криостата. Оконечным элементом приемника является спектроанализатор (или автокоррелятор), который и регистрирует выходной сигнал.

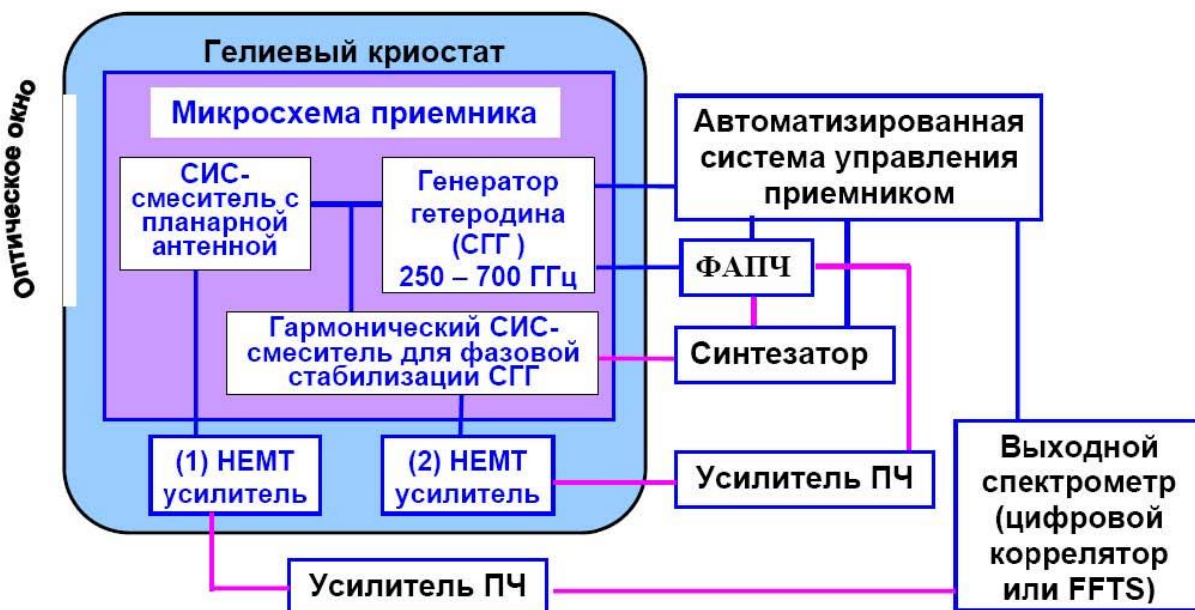


Рис.1.1. Блок-схема СИП.

Спектральное разрешение любого гетеродинного приемника, в основном, определяется формой линии генерации гетеродина. Поскольку спектр токовых флуктуаций ДДП близок к белому шуму, форма линии его излучения является лоренцевской кривой [35,36], причем ширина линии на полувысоте (-3дБ по мощности) может варьироваться в диапазоне от сотен килогерц до нескольких десятков мегагерц. Поэтому для эффективного применения ДДП в качестве гетеродина в составе сверхпроводящего интегрального приемника необходимо использовать систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [37,38]. Поясним принцип ее работы (см. рис. 1). Часть мощности ДДП ответвляется на гармонический СИС – смеситель, в котором смешивается с  $n$ -ой гармоникой опорного

синтезатора (около 20 ГГц), в результате чего частоты выходного сигнала ГС равна

$$f_{\text{ПЧ}} = \pm (f_{\text{ДДП}} - n \cdot f_{\text{синт}})$$

Величины  $n$  и  $f_{\text{синт}}$  подбираются таким образом, чтобы выполнялось равенство  $f_{\text{ПЧ}} = 400$  МГц. Сигнал ПЧ усиливается «холодным» и «теплым» усилителями и поступает на полупроводниковый фазовый детектор, находящийся при комнатной температуре вне криообъема (отсюда условное название данной системы ФАПЧ – «комнатная»), где его фаза сравнивается с фазой сигнала опорного синтезатора с частотой 400 МГц. В результате формируется сигнал обратной связи, который заводится обратно в криостат и корректирует мгновенную частоту генерации ДДП. Спектр генерации ДДП, синхронизированный комнатной системой ФАПЧ, а также автономная линия генерации ДДП представлены на рис. 1.2.

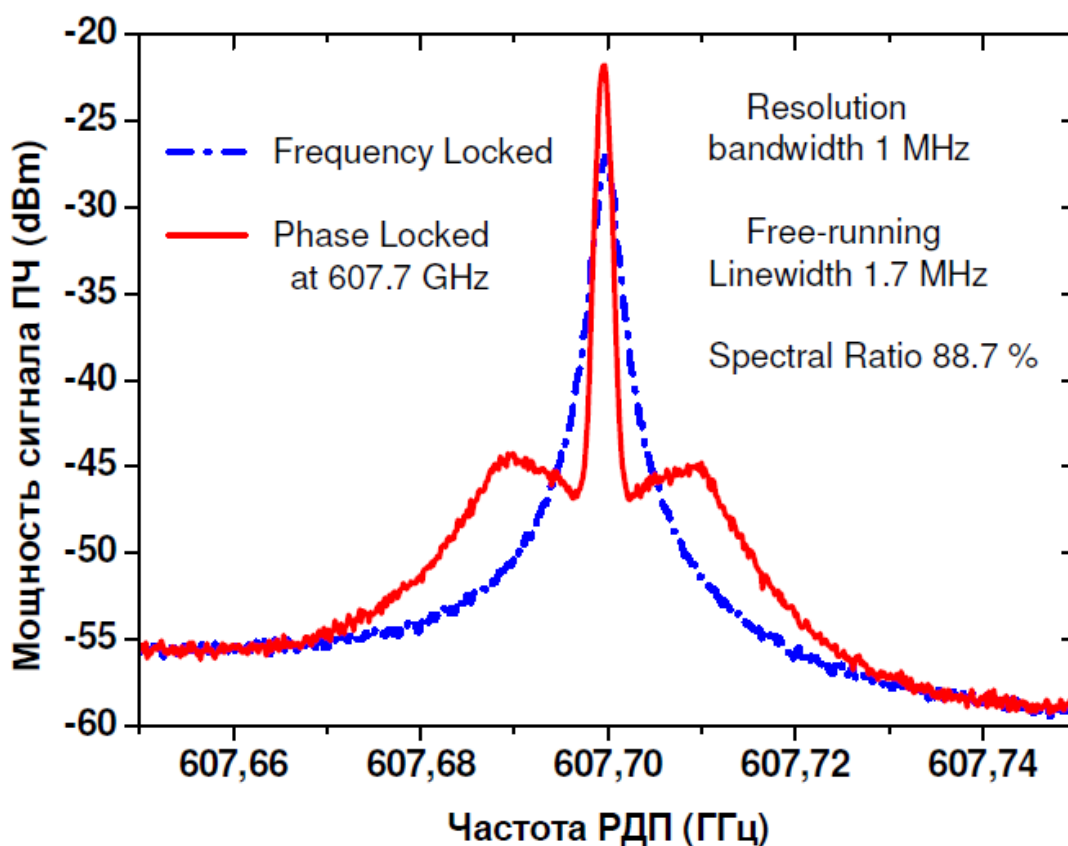


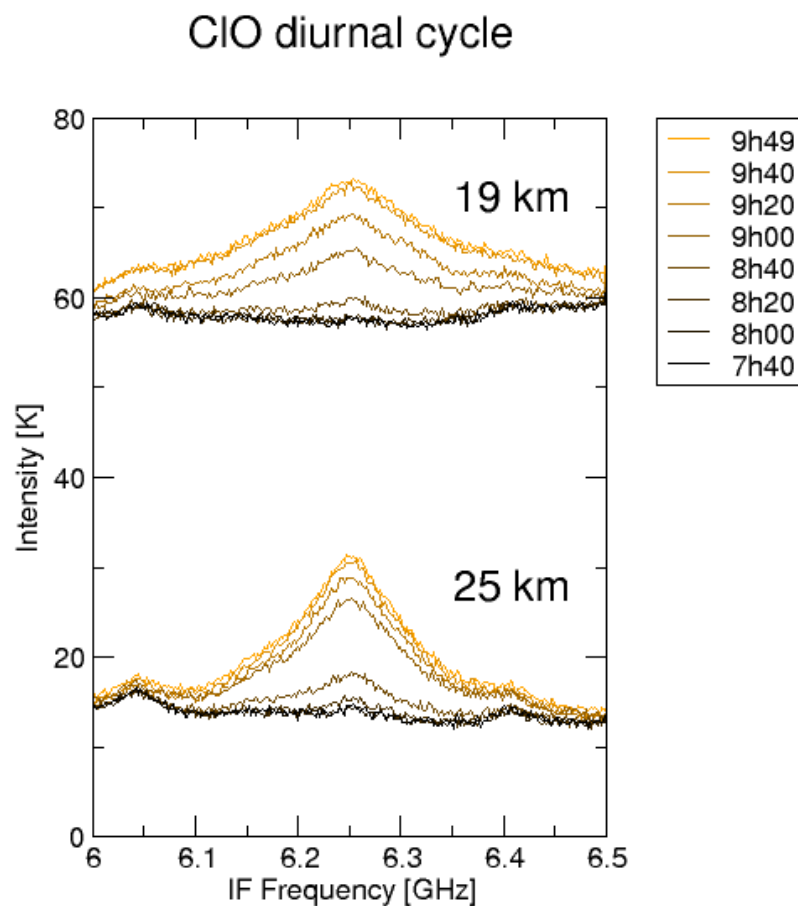
Рис. 1.2. Экспериментально измеренные спектры излучения ДДП в режимах частотной стабилизации (синяя кривая) и фазовой синхронизации (красная кривая), реализованных с помощью комнатной системы ФАПЧ.

Важным параметром, характеризующим эффективность синхронизации излучения генератора, является спектральное качество (СК, Spectral Ratio), которое, по определению, есть отношение синхронизованной мощности, находящейся в узком центральном пике к общей излученной мощности. Известно, что чем шире линия генератора, тем более широкополосная система ФАПЧ необходима для эффективной синхронизации. Из кривых, представленных на рис. 1.2 можно видеть, что при ширине полосы ФАПЧ 12 МГц линия излучения шириной 1.7 МГц синхронизирована со СК = 88.7%.

Работоспособность концепции СИП и уникальность его характеристик продемонстрированы в ходе трех успешных запусков аэростата наклонного зондирования с интегральным приемником на борту в рамках международного проекта TELIS (TErahertz LImb Sounder) [39-42]. СИП для проекта TELIS обладает следующими характеристиками:

- диапазон непрерывной перестройки 450-650 ГГц;
- шумовая температура 120 К;
- спектральное разрешение < 1 МГц;
- шаг гетеродина по частоте < 300 МГц;
- выделяемая мощность всего ПЧ тракта < 30 мВт.

В ходе полета на высотном аэростате были зарегистрированы спектры соединений хлора, брома и других примесей, ответственных за разрушение озонового слоя в атмосфере Земли. (рис. 1.3).



*Рис. 1.3. Экспериментально измеренные спектры излучения CIO, полученные в ходе проекта TELIS.*

### 1.3. Направления развития СИП

Сверхпроводниковый интегральный приемник обладает целым рядом уникальных свойств и параметров, перечисленных выше, что делает его применение перспективным для решения многих практических задач. Тем не менее, существуют некоторые направления развития концепции СИП, для реализации которых требуется существенное улучшение ряда параметров приемника. Рассмотрим некоторые из этих направлений.

#### 1.3.1. Повышение частотного диапазона

Диапазон рабочих частот СИС-смесителя ограничен сверху двойным щелевым напряжением туннельного перехода (и частотой излучения с соответствующей энергией кванта), то есть около 1.4 ТГц для структуры

Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb ( $V_g = 2.8$  мВ). Но максимальная рабочая частота приемника в целом определяется величиной энергетической щели материалов, из которых изготовлены согласующие структуры (700 ГГц для ниобия), поскольку при приближении к щелевой частоте значительно возрастают потери в согласующих цепях за счет разрушения квантами излучения куперовских пар.

Повышение верхней частотной границы работы СИП требует использования материалов с большей критической температурой, а, значит, и большей величиной энергетической щели. Основными претендентами на роль таких материалов являются NbN и NbTiN [43-45], критическая температура которых значительно превышает таковую для ниобия ( $T_{cNb} = 9.2$  К,  $T_{cNbN} \approx T_{cNbTiN} \approx 15$  К). Расчет [46] показывает (рис. 1.4), что поверхностные потери для данных материалов в диапазоне 0.7-1.2 ТГц будут значительно превосходить потери в ниобии на частотах до 0.7 ТГц, что приведет к существенному уширению линии генерации ДДП до нескольких десятков МГц.

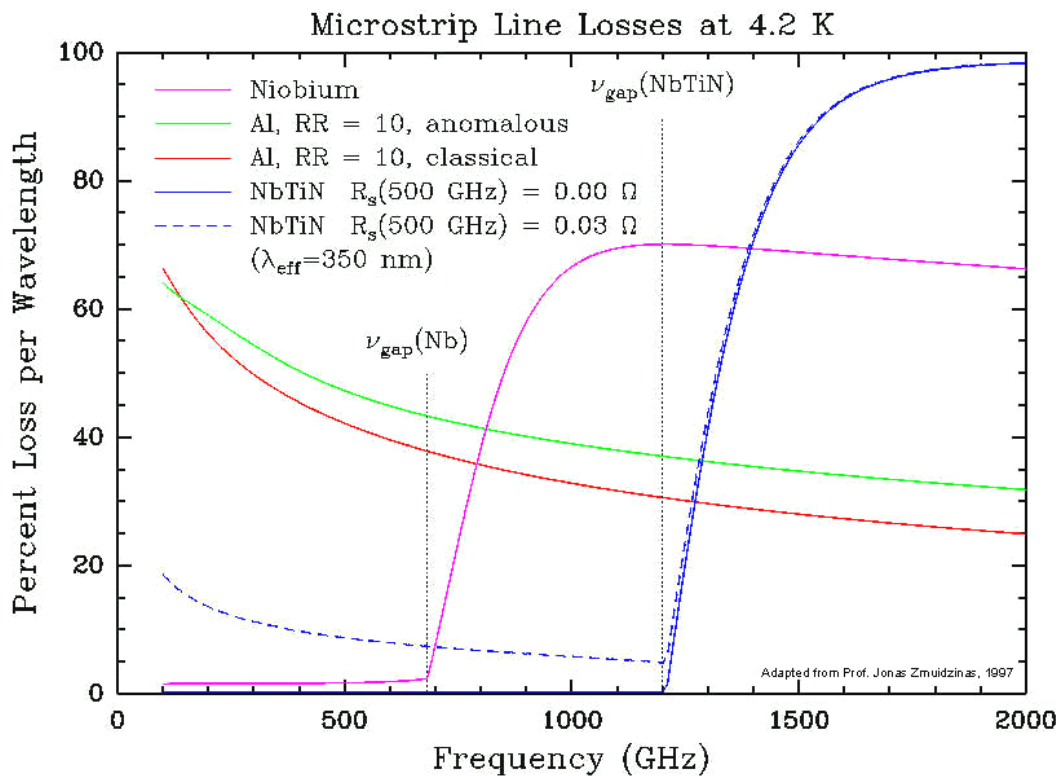


Рис. 1.4. Частотные зависимости поверхностных потерь сверхпроводящих пленок.  
Данные из работы [46].

Для синхронизации широких линий излучения ДДП необходимо пропорционально расширять и полосу синхронизации системы ФАПЧ. Отсюда следует, что используемой в настоящее время полупроводниковой системы ФАПЧ, которая обладает полосой около 10 МГц недостаточно для фазовой стабилизации новых типов генераторов, и требуется разработка более широкополосной системы.

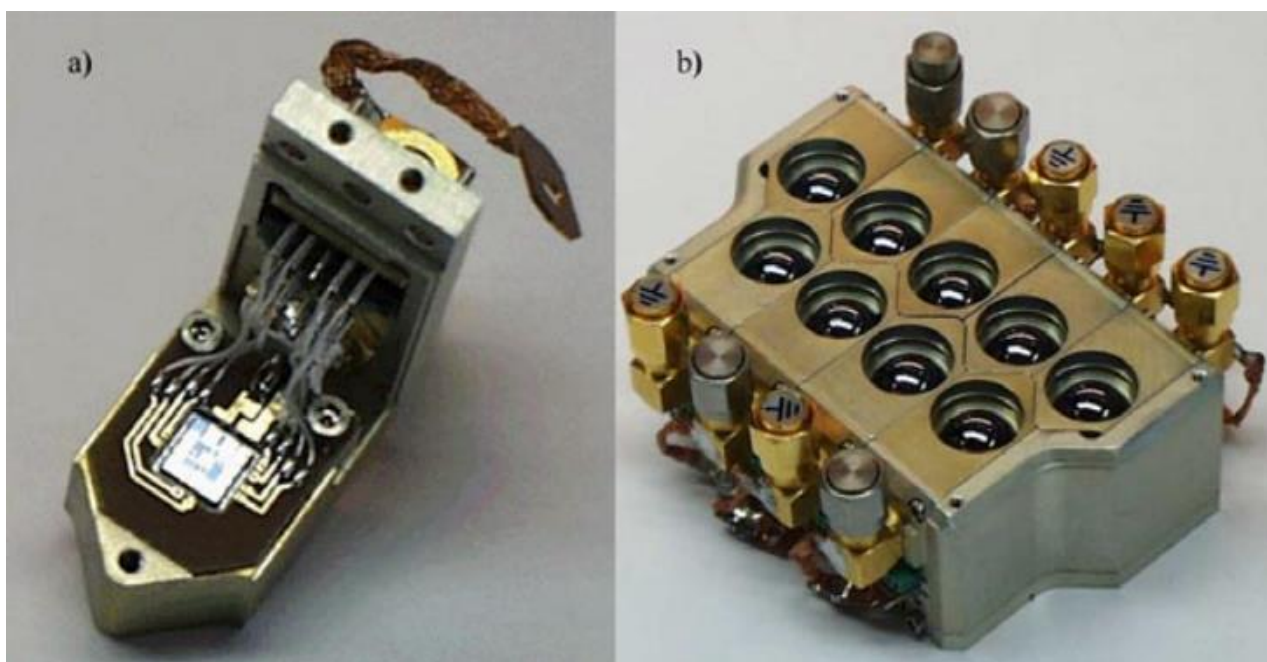
### *1.3.2. Создание матричного приемника*

Как уже было отмечено во вступлении, системы формирования изображений в ТГц диапазон частот перспективны для создания сканирующих систем безопасности, поиска наркотиков и взрывчатых веществ, медицинских приложений. Представляется естественным использование СИП для создания подобной системы.

Ранее уже была попытка построения матричного приемника на основе СИП [33]. В данной работе использовались девять пикселей, расположенных по схеме «мушиный глаз», каждый из которых представлял собой микросхему СИП, расположенной на отдельной кремниевой линзе (рис. 1.5). Поскольку каждый пиксель обладал собственным независимым гетеродином, данная система могла оперировать одновременно на нескольких частотах (получать изображение «в цвете»). Однако недостатки – в первую, очередь отсутствие системы ФАПЧ для каждого пикселя приемника – не позволили найти данной системе практическое применение.

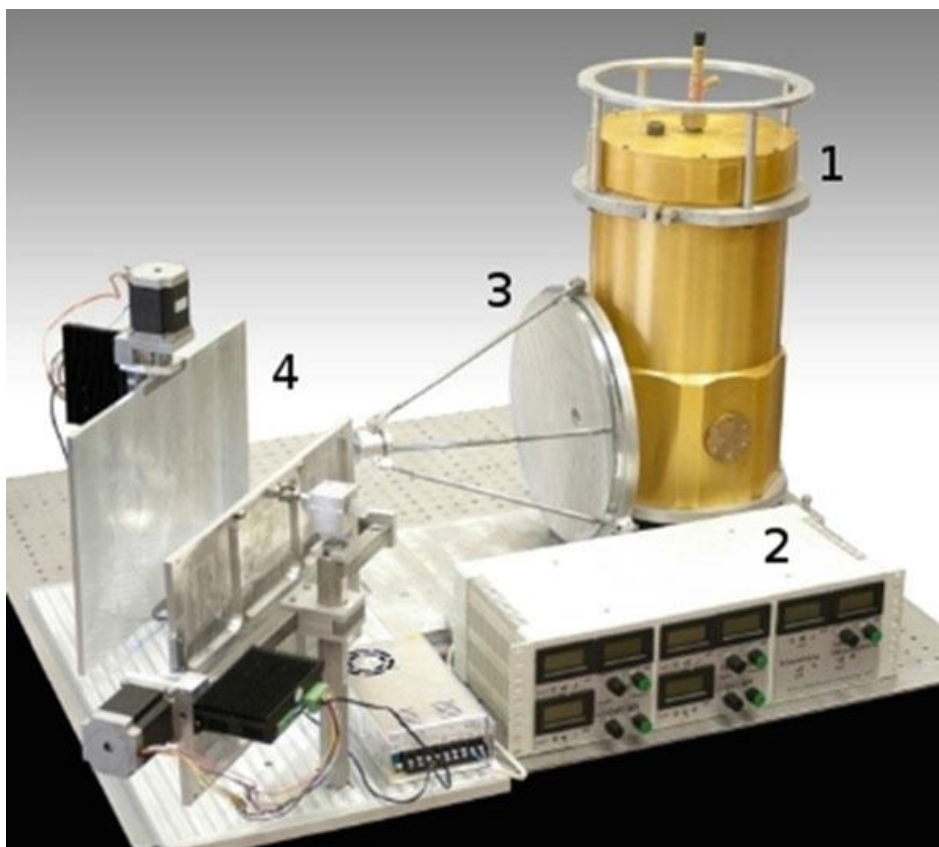
Также была продемонстрирована возможность создания системы построения изображения в ТГц диапазоне на основе однопиксельного сверхпроводникового интегрального приемника с механической системой развертки (рис. 1.6) [47,48]. В данных работах показана высокая флуктуационная чувствительность (150 мК для температурной разницы между нагрузками в 170 К, 13 мК - для 2 К); при измерении объекта, удаленного на 3 м получено хорошее пространственное разрешение (лучше, чем 10 мм) и

температурное разрешение (менее 2 К) за приемлемое время сканирования (10 с).



*Рис. 1.5. (а) Одиночный элемент девятипиксельного матричного приемника на основе СИП. (б) Девять пикселей СИП, расположенных по схеме «мушиный глаз».*

Тем не менее, следует отметить и некоторые недостатки такого подхода. Прежде всего, это большой вес и громоздкость системы, необходимость использования ненадежных и медленных механических систем. Естественным продолжением концепции системы формирования ТГц изображения на основе СИП является создание матричного приемника, что позволит значительно сократить время формирования изображения и упростить оптический тракт. Также отметим, что поскольку гетеродинный приемник сохраняет информацию о фазе излучения, то возможно построение трехмерных изображений объектов.



*Рис. 1.6. Система построения изображения в ТГц диапазоне на основе одиночного СИП. На фотографии показаны криостат с СИП (1), блок питания СИП (2), первичное зеркало (3), механическая система развертки (4).*

Необходимым условием создания матричного СИП является значительное упрощение системы ФАПЧ для СГГ, поскольку использование традиционной системы ФАПЧ с двумя НЕМТ усилителями в петле обратной связи для каждого пикселя невозможно из соображений размеров (каскад из двух усилителей занимает объем не менее  $10 \times 3 \times 1 \text{ см}^3$ ), тепловыделения (один усилитель выделяет от 5 до 30 мВт), цены (стоимость одного усилителя – около 200 тыс. руб.) для сколь-нибудь большого числа пикселей. Таким образом, задача исследования новых методов стабилизации СГГ и создания системы ФАПЧ без использования НЕМТ усилителей в петле обратной связи является актуальной.



### *1.3.3. Использование СИП в задачах радиоинтерферометрии*

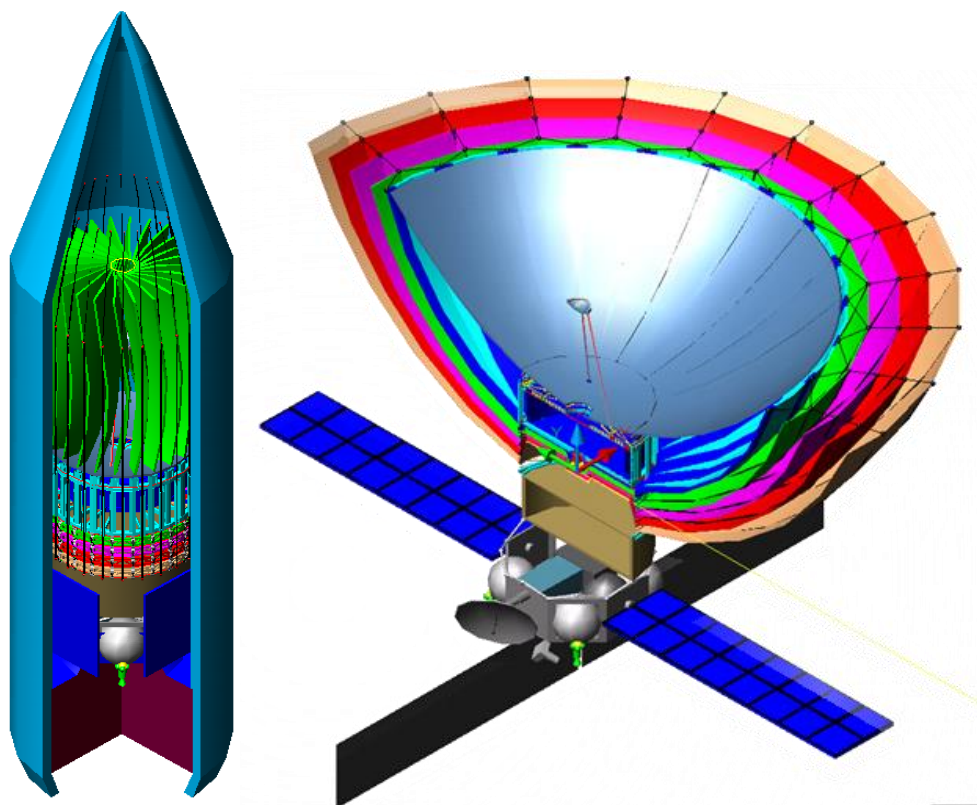
В последние десятилетия проводятся активные радиоастрономические исследования в ТГц и субТГц области [5-7,49]. Существует несколько причин повышенного научного интереса к данной спектральной области. Прежде всего, именно в ТГц области частот лежит пик излучения холодного газа и пыли с температурами 10-200 К (что соответствует диапазону 0.2-4 ТГц), из которых в основном состоят многие галактики (в том числе, и Млечный Путь). Кроме того, в этом же диапазоне частот лежат многие вращательные уровни энергии молекул, входящих в состав космических объектов. Наконец, изучение реликтового излучения с температурой около 3 К (максимум излучения на частоте 160 ГГц) позволяет получить информацию о жизни ранней Вселенной [50].

Угловая разрешающая способность радиотелескопов ограничена отношением длины волны излучения к размеру зеркала телескопа. Размер зеркал для приема сигналов мм и субмм диапазона, в свою очередь, не может превышать 150 м, поскольку практически невозможно изготовить зеркало такого размера с отклонением от параболичности не более 1/10 длины волны. Значительно улучшить разрешение позволяет использование методов радиоинтерферометрии со сверхдлинной базой (РСДБ), когда сигнал от источника принимается различными телескопами, разнесенными на значительное расстояние (на разные континенты или на околоземную орбиту), после чего они совместно обрабатываются – имитируется их интерференция. РСДБ позволяет получить недостижимое другими методами угловое разрешение в  $10^{-9}$  угловые секунды.

Поскольку в РСДБ принципиальным является запись информации о фазе сигнала, к фазовой стабильности гетеродина предъявляются высокие требования. Так, например, в международном проекте ALMA (Atacama Large Millimeter\sub-millimeter Array) [51], представляющим собой комплекс радиотелескопов, объединенных в интерферометр с базой до 15 км, фазовая стабильность генератора гетеродина частоты 600 ГГц должна составлять не

менее 75 фс [52, 53], что соответствует синхронизации более 90% излучаемой генератором мощности ( $СК > 90\%$ ). Для достижения такого спектрального качества даже не очень широкие линии излучения должны быть синхронизированы широкополосной системой ФАПЧ (полоса синхронизации должна не менее чем в 7 раз превышать автономную линию излучения гетеродина).

Наиболее интересным возможным применением СИП в задачах РСДБ является проект «Миллиметрон» [52, 53]. Космическая обсерватория «Миллиметрон», запуск которой запланирован на 2019-2020 годы, представляет собой телескоп космического базирования для астрономических исследований в субмм, мм и инфракрасном диапазонах (рис. 1.7). Поскольку планируется расположение обсерватории вблизи точки Лагранжа L2, угловое разрешение обсерватории в режиме наземно-космического радиоинтерферометра с базой 1500000 км будет достигать 30 наносекунд дуги.



*Рис. 1.7. Модель космического аппарата «Миллиметрон», зеркало телескопа в собранном (слева) и развернутом (справа) виде.*

В роле космического плеча интерферометра предлагается использовать гетеродинный приемник с рабочей частотой более 300 ГГц и спектральным разрешением лучше чем  $10^5$ . В настоящее время проходит изучение возможности использования СИП в роли такого приемника. Отметим, что уровень фазовых шумов гетеродина для «Миллиметра» еще не специфицирован, но уже ясно, что для достижения малых уровней фазовых шумов потребуется широкополосная и эффективная система ФАПЧ.

Таким образом, для использования СИП в задачах радиоинтерферометрии необходимо разработать сверхширокополосную систему ФАПЧ, способную обеспечить требуемый уровень фазовых шумов.

#### **1.4. Системы фазовой автоподстройки частоты для криогенных генераторов**

Использование криогенных перестраиваемых генераторов (КПГ) терагерцового диапазона в практических задачах требует высокой фазовой стабильности излучения. Традиционным способом ее достижения является фазовая синхронизация КПГ с высокостабильным опорным синтезатором с помощью системы фазовой автоподстройки частоты. Рассмотрим основные принципы работы систем ФАПЧ для некоторых типов КПГ.

Квантовый каскадный лазер [24] представляет собой твердотельный источник терагерцового излучения, принцип работы которого основан на каскадном туннелировании электрона в потенциале специального вида, созданного полупроводниковой сверхрешеткой. Частота излучения ККЛ определяется геометрическими размерами слоев гетероструктуры, но может варьироваться в небольшом диапазоне (несколько ГГц) за счет изменения тока смещения ККЛ.

