

**УЧРЕЖДЕНИЕ РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК
ИСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ
им. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА РАН**

На правах рукописи

ХУДЧЕНКО Андрей Вячеславович

**КРИОГЕННАЯ СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ
СВЕРХПРОВОДНИКОВОГО ИНТЕГРАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА.**

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 2009 г.

Содержание

<i>Список используемых сокращений и обозначений</i>	4
1. Введение	5
1.1. Вступление	5
1.2. Сверхпроводниковый интегральный приемник (СИП)	10
1.3. Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)	17
1.4. Туннельный переход сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник (СИС)	23
1.5. Постановка задачи	26
2. Спектральные свойства СИП	28
2.1. Спектральное разрешение СИП, основанного на сверхпроводниковом генераторе гетеродина СГГ	28
2.2. Восстановление спектра сигнала источника при известном спектре гетеродина	30
2.2.1. Деконволюция	31
2.2.2. Итерационный метод	33
2.2.3. Учет ошибки в определении спектрального качества СК.	35
2.3. Ширина синхронизации полупроводниковой системы ФАПЧ для СГГ	36
2.4. Выводы главы.	40
3. Криогенный фазовый детектор (КФД) на туннельном СИС-переходе	42
3.1. Введение	42
3.2. Анализ вольтамперной характеристики СИС-перехода. Форма фазового отклика	44
3.3. Частотные характеристики КФД	47
3.4. Амплитудные характеристики КФД	48

3.5.	Генерация гармоник опорного сигнала на СИС-переходе	59
3.6.	Влияние критического тока	64
3.7.	Выводы главы	66
4.	Криогенная система ФАПЧ	67
4.1	Концепция, схема	67
4.2	Согласование КФД и СГГ	70
4.3	Фильтр петли	73
4.3.1.	Групповая задержка	73
4.3.2.	Заграждающий фильтр	73
4.3.3.	Интегрирующий фильтр, фазовые шумы	79
4.4	Оптимизация цепи КФД-СГГ в составе криогенной системы ФАПЧ. Определение оптимальных параметров СИС-перехода для КФД в криогенной системе ФАПЧ	87
4.5	Экспериментальные результаты	91
4.6	Обобщение результатов, перспективы развития криогенной системы ФАПЧ	99
4.7.	Выводы главы	102
	Заключение	104
	<i>Благодарности</i>	105
	Работы автора по теме диссертации	106
	Список литературы	110

Список используемых сокращений и обозначений

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ВАХ – вольт-амперная характеристика

КЛ СГГ – контрольная линия сверхпроводникового генератора гетеродина

КФД – криогенный фазовый детектор

ПГ – перестраиваемый генератор

ПЧ – промежуточная частота

СГГ – сверхпроводниковый генератор гетеродина

СИС – сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник

СИП – сверхпроводниковый интегральный приемник

СК – спектральное качество

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФД – фазовый детектор

ФС СГГ – фазовосинхронизованный СГГ

$f_{\text{СГГ}}$ – частота СГГ [Гц]

$I(P)$ – зависимость тока КФД от мощности входящего СВЧ сигнала [А]

I_g – величина скачка квазичастичного тока на щели [А]

$K_{\text{ФД}}$ – коэффициент передачи фазового детектора [В/рад]

$K_{\text{КФД}}$ – коэффициент передачи криогенного фазового детектора [В/рад]

$K_{\text{КФД-СГГ}}$ – коэффициента передачи сигнала в петле системы ФАПЧ в цепи
КФД – СГГ [Гц/рад]

V_g – напряжение квазичастичного скачка тока [В]

V_0 – напряжение выходного сигнала КФД [В]

δV – величина размытия щели [В]

P_1, P_2 – мощности СВЧ сигналов [Вт]

R – сопротивление резистора [Ом]

R_n – нормальное сопротивление перехода [Ом]

$Rd_{\text{КЛ СГГ}}$ - коэффициент, определяемый как отношение изменения напряжения СГГ, вызываемого вариацией тока контрольной линии, к величине этой вариации [Ом]

r_d – дифференциальное сопротивление перехода [Ом]

Δ – ширина полосы синхронизации системы ФАПЧ [Гц]

$\tilde{\Delta}$ – ширина энергетической щели [эВ]

$\varepsilon(t)$ – сигнал ошибки на выходе ФД [В]

$\varphi(t)$ – разность фаз [рад]

τ – групповая задержка [с]

1. Введение

1.1. Вступление

В последние десятилетия в мире ведутся интенсивные разработки устройств для приема и обработки сигналов в терагерцовой области частот $3 \cdot 10^{11} - 10^{13}$ Гц, начиная с субмиллиметровых волн и заканчивая дальним ИК диапазоном. Растущий интерес к терагерцовым технологиям обусловлен широтой и актуальностью потенциальных областей их применения.