Система ФАПЧ для ККЛ используется для устранения флуктуаций частоты генерации, а также для уменьшения фазовых шумов. В работе [55] синхронизация сигнала ККЛ к внешнему СВЧ сигналу происходит следующим образом (рис. 1.8) – на смесительный элемент, представляющий

собой болометр на холодных электронах, подаются излучение лазера и сигнал опорного синтезатора частоты 15.1961 ГГц, с помощью цепи умножителей (два диода Шоттки, варактор, умножитель на сверхрешетке) повышенный до частоты 2.7535 ТГц. Сигнал промежуточной частоты (ПЧ) порядка 1 ГГц усиливается и понижается на смесительном элементе до 100 МГц. Затем сигнал ПЧ подается на электронный блок ФАПЧ. На данном блоке происходит сравнение фазы сигнала ПЧ с фазой опорного синтезатора и генерация сигнала ошибки, который меняет ток смещения ККЛ, изменяя тем самым его мгновенную частоту.

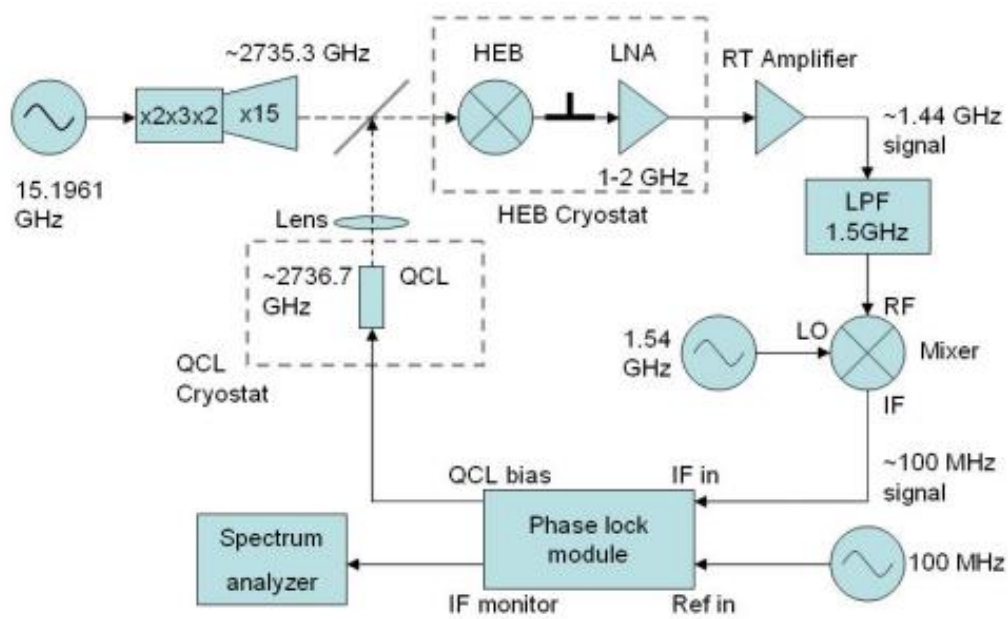


Рис. 1.8. Блок-схема системы ФАПЧ для квантово-каскадного лазера, реализованной в работе [55].

Следует отметить, что данная система ФАПЧ обладает узкой полосой синхронизации (около 1 МГц) и может синхронизировать лишь малый процент мощности излучения лазера (около 13%). Полоса синхронизации ограничена временной задержкой сигнала в системе ФАПЧ, обусловленной физической длиной петли обратной связи. Значительная длина петли является следствием того, что ККЛ и смесительный элемент (болометр на холодных электронах, БХЭ) находятся в разных криообъемах, а блок ФАПЧ находится вне криостатов при комнатной температуре.

Полупроводниковая система ФАПЧ для СИП, описанная в разделе 1.2 настоящей главы, позволяет синхронизировать не очень широкие линии излучения ДДП и СИП может успешно функционировать в режиме спектрометра. Тем не менее, она обладает существенным недостатком - большая длина петли ФАПЧ (около 2 м, как следствие необходимости выводить сигнал из криостата и заводить обратно) приводит к большой временной задержке сигнала, что ограничивает ширину полосы величиной 12 МГц.

В ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН для сокращения длины петли ФАПЧ в диссертационной работе А.В. Худченко была предложена и экспериментально реализована криогенная система ФАПЧ (КриоФАПЧ) [56, А19]. Ключевым элементом этой системы является криогенный фазовый детектор, основанный на туннельном СИС-переходе. Поскольку КФД, в отличие от полупроводниковых фазовых детекторов, способен работать при гелиевой температуре, становится возможным разместить всю систему ФАПЧ внутри криостата.

Блок-схема КриоФАПЧ изображена на рис. 1.9. Сигнал ДДП, который с помощью ГС и синтезатора понижен по частоте с сотен гигагерц до промежуточной частоты диапазона 0.1 – 1 ГГц, усиливается на двух НЕМТ усилителях. Усиленный сигнал и опорный сигнал синтезатора приходят на криогенный фазовый детектор, где вырабатывается выходной сигнал, пропорциональный разности фаз входных сигналов на детекторе. Сигнал ошибки идет через фильтр нижних частот, основная функция которого - предотвратить проникновение сигнала промежуточной частоты диапазона 0.1 – 1 ГГц с детектора на ДДП. Выходной сигнал фазового детектора создает корректирующее напряжение на ДДП, которое меняет мгновенную частоту и фазу генератора.

Основным недостатком КриоФАПЧ является необходимость использования НЕМТ усилителей в тракте ПЧ, которые имеют значительное тепловыделение (от 5 до 50 мВт), что не позволяет разместить всю систему

ФАПЧ предельно компактно. Тем не менее, длина петли КристоФАПЧ сокращена до 1.6 м, и полоса синхронизации расширена до 25 МГц (рис. 1.10).

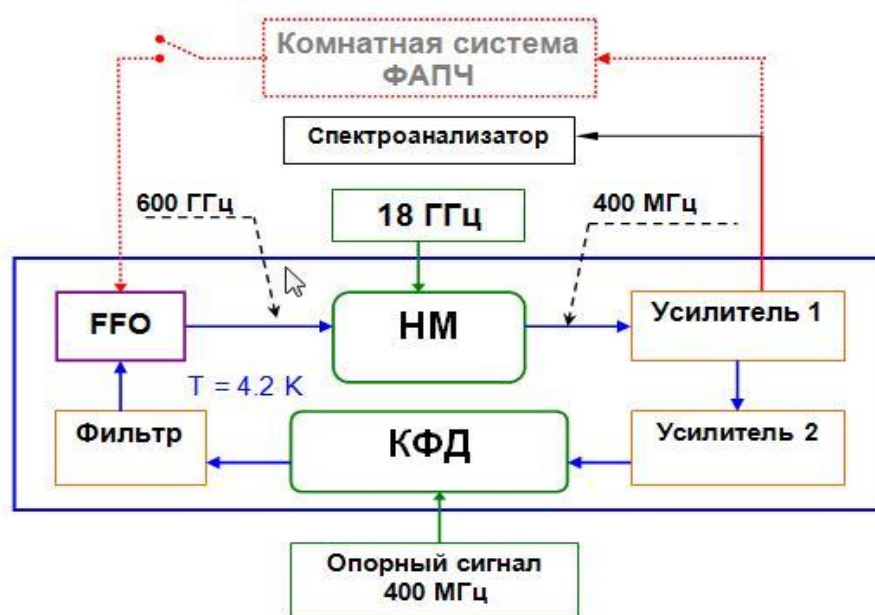


Рис. 1.9. Блок-схема системы КристоФАПЧ для СИП.

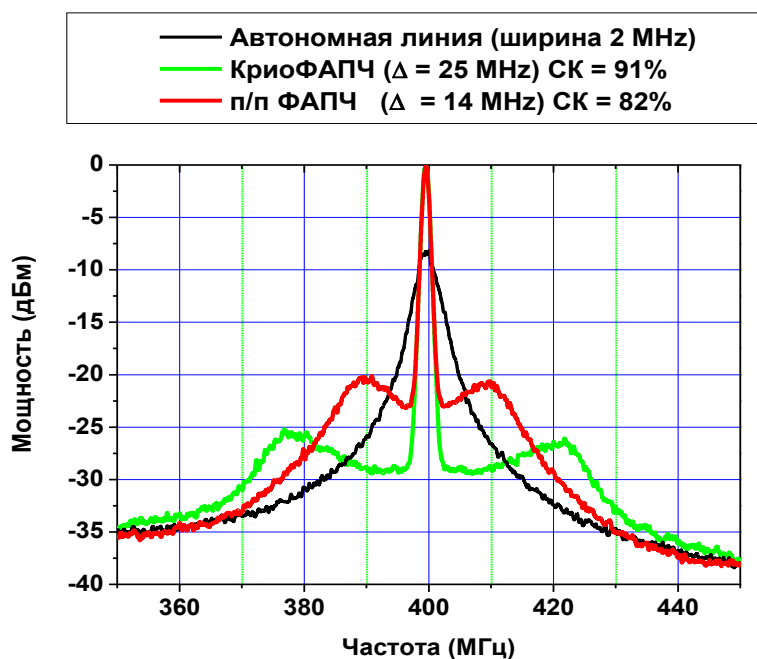


Рис. 1.10. Пониженные по частоте спектры излучения ДДП, синхронизованного полупроводниковой и криогенной системами ФАПЧ.

Следует отметить, что при дальнейшей разработке и оптимизации системы КристоФАПЧ за счет использования пропорционально-интегрирующего фильтра в петле обратной связи ширина полосы синхронизации была расширена до 40 МГц, что является практическим пределом для данного подхода.

### **1.5. Постановка задачи**

Итак, как мы видим из приведенного обзора, традиционным способом фазовой стабилизации криогенных генераторов терагерцового диапазона является следующий – сигнал генератора понижается по частоте на одном или нескольких криогенных смесительных элементах, затем сигнал ПЧ выводится из криообъема и поступает в полупроводниковый блок системы ФАПЧ, где происходит сравнение фазы этого сигнала с фазой высокостабильного генератора, в результате чего формируется сигнал ошибки. Этот сигнал заводится обратно в криообъем и прикладывается к управляющим электродам генератора. Общим недостатком такого метода является большая длина петли обратной связи и связанная с этим временная задержка сигнала ошибки, которые ограничивают полосу синхронизации несколькими МГц.

Как было показано выше, использование СИС-перехода в качестве фазового детектора привело к успешной реализации более широкополосной (по сравнению с комнатной) системы ФАПЧ за счет ее расположения в одном криостате с ДДП. Тем не менее, КристоФАПЧ не лишена недостатков – необходимость использования НЕМТ-усилителей в петле обратной связи не позволяет всю систему ФАПЧ на один чип, а также удорожает и усложняет весь приемник в целом.

Анализ перспектив развития концепции СИП позволяет заключить, что параметры существующих ныне систем ФАПЧ для ДДП должны быть значительно улучшены. Для реализации СИП с рабочими частотами более 1 ТГц, для использования СИП в задачах интерферометрии, а также для

создания матричного приемника на основе СИП, необходимо разработать более компактную, простую, широкополосную и менее энергопотребляющую систему стабилизации частоты, способную эффективно синхронизировать широкие линии ДДП.

В данной диссертационной работе продолжается дальнейшее развитие концепции КФД, а именно, предлагается идея функционального объединения ГС и фазового детектора в одном элементе, что позволит упростить всю систему, отказаться от усилителей в тракте ПЧ, уменьшить длину петли до минимума и, тем самым, расширить полосу синхронизации системы ФАПЧ. Исследованию такого элемента, его свойств и режимов работы, а также созданию и оптимизации сверхширокополосной системы ФАПЧ на его основе и посвящена данная диссертационная работа.

Таким образом, основной задачей данной работы является исследование возможности создания и реализация системы синхронизации ДДП, имеющей ширину полосы более 50 МГц при отсутствии НЕМТ-усилителей в петле обратной связи. Для решения этой задачи требуется:

- Изучить возможность использования туннельного СИС-перехода в новом функциональном качестве криогенного гармонического фазового детектора (КГФД).
- Исследовать возможности создания интегральной криогенной системы ФАПЧ для СИП, в которой вся петля обратной связи находится в непосредственной близости от сверхпроводникового генератора гетеродина.
- Численно смоделировать систему ФАПЧ, определить необходимые параметры системы для реализации ее полосы синхронизации более 50 МГц.
- Экспериментально реализовать систему ФАПЧ с шириной полосы синхронизации более 50 МГц, исследовать ее свойств. Сравнить ее основные параметры (спектральное качество, фазовые шумы, временная



стабильность) с получаемыми при использовании традиционных систем ФАПЧ.

- Исследовать мощностные характеристики КГФД для разных его параметров и различных режимов смешения (квазичастичный и джозефсоновский), оптимизировать системы ФАПЧ на основе КГФД.

## 2. Исследование туннельной наноструктуры сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник в качестве гармонического смесителя и фазового детектора

Исследование туннельного СИС-перехода в качестве гармонического фазового детектора начнем с изучения его смесительных свойств, а именно, его мощностных характеристик (зависимости мощности выходного ПЧ сигнала от параметров приложенных сигналов) в режиме гармонического смесителя.

В наиболее простом методе расчета «классического» смесителя на основе СИС-перехода [57] мощный сигнал гетеродина  $V_{zem} \cos(\omega_{zem}t)$  считается амплитудно-промодулированным слабым ВЧ сигналом  $V_{BЧ} \cos(\omega_{BЧ}t)$  с частотой модуляции  $\omega_{ПЧ} = \omega_{BЧ} - \omega_{zem}$  и глубиной  $\frac{V_{BЧ}}{V_{zem}}$ . Приложенный к СИС-переходу СВЧ сигнал приводит к появлению ступенек (квазичастичных и ступенек Шапиро) на ВАХ перехода, величина которых зависит от мощности приложенного сигнала. Таким образом, на участках ВАХ между ступеней тока происходит преобразование ВЧ сигнала на промежуточную частоту  $\omega_{ПЧ}$ . Данная модель приводит к удовлетворительным результатам в случае  $V_{BЧ} \ll V_{zem}$  и  $\omega_{ПЧ} \ll \omega_{BЧ}, \omega_{zem}$ , а так же при условии, что все высшие гармоники гетеродина можно считать закороченными емкостью перехода.

Позднее в работе Такера [58] была разработана полная теория «квантового» смесительного элемента на основе туннельного перехода, в которой учитывается квантовая природа туннельного тока через переход. Тем не менее, в ней также содержатся два упрощающих предположения. Во-первых, амплитуды сигналов (ВЧ, частоты зеркального канала, ПЧ) считаются малыми по сравнению с сигналом гетеродина, что позволяет линеаризовать все получаемые выражения. Во-вторых, не учитывается

импеданс внешней цепи на частотах, кратных частоте гетеродина, поскольку сигналы на данных частотах полагаются закороченными емкостью перехода.

Подход, предложенный Такером, был развит Витингтоном в работах [59,60], в которых изучен отклик СИС-перехода на сигнал произвольного вида. Основным преимуществом данного метода является учет согласования смесительного элемента с внешней цепью на всех гармонических частотах гетеродина. Отметим, что самосогласованное решение полученных уравнений на всех гармониках является чрезвычайно сложной вычислительной задачей, требующей значительного времени и ресурсов для реализации предложенных Витингтоном вычислительных алгоритмов.

Для качественного изучения СИС-перехода в режиме гармонического смесителя, а также в методических целях, рассмотрим более простой метод нахождения мощностных характеристик гармонического смесителя, следуя методике, изложенной Тьеном и Гордоном в работе [61].

## **2.1. Численный расчет гармонического смесителя, основанного на туннельной наноструктуре сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник**

Рассмотрим СИС-переход, находящийся под воздействием двух гармонических сигналов [A1-A2, A7]. В расчетах будем учитывать смещение только лишь на квазичастичной нелинейности, пренебрегая джозефсоновской (что соответствует случаю подавления сверхтока магнитным полем). Используя упрощенную модель слабовзаимодействующих квазичастиц без учета спиновых эффектов, вычислим отклик СИС-перехода на бигармоническое воздействие.

Волновая функция квазичастицы с энергией  $E$  без приложенного переменного электрического поля имеет вид  $\Psi = f(x, y, z) \exp(-iEt / \hbar)$ , где  $f(x, y, z)$  - некая функция координат,  $i$  - мнимая единица,  $t$  - время,  $\hbar$  - постоянная Планка. Эта волновая функция является собственной для гамильтониана невозбужденной системы  $\hat{H}_0$ . При приложении к электродам

СИС-перехода двух периодических сигналов напряжение на переходе равно  $V_{\omega_1} \cos(\omega_1 t) + V_{\omega_2} \cos(\omega_2 t)$ , где  $\omega_1$  и  $\omega_2$  - круговые частоты первого и второго сигналов соответственно. Тогда гамильтониан системы квазичастиц запишется в виде  $\hat{H} = \hat{H}_0 + eV_{\omega_1} \cos(\omega_1 t) + eV_{\omega_2} \cos(\omega_2 t)$ , где  $\hat{H}_0$  - гамильтониан невозбужденной системы,  $\hat{H}$  - гамильтониан системы под воздействием 2-х гармонических сигналов,  $e$  - заряд электрона. Новую волновую функцию, являющуюся собственной для возбужденного гамильтониана  $\hat{H}$ , будем искать в виде

$$\Psi = f(x, y, z) \exp(-iEt / \hbar) \left( \sum_n B_n \exp(-in\omega_1 t) \right) \left( \sum_m C_m \exp(-im\omega_2 t) \right),$$

где  $B_n$  и  $C_m$  - неизвестные функции.

Подставляя волновую функцию в уравнение Шредингера  $i\hbar \frac{\partial \Psi}{\partial t} = \hat{H} \Psi$ ,

получаем уравнения для  $B_n$  и  $C_m$ :

$$2nB_n = \frac{eV_1}{\hbar\omega_1} (B_{n+1} + B_{n-1}),$$

$$2mC_m = \frac{eV_2}{\hbar\omega_2} (C_{m+1} + C_{m-1}).$$

Из известного рекуррентного соотношения для функций Бесселя

$J_{i-1}(x) + J_{i+1}(x) = \frac{2i}{x} J_i(x)$  следует, что:

$$B_n = J_n \left( \frac{eV_1}{\hbar\omega_1} \right),$$

$$C_m = J_m \left( \frac{eV_2}{\hbar\omega_2} \right),$$

где  $J_i(x)$  - функция Бесселя порядка  $i$ .

Таким образом, решением уравнения Шредингера для гамильтониана  $\hat{H}$  является волновая функция:

$$\Psi = f(x) \exp(-iEt / \hbar) \left( \sum_n \sum_m J_n \left( \frac{eV\omega_1}{\hbar\omega_1} \right) J_m \left( \frac{eV\omega_2}{\hbar\omega_2} \right) \exp[-i(n\omega_1 + m\omega_2)t] \right).$$

Из этой формулы видно, что уровни энергии квазичастиц расщепляются и описываются волновыми функциями  $\Psi_{nm}$  с энергиями  $E + n\hbar\omega_1 + m\hbar\omega_2; n, m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ; а вероятности заполнения этих уровней пропорциональны  $J_n \left( \frac{eV\omega_1}{\hbar\omega_1} \right) J_m \left( \frac{eV\omega_2}{\hbar\omega_2} \right)$ .

Квазичастичный туннельный ток возникает при туннелировании квазичастиц из одного электрода СИС-перехода в другой. Этот ток в случае приложения постоянного напряжения описывается комплексной функцией токового отклика  $j(V)$ , вычисленной в работе [62] и имеющей вид  $j(V) = iI_{dc}(V) + I_{KK}(V)$  (рис. 2.1).

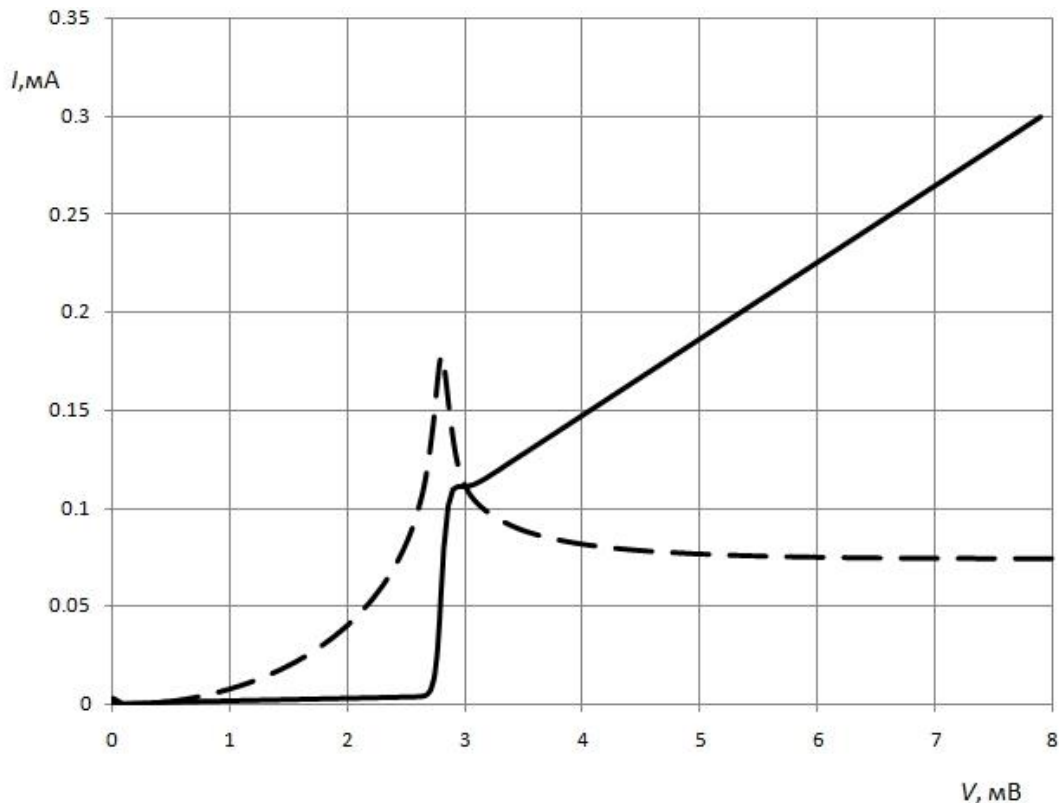


Рис. 2.1. Графики мнимой (сплошная линия) и действительной (пунктирная линия) частей функции  $j(V)$ , используемой в расчете.

Здесь  $I_{dc}(V)$  является вольт-амперной характеристикой СИС-перехода, а  $I_{KK}(V)$  связано с  $I_{dc}(V)$  соотношением Крамерса – Кронига. Отметим, что для расчетов функция  $I_{dc}(V)$  не вычислялась, а бралась из экспериментальных данных. Таким образом, вся информация о щелевом напряжении и скачке тока на щели содержится в ВАХ ГС.

При поглощении кванта излучения квазичастица увеличивает свою энергию на величину  $\hbar\omega$ , что эквивалентно приложению к переходу напряжения  $\hbar\omega/e$  и туннельный ток в этом случае определяется функцией  $j(V + \hbar\omega/e)$ . Поскольку квазичастица может поглотить сразу несколько фотонов энергий  $\hbar\omega_1$  и  $\hbar\omega_2$ , для нахождения полного туннельного тока нужно суммировать функции токового отклика  $j_{nm} = j(V + \frac{n\hbar\omega_1}{e} + \frac{m\hbar\omega_2}{e})$  с учетом вероятности квазичастичного туннелирования. Вероятность перехода квазичастицы состояния  $\Psi_{nm}$  в состояние  $\Psi_{lk}$  определяется матричным элементом  $\langle \Psi_{nm} | \Psi_{lk} \rangle$ , где

$$|\Psi_{nm}\rangle = f(x) \exp(-iEt/\hbar) \left( J_n\left(\frac{eV\omega_1}{\hbar\omega_1}\right) J_m\left(\frac{eV\omega_2}{\hbar\omega_2}\right) \exp[-i(n\omega_1 + m\omega_2)t] \right),$$

$$\langle \Psi_{lk} | = g(x) \exp(iEt/\hbar) \left( J_l\left(\frac{eV\omega_1}{\hbar\omega_1}\right) J_k\left(\frac{eV\omega_2}{\hbar\omega_2}\right) \exp[i(l\omega_1 + k\omega_2)t] \right).$$

Чтобы найти полный ток через переход, необходимо просуммировать такие матричные элементы по различным  $n, m, l, k$  :

$$I(V, t) = \text{Im} \sum_n \sum_m \sum_l \sum_k J_n(\alpha_1) J_l(\alpha_1) J_m(\alpha_2) J_k(\alpha_2) \exp[-i((n-l)\omega_1 + (m-k)\omega_2)t] j\left(V + \frac{n\hbar\omega_1}{e} + \frac{m\hbar\omega_2}{e}\right).$$

Делая замену в индексах суммирования ( $n-l \rightarrow l; m-k \rightarrow k$ ), получаем формулу (2.2).

$$I(V, t) = \text{Im} \sum_n \sum_m \sum_l \sum_k J_n(\alpha_1) J_{n+l}(\alpha_1) J_m(\alpha_2) J_{m+k}(\alpha_2) \exp[-i(l\omega_1 + k\omega_2)t] j\left(V + \frac{n\hbar\omega_1}{e} + \frac{m\hbar\omega_2}{e}\right), \quad (2.2)$$

где  $\alpha_i = \frac{eV_{oi}}{\hbar\omega_i}$ .

Перепишем эту функцию в виде

$$I(V, t) = a_0 + \sum_{l=0}^{\infty} * \sum_{k=0}^{\infty} * (2a_{lk} \cos((l\omega_1 + k\omega_2)t) + 2b_{lk} \sin((l\omega_1 + k\omega_2)t)), \quad (2.3)$$

где  $a_0$  - член суммы, соответствующий  $l=0, k=0$ . Звездочка у знаков суммы означает, что суммирование ведется по индексам  $l$  и  $k$ , не равным нулю одновременно.

Таким образом, при приложении к СИС-переходу двух сигналов, как следует из формулы (2.3), на выходе мы получаем сигналы на всех частотах, которые можно описать формулой  $l\omega_1 + k\omega_2$ , где  $l$  и  $k$  - целые числа.

Для нас важен случай, реализуемый в гармоническом смесителе, а именно: частота первого сигнала близка к кратной частоте второго сигнала, т.е.  $\omega_1 - k\omega_2 \ll \omega_2$ . Здесь для удобства обозначения положим  $\omega_1 \equiv 2\pi f_{\text{ВЧ}}$ ,  $\omega_2 \equiv 2\pi f_{\text{синт}}$ . Тогда амплитуду тока на промежуточной частоте  $f_{\text{ПЧ}} = f_{\text{ВЧ}} - kf_{\text{синт}}$  запишем в виде:

$$I_{\text{ПЧ}} = \sqrt{a_{1k}^2 + b_{1k}^2}, \quad (2.4)$$

$$a_{1k}(V) = \sum_{n,m} J_n(\alpha_1) J_m(\alpha_2) \left[ J_{n+1}(\alpha_1) J_{m-k}(\alpha_2) + J_{n-1}(\alpha_1) J_{m+k}(\alpha_2) \right] I_{dc} \left( V + \frac{n\hbar\omega_1}{e} + \frac{m\hbar\omega_2}{e} \right),$$

$$b_{1k}(V) = \sum_{n,m} J_n(\alpha_1) J_m(\alpha_2) \left[ J_{n+1}(\alpha_1) J_{m-k}(\alpha_2) - J_{n-1}(\alpha_1) J_{m+k}(\alpha_2) \right] I_{KK} \left( V + \frac{n\hbar\omega_1}{e} + \frac{m\hbar\omega_2}{e} \right).$$

На практике для оптимизации выходного сигнала ГС и выбора его рабочей точки удобно пользоваться зависимостью  $P_{\text{ПЧ}}(V_0, P_{\text{синт}})$ , то есть мощности выходного ПЧ сигнала от постоянного напряжения смещения на ГС и мощности сигнала синтезатора. На основании равенства (2.4) построим зависимость, подобную описанной выше, откладывая по оси ОХ напряжение смещения, по оси ОУ в логарифмическом масштабе величину, пропорциональную мощности сигнала синтезатора, то есть  $\log(\alpha_2^2)$ ; по оси ОZ в логарифмическом масштабе величину, пропорциональную мощности ПЧ

сигнала ( $\log(I_{\text{лч}}^2)$ ). На рис.2.2 приведены расчеты для  $f_{\text{синт}} = 18$  ГГц, сверху –  $f_{\text{вч}} = 617$  ГГц, 34-ая гармоника; снизу –  $f_{\text{вч}} = 635$  ГГц, 35-ая гармоника.

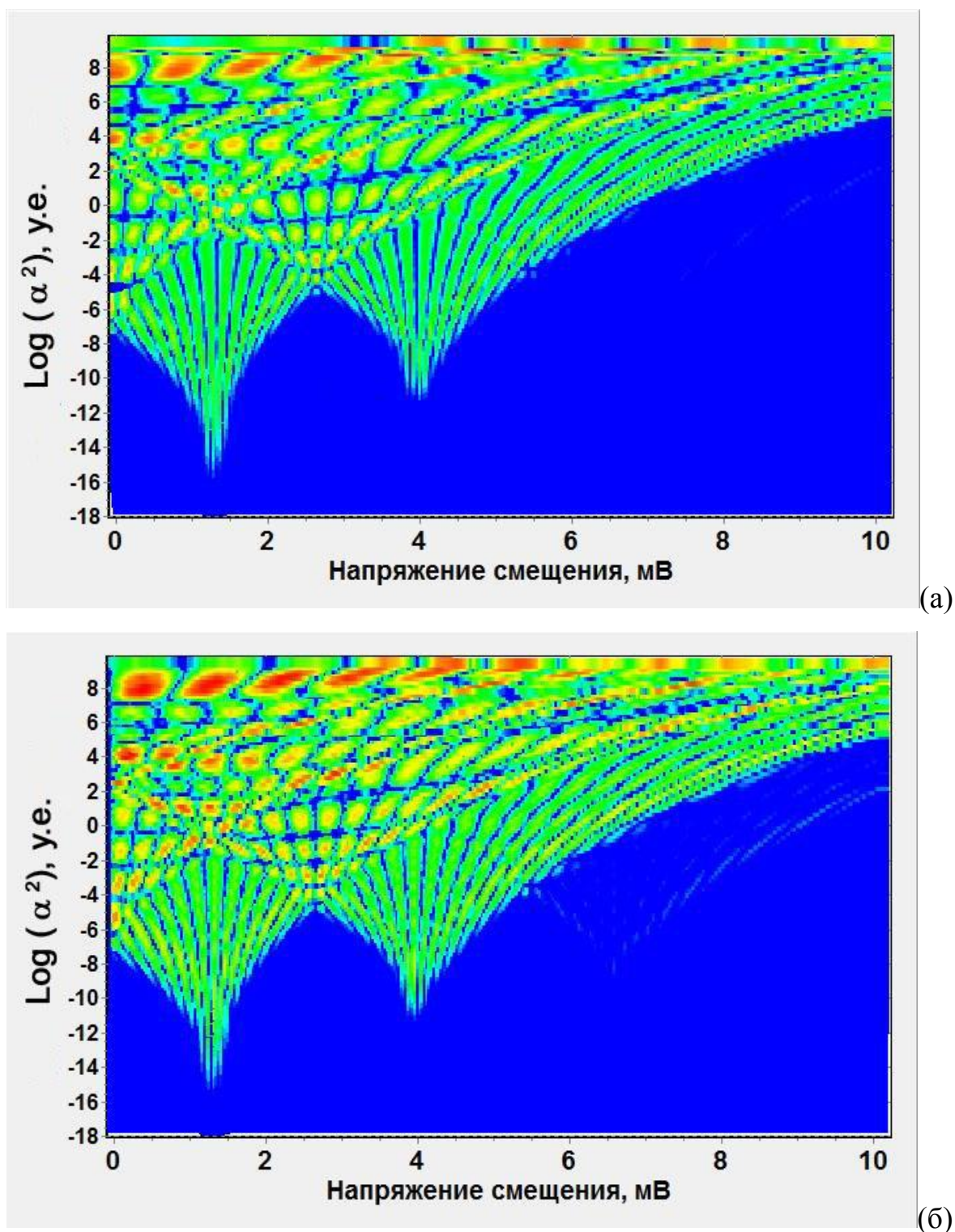


Рис.2.2 Расчетные зависимости мощности выходного сигнала ГС от напряжения смещения и мощности сигнала гетеродина для четного (а) и нечетного (б) номера его гармоники.



В качестве примера практического применения полученной формулы (2.4) изучим зависимость сигнала ПЧ от параметров приложенных сигналов при нулевом напряжении смещения  $V_0 = 0$ . В этом случае:

$$V_0 = 0;$$

$$J_{-n}(\alpha) = (-1)^n J_n(\alpha);$$

$$I_{dc}(-V) = -I_{dc}(V);$$

$$I_{KK}(-V) = I_{KK}(V).$$

Разбивая сумму в (2.4) на четыре суммы с положительными и отрицательными  $n$  и  $m$ , находим, что

$$I_{ПЧ}(k) = A(1 + (-1)^k),$$

где  $A$  – некоторая функция частот и мощностей приложенных к переходу сигналов. Таким образом, при нечетных  $k$  мощность сигнала ПЧ обращается в ноль, а при четных наблюдаются ее максимумы, что видно также из рис. 2.2. Данный результат важен, поскольку для некоторых приложений удобно иметь возможность работать при нулевом напряжении смещения, подбирая соответствующие частоты синтезатора.

Итак, расчет показал, что при приложении к СИС-переходу двух гармонических сигналов, на нем возникают сигналы всех комбинационных частот. Формула (2.4) описывает сложную картину зависимости мощности сигнала ПЧ от параметров входных сигналов в случае работы СИС-перехода в режиме гармонического смесителя.

## **2.2. Экспериментальное измерение зависимости выходной мощности гармонического смесителя от параметров приложенных сигналов.**

Расчет ГС, приведенный выше, содержит в себе некоторые упрощающие положения (в частности, учитывается только квазичастичная компонента, не учитывается внешняя электродинамическая цепь и т.д.). Для

проверки правильности результатов предыдущего раздела была проведена серия опытов по экспериментальному исследованию ГС. Главной задачей эксперимента являлось нахождение величины выходного сигнала ГС в зависимости от мощностей входных сигналов и напряжения смещения ГС  $P_{\text{ПЧ}}(V_0, P_{\text{сигт}})$ .

В эксперименте был использован одиночный СИС-переход, изготовленный в виде пленочной структуры Nb-AlO<sub>x</sub>-Nb площадью 1 мкм<sup>2</sup>. Нормальное сопротивление перехода составляет примерно 25 Ом, щелевое напряжение равно 2.8 мВ.

Для измерения характеристик ГС на СИС-переходе, обусловленных квазичастичным туннелированием, джозефсоновская компонента тока была подавлена внешним магнитным полем. Схема эксперимента представлена на рис. 2.3.

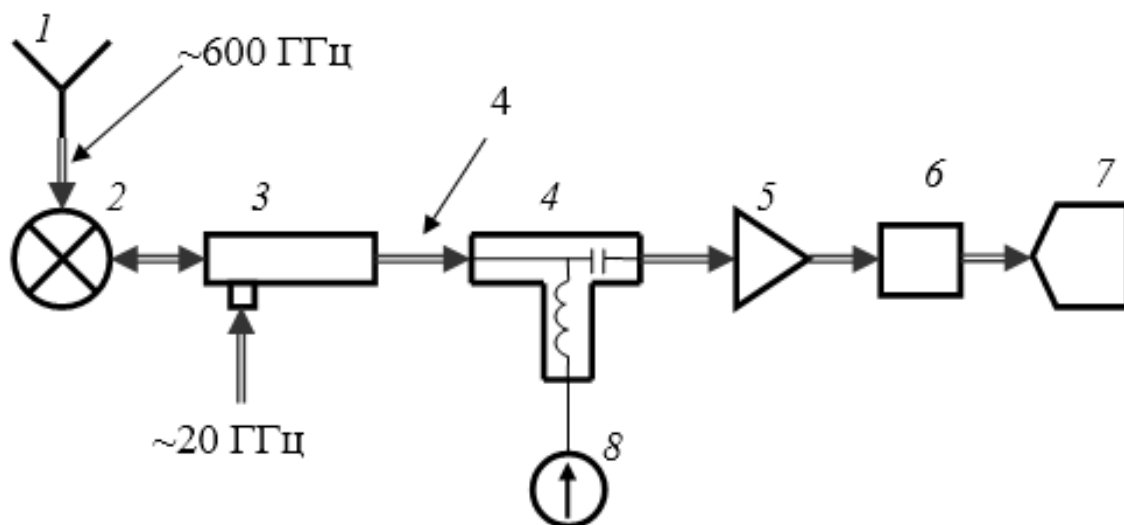


Рис. 2.3. Схема экспериментальной установки измерения характеристик ГС на СИС-переходе.

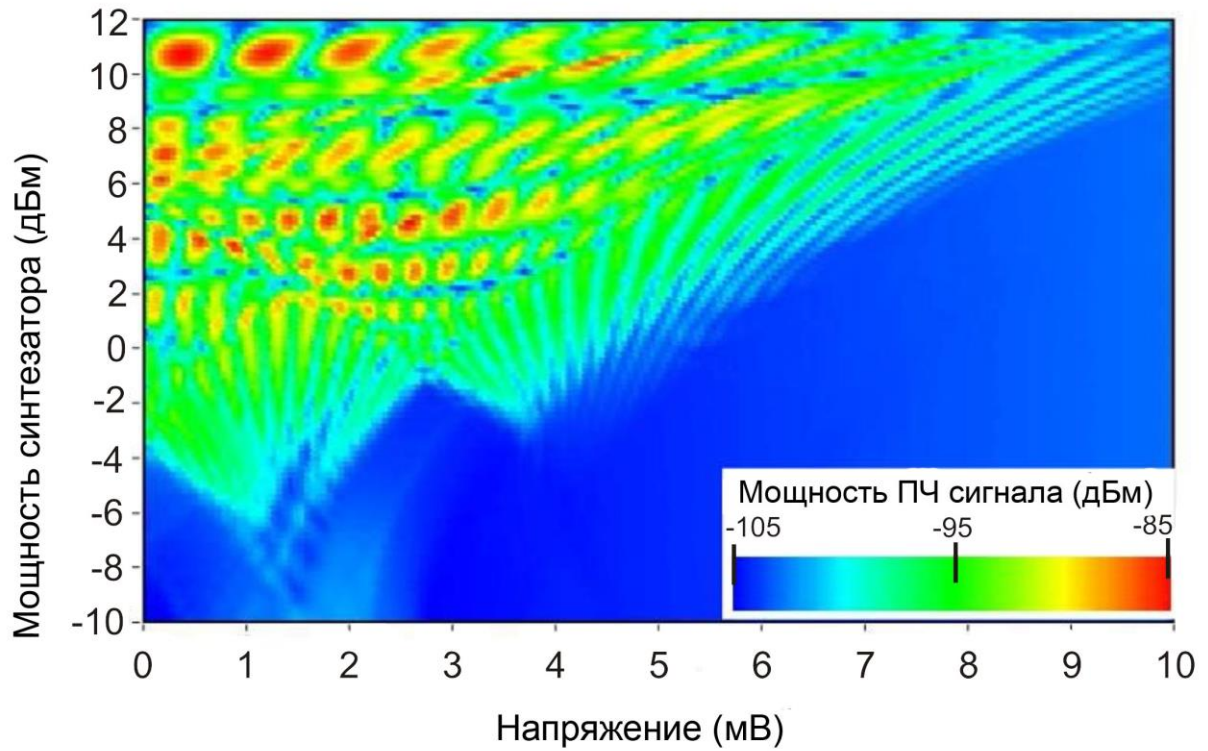
СИС-переход 2 с антенной 1 размещен в заливном криостате при температуре 4.2 К. Отметим, что его емкость отстроена индуктивностью на частоте 650 ГГц в полосе порядка 100 ГГц. Сигнал, подаваемый на антенну,

имеет частоту порядка 600 ГГц. Такой сигнал получен в результате умножения сигнала синтезатора частотой около 25 ГГц на полупроводниковом умножителе при работе на двадцать седьмой гармонике. Сигнал второго опорного синтезатора частотой порядка 20 ГГц задан через порт -20 дБ направленного ответвителя 3. Выходной сигнал смесителя на промежуточной частоте 4...6 ГГц, проходя ответвитель 3 и элемент для задания постоянного тока смещения СИС-перехода 4, поступает на вход системы ПЧ усилителей 5. Далее он проходит через узкополосный (ширина полосы пропускания 30 МГц) фильтр 6 и попадает на измеритель мощности 7. Ток смещения задается блоком управления 8. Для измерений использовалась автоматическая система IRTECON [63].

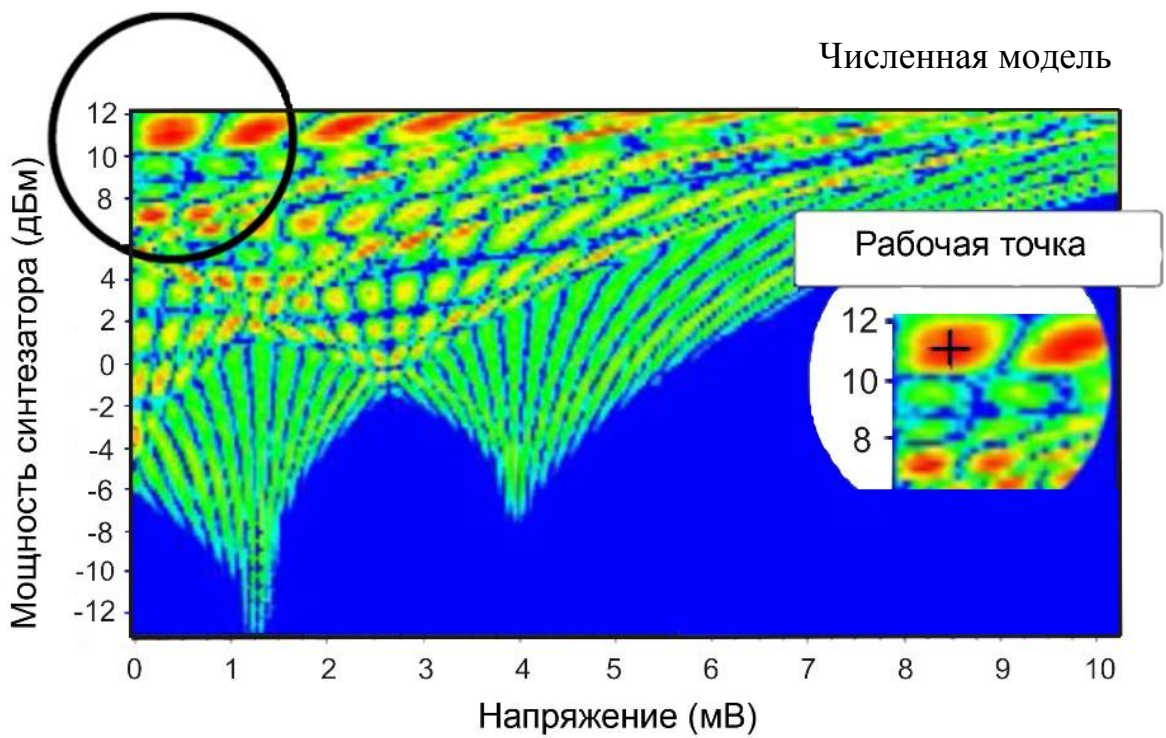
Для сравнения результатов эксперимента и теоретических расчетов выполнена предварительная калибровка мощности ВЧ-сигнала по вызываемому им уровню накачки СИС-перехода. Калибровка выполнялась следующим образом: на ГС подавался один сигнал ВЧ, после чего измерялся скачок тока при смещении СИС-перехода 2.5 мВ. После этого в численной модели подбирался такой коэффициент  $\alpha_1$ , который вызывает соответствующий прирост тока.

После согласования численной модели с экспериментом проведен анализ экспериментальных и рассчитанных зависимостей  $P_{ПЧ}(V_0, P_{\text{синт}})$ , представленных на рис. 2.4. Из сравнения сразу видно, что общий характер расчетных данных согласуется с экспериментальной картиной. Отметим также совпадение динамических диапазонов по мощности синтезатора, которое позволило нам поставить в соответствие экспериментальные значения  $P_{\text{синт}}$  и расчетные  $\log(\alpha_2^2)$ .

## Эксперимент



## Численная модель



(а)

(б)

Рис. 2.4. Сравнение экспериментальной (а) и расчетной (б) зависимостей  $P_{ПЧ}(V_0, P_{синт})$ . Крестом на вставке отмечена точка с максимальным сигналом ПЧ.  $f_{вч} = 635$  ГГц,  $f_{синт} = 18$  ГГц, 35-ая гармоника.

Сама зависимость  $P_{\text{ПЧ}}(V_0, P_{\text{синт}})$  имеет сложный характер, похожий на интерференционную картину. Для представленной частоты ВЧ сигнала, равной 635 ГГц, при малых мощностях  $P_{\text{синт}}$  видны два пучка линий. Центры пучков расположены симметрично относительно щелевого напряжения и приближаются к нему с уменьшением частоты  $f_{\text{ВЧ}}$ . Частота и количество линий в пучке растет линейно с номером гармоники, т.е. при уменьшении частоты синтезатора  $f_{\text{синт}}$ . В самом основании пучка линии идут вертикально и интервал между ними равен  $2f_{\text{синт}}/k_J$ , где  $k_J$  – постоянная Джозефсона, равная 483.6 ГГц/мВ, что соответствует ширине квазичастичной ступени на ВАХ ГС, вызванной воздействием сигнала синтезатора. При больших величинах  $P_{\text{синт}}$  линии пучков пересекаются и образуют систему пиков, период которых увеличивается с ростом  $P_{\text{синт}}$ .

Как следует из анализа равенства (2.4) в зависимости от номера гармоники  $k$  при одинаковых мощностях сигналов ВЧ и синтезатора показывает, что при нулевом напряжении смещения для четной гармоники наблюдается максимум мощности сигнала ПЧ, а для нечетной – минимум. Это согласуется с экспериментом, что проиллюстрировано на графиках на рис. 2.5, соответствующих номерам гармоник  $k$ , равным 34 и 35.

Трехмерная картина  $P_{\text{ПЧ}}(V_0, P_{\text{синт}})$  позволяет определить величины параметров  $V_0$  и  $P_{\text{синт}}$  для максимизации сигнала ПЧ. Однако, мощность ПЧ-сигнала меняется также в зависимости от величины мощности ВЧ-сигнала  $P_{\text{ВЧ}}$ . Исследования теоретических зависимостей показывают, что для каждого отдельного пика имеется оптимальное  $P_{\text{ВЧ}}$ , при котором достигается его наибольшая величина (см. рис. 2.6).

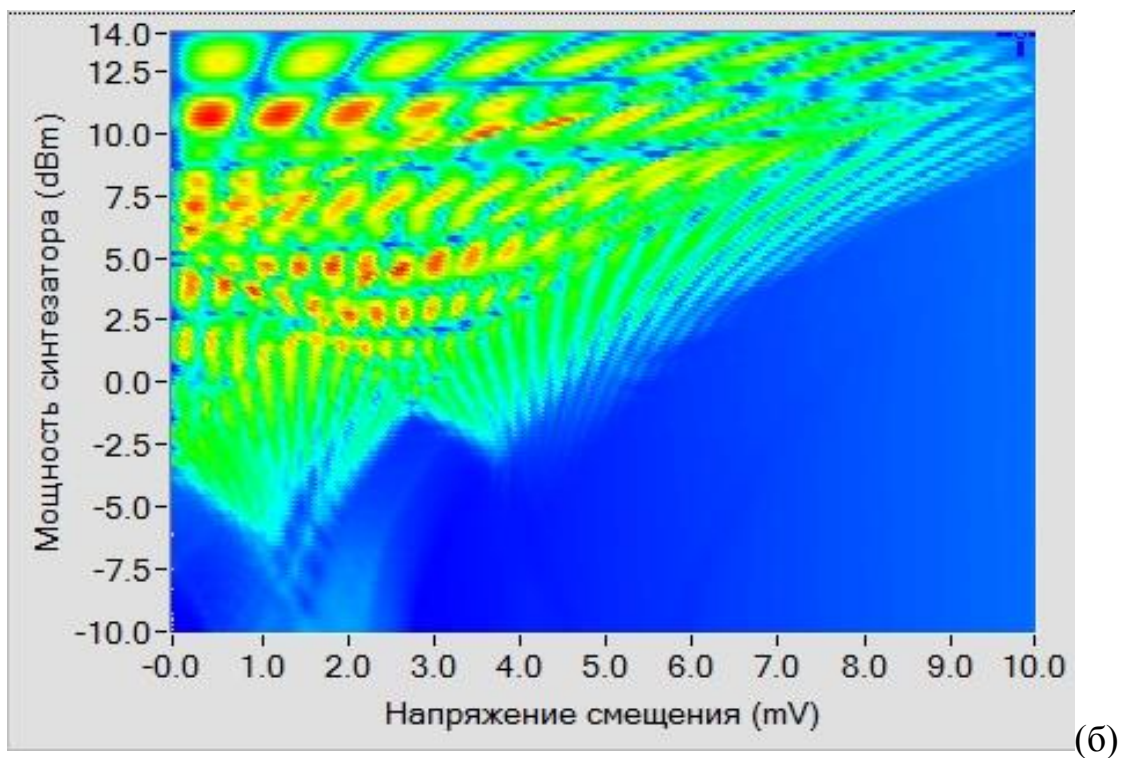
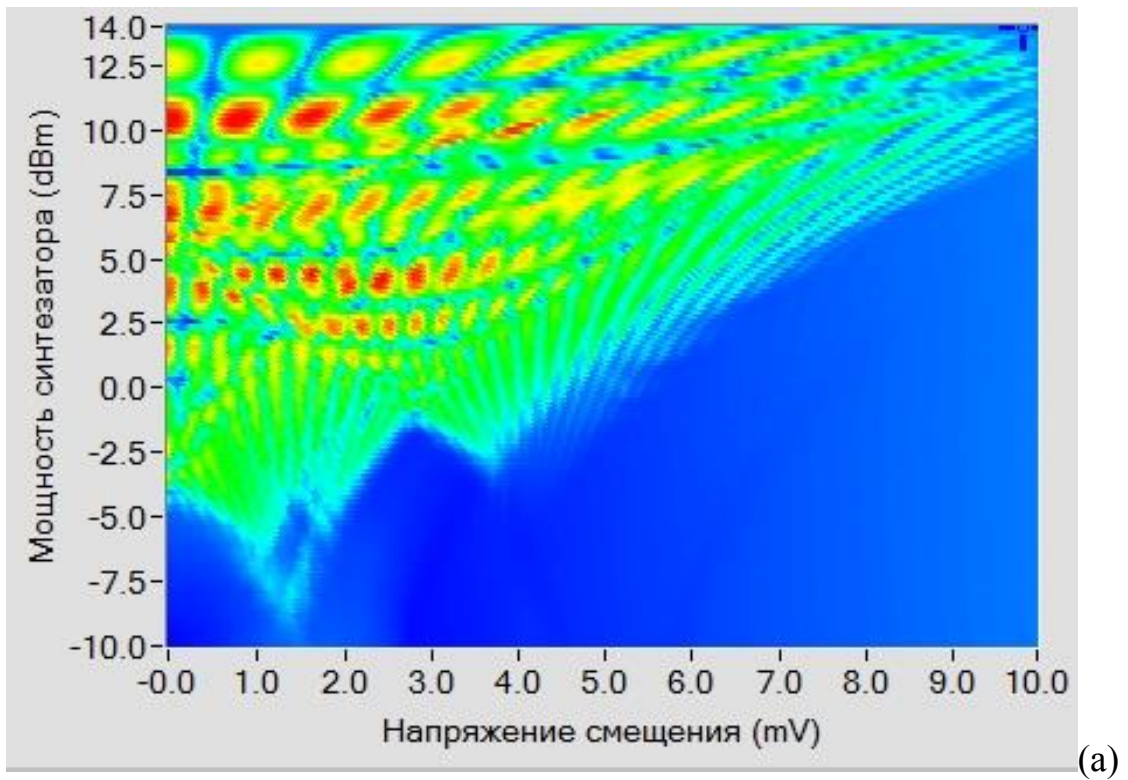


Рис. 2.5. Экспериментальные зависимости  $P_{\text{ПЧ}}(V_0, P_{\text{синт}})$  для разных номеров гармоник синтезатора при  $f_{\text{синт}} = 18$  ГГц: сверху (а) –  $f_{\text{ВЧ}} = 617$  ГГц, 34-ая гармоника; снизу (б) –  $f_{\text{ВЧ}} = 635$  ГГц, 35-ая гармоника.

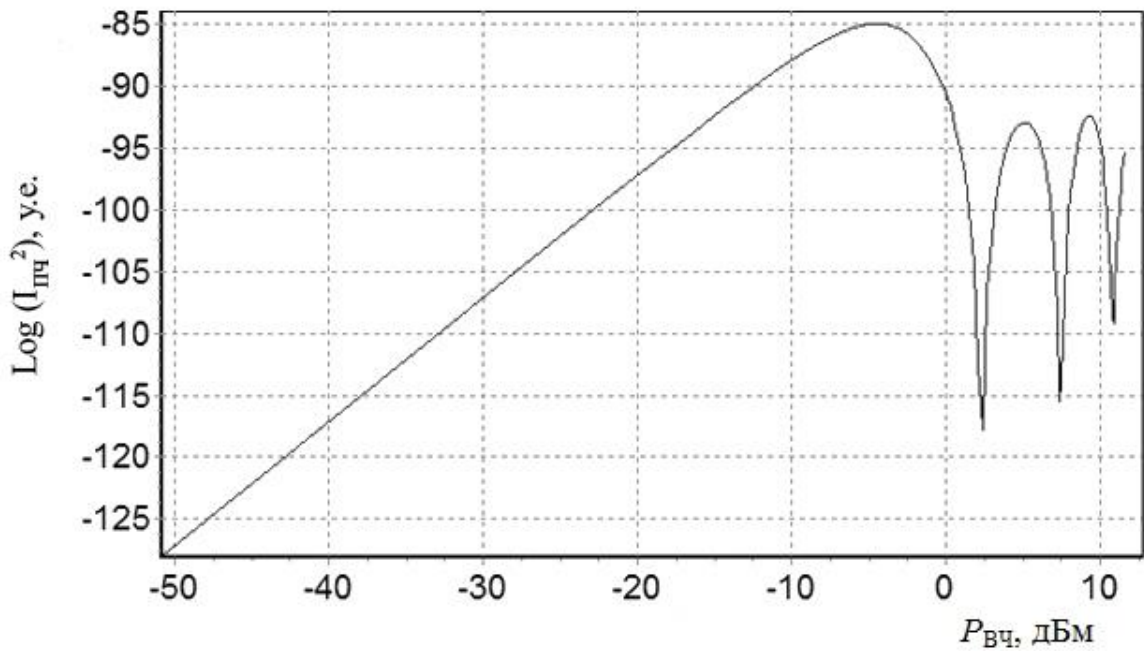


Рис. 2.6. Теоретическая зависимость мощности сигнала ПЧ от мощности сигнала ВЧ для значений  $V_0$  и  $P_{\text{синт}}$ , отмеченных крестом на вставке к рис. 2.5. Максимум графика соответствует току накачки сигналом ВЧ, равному трети от величины скачка тока на щели.

Зависимость  $P_{\text{ПЧ}}(P_{\text{ВЧ}})$  на рис. 2.6 вычислена при фиксированных  $V_0$  и  $P_{\text{синт}}$ , которые соответствуют пику мощности выходного сигнала, обозначенному на рис. 2.4 (б) знаком «рабочая точка». Из графика видно, что при увеличении  $P_{\text{ВЧ}}$  выходной сигнал растет линейно, то есть ГС работает в линейном режиме. С увеличением  $P_{\text{ВЧ}}$  достигается максимальный сигнал ПЧ, который при дальнейшем росте  $P_{\text{ВЧ}}$  заметно падает. Точка максимума соответствует накачке ГС (ток при смещении перехода на 2.5 мВ) сигналом ВЧ порядка 30% от скачка тока на щели. Экспериментально показано, что для СИС-перехода Nb-AlO<sub>x</sub>-Nb площадью 1 мкм<sup>2</sup> с величиной скачка тока на щели около 100 мкА при  $f_{\text{ВЧ}} = 635$  Гц и  $f_{\text{синт}} = 18$  ГГц (35-ая гармоника) при подавленном критическом токе выходной сигнал может достигать -85 дБм.

### **2.3 Анализ возможности функционального объединения гармонического смесителя и фазового детектора в одной туннельной наноструктуре**

Как было отмечено в первой главе данной диссертационной работы, радикальное расширение полосы системы ФАПЧ и увеличение ее эффективности может быть достигнуто за счет существенного сокращения петли обратной связи ФАПЧ. В традиционной полупроводниковой системе ФАПЧ такое сокращение невозможно, поскольку эта система не может быть расположена в одном криобъеме с СИП, а для уменьшения притока тепла в криостата используются длинные соединительные кабели. В ранее разработанной криогенной системе ФАПЧ все элементы находятся в одном криобъеме, но использование НЕМТ усилителей не позволяет расширить полосу синхронизации более чем 40 МГц. Таким образом, функциональное объединение гармонического смесителя и фазового детектора в одном элементе – криогенном гармоническом фазовом детекторе, расположенном рядом с ДДП, – может привести к значительному сокращению петли обратной связи и расширению полосы ФАПЧ.

В предыдущем разделе было показано, что выходной сигнал СИС перехода в режиме гармонического смесителя при подавленном критическом токе может достигать -85 дБм, что соответствует амплитуде тока через переход в несколько мкА. Поэтому такую величину тока можно использовать для оценок эффективности гармонического фазового детектора, основанного на этом СИС-переходе. В то же время отметим, что величина отклика зависит от площади перехода, его плотности тока и динамического окружения и может изменяться в широких пределах.

Максимально возможная отстройка генератора от точки синхронизации, которую может компенсировать система ФАПЧ, определяется амплитудой сигнала ошибки фазового детектора и чувствительностью генератора к этому сигналу. В случае использования



СИС-перехода в качестве гармонического фазового детектора, сигнал ошибки можно записать следующим образом:

$$\varepsilon = G \sin(\phi_{osc} - n\phi_{LO}) = (2e/h) I_{HPD} R_d \sin(\phi_{osc} - n\phi_{LO}),$$

где  $G$  – коэффициент усиления петли обратной связи в единицах частоты,  $R_d = \partial V_{FFO} / \partial I$  – дифференциальное сопротивление ДДП по току управления (ток смещения либо ток задания магнитного поля ДДП, в зависимости от способа задания корректирующего сигнала).

Поскольку дифференциальные сопротивления ДДП по току смещения и току управления магнитным полем ( $R_d$  и  $R_d^{CL}$ ) являются важными характеристиками не только системы ФАПЧ, но и всего приемника в целом, измерения этих параметров в зависимости от режимов работы ДДП было проведено ранее Н.В. Киневым [64] в цикле измерения ширины линии генерации. Были проведены измерения дифференциальных сопротивлений как для режима заданного напряжения ДДП в зависимости от его тока смещения, так и для фиксированного тока смещения в зависимости от напряжения (а значит и частоты генерации) ДДП. Результаты представлены на рис. 2.7; синей кривой этих на графиках обозначено отношение  $R_d^{CL} / R_d$ . Отметим несколько характерных особенностей дифференциальных сопротивлений, которые видны из рис. 2.7:

- дифференциальное сопротивление по току линии управления магнитным полем ( $R_d^{CL}$ ) практически во всех режимах работы ДДП больше дифференциального сопротивления по току смещения. Из этого следует, что при создании системы ФАПЧ корректирующий сигнал ошибки эффективнее задавать именно в линию управления магнитным током;
- характерным значением  $R_d^{CL}$ , используемым для оценок эффективности системы ФАПЧ мы можем считать  $R_d^{CL} = 20$  МОм.

Таким образом, максимальное значение сигнала ошибки в петле ФАПЧ может достигать нескольких десятков МГц, а это значит, что СИС-переход в качестве гармонического фазового детектора может быть эффективным элементом для реализации полосы ФАПЧ более 50 МГц.