В астрофизике спектральные линии молекул и излучения пыли в континууме являются основным источником информации о физико-химических условиях и процессах в областях звездообразования и о межзвездной среде в галактиках. Исследования процессов формирования звезд и эволюции галактик относятся к числу наиболее фундаментальных проблем астрофизики. Наиболее информативны с этой точки зрения миллиметровый и, особенно, субмиллиметровый диапазоны длин волн, где сосредоточены основные колебательно-вращательные переходы большинства молекул, возбуждаемые при тех физических условиях, которые

характерны для данных объектов, а также пик излучения межзвездной пыли. Многие атмосферные газы и соединения (например, OH, CH, NH, HCl, ClO, H₂O) имеют спектральные линии, соответствующие терагерцовому диапазону частот. В этом же диапазоне находятся частоты медленных пространственных колебательных мод больших молекул (макромолекул). Таким образом, наблюдение и измерение спектральных линий в субмиллиметровом диапазоне является эффективным методом исследований в радиоастрономии [3-8], экологическом мониторинге атмосферы [9], биофизике [10,11]. В последнее время также проявляется повышенный интерес к созданию устройств наблюдения в субмиллиметровом диапазоне для систем контроля безопасности, обнаружения взрывчатых и отравляющих веществ [12,13], а также для медицинских исследований [14].

Исторически сложилось, что терагерцовая область частот долгое время была мало исследована по сравнению с другими диапазонами ввиду сложности изготовления приемников и генераторов [1]. До недавнего времени, самыми распространенными в терагерцовом диапазоне являлись приемники на диодах Шоттки, работающие в широком интервале температур [15-17]. Однако такие приемники имеют, относительно низкую чувствительность, а также требуют большой мощности гетеродина (порядка нескольких милливатт), что трудно достижимо на частотах порядка 1 ТГц и выше из-за отсутствия мощных перестраиваемых твердотельных источников излучения.

В последние десятилетия для задач, требующих низкий уровень собственных шумов приемника, незаменимыми являются криогенные приемники на основе СИС-смесителей (туннельных переходов сверхпроводник – изолятор – сверхпроводник), шумовая температура которых является самой низкой среди всех известных когерентных приемников в диапазоне 100 – 1000 ГГц и ограничивается уровнем квантовых шумов $hf/2k$ (здесь k – постоянная Больцмана, h – постоянная Планка, f – частота сигнала) [18-26]. Это объясняется как чрезвычайно

высокой нелинейностью сверхпроводниковых элементов, так и их предельно низкими собственными шумами, обусловленными природой элементов и криогенной рабочей температурой. Поскольку время накопления для приема сверхслабых сигналов и обнаружения сверхмалых концентраций веществ пропорционально квадрату шумовой температуры используемого приемника, устройства на СИС-смесителях позволяют значительно сократить время наблюдения

В настоящий момент СИС-приемники с внешним источником гетеродина получили широкое распространение, как в единичных радиотелескопах, так и в составе приемников-интерферометров наземного базирования [27]. В качестве генератора гетеродина используются генераторы Ганна и гармонические умножители на основе барьера Шоттки, а в лабораторных исследованиях - лампы обратной волны. На частотах выше рабочего диапазона приемников на СИС-переходах в качестве нелинейных элементов используются смесители на горячих электронах (НЕВ) [28-30].

Для частот принимаемого излучения выше 300 ГГц наблюдается существенное поглощение сигнала парами воды в атмосфере. Именно поэтому все субмиллиметровые приемники и радиотелескопы располагаются на значительной высоте или устанавливаются на борту специальных самолетов и спутников. При этом большие габариты, вес и цена генераторов гетеродина в субмиллиметровом диапазоне длин волн являются основными факторами, ограничивающим широкое использование субмиллиметровых приемников.