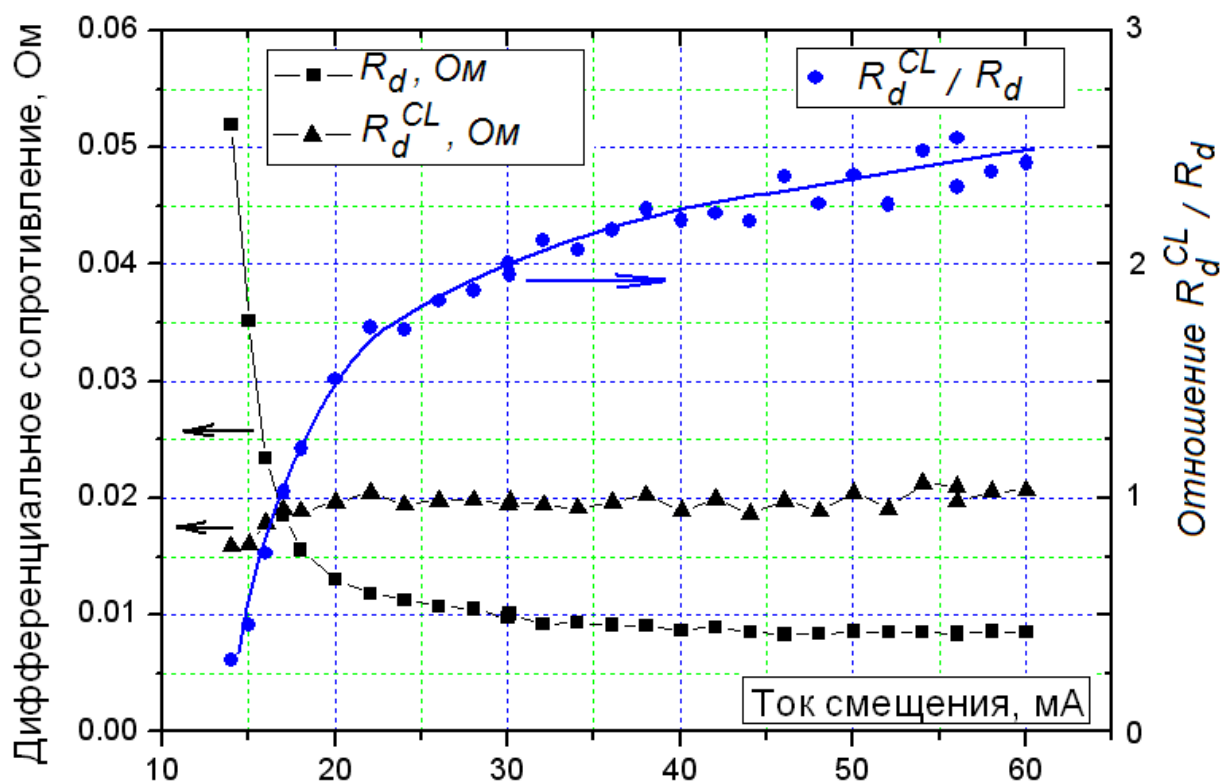


Рис. 2.7. Графики зависимостей дифференциальных сопротивлений ДДП  $R_d$  и  $R_d^{CL}$  при постоянном напряжении перехода в режиме вязкого течения вихрей. Данные из диссертационной работы Н. В. Кинева [64].

## 2.4 Заключение

Проведено численное моделирование ГС на основе СИС перехода, показано, что при приложении к СИС-переходу двух гармонических сигналов частот  $f_{ВЧ}$  и  $f_{сигн}$  (причем  $f_{ВЧ} - kf_{сигн} \ll f_{сигн}$ ) на переходе возникает сигнал промежуточной частоты вида  $I(t) = I_{ПЧ} \sin(2\pi(f_{ВЧ} - kf_{сигн})t + \varphi_0)$ , где  $\varphi_0$  - начальная фаза, а  $I_{ПЧ}$  определяется формулой 2.4. При нулевом напряжении смещения через переход мощность сигнала ПЧ обращается в ноль при нечетных  $k$ , а при четных существенно положительна.

С помощью туннельного СИС-перехода Nb/AlO<sub>x</sub>/Nb проведено экспериментальное измерение зависимости выходной мощности гармонического смесителя от параметров приложенных сигналов и показано,

что максимальная мощность выходного сигнала ПЧ в условиях проведенного эксперимента составляет около -85 дБм.

Проведен анализ возможности функционального объединения гармонического смесителя и фазового детектора в одной туннельной наноструктуре, который показал, что система ФАПЧ на основе такой туннельной наноструктуры с учетом дифференциального сопротивления ДДП будет обладать шириной полосы синхронизации более 50 МГц.

### 3. Система ФАПЧ на основе криогенного гармонического фазового детектора

Проведенный в предыдущих главах анализ показал перспективность функционального объединения гармонического смесителя и фазового детектора в одном элементе – криогенном гармоническом фазовом детекторе (КГФД) на основе туннельного СИС-перехода, то есть использования его как для понижения сигнала ДДП по частоте, так и для генерации сигнала обратной связи для фазовой стабилизации ДДП. В данной главе рассмотрена численная модель систем ФАПЧ, в том числе и на основе КГФД, обсуждены основные параметры и закономерности работы таких систем, определена максимально допустимая временная задержка сигнала в петле обратной связи. На основании данного расчета экспериментально реализована система ФАПЧ для ДДП, в котором все элементы петли ФАПЧ расположены в непосредственной близости от синхронизируемого генератора. В заключении данной главы обсуждены достоинства и недостатки реализованной системы ФАПЧ, а также проведено сравнение с аналогичными системами синхронизации для ДДП.

#### 3.1. Численное моделирование систем ФАПЧ

Теория систем ФАПЧ достаточно полно изучена за последние полвека бурного развития радиоэлектроники (см., например, работы [65-68]). Тем не менее, для создания конкретной системы ФАПЧ выглядит разумным построение ее численной модели и нахождение с ее помощью требуемых параметров системы.

Прежде всего, коротко напомним основные выражения, определяющие работу систем ФАПЧ. Пусть  $r(t)$  – сигнал ГУН амплитудой  $A_r$ , который синхронизируется к сигналу  $s(t)$  амплитудой  $A_s$  опорного синтезатора. На фазовом детекторе происходит перемножение этих сигналов, причем выходной сигнал равен  $e(t) = 0.5\sigma A_r A_s \sin(\varphi)$ , где  $\varphi$  – разность фаз ГУН и

опорного синтезатора,  $\sigma$  – крутизна характеристики фазового детектора. Этот сигнал является сигналом обратной связи, он корректирует мгновенную частоту ГУН. Таким образом, можно записать

$$p\varphi = \Delta_0 - \Delta H(p) \sin(\varphi), \quad (3.1)$$

где  $p$  – символ дифференцирования,  $H(p)$  – передаточная функция в операторной форме,  $\Delta_0$  – начальная отстройка ГУН,  $\Delta = 0.5\sigma A_r A_s$  – максимально возможная ширина полосы синхронизации. Из (3.1) видно, что для достаточно сложных передаточных функциях найти аналитическое решение не удастся. Заметим также, что для правильного описания реальных систем в правой части уравнения (3.1) необходимо добавить шумовой член  $\xi(t)$ , что еще больше усложняет аналитическое решение (3.1). Поэтому наиболее перспективными выглядят попытки решить данное уравнение численными методами. Расчет позволит предсказать, какие характеристики и параметры могут быть реализованы при создании систем синхронизации, а также проанализировать, как передаточная функция  $H(p)$ , которая фактически определяется фильтрами в петле обратной связи, влияет на характеристики системы ФАПЧ.

Simulink является одним из пакетов программы Matlab, который позволяет моделировать различные динамические системы на уровне структурных и функциональных схем. С помощью данного пакета легко смоделировать обычную «комнатную» систему ФАПЧ (а фактически – численно решить уравнение (3.1)), блок-схема которой изображена на рис. 3.1.

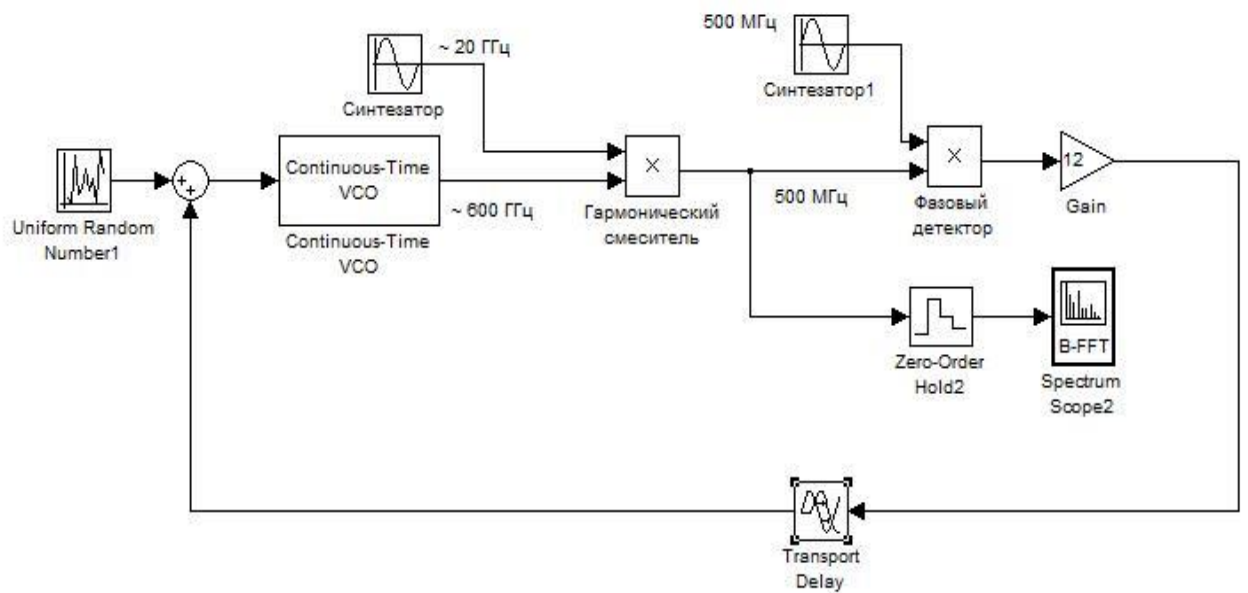


Рис. 3.1. Полная блок-схема комнатной системы ФАПЧ.

Заметим, что моделирование полной схемы ФАПЧ сопряжено с некоторыми расчетными сложностями. Для одновременного расчета высокочастотных (сигнал генерации ДДП,  $\sim 500$  ГГц) и низкочастотных (сигнал ПЧ, менее 1 МГц) процессов необходимо использовать шаг времени, достаточно малый для корректного описания процесса высокой частоты, но шагов должно быть настолько много, чтобы учесть низкочастотные процессы. Разница в масштабах частот процессов ( $\sim 10^5$ ) приводит к неоправданному увеличению количества расчетных шагов, что ведет к росту общего времени расчета. Для ускорения расчета было принято упрощающее допущение: ГУН частоты 500 ГГц, гармонический смеситель и опорный синтезатор частоты 20 ГГц заменены на ГУН частоты 500 МГц. Такое упрощение допустимо, т.к. гармонический смеситель переносит спектр вниз по частоте без искажений.

Блок-схема модельной системы ФАПЧ представлена на рис. 3.2. В качестве ГУН выступает блок генератора, управляемого напряжением «Continuous-Time VCO», выходной сигнал которого имеет вид

$$y(t) = A_c \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(\tau) d\tau + \varphi_0\right) \quad (3.2),$$

где  $A_c$  – амплитуда сигнала,  $f_c$  – частота генерации,  $k_c$  – чувствительность генератора к управляющему сигналу  $u(\tau)$ .

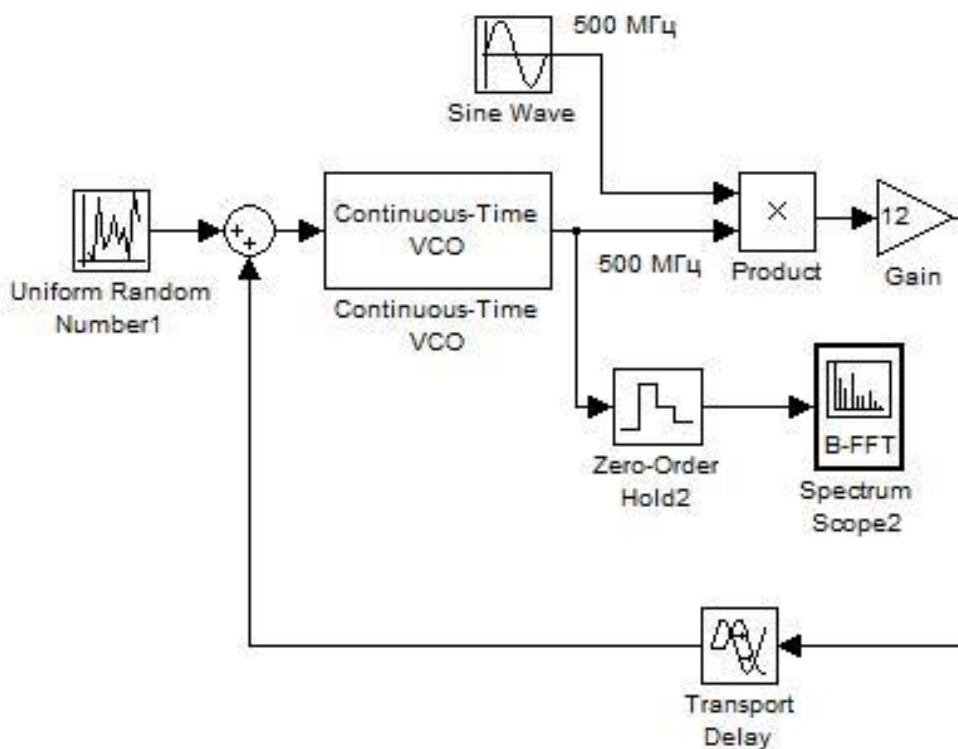


Рис. 3.2. Упрощенная схема комбинированной системы ФАПЧ для расчета в среде Simulink.

Известно [69], что если фаза ГУН испытывает быстрые и малые, коротко-коррелированные флуктуации (другими словами, ширина спектра шума на входе генератора много больше его высоты в единицах частоты, т.е. шум близок к белому), то спектр генерации ГУН является лоренцевской линией. Именно такой случай и реализуется в ДДП. Таким образом, ДДП моделируется ГУН с источником белого шума на входе. Мощность шума подбирается до совпадения ширины линии генерации модельного ГУН с реальным ДДП.

Смесительным элементом в данной модели является блок «Product», перемножающий два сигнала на входе. Опорным сигналом выступает синусоидальный сигнал блока Sine Wave частоты  $f_{sinh}$ . Сигнал обратной

связи, получившийся в результате перемножения сигналов генератора и опорного синтезатора, усиливается на блоке Gain (фактически умножается на коэффициент усиления), проходит через элемент Transport Delay (соответствует задержке временной сигнала в петле обратной связи) и поступает на вход ГУН, корректируя мгновенную частоту генерации. Выходной сигнал ГУН поступает на аналогово-цифровой преобразователь Zero-Order Hold, после чего обрабатывается на спектроанализаторе с помощью быстрого преобразования Фурье.

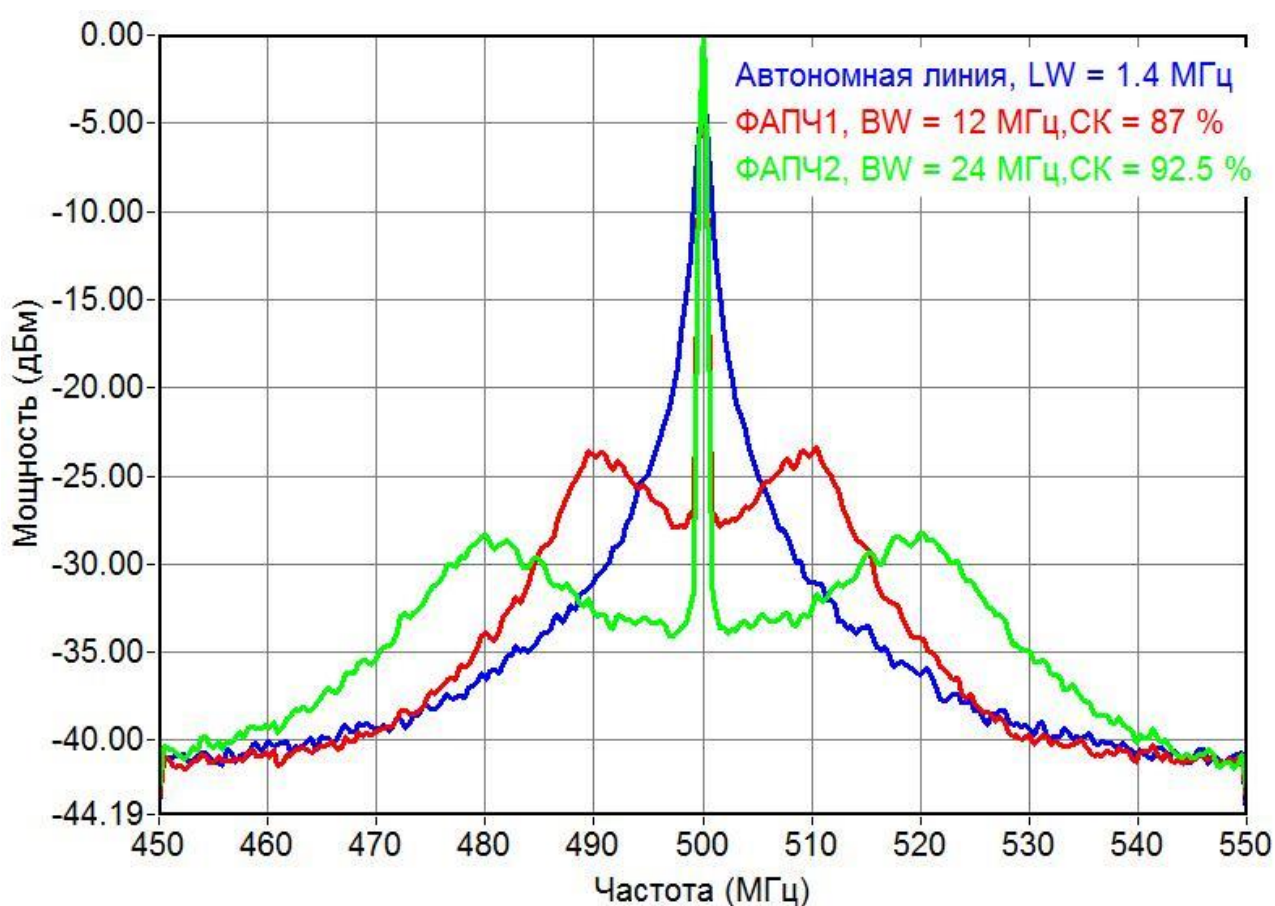


Рис. 3.3. Расчетные спектры ГУН, синхронизированные системой ФАПЧ.

Параметры модели:

ФАПЧ1 –  $TimeDelay = 20$  нс,  $Gain = 1.5$ ,

ФАПЧ2 –  $TimeDelay = 10$  нс,  $Gain = 3$ .



Спектры автономной и синхронизированной генерации модельного ГУН для системы с заданными параметрами ( $f_c = f_{sinh} = 500$  МГц, остальные параметры в подписи) представлены на рис. 3.3. Из данного графика следует, что при ширине автономной линии (LineWidth, LW) генерации ГУН на полувысоте равна 1.4 МГц, первая система ФАПЧ, которая обладает шириной полосы синхронизации 12 МГц (Bandwidth, BW, определяется по боковым возбуждениям – «рогам»), способна синхронизировать 87% излучаемой генератором мощности (спектральное качество, СК – доля мощности в центральном пике); параметры второй системы и синхронизированного спектра ГУН также приведены на графике.

Отметим отличное качественное и хорошее количественное совпадение результатов моделирования (рис. 3.3) с экспериментально измеренными спектрами ДДП (рис. 1.10), синхронизированного с помощью полупроводниковой и криогенной систем ФАПЧ, описанными в разделе 1.4 данной работы. Такое совпадение показывает, что приведенная модель адекватно описывает широкополосные системы ФАПЧ и может быть использована для исследования свойств систем ФАПЧ.

Аналогичным образом была проверена концепция использования одного нелинейного элемента в качестве как гармонического смесителя, так и фазового детектора. На рис. 3.4 представлена блок-схема такой системы ФАПЧ, в которой роль гармонического фазового детектора играет элемент с нелинейной выходной характеристикой  $f(u_1, u_2) = (u_1 \cdot u_2)^5$ , где  $u_1$  и  $u_2$  – входные сигналы детектора частот 1 ГГц и 5 ГГц. Отметим, что в данной модели не использовался блок временной задержки «Transport Delay», поскольку основная задержка вносилась низкочастотным фильтром с частотой отсечки 1 ГГц.

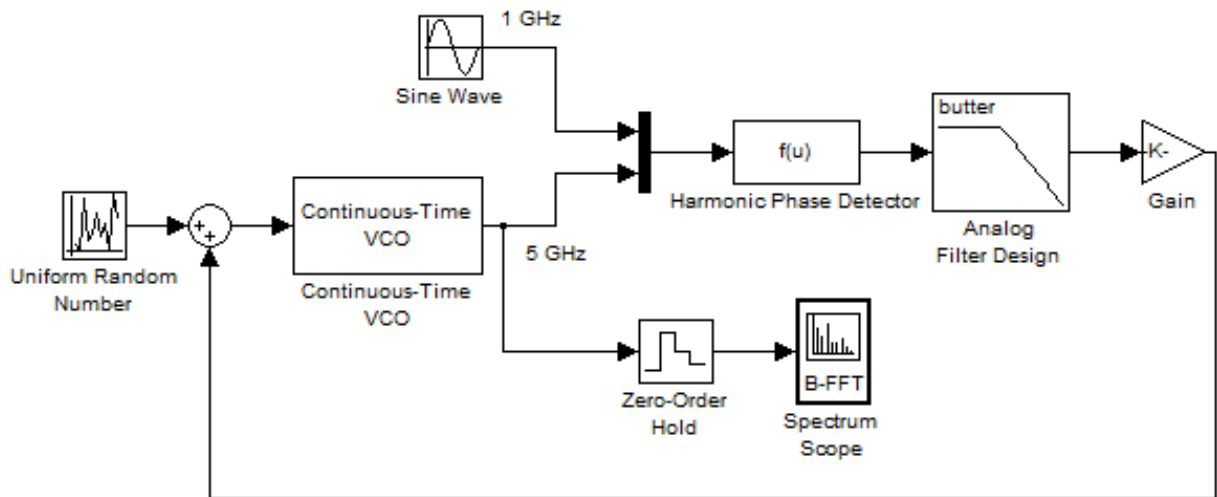


Рис. 3.4. Блок-схема системы ФАПЧ на основе гармонического фазового детектора.

Моделирование показывает (см. рис. 3.5), что данная система способна синхронизировать ГУН к стабильному генератору, причем качество синхронизации определяется мощностью выходного сигнала гармонического фазового детектора.

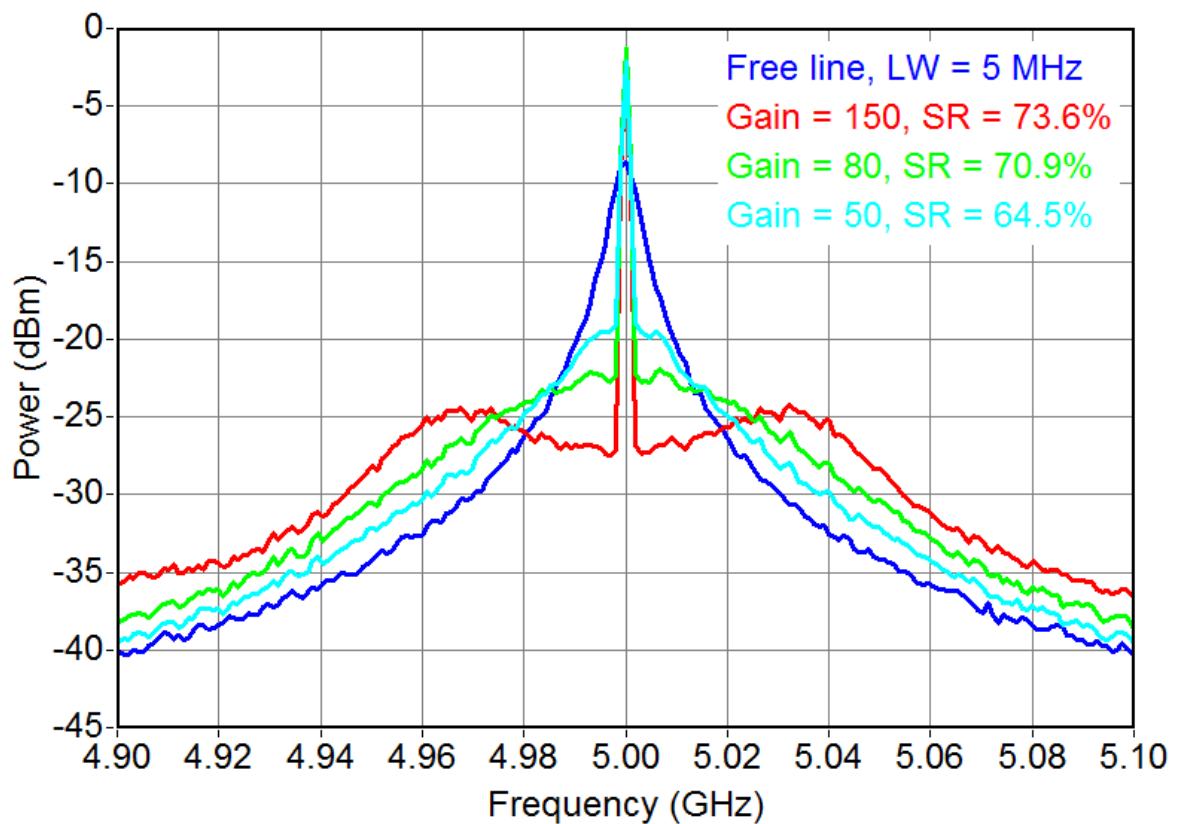


Рис. 3.5. Рассчитанные спектры ГУН, синхронизованного с помощью гармонического фазового детектора для разных мощностей его выходного сигнала.

Ранее экспериментально установлено, что ширина полосы системы ФАПЧ зависит от времени групповой задержки сигнала в петле обратной связи [53]. Подобное исследование также было проведено для модельных систем ФАПЧ с разными временами задержек. Были измерены полосы синхронизации систем ФАПЧ (по возбуждениям на краях полосы синхронизации) для различных значений временной задержки блока «Time Delay». Сравнение с экспериментальными данными показало, что результаты численного расчета полностью им аналогичны (рис. 3.6), что также говорит нам о правильном описании реальной системы ФАПЧ рассматриваемой моделью.

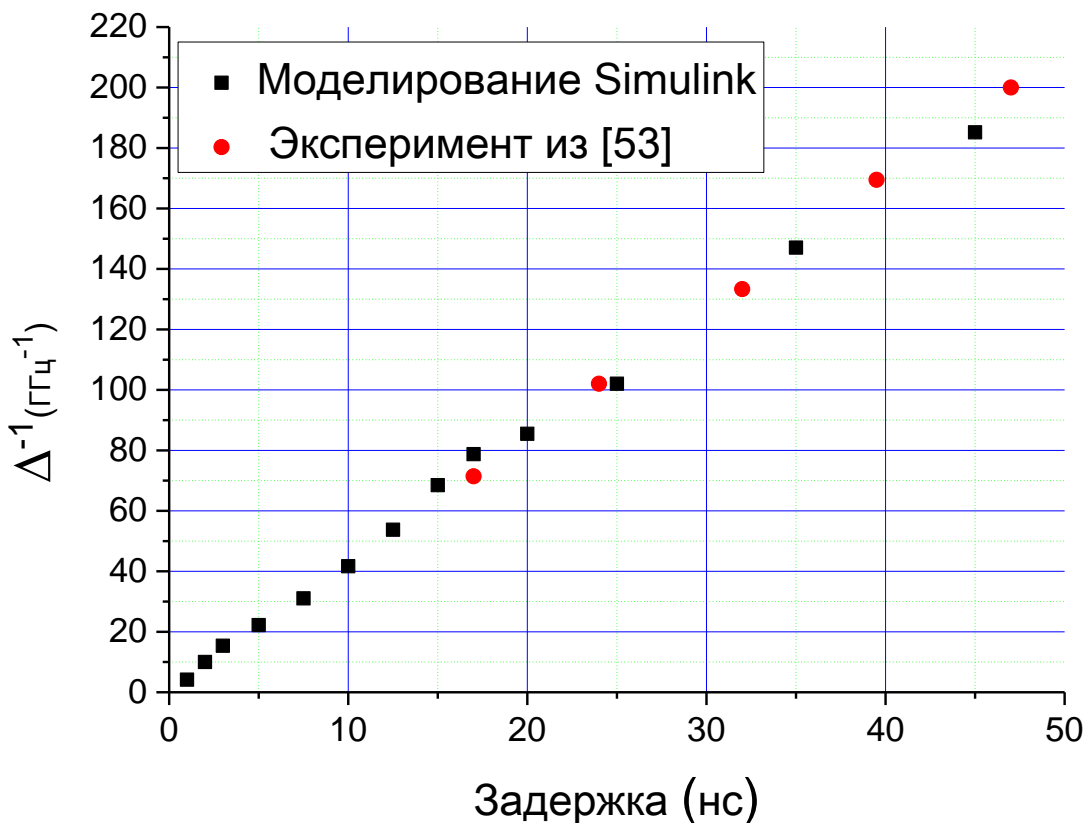


Рис. 3.6. Зависимость ширины полосы синхронизации от времени задержки в петле.

Экспериментальные данные взяты из работы [53].

Из приведенных экспериментальных и теоретических данных можно заключить, что

$$\Delta \cdot \tau \approx 0.25, \quad (3.3)$$

где  $\Delta$  – ширина полосы синхронизации. Данный факт можно объяснить, рассмотрев физические причины ограничения полосы синхронизации. ФАПЧ является типичной системой с отрицательной обратной связью, диаграмма Боде (амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики) для которой изображена на рис. 3.7.

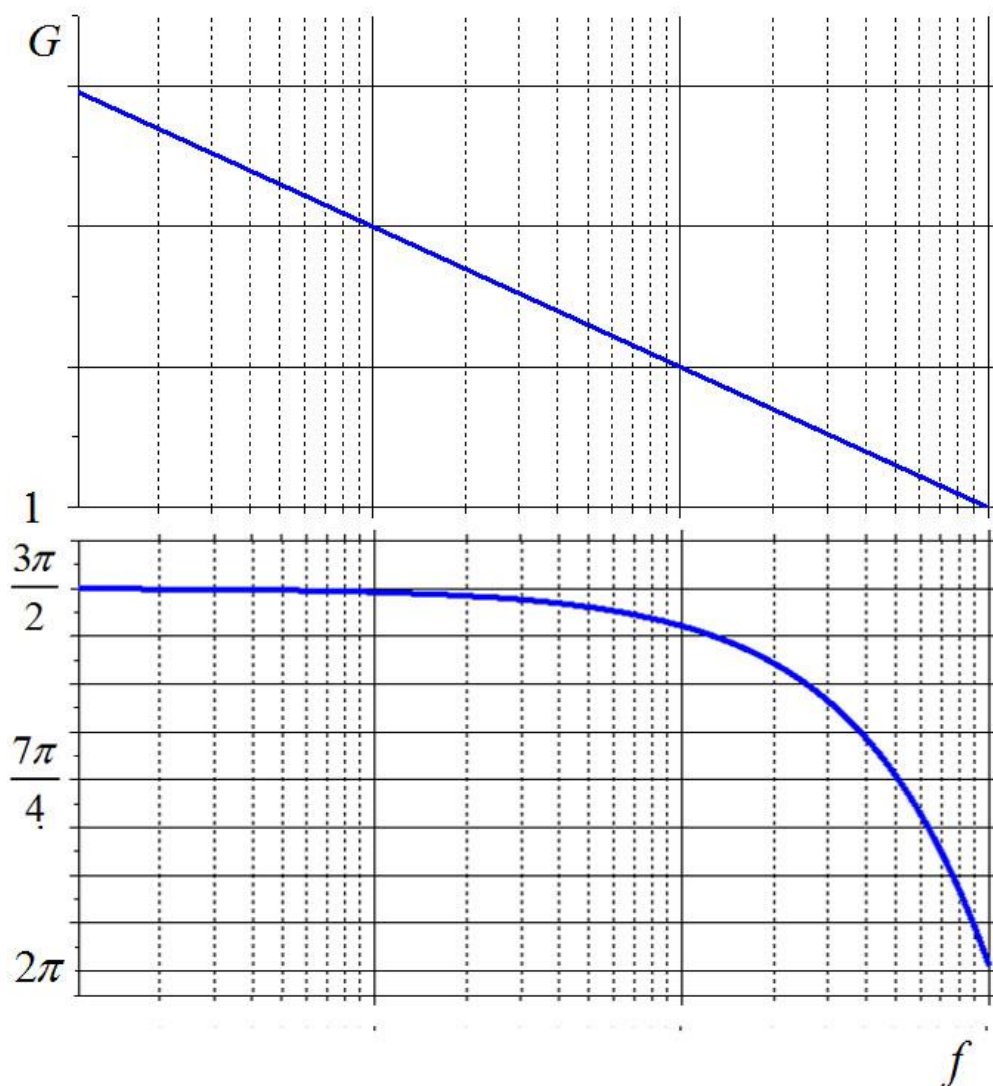


Рис. 3.7. Диаграмма Боде для типичной системы ФАПЧ. Амплитудно-частотная (сверху) и фазово-частотная (снизу) характеристики ФАПЧ.

Наклон амплитудно-частотной характеристики равен  $-20$  дБ на декаду, поскольку ГУН фактически является интегратором, как следует из формулы (3.2). Фазово-частотную характеристику следует пояснить следующим образом. В системе с отрицательной обратной связью корректирующий сигнал направлен на подавление причины, его вызвавшего, т.е. сдвиг фаз между входом и выходом петли обратной связи равен  $\pi$ . ГУН, как интегратор, вносит дополнительный сдвиг фаз в  $\pi/2$ . Дополнительная временная задержка сигнала возникает за счет конечности скорости распространения сигнала в петле обратной связи, причем эта задержка пропорциональна частоте.

Отметим, что когда общий сдвиг фаз в петле обратной связи станет равным  $2\pi$ , обратная связь станет положительной и система ФАПЧ не сможет работать. Положительная обратная связь вызывает перерегуляцию системы ФАПЧ, вследствие чего в спектре выходного сигнала наблюдается как характерные «рога», положение которых и соответствует полосе синхронизации  $\Delta$ . Таким образом, эта полоса ограничена дополнительным набегом фазы в  $\pi/2$ , т.е.  $2\pi\Delta \cdot \tau \approx \pi/2$ , что и соответствует формуле (3.3), которая является, по сути, критерием устойчивости Баркгаузена [70]. Из этой формулы следует, что для реализации полосы синхронизации более 50 МГц, задержка сигнала должна составлять менее 5 нс.

Из диаграммы Боде также следует, что чем больше полоса синхронизации ФАПЧ, тем большее усиление  $G(0)$  необходимо для эффективной синхронизации. Известно, что в наиболее оптимальном режиме работы ФАПЧ единичному усилению соответствует запас синхронизма в  $15^\circ$  («рога» имеют высоту около 3 дБ). Численный эксперимент показал, что для системы ФАПЧ с полосой синхронизации 50 МГц (и, соответственно, задержкой в петле обратной связи 5 нс) оптимальная амплитуда фазового детектора в единицах частоты составляет 60 МГц. Из этого следует, что выходного сигнала криогенного гармонического фазового детектора (КГФД)

на основе СИС-перехода, изученного в предыдущей главе, будет достаточно для работы системы ФАПЧ с полосой синхронизации в несколько десятков МГц.

### 3.2 Реализация системы ФАПЧ на основе КГФД

Идея использования КГФД для синхронизации криогенного перестраиваемого генератора (КПГ) заключается в следующем [А3-А4, А8-А12, А15]: часть сигнала КПГ частоты  $f_{\text{КПГ}} \approx 600$  ГГц подается на КГФД, где смешивается с  $k$ -ой гармоникой сигнала опорного синтезатора частоты  $f_{\text{синт}}$ , причем данная частота подбирается так, что выполняется равенство

$$f_{\text{КПГ}} = k f_{\text{синт}} \quad (3.4)$$

При изменении мгновенной частоты КПГ возникает сигнал обратной связи, который заводится на управляющий электрод КПГ через фильтр нижних частот и изменяет мгновенную частоту генерации. Таким образом, КГФД выполняет одновременно функции двух элементов традиционной системы ФАПЧ - гармонического смесителя для понижения по частоте и фазового детектора. Функциональным объединением ГС и ФД в одном элементе решается одна из поставленных в данной работе задач, а именно: общее упрощение схемы и отказ от использования НЕМТ усилителей в ПЧ тракте.

В случае использования ДДП в качестве КПГ, применение КГФД позволяет разместить все элементы петли ФАПЧ (ДДП, КГФД, фильтр нижних частот и необходимые соединения) на одном микрочипе. Тем самым длина петли ФАПЧ может быть уменьшена практически до предела.

Для проверки идеи КГФД был использован экспериментальная образец реального СИП, представляющий собой микрочип, на котором в едином вакуумном цикле в виде трехслойных туннельных структур Nb-AlO<sub>x</sub>-Nb выполнены ДДП (размер 400×8 мкм), двойной СИС-смеситель (два перехода площадью 0.8 мкм<sup>2</sup> каждый) с приемной антенной и СИС-переход (площадь 1 мкм<sup>2</sup>), использующийся в качестве ГС в традиционной реализации СИП. Данный СИС-переход через сопротивление 10 Ом соединен с линией

управления магнитным полем ДДП и при выполнении условия (3.4) выполняющий роль КГФД (рис.3.7).

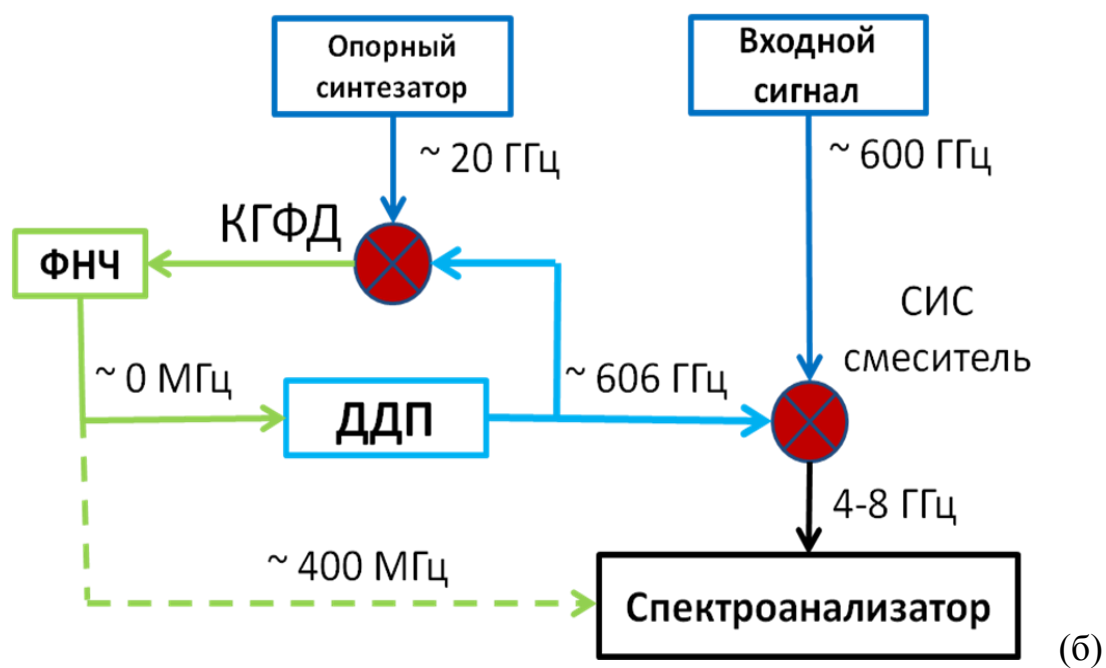
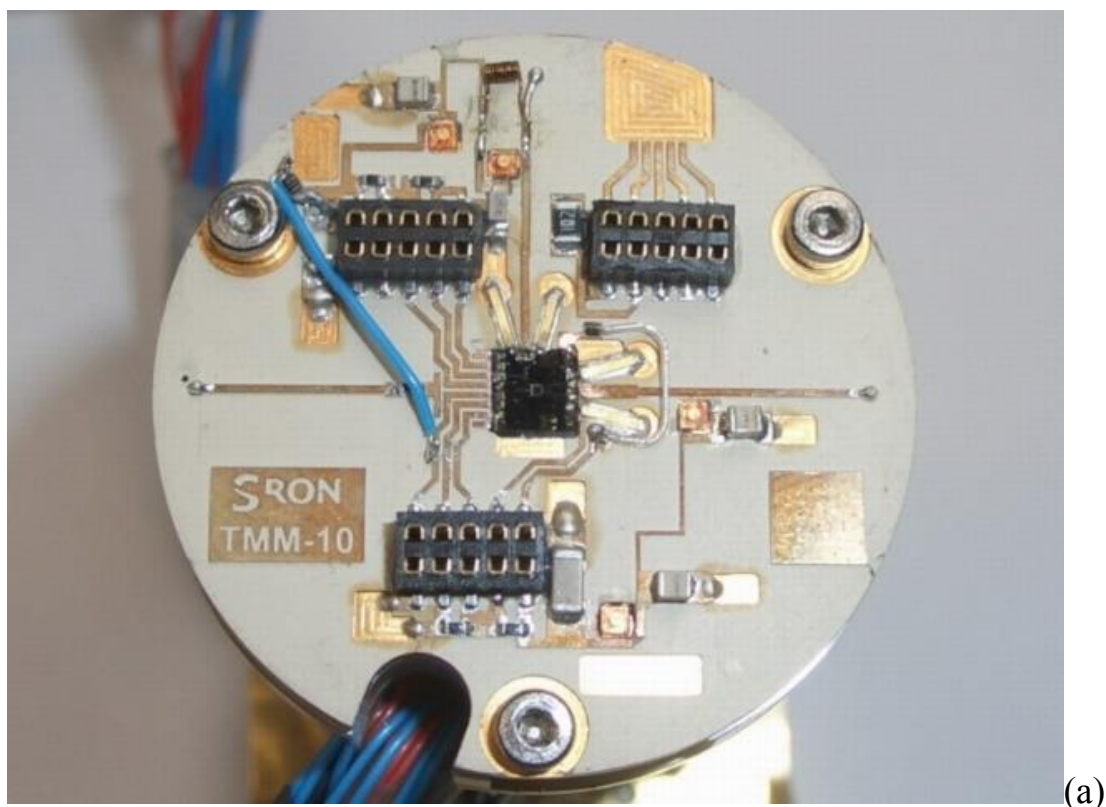


Рис. 3.7. Фото (а) и схема (б) экспериментальной установки для синхронизации ДДП с помощью КГФД.

На СИС-смеситель подается сигнал от ДДП и внешний высокостабильный сигнал частоты 550-650 ГГц, имеющий спектр, близкий к  $\delta$ -функции. Сигнал ПЧ усиливается «холодным» и «теплым» НЕМТ-усилителями и выводится на спектроанализатор, где наблюдается спектр излучения ДДП. Отметим, что этот сигнал также может быть использован для фазовой и частотной стабилизации ДДП посредством традиционной полупроводниковой системы ФАПЧ.

Часть мощности ДДП ответвляется на КГФД, куда также подается сигнал от опорного генератора частоты 18 - 28 ГГц. Выходной сигнал КГФД подается через фильтр нижних частот (частота обрезки около 100 МГц) в контрольную линию ДДП. При этом изменение тока КГФД в  $\Delta i$  изменяет мгновенную частоту генерации ДДП на  $\Delta f = R_d^{CL} k_J \Delta i$ , где  $k_J$  - постоянная Джозефсона, равная 483.6 ГГц/мВ;  $R_d^{CL} \equiv \frac{dV}{dI_{CL}}$  - дифференциальное сопротивление перехода к току контрольной линии. Известно, что чем больше  $R_d^{CL}$ , тем шире линии генерации ДДП [36,71]. Таким образом, для демонстрации наиболее эффективной синхронизации следует выбирать достаточно широкие линии.

Для наблюдения за эффектом синхронизации ДДП с помощью КГФД был использован СИС-смеситель с приемной антенной, на который подавался сигнал высокостабильного внешнего синтезатора частоты 600 ГГц в качестве гетеродина (ширина его спектра много меньше спектра ДДП), выходная мощность ДДП выступала в роли исследуемого сигнала. В результате перемножения этих сигналов в тракте ПЧ (частота около 4 ГГц) с помощью спектроанализатора мы можем наблюдать пониженный по частоте спектр генерации ДДП. Синхронизация ДДП к опорному синтезатору с помощью КГФД осуществляется следующим образом. На СИС-переход, выполняющий роль КГФД подается сигнал второго опорного синтезатора, частота которого (около 20 ГГц) удовлетворяет соотношению (3.4), где  $k$  – натуральное число диапазона [20, 30] – номер гармоники, причем, как



следует из анализа, приведенного в разделе 2.1 настоящей работы, при нулевом напряжении смещения необходимо использовать четную гармонику  $k$ . После этого варьируется мощность синтезатора для максимизации выходного сигнала. Заметим, что максимизацию этого сигнала удобно проводить с помощью заранее измеренных или рассчитанных зависимостей  $P_{ПЧ}(V_0, P_{\text{снтг}})$ , приведенных, например, на рис. 2.4.

При достижении некоторой необходимой величины выходного сигнала КГФД, на спектроанализаторе можно наблюдать спектр синхронизированного излучения ДДП. Пониженные по частоте спектры излучения ДДП для разных мощностей опорного синтезатора (а значит, и для разных мощностей выходного сигнала КГФД) приведены на рис. 3.8. Отметим хорошее совпадение экспериментальных кривых с расчетными, приведенными на рис. 3.5. Из численного моделирования также следует (ср. зеленую и красную кривые рис. 3.5), что в данном эксперименте не хватило нескольких дБ выходной мощности КГФД для достижения наилучшей синхронизации и получения возбуждения на краю полосы синхронизации.

Для оценки полосы синхронизации необходимо выбрать такую рабочую точку КГФД, в которой его выходного сигнала хватает для появления таких возбуждений – «рогов». Поскольку в ходе эксперимента мы не можем контролировать уровень выходного сигнала КГФД, выбор рабочей точки осуществляется по заранее измеренным мощностным характеристикам, аналогичным приведенным на рис. 2.4. Спектры ДДП для случая возбуждения «рогов» приведены на рис. 3.9; в данном эксперименте линия излучения ДДП с шириной 19.4 МГц синхронизирована со СК = 74%, дифференциальное сопротивление ДДП по току контрольной линии  $R_d^{CL}$  при этом равно 22 мОм. Из приведенных спектров мы видим, что полоса синхронизации разработанной системы ФАПЧ приблизительно равна 70 МГц, а, значит, задержка в петле обратной связи составляет менее 4 нс.

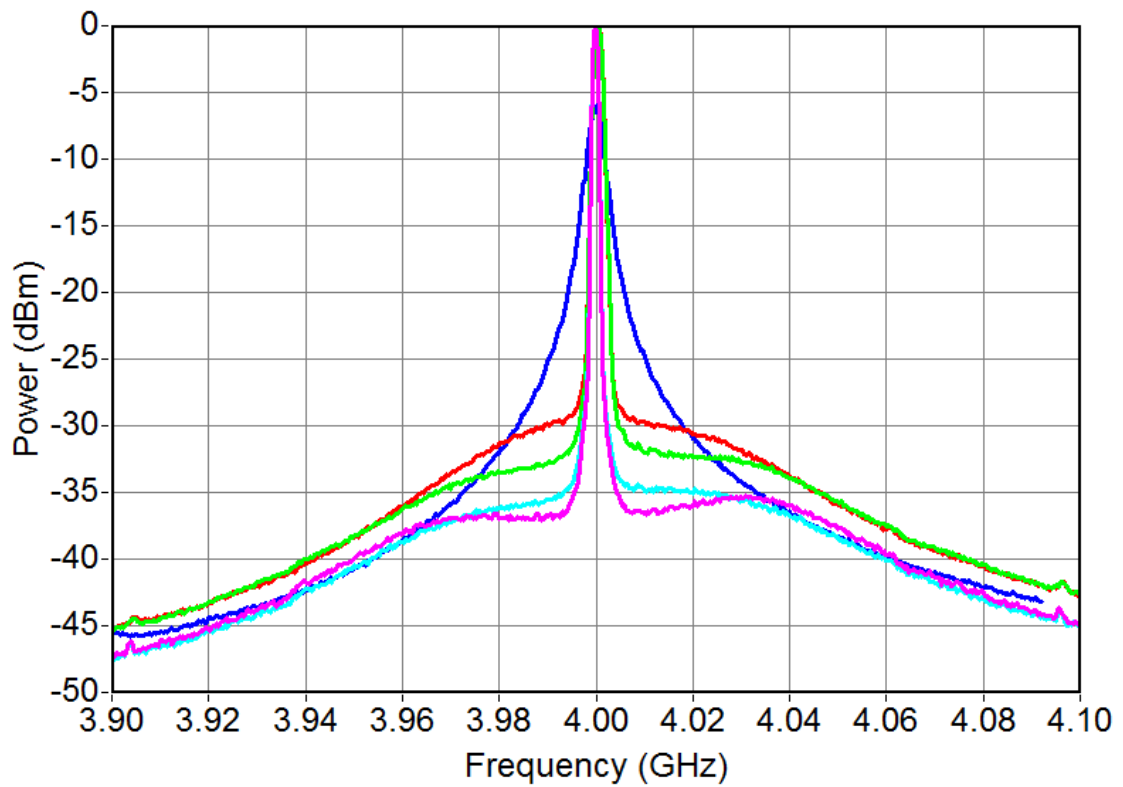


Рис. 3.8. Экспериментально измеренные спектры излучения ДДП. Автономная линия излучения (синяя кривая) и синхронизированная с помощью КГФД (красная кривая).

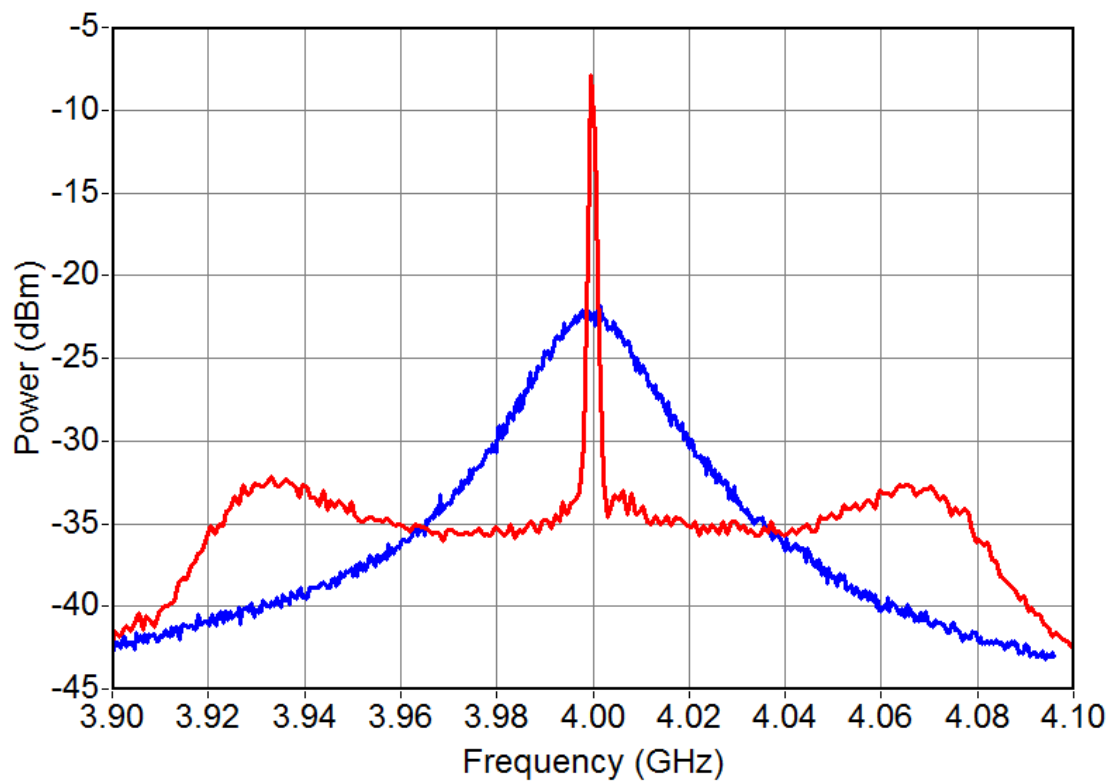


Рис. 3.9. К определению полосы синхронизации системы ФАПЧ на основе КГФД.

### 3.3 Сравнение системы ФАПЧ на основе КГФД с аналогами

Для непосредственного сравнения системы ФАПЧ на основе КГФД с традиционной полупроводниковой системой была организована попеременная работа данных систем, для чего конфигурация полупроводниковой системы была несколько изменена. В условиях данного эксперимента сигнал ДДП для комнатной системы ФАПЧ понижался по частоте с помощью внешнего высокочастотного сигнала на СИС-смесителе, а не на гармоническом СИС-смесителе. Тем не менее, длина петли обратной связи такой системы не изменилась по сравнению со стандартной конфигурацией, что позволяет использовать ее для сравнения с разработанной системой ФАПЧ. Пониженные по частоте спектры ДДП (автономная линия, синхронизация ее полупроводниковой и разрабатываемой системами ФАПЧ) представлены на рис. 3.10 [А6].

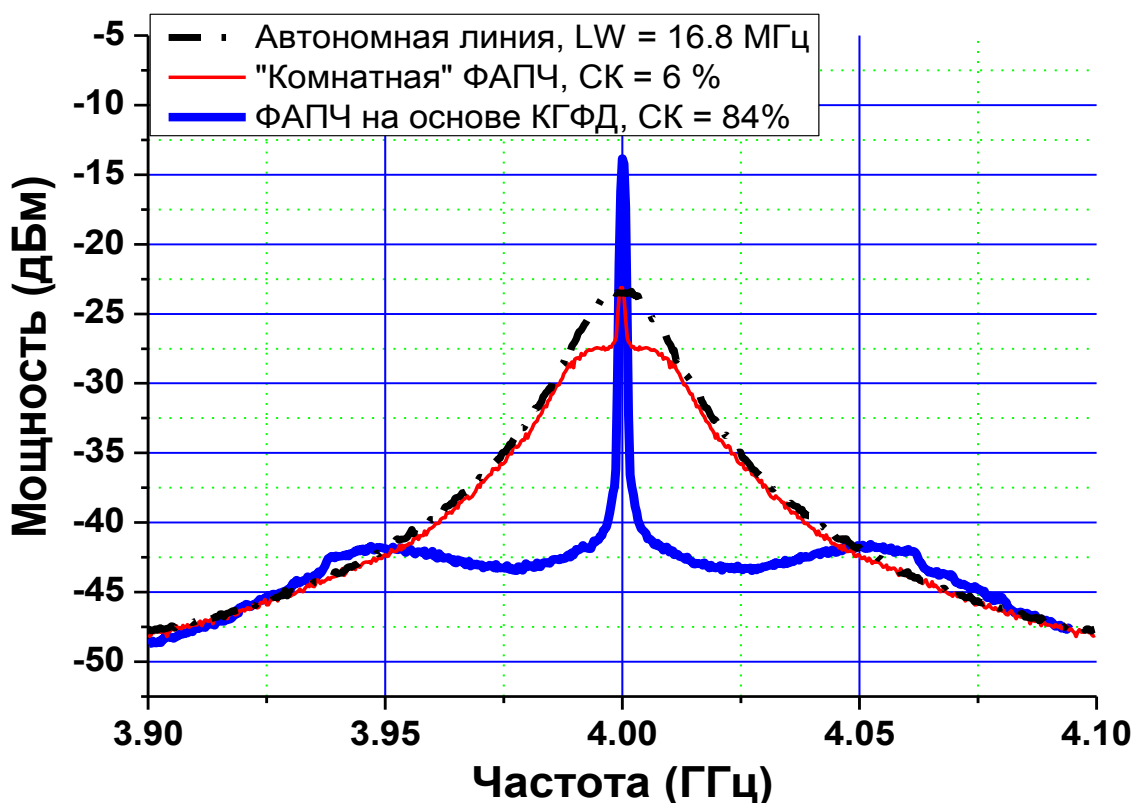


Рис. 3.10. Экспериментально измеренные спектры излучения ДДП. Автономная линия излучения (синяя кривая) и синхронизированная с помощью полупроводниковой системы ФАПЧ (красная кривая) и КГФД (черная кривая).

При автономной ширине линии 16.8 МГц достигнута синхронизация 84% мощности излучения. Заметим, что полупроводниковая «комнатная» система ФАПЧ при такой широкой линии ДДП способна синхронизировать только лишь 2 % мощности излучения, а КриоФАПЧ – около 15%. Преимущество системы ФАПЧ на основе КГФД также следует из измеренной картины фазовых шумов ДДП, синхронизованного разными системами (рис. 3.11). Повышение фазовых шумов при отстройках, меньших 300 кГц связано с тем, что в петле обратной связи не используется интегрирующий фильтр с целью сокращения временных задержек в петле. Отметим также, что одновременная параллельная работа комнатной и криогенной систем ФАПЧ приводило к повышению фазового шума, поскольку эти системы работают не согласованно. Отметим, что при разработке системы ФАПЧ для конкретного практического применения эти недостатки могут быть преодолены.

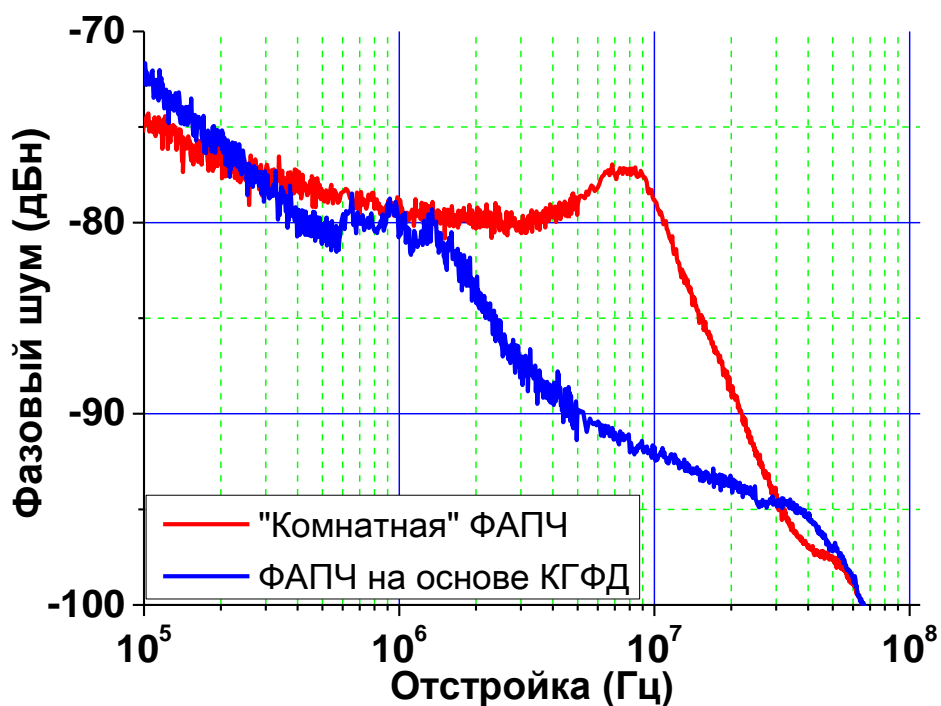


Рис. 3.11. Фазовые шумы ДДП при его синхронизации традиционной системой ФАПЧ (красная кривая) и системой на основе КГФД (синяя кривая).

Для сравнения с другими системами ФАПЧ, одновременная реализация которых с КГФД затруднена, на рис. 3.9 построены зависимости СК от автономной ширины линии для различных систем ФАПЧ (полупроводниковой, одной из реализаций КристоФАПЧ [54,57] и разрабатываемой в данной работе) с разными полосами синхронизации. Прямые линии соответствуют теоретическому расчету, проведенному для данных значений ширины полосы синхронизации на основе результатов работы [72]. Данный график показывает нам преимущество системы с КГФД над обычными системами ФАПЧ по эффективности синхронизации ДДП. Например, комнатная система ФАПЧ может синхронизировать только лишь 20% линии излучения ДДП шириной 10 МГц, лучшая из реализаций КристоФАПЧ – 60%, а система на основе КГФД – около 90%, чего достаточно для практических применений [A20].

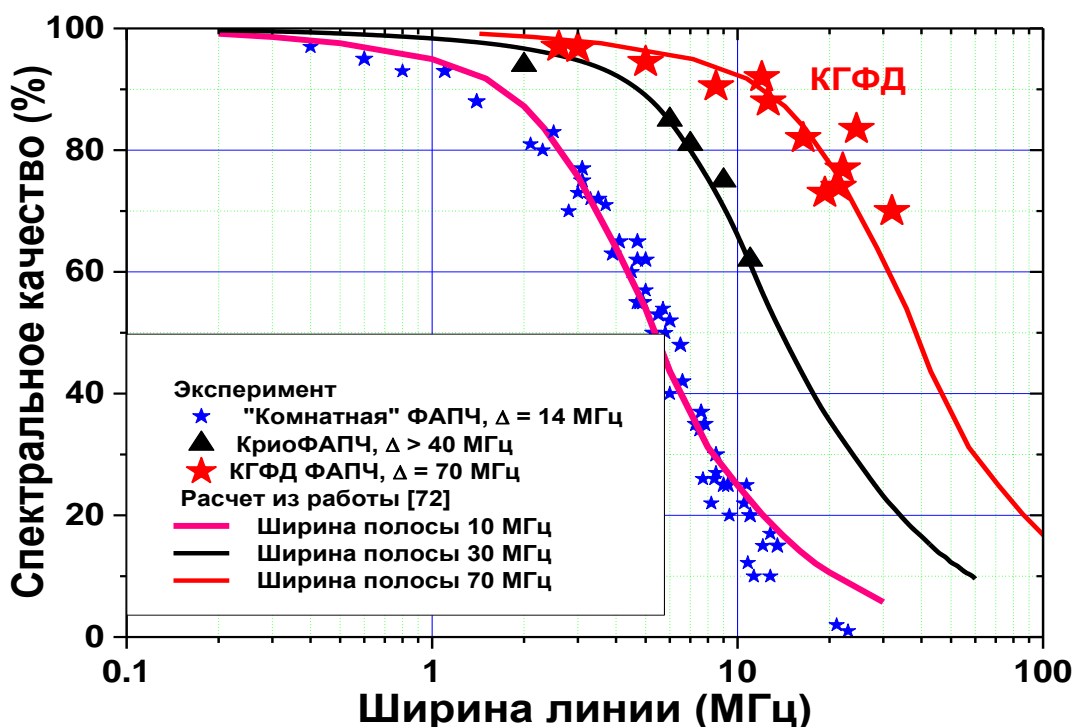


Рис. 3.11. Теоретические (сплошные линии) и экспериментальные (точки) зависимости СК от автономной ширины линии для разных полос синхронизации.

Таким образом, показано, КГФД является перспективным элементом для создания криогенных систем ФАПЧ с уникальными параметрами, недостижимыми другими известными системами синхронизации.

Следует отметить некоторые недостатки данной концепции. Прежде всего, это недостаток выходной мощности КГФД, из-за чего, в частности, не было измерено, насколько может быть большим СК при синхронизации узких линий (около 1 МГц), поскольку в рабочей точке ДДП, в которой генерируются узкие линии,  $R_d^{CL}$  мало, а значит, мал и коэффициент обратной связи. Способы повышения мощности выходного сигнала, необходимое для качественной синхронизации ДДП во всех его рабочих точках, будет обсуждено в следующей главе данной диссертационной работе.

Вторым недостатком является то, что в данном эксперименте подаваемый на антенну входной сигнал является опорным для сигнала ДДП, то есть мы наблюдаем спектр генерации ДДП, пониженный по частоте за счет этого высокостабильного сигнала. Наблюдая за формой сигнала ПЧ, мы можем судить о существовании и эффективности синхронизации. В реальном приемнике спектр входного сигнала неизвестен и такое наблюдение невозможно. В предшествующих системах ФАПЧ для ДДП его пониженный по частоте спектр непосредственно наблюдался в тракте ПЧ, что также невозможно в предлагаемом устройстве.

Обсуждению и решению перечисленных проблем данной концепции посвящена следующая глава.

### **3.4 Заключение**

Проанализированы уравнения, описывающие работу системы ФАПЧ. Построена численная модель системы ФАПЧ, результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментальными данными. На численной модели показана работоспособность идеи функционального объединения гармонического смесителя и фазового детектора в одном элементе.

Показано, что ширина полосы синхронизации определяется временными задержками в петле обратной связи. Оценка показала, что выходной мощности гармонического смесителя на туннельном СИС-переходе достаточно для использования его в качестве КГФД в системе ФАПЧ с полосой синхронизации в несколько десятков МГц.

Была экспериментально реализована система ФАПЧ на основе КГФД, в которой все элементы расположены в непосредственной близости от криогенного генератора, что открывает путь к созданию интегральной системы ФАПЧ для ДДП. В данной системе были достигнуты рекордные параметры – полоса синхронизации 70 МГц, задержка в петле обратной связи менее 4 нс. Измерены фазовые шумы для ДДП, синхронизованного с помощью полупроводниковой и разрабатываемой систем ФАПЧ, показано преимущество последней в диапазоне отстроек 300 кГц - 20 МГц. Показаны преимущества системы ФАПЧ на основе КГФД над аналогами, также обсуждены ее недостатки.

#### 4. Исследование режимов работы и оптимизация КГФД.

Проведенные в предыдущих главах исследования показали работоспособность и эффективность идеи о функциональном объединении гармонического смесителя и фазового детектора для создания сверхширокополосной системы ФАПЧ для криогенных генераторов. Экспериментально показано, что подобная система компактна, обладает малым энергопотреблением и способна синхронизировать до 92% мощности линии излучения шириной более 10 МГц. Применение такой системы для стабилизации излучения ДДП открывает широкие возможности для развития концепции СИП.

Тем не менее, разработанная система обладает некоторыми недостатками. Прежде всего, выходная мощность сигнала КГФД относительно мала, поэтому для эффективной синхронизации ДДП требуется тщательный выбор рабочей точки как самого КГФД (максимизация уровня его выходного сигнала), так и синхронизируемого генератора (оптимизация его чувствительности к управляющему сигналу) для достижения необходимого коэффициента обратной связи петли ФАПЧ. Поскольку чувствительность ДДП к управляющему сигналу определяется дифференциальным сопротивлением по току контрольной линии  $R_d^{CL}$ , от которого зависит также и ширина автономной линии генерации ДДП, с помощью данной системы ФАПЧ не удалось получить качественную синхронизацию линий шириной менее 2 МГц (что соответствует  $R_d^{CL} < 0.01$  Ом). Также в описанных экспериментах не удалось добиться режима перевозбуждения системы ФАПЧ, что говорит нам о необходимости увеличения уровня выходного сигнала КГФД. Одним из путей решения данной проблемы является создание «холодного» усилителя низких частот (диапазона 0 - 100 МГц) на основе СКВИД [73,74] или ДДП [75-77]. Поскольку данный подход усложнит всю систему и приведёт к удлинению



петли обратной связи, в данной главе мы исследуем возможность увеличения мощности выходного сигнала КГФД за счет оптимизации его параметров и режимов работы.

Другим существенным недостатком является сложность наблюдения за спектром излучения ДДП и оценки эффективности его синхронизации. В традиционной системе ФАПЧ, схема которой изображена на рис. 1.1, часть выходного сигнала ГС на частоте 400 МГц усиливается и подается на спектроанализатор, где мы можем наблюдать пониженный по частоте спектр ДДП, наблюдать факт синхронизации и оценивать спектральное качество. В системе же ФАПЧ на основе КГФД принципиальным является тот факт, что спектр ДДП понижен по частоте до нуля, и не может наблюдаться без использования низкочастотного усилителя. В приведенных измерениях для наблюдения за спектром ДДП использовался СИС-смеситель с двойной щелевой антенной, на котором происходило перемножение сигнала ДДП с опорным синтезатором частоты около 600 ГГц. В качестве синтезатора мы использовали лампу обратной волны с частотой генерации около 150 ГГц, которая повышалась до 600 ГГц на умножителе на основе сверхрешеток. В реальном приемнике согласованный с антенной СИС-смеситель предназначен для приема внешнего излучения, чем осложнено его использование для наблюдения за спектром ДДП. Кроме того, использование тяжелой и громоздкой лампы обратной волны в приемнике перечеркивает все преимущества концепции СИП и поэтому неприменимо в практических приложениях.

Таким образом, данная глава посвящена исследованию альтернативных способов наблюдения и оценки качества синхронизации в системе ФАПЧ на основе КГФД, а также изучению влияния параметров КГФД и режимов его работы на величину выходного сигнала КГФД.

#### 4.1 Исследование способов оценки эффективности синхронизации

##### *А. Дополнительный гармонический СИС-смеситель*

Наиболее простым способом наблюдения за спектром излучения при использовании системы ФАПЧ на основе КГФД является использование дополнительного гармонического СИС-смесителя, расположенного на одной с генератором микросхеме. На этом ГС происходит перемножение сигнала ДДП с сигналом другого опорного синтезатора, частота которого подобрана так, что  $f_{\text{ДДП}} - n \cdot f_{\text{синт2}} = 6 \text{ ГГц}$ , где  $n$  – номер гармоники,  $f_{\text{синт2}}$  – частота синтезатора из диапазона, ограниченного полосами пропускания соединительных элементов (18 – 25 ГГц). Сигнал промежуточной частоты может быть усилен НЕМТ-усилителями и выведен на спектроанализатор.

В соответствии с этой идеей были созданы экспериментальные образцы, содержащие генератор на основе ДДП, два СИС-смесителя (один – в качестве КГФД, другой – ГС) и соединительные структуры между ними. Таким образом, вся система ФАПЧ для ДДП перехода была интегрирована на одну микросхему (рис. 4.1а). Для задания на образец напряжений и СВЧ сигналов использовалась специальная плата, укрепленная на медном держателе (рис.4.1б).

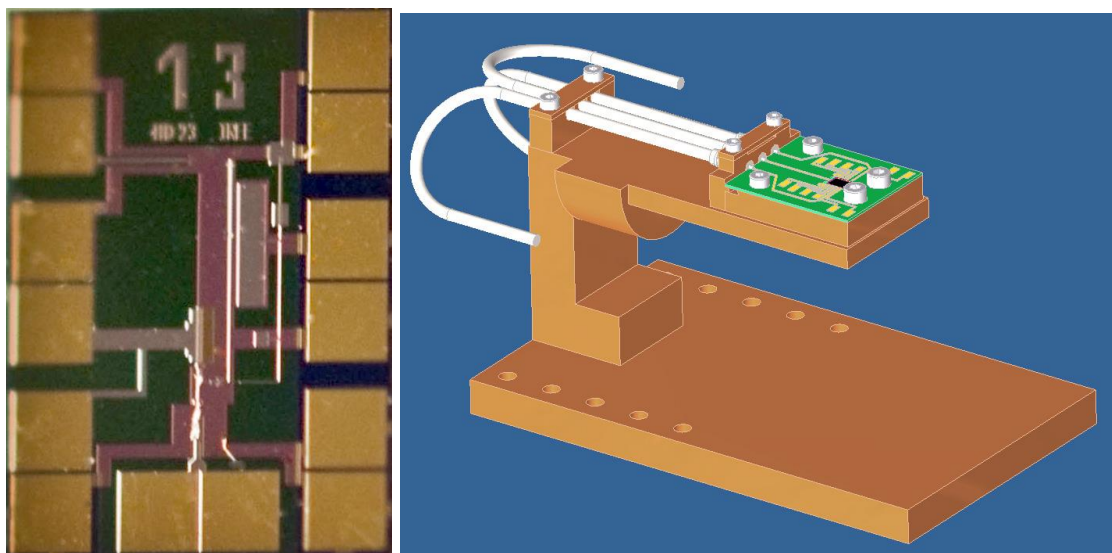


Рис. 4.1. (а) Микросхема, содержащая генератор на основе ДДП и интегральную систему ФАПЧ для него и (б) медный держатель с платой для установки микросхемы.

Экспериментальная реализация такого метода показала его неэффективность. Малое расстояние между двумя СИС-переходами и близость частот сигналов, подаваемых на эти переходы, приводит к значительному перекрестному влиянию. На рисунке 4.2 приведены зависимости накачки одного из СИС-перехода (в процентах от скачка тока на щели) в зависимости от частоты сигнала, приложенного ко второму переходу, из которых следуют дополнительные ограничения при выборе рабочих точек КГФД и ГС. Как следствие, в эксперименте не удалось достичь оптимального уровня сигнала КГФД и эффективной синхронизации ДДП (рис. 4.3).

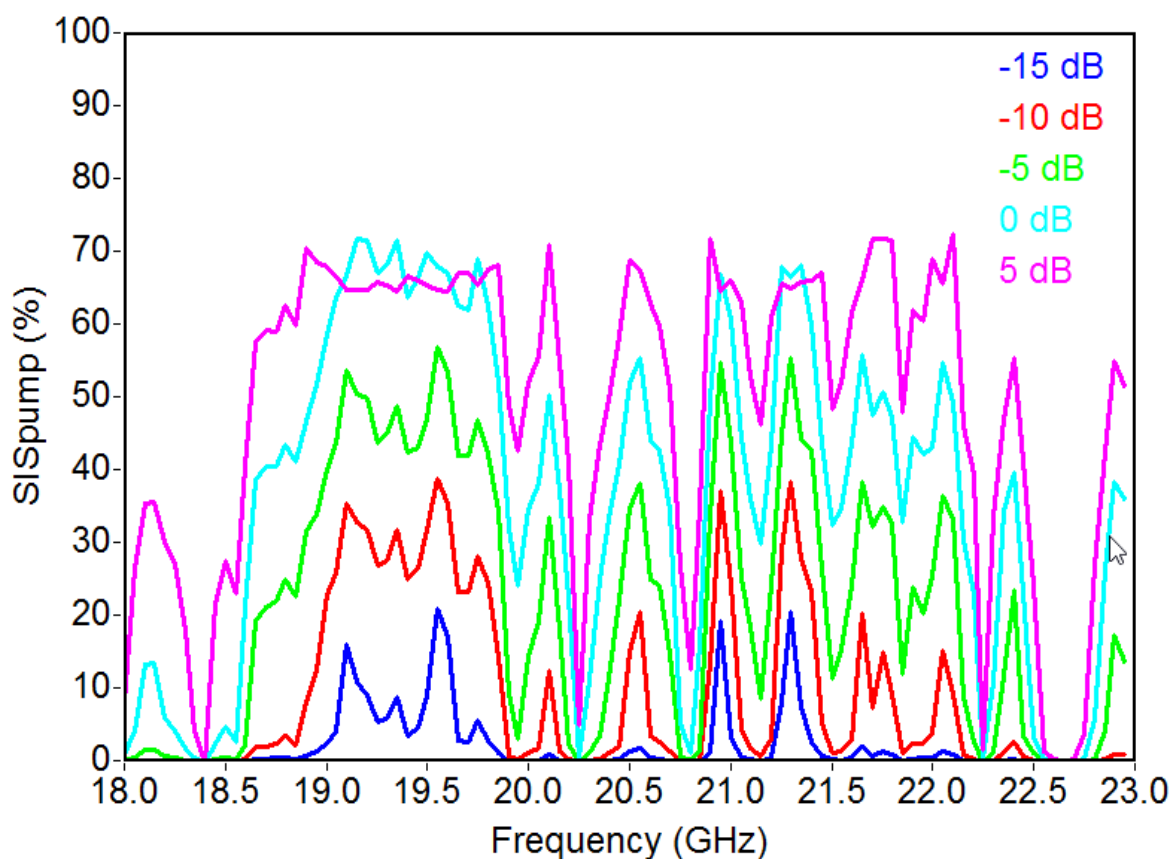


Рис. 4.2. Накачка гармонического смесителя (в процентах от скачка тока на щели) в зависимости от частоты сигнала, приложенного к КГФД для разных мощностей этого сигнала.

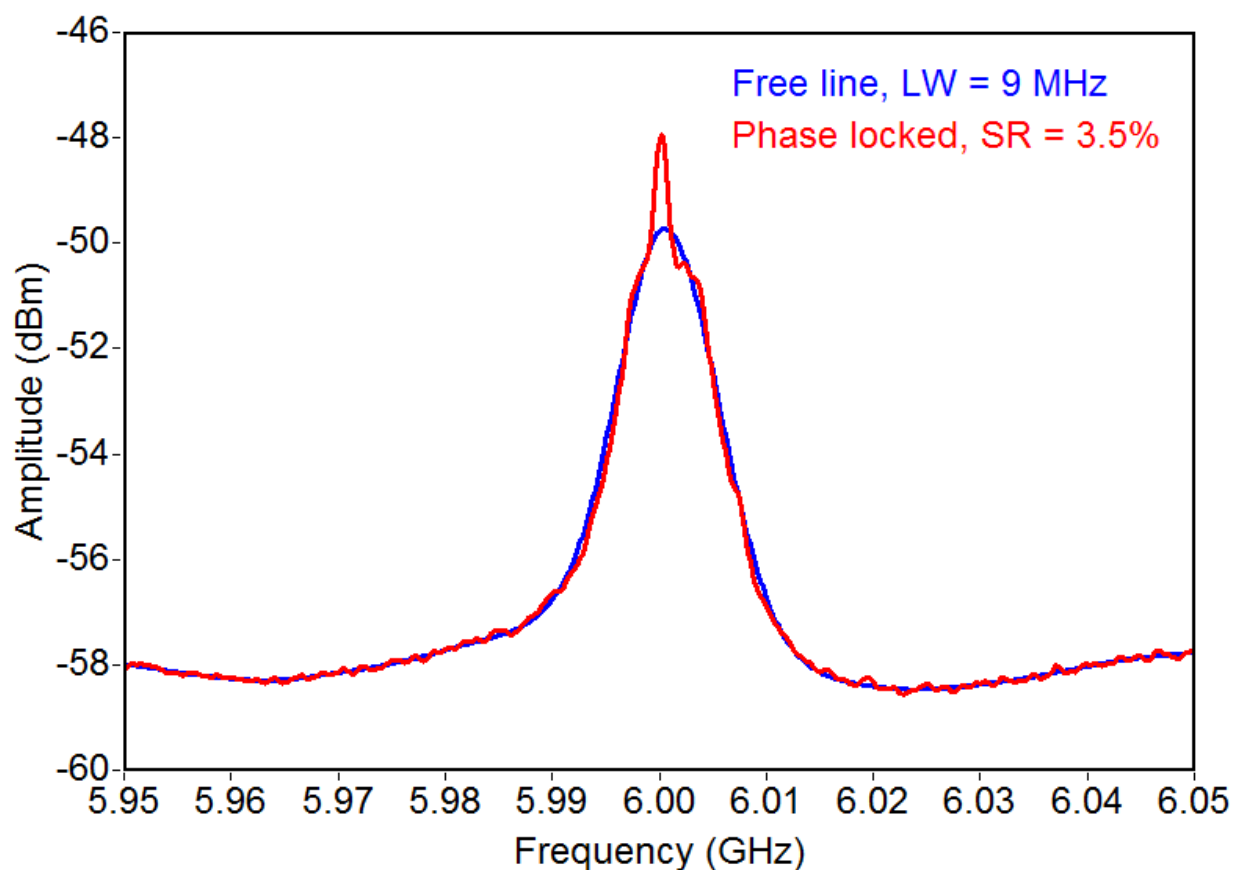


Рис. 4.3. Спектры излучения ДДП для системы с дополнительным ГС. Автономная линия (синяя) и синхронизированная с помощью интегральной системы ФАПЧ на основе КГФД.

#### Б. Исследование отклика КГФД по постоянному току

Известно, что при отклонении частоты генератора от точки синхронизации система ФАПЧ компенсирует это смещение в пределах полосы удержания. Соответственно, в спектре сигнала ошибки ФАПЧ появляется постоянная составляющая, в некоторой области частот пропорциональная девиации частоты от точки синхронизма. В данном разделе предлагается использовать характерный вид низкочастотного отклика КГФД при малом нарушении равенства  $f_{\text{ДП}} = n f_{\text{сигн}}$  для обнаружения факта синхронизации ДДП.

Прежде всего, обратимся к численной модели системы ФАПЧ, описанной в разделе 3.1. Для уменьшения расчетного времени будем рассматривать традиционный, а не гармонический фазовый детектор (т.е.

генератор синхронизируется с первой гармоникой опорного синтезатора), поскольку это допущение не отразится на полученных результатах.

Будем теперь изменять мгновенную частоту синтезатора в небольшой области вокруг точки синхронизации, при этом измеряя сигнал фазового детектора через фильтр низких частот. Зависимости отклика фазового детектора от отстройки генератора, рассчитанные для различных значений коэффициента усиления  $G$  в петле обратной связи, приведены на рис. 4.4б. Спектры ГУН, синхронизированные системой ФАПЧ с фиксированным усилением, приведены на рис. 4.4а. Из приведенных зависимостей видно, что отклик фазового детектора линеен в некоторой области частот, меньшей полосы синхронизации ФАПЧ. При этом оптимальный уровень синхронизации (высота «рогов» 3 дБ) достигается при диапазоне линейности примерно в два раза меньшей полосы ФАПЧ.

При экспериментальном измерении отклика КГФД в зависимости от частотной отстройки удобно изменять частоту опорного синтезатора, удерживая при этом частоту ДДП с помощью традиционной системы частотной стабилизации. При этом сигнал КГФД удобно измерять цифровым вольтметром на резисторе в петле обратной связи. На рис. 4.5 представлены экспериментальные зависимости низкочастотного отклика КГФД при малой отстройке ДДП от точки синхронизации для разных уровней мощности опорного синтезатора, что, в соответствии с формулой (2.4) (и зависимостью, изображенной на рис. 2.2), соответствует разным мощностям выходного сигнала КГФД. Некоторая несимметричность кривых обусловлена инерционностью системы ФАПЧ и ненулевой скоростью изменения отстройки опорного синтезатора. Максимальное значение размаха низкочастотного отклика КГФД было измерено при оптимальном выборе его рабочей точки (и, соответственно, наилучшей синхронизации ДДП, спектры которого для этого случая приведены на рис. 3.9) и составило 31 мкВ.

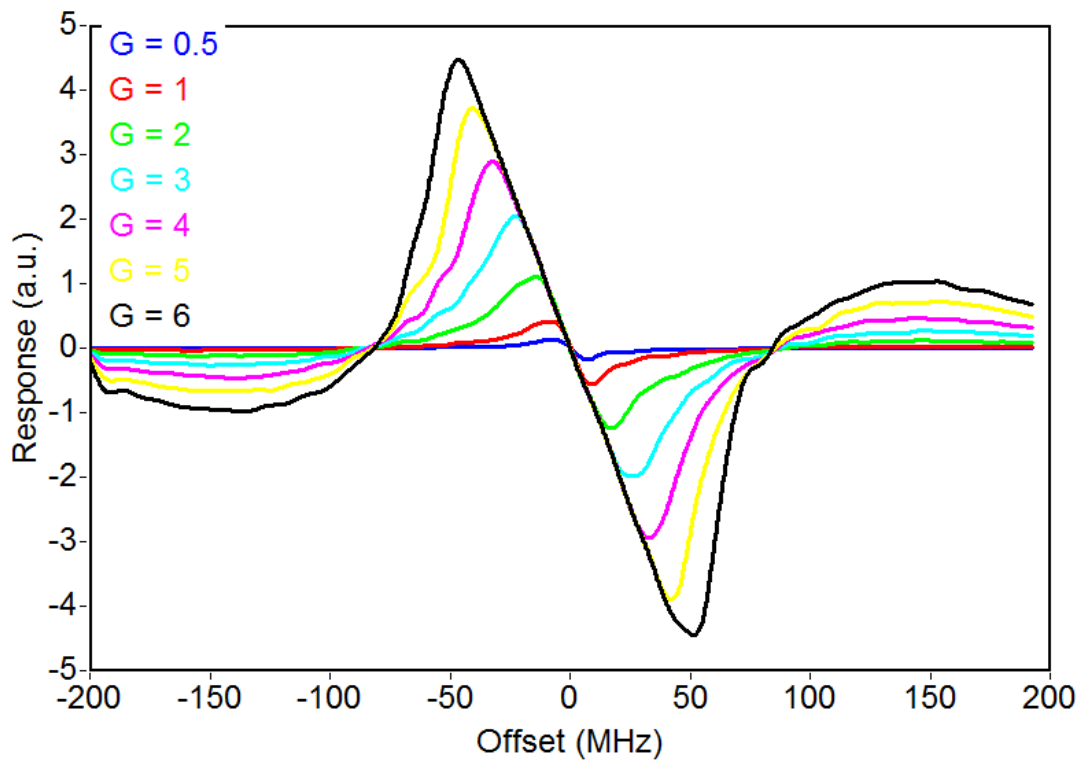
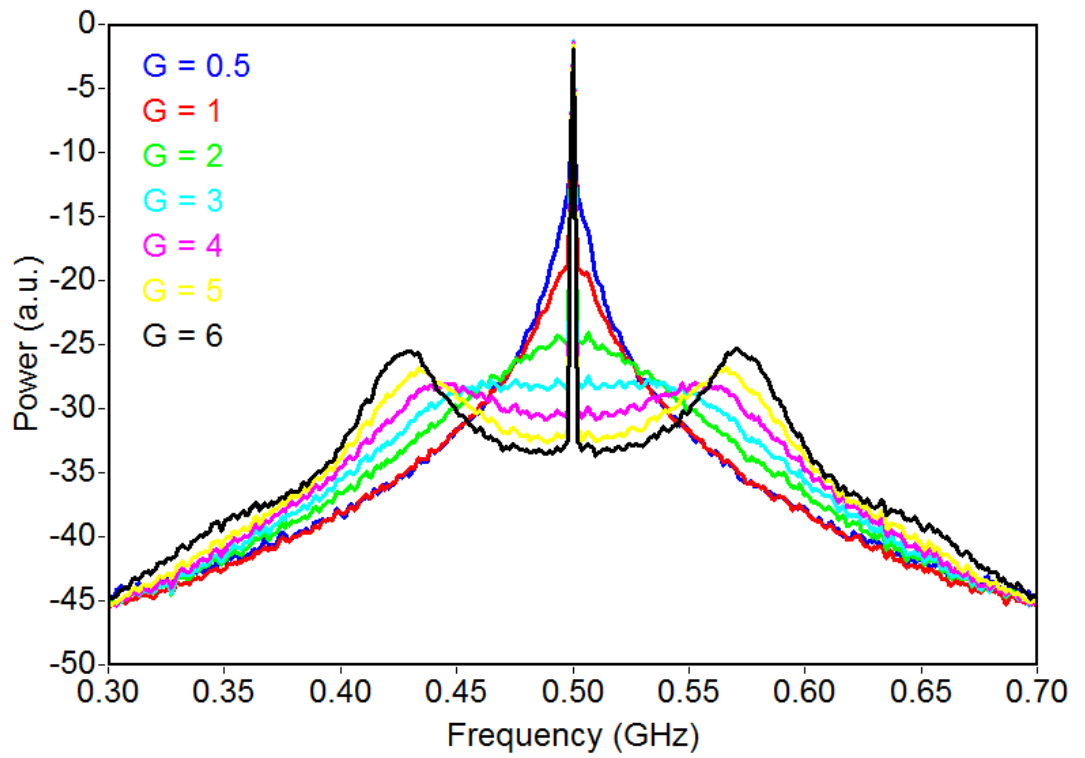


Рис. 4.4. (а) Спектры ГУН, синхронизированные с помощью систем ФАПЧ с различными усилениями  $G$  петли обратной связи. (б) Низкочастотные отклики фазового детектора при малых отклонениях частоты генератора от точки синхронизации.

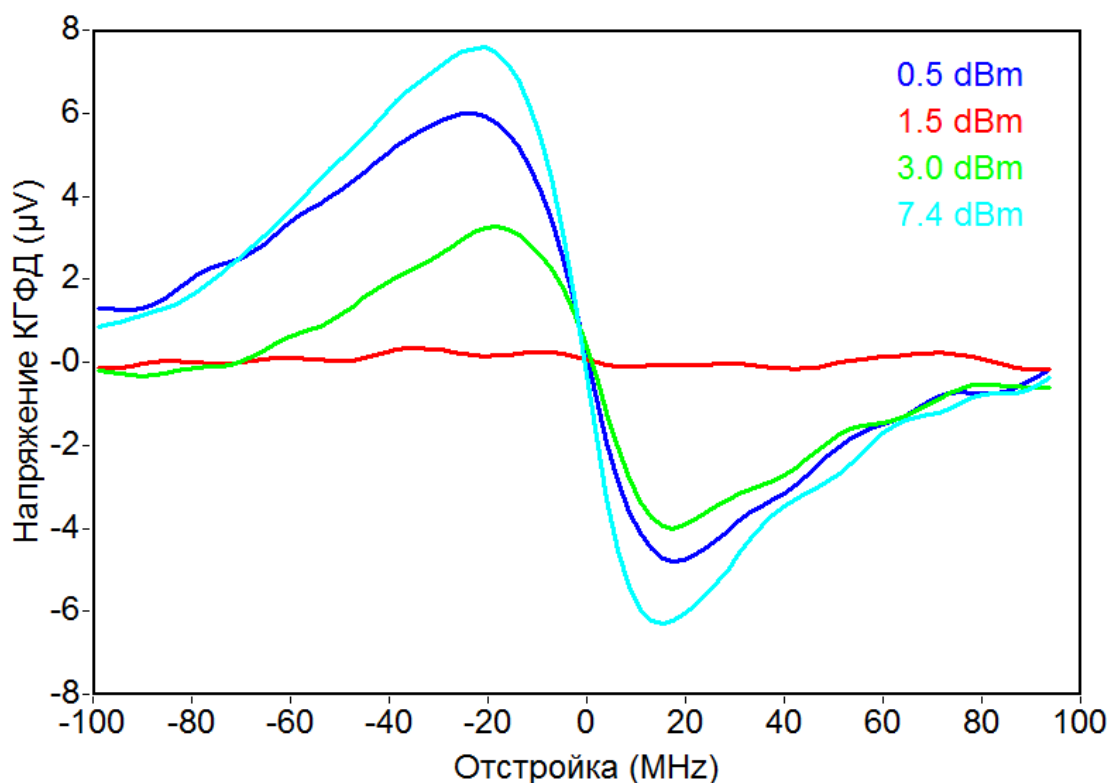
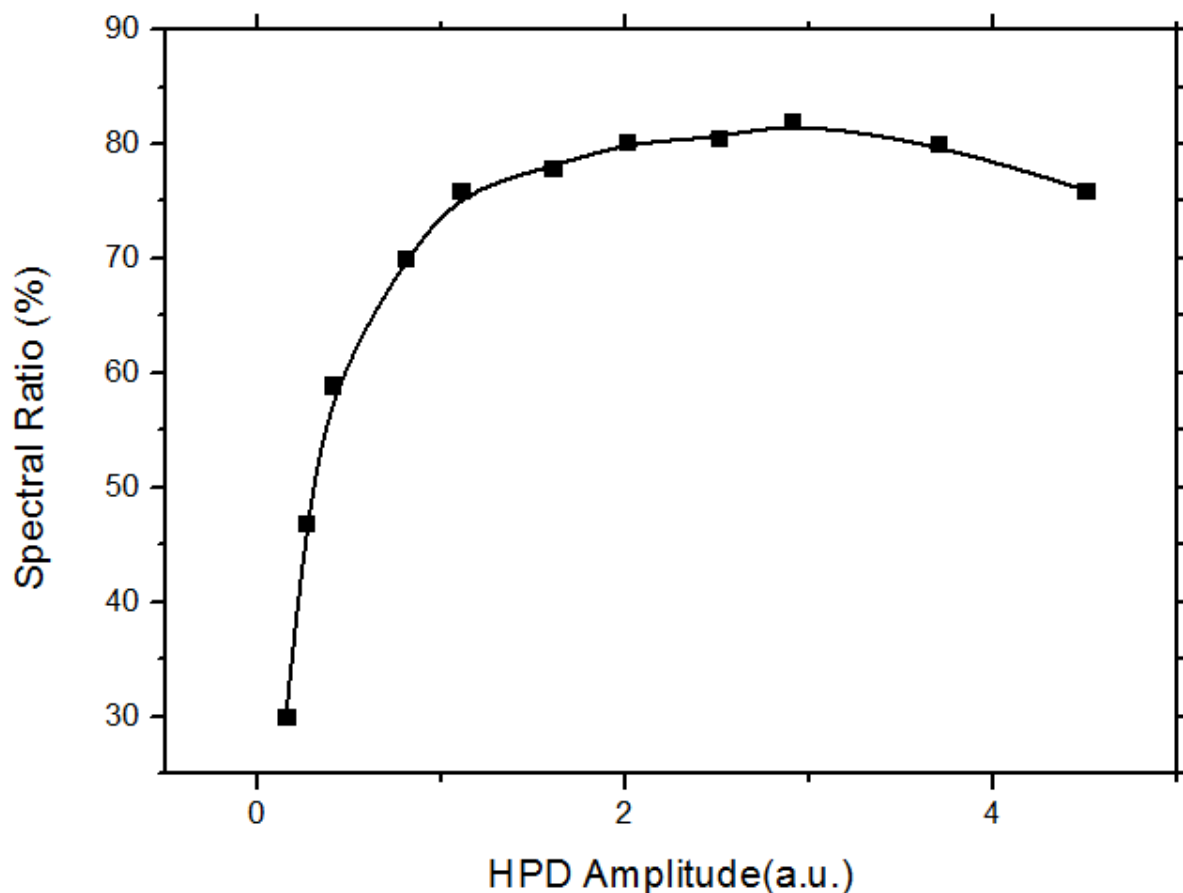


Рис. 4.5. Экспериментальные зависимости низкочастотного отклика КГФД при малой отстройке ДДП от гармоники опорного синтезатора для разных его мощностей.

Из сравнения экспериментальных кривых с расчетными следует, что для достижения оптимального уровня синхронизации в нашем эксперименте сигнал ошибки КГФД должен быть увеличен в 2-3 раза.

Амплитуда низкочастотного отклика КГФД может быть использована для оценки качества синхронизации ДДП без непосредственного наблюдения за его спектром. Для этого необходимо рассчитать калибровочную кривую зависимости спектрального качества от амплитуды отклика для конкретных параметров системы ФАПЧ (см. рис. 4.6), либо измерить ее экспериментально. Заметим, что уровень насыщения на этом графике, то есть максимально достижимое СК, определяется автономной шириной линии и полосой синхронизации петли ФАПЧ в соответствии с рис. 4.6. При превышении коэффициентом усиления оптимального значения происходит уменьшение значения СК, поскольку часть мощности из центрального пика перераспределяется в возбуждения («рога»).



*Рис. 4.6. Пример расчетной зависимости доли синхронизированной мощности ГУН в зависимости от амплитуды отклика фазового детектора для линии генерации ГУН шириной 15 МГц.*

## 4.2 Исследование джозефсоновского и квазичастичного режимов работы КГФД.

В предыдущем разделе было показано, что эффективность синхронизации может быть оценена по низкочастотному отклику КГФД при малой отстройке частоты генератора от точки синхронизации. Для исследования большого количества тестовых образцов КГФД и изучения режимов их работы создание всей петли ФАПЧ для ДДП в составе СИП может быть не всегда удобно, поскольку сопряжено с большим количеством промежуточных исследований (таких, как измерение шумовой температуры СИП, диаграммы направленности антенны). Поэтому была предложена следующая схема измерений [А6, А17]: туннельный СИС-переход сначала был изучен в режиме ГС, то есть была измерена зависимость мощности ПЧ сигнала в случае, когда центральная частота ПЧ равна 4 ГГц (то есть  $f_{\text{ДДП}}$  -



$n \cdot f_{\text{синт}} = 4 \text{ ГГц}$ ); а затем в режиме КГФД, когда ПЧ близка к нулю и сигнал обратной связи заведен на управляющий электрод ДДП. Если на одном графике (рис. 4.7) по оси ординат отложить мощность выходного сигнала ГС и размах низкочастотного отклика КГФД в зависимости от мощности опорного синтезатора, мы получим хорошее качественное совпадение. Таким образом, показано, что мы можем оценивать эффективность работы данного СИС-перехода в качестве КГФД на основе его измерений в режиме ГС.

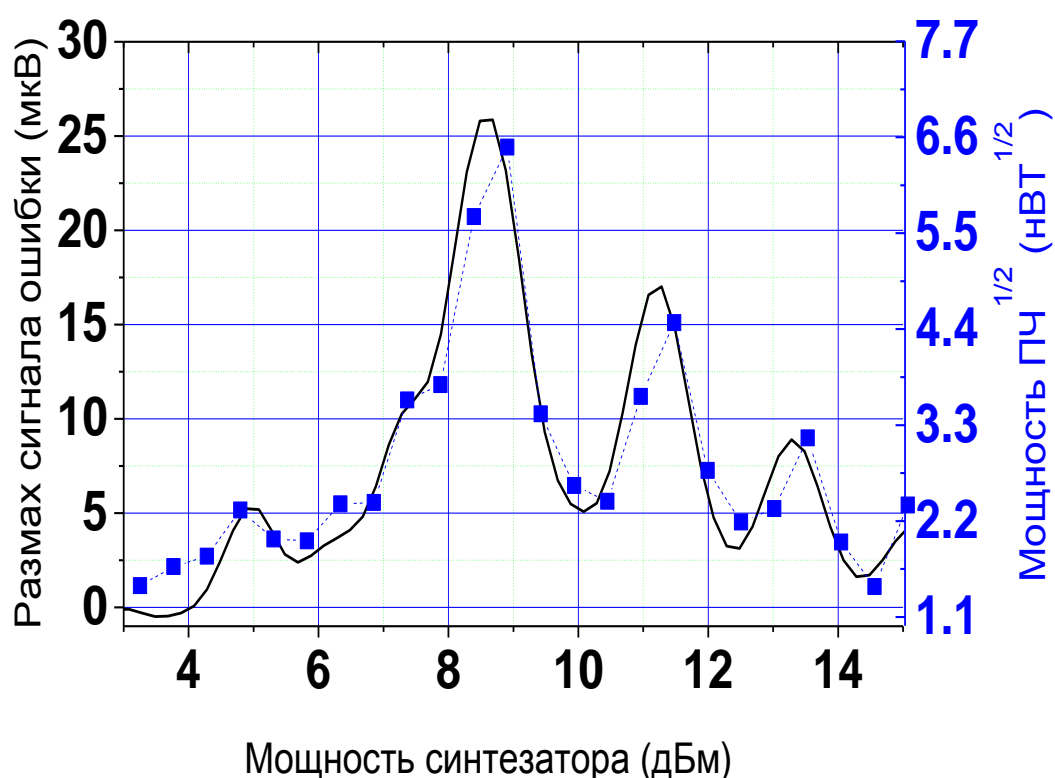


Рис. 4.7. Размах сигнала ошибки КГФД (черная кривая) и мощность выходного сигнала ГС (синяя кривая) на основе одного и того же СИС-перехода при разных мощностях опорного синтезатора.

Как известно, СИС-переход обладает двумя типами нелинейности, обуславливающими его смесительные свойства. Первая из них, называемая квазичастичной, связана с туннелированием квазичастичных возбуждений с одного электрода перехода в другой; в разделах 2.1 и 2.2 данной работы

проведено подробное ее теоретическое и экспериментальное изучение. Второй тип – джозефсоновская нелинейность - связана с бездиссипативным током куперовских пар, описываемым первым соотношением Джозефсона  $I_s = I_c \cdot \sin(\varphi)$ , где  $\varphi$  – разность фаз сверхпроводящих берегов,  $I_c$  – критический ток перехода. В работе [78] показано, что на джозефсоновской нелинейности возможно смещение гармонических сигналов без участия джозефсоновской компоненты, частота которой зависит от напряжения смещения перехода.

В литературе теоретически [79,80] и экспериментально [81,82] исследованы шумовые свойства смесителей на основе СИС-перехода, работающих в джозефсоновском режиме. В данных работах показано, что наличие неподавленного критического тока приводит к увеличению уровня шумов как вследствие нестабильности рабочей точки на гистерезисном участке, так и из-за собственных шумов джозефсоновской компоненты. Поэтому обычно в сверхпроводниковой электронике при использовании СИС-перехода в качестве смесительного элемента эффект Джозефсона подавляется магнитным полем, поскольку считается паразитным [59,83]. Тем не менее, существуют работы [84], показывающие некоторое преимущество джозефсоновского режима по сравнению с квазичастичным. Заметим также, что подробного экспериментального изучения джозефсоновского режима в гармонических смесителях до последнего времени проведено не было.

В экспериментах по синхронизации ДДП с помощью системы ФАПЧ на основе КГФД критический ток СИС-перехода подавлен не был ввиду отсутствия линии задания магнитного тока перехода на экспериментальных образцах. При этом было замечено, что наилучшая синхронизация (максимальное спектральное качество) достигается в случае, когда критический ток перехода не подавлен квантом магнитного потока, случайно захваченным в пленках сверхпроводника вблизи СИС перехода. Из рисунка 4.8 видно, что для линии излучения ДДП шириной 17.8 МГц подавление

критического тока приводит к ухудшению спектрального качества с 85% до 68%.

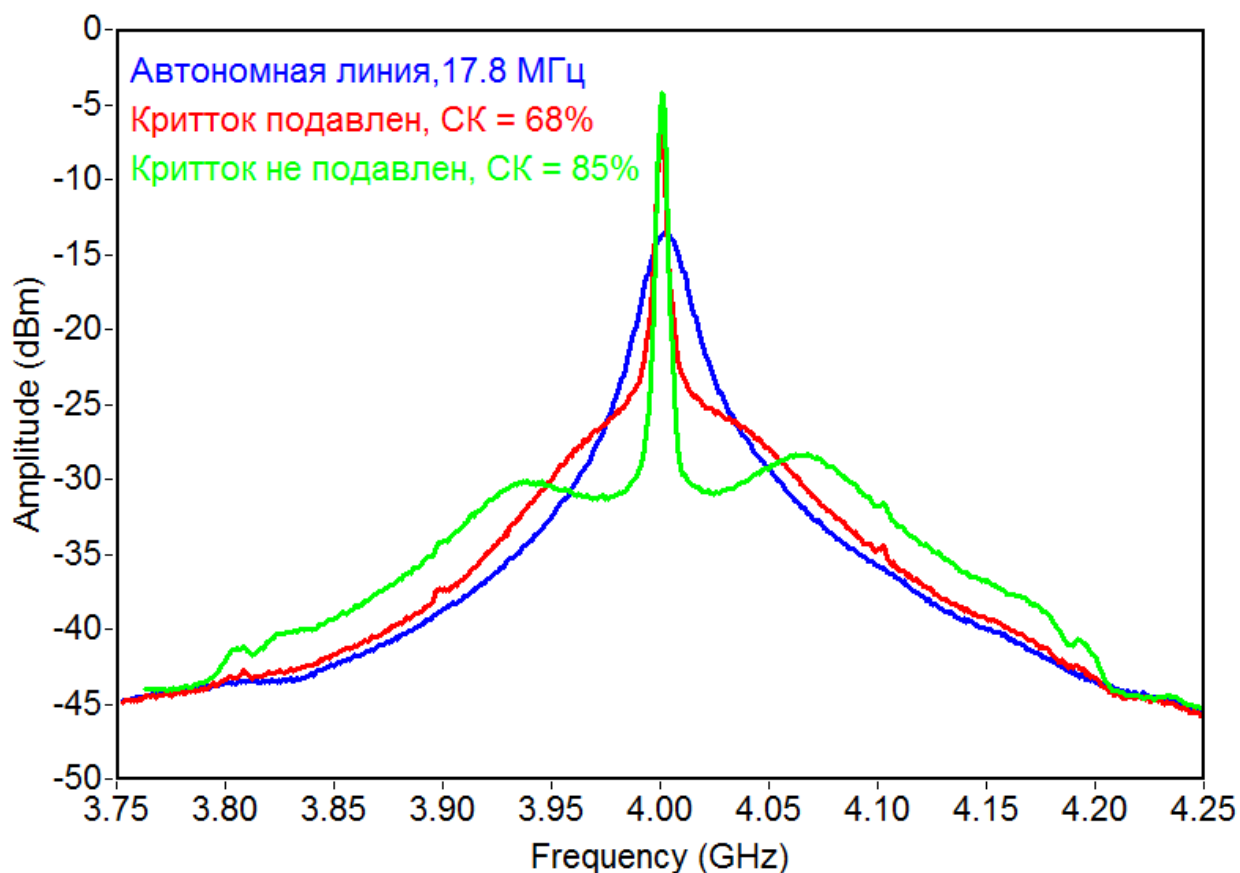


Рис. 4.8. Пониженные по частоте спектры излучения ДДП: автономная линия (синяя кривая) и синхронизированная с помощью КГФД, случай подавленного критического тока (красная кривая) и не подавленного (зеленая кривая).

Поэтому было проведено исследование джозефсоновского режима смешения СИС-перехода [A5-A6, A16-A18], для чего были измерены зависимости выходной мощности смесителя от параметров приложенных сигналов, подобные измерениям раздела 2.2 данной работы. Схема эксперимента соответствует рис. 2.3 с тем отличием, что в данном эксперименте критический ток СИС-перехода контролировался задаваемым магнитным полем. Характерные зависимости выходной мощности гармонического смесителя от постоянного напряжения смещения и мощности опорного синтезатора приведены на рисунке 4.9.

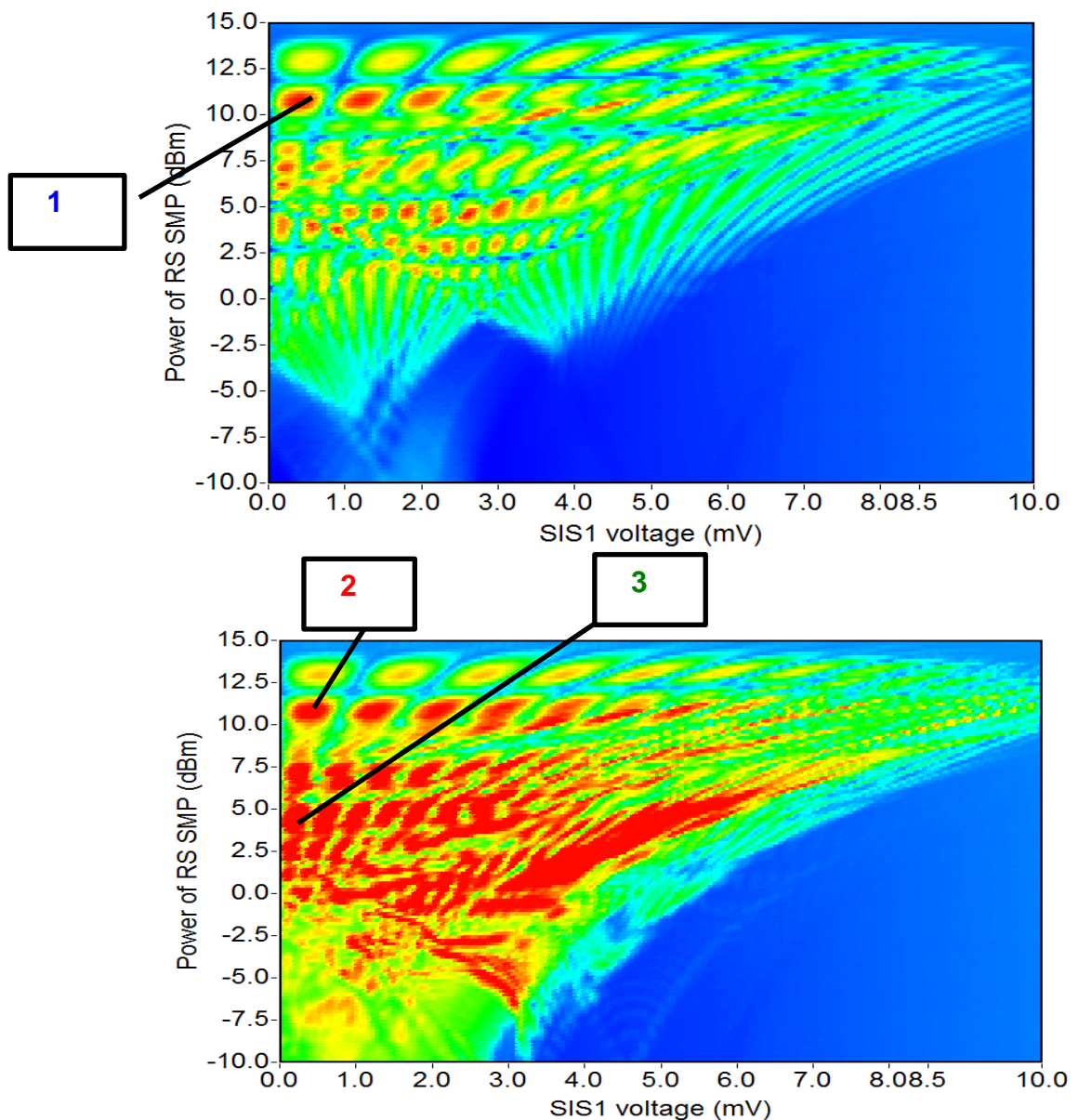


Рис. 4.9. Мощность сигнала ПЧ в зависимости от напряжения смещения и мощности сигнала опорного синтезатора. Критток подавлен (сверху) и не подавлен (снизу). Цифрами обозначены рабочие точки ГС.

Как видно из рис. 4.9 для СИС-перехода с неподдавленным критическим током (что соответствует одновременному преобразованию на джозефсоновской и квазичастичной компоненте) существует больше областей с высоким уровнем выходного сигнала. Таким образом, судить о наличии или отсутствии джозефсоновского смещения можно по характерному виду мощностных характеристик СИС-перехода. Для исследования влияния эффекта Джозефсона на уровень шумов

гармонического СИС-смесителя оконечный измеритель мощности (обозначен цифрой 7 на схеме 2.3) был заменен на спектроанализатор. Спектры сигналов ПЧ для рабочих точек ГС, отмеченных цифрами на рис. 4.9, приведены на рис. 4.10.

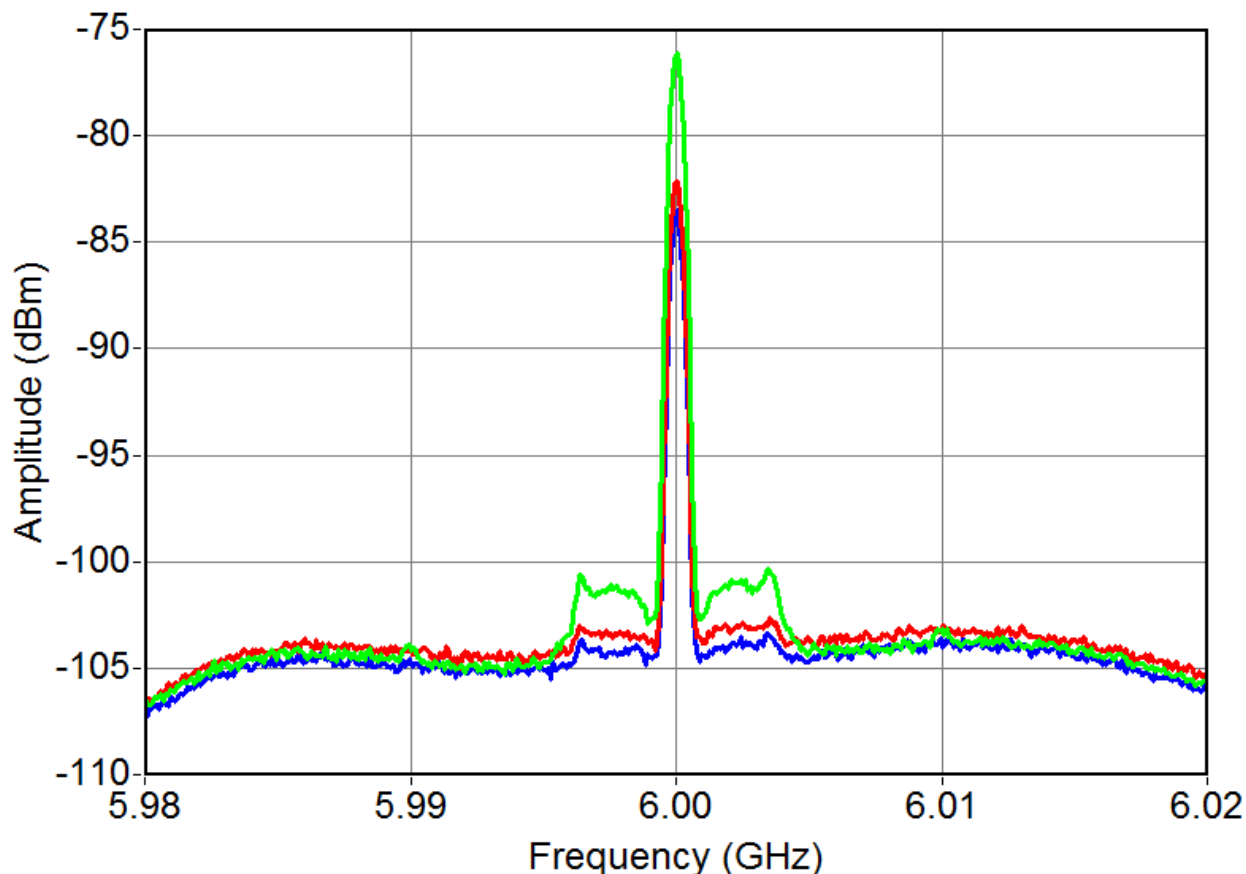


Рис. 4.10. Спектры выходного сигнала ГС для рабочих точек, отмеченных на рис. 4.9: 1 – синяя кривая, 2 – красная, 3 – зеленая.

Из приведенных графиков видно, что, во-первых, большая мощность опорного синтезатора подавляет эффект Джозефсона, поскольку спектры для рабочих точек 1 и 2 (синяя и красная кривые) практически совпадают. Во-вторых, при использовании как джозефсоновской, так и квазичастичной нелинейностей (рабочая точка 3, зеленая кривая) выходной сигнал увеличивается на 7.5 дБ по сравнению с лишь только квазичастичным (рабочая точка 1, синяя кривая), при этом уровень шума возрастает лишь на 3 дБ. Мы полагаем, что увеличение отношения сигнал-шум связано с

частичной синхронизацией джозефсоновской компоненты мощным сигналом опорного синтезатора, хотя данный вопрос требует более детального изучения. Таким образом, джозефсоновский режим является более предпочтительным для эффективного функционирования СИС-перехода в качестве КГФД.

### 4.3 Оптимизация размера КГФД.

Еще одним способом увеличения выходного сигнала КГФД является использование СИС-переходов с большей площадью, поскольку как величина критического тока, так и скачок тока на щели прямо ей пропорциональны. С этой целью была создана серия образцов, содержащих СИС-переходы с разными геометрическими размерами и интегрированным генератором на основе ДДП. Их параметры части из них приведены в таблице 4.1.

#	1#01	1#02	1#03	1#15	1#16	1#17
S, $\mu\text{m}^2$	1	1.8	3.2	1.8	3.2	5.6
R <sub>n</sub> , Ом	11.1	7.5	4.3	7.8	4.7	3.5

*Табл. 4.1. Параметры СИС-переходов, созданных для изучения влияния их размеров на величину выходного сигнала ГС.*

Использование заливного криостата для измерения мощностных характеристик большого количества образцов ГС неудобно, поскольку требует значительных временных затрат по установке образцов и большого расхода жидкого гелия. Поэтому, для ускорения и удешевления процесса измерений была создана установка типа зонд-вставка, позволяющая проводить ВЧ измерения. Схема установки и ее фотографии приведены на рис. 4.11.

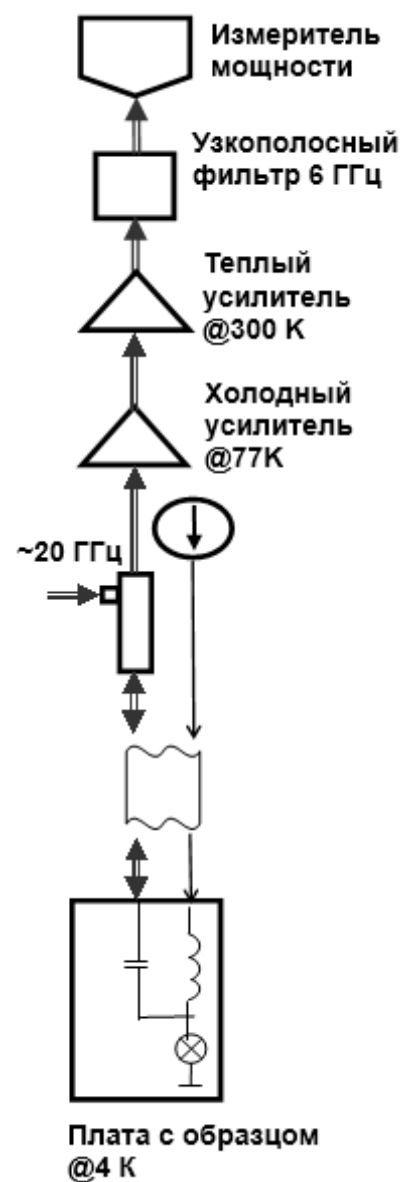
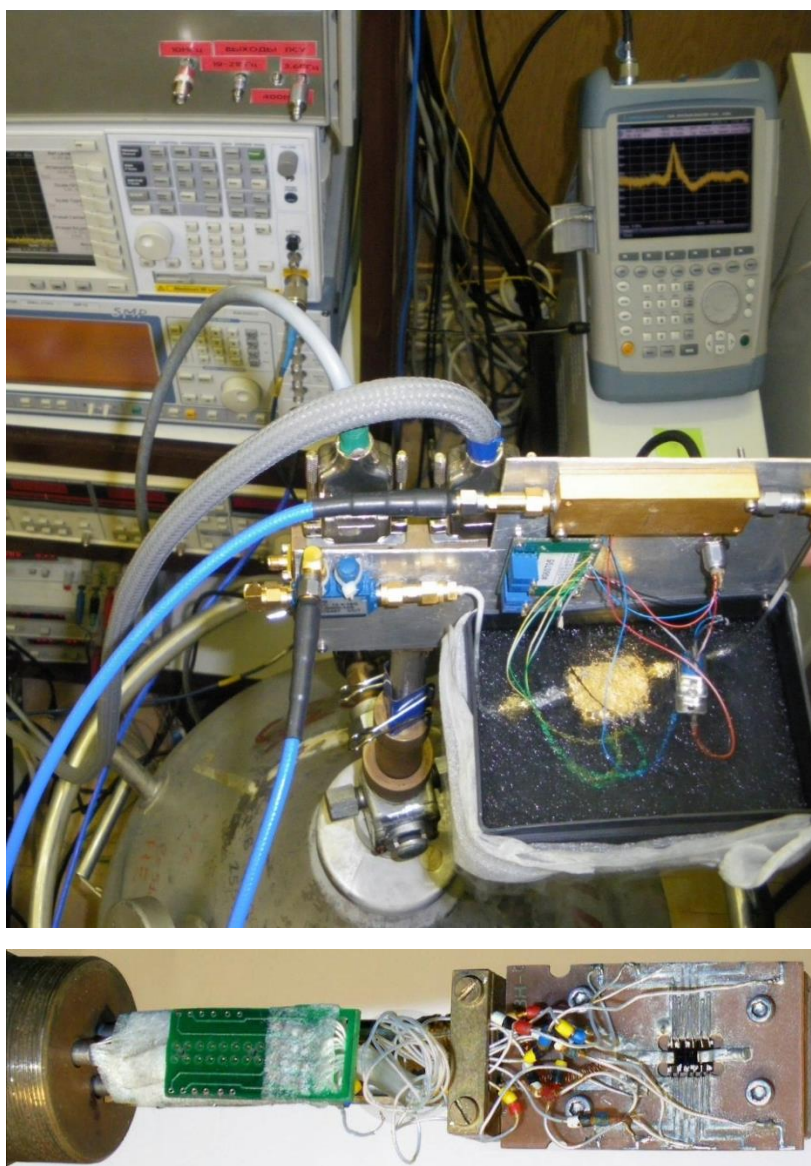


Рис. 4.11. Фотографии установки для ВЧ измерений: слева сверху – общий вид, слева снизу – плата для монтирования исследуемых микросхем, справа – блок-схема установки.

С помощью данной установки были измерены выходные характеристики СИС-переходов в режиме ГС. На переходе происходило смешение сигнала ДДП частотой около 600 ГГц и опорного синтезатора частотой около 20 ГГц, сигнал на промежуточной частоте 6 ГГц попадал на измеритель мощности. Отметим, что в данном эксперименте система ФАПЧ для ДДП не была использована, поскольку полоса фильтра ПЧ (80 МГц) была много больше ширины линии генерации ДДП и характерной величины дрейфа его частоты за время эксперимента. Для каждого образца были

измерены зависимости мощности ПЧ сигнала от напряжения смещения и мощности опорного синтезатора для джозефсоновского и квазичастичного режимов смешения. На полученной зависимости находилась точка с максимальным выходным сигналом, на рис. 4.12 приведены эти значения для различных образцов (скачок тока на щели  $I_{gap}$  прямо пропорционален площади перехода).

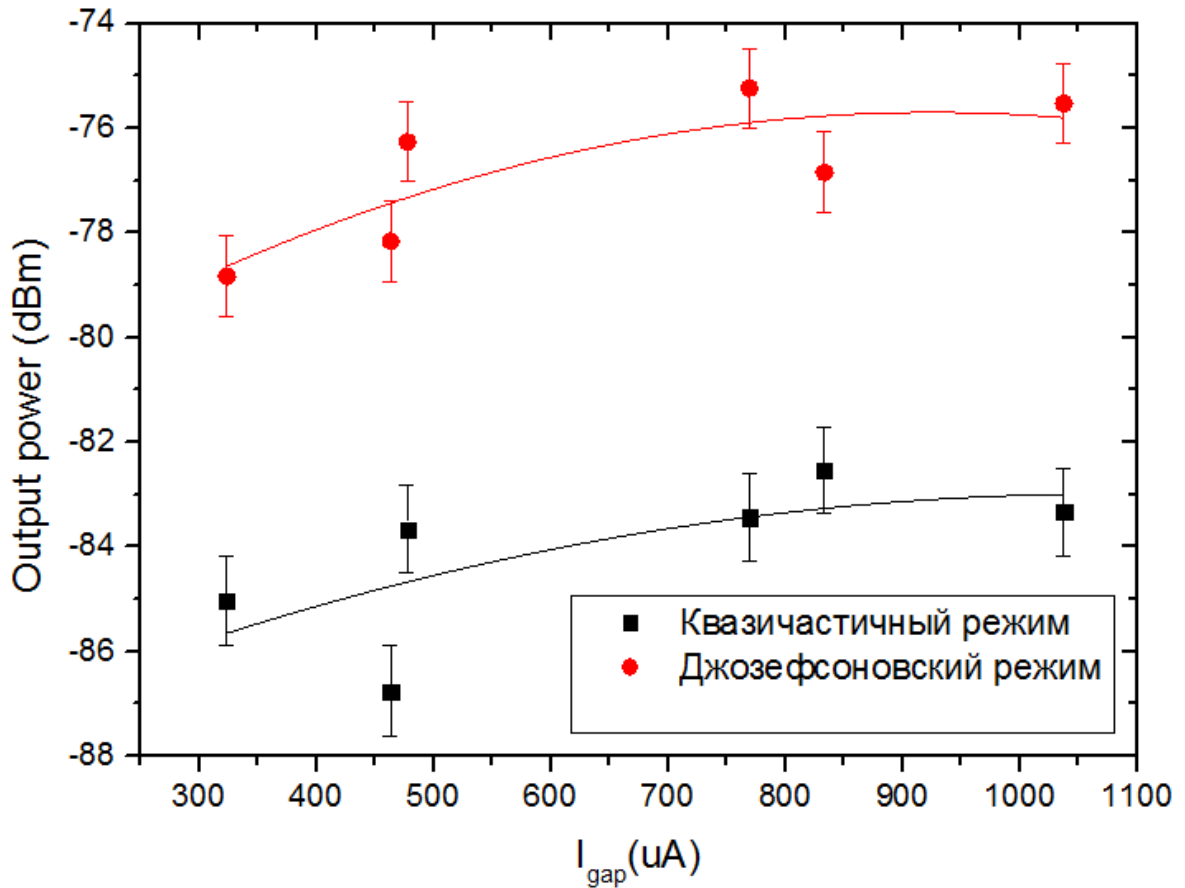


Рис. 4.12. Зависимость уровня максимального сигнала СИС-перехода в качестве ГС для джозефсоновского и квазичастичного режимов от величины скачка тока на щели.

Из полученных результатов следует, что максимальный выходной сигнал СИС-перехода в режиме квазичастичного смешения достигает -83 дБм, а в джозефсоновском около -75 дБм для площади перехода  $3.2 \text{ мкм}^2$  что соответствует скачку тока на щели в 800 мкА. Кроме того, эффективность работы СИС-перехода в качестве КГФД от его размеров зависит слабо (и эта зависимость быстро насыщается), поскольку с ростом площади перехода увеличивается выходная мощность смесителя, но



ухудшается согласование с приемным элементом – измерителем мощности в режиме ГС, либо управляющим электродом ДДП в режиме КГФД. Таким образом, дальнейшее увеличение уровня выходного сигнала КГФД за счет вариации его размеров практически невозможно, и повышение коэффициента обратной связи в петле ФАПЧ требует других методов, таких как создание низкочастотных криогенных усилителей либо создание трансформатора импеданса между КГФД и сопротивлением в контрольной линии ДДП.

#### **4.4 Заключение**

Итак, в данной главе были предложен метод наблюдения за синхронизацией ДДП и оценки ее качества без непосредственного наблюдения за его спектром, исследованы квазичастичный и джозефсоновский режимы работы КГФД, а также изучено влияние площади ГС на величину его выходной мощности, и получены следующие результаты.

Низкочастотный отклик КГФД при малой отстройке генератора от точки синхронизации составляет около 20 мкВ и позволяет оценить качество синхронизации без непосредственного наблюдения за спектром генератора.

В джозефсоновском режиме смещения ГС на основе СИС-перехода реализуется большая величина как сигнала (на 7.5 дБ в лучшей рабочей точке), так и отношения сигнал/шум (на 4.5 дБ), нежели в квазичастичном. Поэтому джозефсоновский режим является более предпочтительным при использовании СИС-перехода в качестве КГФД.

Эффективность СИС-перехода в качестве КГФД практически не зависит от его размера, поскольку увеличение площади перехода ведет к росту выходной мощности перехода, но ухудшает его согласование с поглощающими эту мощность элементами. Для реализации максимально возможного сигнала КГФД необходимо разработать и оптимизировать трансформатор импеданса для подключения КГФД к контрольной линии ДДП.

## Заключение

В ходе диссертационной работы получены следующие основные результаты:

1. Предложена идея функционального объединения гармонического смесителя и фазового детектора в одном элементе криогенной электроники на основе туннельного СИС-перехода – криогенном гармоническом фазового детекторе

2. Теоретически и экспериментально изучен гармонический смеситель на основе туннельного СИС-перехода. Создана экспериментальная установка типа «зонд-вставка», позволяющая измерять мощностные характеристики образцов КГФД без использования заливного криостата. Максимальный выходной сигнал для перехода составил около -75 дБм.

3. Исследованы квазичастичный и джозефсоновский режимы работы ГС на основе СИС-перехода, обнаружено, что последний является более предпочтительным при работе ГС в качестве КГФД. Показано, что при использовании джозефсоновского режима в лучшей рабочей точке отношение сигнал/шум возрастает на 4.5 дБ по сравнению с квазичастичным.

4. Построена математическая модель системы фазовой автоподстройки, которая позволяет получить зависимость ширины полосы синхронизации от задержки в петле обратной связи, зависимость низкочастотного отклика фазового детектора от отстройки генератора от точки синхронизации; предложен метод обнаружения факта синхронизации. Оценена необходимая величина выходного сигнала фазового детектора для оптимальной синхронизации ДДП.

5. Экспериментально реализована система ФАПЧ на основе КГФД, в которой все ее элементы расположены в непосредственной близости с криогенным генератором. Данная система обладает шириной полосы синхронизации около 70 МГц и по сравнению с традиционной полупроводниковой системой ФАПЧ позволяет синхронизовать в 7 раз более широкие линии излучения ДДП с тем же спектральным качеством (процентом синхронизованной мощности излучения).

## Публикации автора по теме диссертации

### Основные публикации по теме диссертации в журналах из перечня ВАК

- [A1]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко, «Теоретическое описание гармонического смесителя на туннельном переходе сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник», *Нелинейный мир*, №2, т. 8., с. 121-123, 2010.
- [A2]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко, А.М. Барышев, В.П. Кошелец, «Гармонический смеситель на туннельном переходе сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник», *Радиотехника и электроника*, т. 56, №6, с. 751-759, 2011.
- [A3]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко, В.П. Кошелец «Криогенный гармонический фазовый детектор», *Нелинейный мир*, №2, т. 10., с. 125-126, 2012.
- [A4]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко, В.П. Кошелец, Криогенный фазовый детектор, *Известия РАН. Серия физическая* т. 77, №1, с.33, 2013
- [A5]. **К.В. Калашников**, В.П. Кошелец «Исследование и оптимизация криогенного гармонического фазового детектора», *Нелинейный мир*, №2, т. 12. с. 13-15, 2014.

### Публикации в зарубежных рецензируемых журналах, включенных в систему цитирования Web of Science

- [A6]. **Konstantin V. Kalashnikov**, Andrey V. Khudchenko, and Valery P. Koshelets Harmonic phase detector for phase locking of cryogenic terahertz oscillators, *Applied Physics Letters* 103, 102601 (2013)

## Другие издания и доклады на конференциях

- [A7]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко «Теоретическое описание гармонического смесителя на туннельном переходе сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник» *Труды 52-й научной конференции МФТИ «Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук»: Физическая и квантовая электроника, т.2, стр. 122-125, 2009.*
- [A8]. **Konstantin V. Kalashnikov**, Andrey V. Khudchenko, Pavel N. Dmitriev, Valery P. Koshelets, and Andrey M. Baryshev, “Phase-locking of Flux-Flow Oscillator by Harmonic Mixer based on SIS junction”, *21th International Symposium on Space Terahertz Technology, Oxford, Great Britain, 23-25 March 2010, pp 464-467 (2010).*
- [A9]. A.V. Khudchenko, **K.V. Kalashnikov**, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, “Terahertz Flux-Flow Oscillator Phase-locked by Harmonic Mixer Based on SIS Junction”, *представлено на Международном Симпозиуме «Терагерцовое излучение: генерация и применение» (THz-Nsk-2010), г. Новосибирск, Россия, 26 июля -1 августа 2010.*
- [A10]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко, В.П. Кошелец, «Фазовая стабилизация криогенного перестраиваемого генератора», *представлено на 2-ой Международной научной конференции «Прикладная сверхпроводимость - 2011», Москва, 4 марта 2011.*
- [A11]. В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, **К.В. Калашников**, О.С. Киселев, Н.В. Кинев, Ю.С. Токпанов, М.Ю. Торгашин, Л.В. Филиппенко, А.В. Худченко, В.Л. Вакс, С.И. Приползин, «Сверхпроводниковые интегральные приемники ТГц диапазона: разработка и применения», *Труды XV международного симпозиума «Нанопизика и наноэлектроника», 14-18 марта 2011 г., Нижний Новгород, стр. 11-14*
- [A12]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко, В.П. Кошелец «Фазовая синхронизация криогенного перестраиваемого генератора с помощью гармонического смесителя», *Труды 54-й научной конференции МФТИ*

*«Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук»:  
Часть V. Физическая и квантовая электроника. Том 2., с. 85-87. — М.:  
МФТИ, 2011.*

- [A13]. В.П. Кошелец, А.Б. Ермаков, **К.В. Калашников**, О.С. Киселев, Н.В. Кинев, А.А. Мухортова, Ю.С. Токпанов, М.Ю. Торгашин, Л.В. Филиппенко, «Сверхпроводниковые интегральные приемника терагерцового диапазона» доклад на 1-ой Национальной конференции по прикладной сверхпроводимости (НКПС-1), 6-8 декабря 2011, Москва.
- [A14]. В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, **К.В. Калашников**, О.С. Киселев, Н.В. Кинев, Ю.С. Токпанов, М.Ю. Торгашин, Л.В. Филиппенко, А.В. Худченко, В.Л. Вакс, С.И. Приползин, «Сверхпроводниковые интегральные приемники ТГц диапазона: разработка и применения», представлено на XV Международном симпозиуме «Нанопфизика и наноэлектроника», 14-18 марта 2011, Нижний Новгород, Россия.
- [A15]. **К.В. Калашников**, А.В. Худченко, В.П. Кошелец, «Криогенный фазовый детектор», Труды XVI международного симпозиума «Нанопфизика и наноэлектроника», 12-16 марта 2012 г., Нижний Новгород.
- [A16]. **Konstantin V. Kalashnikov**, Andrey V. Khudchenko, and Valery P. Koshelets “High-Harmonic Phase Detector based on SIS junction” 13th International Workshop "Cryogenic Nanodevices", Bjorkliden, Kiruna, Sweden, March 17-24, 2013
- [A17]. **К.В. Калашников**, В.П. Кошелец «Исследование и оптимизация криогенного гармонического фазового детектора», Труды XVIII международного симпозиума «Нанопфизика и наноэлектроника», 10-14 марта 2014 г., Нижний Новгород.
- [A18]. **Konstantin V. Kalashnikov**, Andrey V. Khudchenko, and Valery P. Koshelets “Development of Phase Lock Loop based on Harmonic Phase

Detector”, *24th International Symposium on Space Terahertz Technology, Moscow, 26-30 April 2014*

**Патенты, монографии:**

- [A19]. A.V. Khudchenko, V.P. Koshelets, **K.V. Kalashnikov**, “Cryogenic Phase-locking System Based on SIS Tunnel Junction”; - *Chapter in the book “Nanoscience Frontiers - Fundamentals of Superconducting Electronics”, Springer Serie: Nanoscience and Technology (August 2011).*
- [A20]. А.В. Худченко, **К.В. Калашников**, В.П. Кошелец. Заявка на изобретение № 2011107825 «Система стабилизации частоты криогенного генератора». Патент на изобретение №2450435

## Литература

- [1]. Sirtori, Carlo "Applied physics: Bridge for the terahertz gap". *Nature* 417 (6885), 2002.
- [2]. S. Cherednichenko, M. Kroug, H. Merkel, P. Khosropanah, A Adam, E Kollberg, D Loudkov, G Gol'tsman, B Voronov, H Richter, H Huebers, 1.6 THz heterodyne receiver for the far infrared space telescope, *Physica C.*, v. 372-376, part 1., pp. 427-431.
- [3]. K. Suto and J. Nishizawa, Widely Frequency-Tunable Terahertz Wave Generation and Spectroscopic Application, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 26 (7), p. 937-952., 2005.
- [4]. P.H. Siegel, THz Applications for Outer and Inner Space, 7th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, p. 1-4., 2006.
- [5]. Проект SMA - Submillimeter Array. – Сайт в Интернете – <http://www.cfa.harvard.edu/sma/>, 2009.
- [6]. Проект SOFIA - Stratospheric Observatory for Infrared Astronomy. – Сайт в Интернете – <http://www.sofia.usra.edu/>, 2009.
- [7]. Проект HERSCHEL. – Сайт в Интернете – <http://www.esa.int/science/herschel>, 2009.
- [8]. Linus Pauling, Arthur B. Robinson, Roy Teranishi, and Paul Cary, Quantitative Analysis of Urine Vapor and Breath by Gas-Liquid Partition Chromatography // *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*. **68**(10), p. 2374-2376, 1971.
- [9]. Степанов Е.В. Диодная лазерная спектроскопия и анализ молекул-биомаркеров // М.: Физматлит, 2009.
- [10]. John F Federici, Brian Schulkin, Feng Huang, Dale Gary, Robert Barat, Filipe Oliveira and David Zimdars, THz imaging and sensing for

- security applications—explosives, weapons and drugs, *Semiconductor Science and Technology*, v. 20, - S266–S280, 2005.
- [11]. Gerecht, D. Gul, S. Yngvesson, F. Rodriguez-Morales, R. Zannoni, J. Nicholson, Imaging Technology for Security and Biomedical Applications, 13th International Conference on Terahertz Electronics - IRMMW-THz 2005 and The Joint 30th International Conference on Infrared and Millimeter Waves. – 2005.
- [12]. Kodo Kawase, Yuichi Ogawa, Yuuki Watanabe, and Hiroyuki Inoue, Non-destructive terahertz imaging of illicit drugs using spectral fingerprints, *Opt. Express* 11, 2549-2554, 2003
- [13]. Piesiewicz, R., Kleine-Ostmann, T., Krumbholz, N., Mittleman, D., Koch, M., Schoebel, J., & Kurner, T. Short-range ultra-broadband terahertz communications: Concepts and perspectives. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 49(6), 24-39, 2009.
- [14]. А.Б. Зорин, Предельная чувствительность СВЧ-смесителей на основе сверхпроводниковых переходов / Зорин А.Б., Лихарев К.К // *Радиотехника и электроника*, вып. 6., с. 1200-1204, 1985.
- [15]. Zorin A.B. Quantum Noise in SIS Mixers / Zorin A.B. // *IEEE Trans Magn.*, v. 21., p. 939-942, 1985.
- [16]. Tucker J.R., Quantum detection at millimeter wavelengths / Tucker J.R., Feldman M.J. // *Rev. Mod. Phys.*, v. 4., pp. 1055-1113, 1985.
- [17]. P.N. Dmitriev, I.L. Lapitskaya, L.V. Filippenko, A.B. Ermakov, S.V. Shitov, G.V. Prokopenko, S.A. Kovtonyuk, and V.P. Koshelets. “High Quality Nb-based Integrated Circuits for High Frequency and Digital Applications”, “*IEEE Trans. on Appl. Supercond.*”, vol. 13, no. 2, pp. 107-110, 2003.
- [18]. P. N. Dmitriev, A. B. Ermakov, A. G. Kovalenko, V. P. Koshelets, N. N. Iosad, A. A. Golubov, M. Yu. Kupriyanov, "Niobium Tunnel



- Junctions with Multi-Layered Electrodes", *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 9, pp. 3970–3973, 1999.
- [19]. Физическая энциклопедия. В 5-ти томах. — М.: Советская энциклопедия. Главный редактор А. М. Прохоров. 1988.
- [20]. Tsu R., Esaki L. // *Appl. Phys. Lett.* V. 22. P. 562, 1973.
- [21]. Suzuki S., Asada M., Teranishi A., Sugiyama H., Yokoyama H. // *Appl. Phys Lett.*, 97, 242102, 2010.
- [22]. M. Feiginov, C. Sydlo, O. Cojocari, P. Meissner // *Appl. Phys Lett.*, 99, 233506, 20117
- [23]. Carlstrom, J. E., Plambeck, R. L., & Thornton, D. D. A Continuously Tunable 65--15-GHz Gunn Oscillator. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 33(7), 610-619, 1985.
- [24]. Faist, J., Capasso, F., Sivco, D. L., Sirtori, C., Hutchinson, A. L., & Cho, A. Y. (1994). Quantum cascade laser. *Science*, 264(5158), 553-556.
- [25]. M. Hajenius, R Khosropanah, J.N. Hovenier, J.R. Gao , T.M. Klapwijk, S. Dhillon, S. Barbieri, P. Filloux, C. Sirtori, D.A. Ritchie and H.E. Beere // *Proceedings of the 17th Symposium on Space Terahertz Technology*, pp. 347-350, 2006.
- [26]. L.Ozyuzer, A.E. Koshelev, C.Kurter, N.Gopalsami, Q.Li, M.Tachiki, K.Kadowaki, T.Yamamoto, H. Minami, H.Yamaguchi, T.Tachiki, K.E. Gray, W.-K. Kwok, U.Welp. Emission of Coherent THz Radiation from Superconductors. // *Science* 318, 1291, 2007.
- [27]. L.N. Bulaevskii1 and A.E. Koshelev. Radiation due to Josephson Oscillations in Layered Superconductors. // *Phys. Rev. Lett.* 99, 057002 (2007).
- [28]. T.Kashiwagi, M.Tsujimoto, T.Yamamoto, H.Minami, K.Yamaki, K.Delfanzari, K.Deguchi, N.Orita, T.Koike, R.Nakayama, T.Kitamura, M.Sawamura, S.Hagino, K.Ishida, K.Ivancovic, H.Asai, M.Tachiki, R.A. Klemm, and K.Kadowaki. High Temperature Superconductor Terahertz

- Emitters: Fundamental Physics and Its Applications. // Jpn. J. Appl. Phys. 51, 010113 (2012).
- [29]. Nagatsuma T., Enpuku K., Irie F., K. Yoshida. Flux-flow type Josephson oscillator for mm and submm wave region. // J.Appl.Phys, 54 (6), pp. 3302-3309 (1983).
- [30]. Nagatsuma T., Enpuku K., Yoshida, K., & Irie, F. (1984). Flux-flow type Josephson oscillator for mm and submm wave region. II. Modeling. // J.Appl.Phys, 56 (11), 3284–3293.
- [31]. Nagatsuma T., Enpuku K., Sueoka K., Yoshida K., & Irie F. Flux-flow type Josephson oscillator for mm and submm wave region. III. Oscillation stability.// J.Appl.Phys, 58 (1), 441–449, (1985).
- [32]. V. P. Koshelets, S. V. Shitov, A. V. Shchukin, L. V. Filippenko, P. N. Dmitriev, V. L. Vaks, J. Mygind, A. B. Baryshev, W. Luinge, H. Golstein, Flux Flow Oscillators for Sub-mm Wave Integrated Receivers, *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, 9., pp. 4133–4136, 1999.
- [33]. V.P. Koshelets, S.V. Shitov, Integrated Superconducting Receivers, *Superconductor Science and Technology*, v. 13. - pp., R53-R69, 2000.
- [34]. Кошелец В.П., Шитов С.В., Филиппенко Л.В., Дмитриев П.Н., Ермаков А.Б., Соболев А.С., Торгашин М.Ю, Интегральные сверхпроводниковые приемники субмм волн, *Известия высших учебных заведений “Радиофизика”*, Том .46, №8-9, стр. 687-702, 2003.
- [35]. V.P. Koshelets, A.B. Ermakov, P.N. Dmitriev, A.S. Sobolev, A.M. Baryshev, P.R. Wesselius, J. Mygind, “Radiation linewidth of flux flow oscillators” // *Superconductor Science and Technology*, 14, pp. 1040-1043, 2001.
- [36]. V.P. Koshelets, S.V. Shitov, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, V.V. Khodos, V.L. Vaks, A.M. Baryshev, P.R. Wesselius, J. Mygind, “Towards a Phase-Locked Superconducting Integrated Receiver: Prospects and Limitations”, *Physica C*, 367, pp. 249 - 255, 2002.

- [37]. V.P. Koshelets, S.V. Shitov, L.V. Filippenko, V.L. Vaks, J. Mygind, A.B. Baryshev, W. Luinge, N. Whyborn, " Phase Locking of 270-440 GHz Josephson Flux Flow Oscillator", *Rev. of Sci. Instr.*, v. 71, No 1, pp. 289-293, 2000.
- [38]. V.P. Koshelets, A.B. Ermakov, S.V. Shitov, P.N. Dmitriev, L.V. Filippenko, A.M. Baryshev, W. Luinge, J. Mygind, V.L. Vaks, D.G. Pavel'ev, "Externally Phase Locked Sub-mm Flux Flow Oscillator for Integrated Receiver", 11th International Symposium on Space Terahertz Technology, University of Michigan, Ann Arbor. May 1-3, 2000.
- [39]. R.W.M. Hoogeveen, P.A. Yagoubov, Q. Kleipool, V.P. Koshelets, S.V. Shitov, B. Ellison, and M. Birk; Eds. M. Thumm, W. Wiesbeck , TELIS: a novel three-channel cryogenic heterodyne receiver for stratospheric research, Conference Digest of the 2004 Joint 29th International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 12th International Conference on Terahertz Electronics, p. 581-582., 2004.
- [40]. 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.
- [41]. O. Kiselev, M. Birk, A. Ermakov, L. Filippenko, H. Golstein, R. Hoogeveen, N. Kinev, B. van Kuik, A. de Lange, G. de Lange, P. Yagoubov, and V. Koshelets, "Balloon-Borne Superconducting Integrated Receiver for Atmospheric Research", *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 21, pp. 612-615, 2011.
- [42]. Gert de Lange, Oleg Kiselev, Pavel Yagoubov, Hans Golstein, Arno de Lange, Bart van Kuik, Joris van Rantwijk, Ed de Vries, Johannes Dercksen, Ruud Hoogeveen, Manfred Birk, Georg Wagner, Andrey Ermakov

- and Valery Koshelets, “TELIS instrument performance analysis”, 21th International Symposium on Space Terahertz Technology, Oxford, Great Britain, 23-25 March 2010.
- [43]. N.N. Iosad, B.D. Jackson, S.N. Polyakov, P.N. Dmitriev, and T.M. Klapwijk, “Reactive magnetron sputter-deposition of NbN and (Nb,Ti)N films related to sputtering source characterization and optimization”, *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol 19, no. 4, pp 1840-1845, 2001.
- [44]. N.N. Iosad, N.M. van der Pers, S. Grachev, M. Zuiddam, B.D. Jackson, M. Kroug, P.N. Dmitriev, and T. M. Klapwijk, “Texture formation in sputter-deposited (Nb<sub>0.7</sub>,Ti<sub>0.3</sub>)N thin films”, *Journal of Applied Physics*, vol. 92, no. 9, pp. 4999-5005, 2002.
- [45]. Wang, A. Kawakami, Y. Uzawa, B. Komiyama, “Superconducting properties and crystal structures of single-crystal niobium nitride thin films deposited at ambient substrate temperature”, *J. Appl. Phys.*, vol. 79, p. 7837, 1996.
- [46]. Zmuidzinas, J., Kooi, J. W., Kawamura, J., Chattopadhyay, G., Bumble, B., LeDuc, H. G., & Stern, J. A. Development of SIS mixers for 1 THz. In *Astronomical Telescopes & Instrumentation* (pp. 53-62). International Society for Optics and Photonics, 1998.
- [47]. R.V. Ozhegov, K.N. Gorshkov, Yu B. Vachtomin, K.V. Smirnov, M.I. Finkel, G.N. Goltsman, O.S. Kiselev, N.V. Kinev, L.V. Filippenko, and V.P. Koshelets, “Terahertz Imaging System Based on Superconducting Heterodyne Integrated Receiver”, chapter in the Springer book “THz and Security Applications. Detectors, Sources and Associated Electronics for THz Applications”, edited by Carlo Corsi and Fedir Sizov, (2014), ISBN 978-94-017-8830-4 (PB); ISBN 978-94-017-8828-1 (e-book); DOI 10.1007/978-94-017-8828-1; <http://link.springer.com/book/10.1007/978-94-017-8828-1>.
- [48]. Roman V. Ozhegov, Konstantin N. Gorshkov, Yuri B. Vachtomin, Konstantin V. Smirnov, Matvey I.Finkel, Gregory N. Goltsman, Oleg

- Kiselev, Nikolay V. Kinev, Lyudmila V. Filippenko, Valery P. Koshelets, "Terahertz imaging system based on superconducting integrated receiver", 2-nd International Conference "Terahertz and Microwave radiation: Generation, Detection and Applications", June 20 - 22, Moscow, 2012.
- [49]. Проект Planck -. – Сайт в Интернете – [http://www.esa.int/Our\\_Activities/Space\\_Science/Planck](http://www.esa.int/Our_Activities/Space_Science/Planck), 2009.
- [50]. J.W. Kooi, PhD Thesis: "Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy", 2006.
- [51]. Проект ALMA - Сайт в Интернете – <http://www.almaobservatory.org/index.php>. 2009.
- [52]. S. AlBanna, R. Brito, B. Shillue, ALMA 1st LO Photonic Reference: Status of Phase Drift Measurements, 2005.
- [53]. Худченко А.В. Криогенная система фазовой автоподстройки частоты для сверхпроводникового интегрального приемника. Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Москва, 2009 г.
- [54]. Проект Миллиметрон - Сайт в Интернете – <http://millimetron.asc.rssi.ru/>
- [55]. P. Khosropanah et. al., Phase locking of a 2.7 THz quantum cascade laser to a microwave reference, Optics Letters, Vol. 34, No. 19, pp. 2958-2960, 2009.
- [56]. A.V. Khudchenko, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, P.A. Yagoubov and O.M. Pylypenko, "Cryogenic Phase Locking Loop System for Superconducting Integrated Receiver", Superconductor Science and Technology, 22, 085012, 2009.
- [57]. К.К. Лихарев «Введение в динамику джозефсоновских переходов», Москва, «Наука», 1985.
- [58]. Tucker J.R., Quantum detection at millimeter wavelengths / Tucker J.R., Feldman M.J. // Rev. Mod. Phys., v. 4., pp. 1055-1113, 1985.

- [59]. Withington, S., Kittara, P., & Yassin, G. Multitone quantum simulations of saturating tunnel junction mixers. *Journal of applied physics*, 93(12), 9812-9822, 2003.
- [60]. Kittara, P., Withington, S., Yassin, G. Theoretical and numerical analysis of very high harmonic superconducting tunnel junction mixers. *Journal of applied physics*, 101(2), 024508, 2007.
- [61]. Tien, P. K., & Gordon, J. P. Multiphoton process observed in the interaction of microwave fields with the tunneling between superconductor films. *Physical Review*, 129(2), 647, 1963.
- [62]. Werthamer, N. R. Nonlinear self-coupling of Josephson radiation in superconducting tunnel junctions. *Physical Review*, 147(1), 255, 1966.
- [63]. A.B. Ermakov, S.V. Shitov, A.M. Baryshev, V.P. Koshelets, W. Luinge, "A data acquisition system for test and control of superconducting integrated receivers", *Applied Superconductivity Conference ASC'2000*, September (2000), Report 4EA10, *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, v.11, No 1, pp. 840-843, 2001.
- [64]. Н.В. Кинев, «Генерация и прием ТГц излучения с использованием сверхпроводниковых интегральных устройств» - диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук по специальности 01.04.03 - «Радиофизика» в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН.
- [65]. В. Линдсей, Системы синхронизации с связи и управления, *Советское радио*, 1978.
- [66]. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин, Фазовая автоподстройка частоты, *Связь*, 1996.
- [67]. В. Манасевич "Синтезаторы частот. Теория и проектирование.", Москва, *Связь*, 1979.
- [68]. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи.- М.: Радио и Связь, 1991.

- [69]. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Ч.1. Случайные процессы. — М.: Наука, 1976.
- [70]. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. Радио и связь, 1990.
- [71]. V.P. Koshelets, S.V. Shitov, A.V. Shchukin, L.V. Filippenko, J. Mygind, and A.V. Ustinov, "Self-Pumping Effects and Radiation Linewidth of Josephson Flux Flow Oscillators", *Phys Rev B*, vol. 56, p. 5572-5577, 1997.
- [72]. Pankratov, A. L., Vaks, V. L., & Koshelets, V. P. Spectral properties of phase-locked flux flow oscillator. *Journal of Applied Physics*, 102(6), 063912, 2007.
- [73]. Tarasov, M. A., Belitsky, V. Y., & Prokopenko, G. V.. DC SQUID RF Amplifiers. *IEEE Transactions on applied superconductivity*, 2(2), 79, 1992.
- [74]. Clarke, J. SQUID fundamentals. In *SQUID Sensors: Fundamentals, Fabrication and Applications* (pp. 1-62). Springer Netherlands, 1996.
- [75]. Monaco, R. Current amplification with vertical Josephson interferometers. *Journal of Applied Physics*, 110(7), 073910, 2011.
- [76]. Hashimoto, T., Enpuku, K., & Yoshida, K. Performances of a flux-flow-type Josephson amplifier. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 25(2), 1266-1269, 1989.
- [77]. Raissi, F. Modeling of the Josephson fluxonic diode. *IEEE transactions on applied superconductivity*, 13(3), 3817-3820, 2003.
- [78]. Thompson, E. D.. Josephson junction mixing. *Journal of Applied Physics*, 44(7), 3310-3311, 1973.
- [79]. Huberman, B. A., Crutchfield, J. P., & Packard, N. H.. Noise phenomena in Josephson junctions. *Applied Physics Letters*, 37(8), 750-752, 1980.
- [80]. Pedersen, N. F., & Davidson, A. Chaos and noise rise in Josephson junctions. *Applied Physics Letters*, 39(10), 830-832, 1981.

- [81]. Wengler, M. J., Dubash, N. B., Pance, G., & Miller, R. E. Josephson effect gain and noise in SIS mixers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 40(5), 820-826, 1992.
- [82]. . Leridon, B., Febvre, P., George, S., Feautrier, P., & McGrath, W. R. Experimental evidence of Josephson noise in superconductor-insulator-superconductor quasiparticle mixers. *Journal of applied physics*, 82(6), 3024-3027, (1997).
- [83]. Phillips, T. G., Woody, D. P., Dolan, G. J., Miller, R. E., & Linke, R. A. Dayem-Martin (SIS tunnel junction) mixers for low noise heterodyne receivers. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 17(1), 684-689, 1981.
- [84]. М.А. Тарасов, Г.В. Прокопенко, С.В. Якобссон, В.П. Кошелец, С.А. Ковтонюк, К.Н. Холмстедт, Л.В. Филиппенко, И.Л. Серпученко, С.В. Шитов, А.Н. Выставкин, Э.Л. Колберг. Преобразование на джозефсоновской нелинейности и шумы в СИС смесителе на 500 ГГц // *Российская Академия Наук «Радиотехника и Электроника»*, № 12, стр. 2090-2102, 1994.