В ИРЭ РАН совместно с Институтом космических исследований Нидерландов (SRON) был предложен, создан и исследован интегральный спектрометр со сверхпроводниковым генератором гетеродина [31-33, А2, А3, А4, А8, А10]. Легкие и компактные сверхчувствительные интегральные приемники (СИП) субмиллиметрового диапазона длин волн являются весьма привлекательными для дистанционного мониторинга атмосферы и измерения газовых компонент малой концентрации (например, окиси хлора и других

элементов, ответственных за разрушение озона). Многие из этих компонент, источниками которых, в частности, являются химические производства, могут быть обнаружены дистанционно только по их излучению в субмиллиметровом диапазоне длин волн [34-36]. На рис.1.1 приведен пример расчетного атмосферного спектра. Методы микроволновой спектроскопии, регистрирующие вращательные и вращательно-колебательные спектры молекул в газовой и паровой фазе, остаются наиболее прецизионными и обеспечивают лучшую чувствительность и разрешающую способность для проведения экспресс-анализа физиологически активных веществ. Малые габариты интегрального приемника делают его перспективным для построения на его основе многоэлементного матричного приемника, не увеличивая существенным образом размеры и вес всей приемной системы.

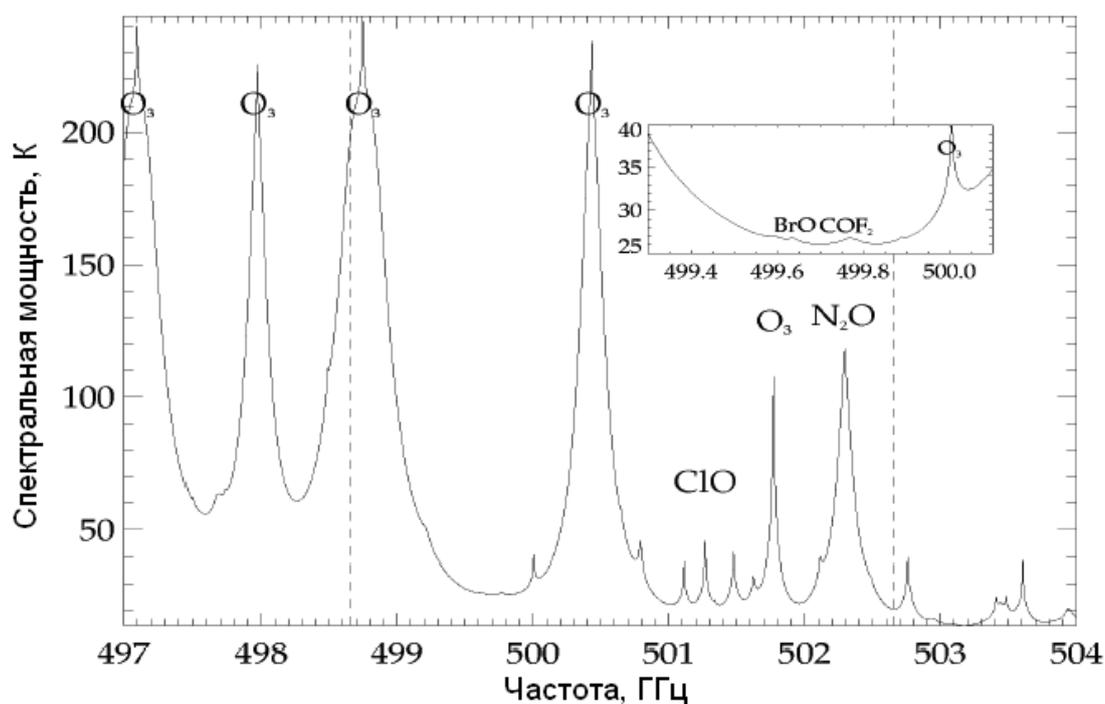


Рис.1.1. Пример рассчитанного атмосферного спектра [37].

На данный момент для СИП было получено спектральное разрешение порядка 10 кГц с использованием тестового сигнала, генерируемого 10-20 ГГц синтезатором и преобразованного гармоническим умножителем на основе полупроводниковых сверхрешеток [33,38]. Была экспериментально продемонстрирована возможность измерения спектральных линий газа SO_2

при помощи интегрального приемника, работающего в режиме фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [39]. Газ SO_2 , являющийся побочным продуктом металлургического производства и приводящий к образованию «кислотных» дождей, находился в газовой кювете при давлениях порядка 0.03 мБар. Был измерен спектр линии SO_2 , шириной 1.2 МГц, на частоте 326867.5 МГц.

С помощью СИП, разработанного для проекта TELIS (TErahertz Limb Sounder), продемонстрирована в частности возможность измерения с борта высотного аэростата соединений хлора в стратосфере, обедняющих озоновый слой. Аэростат был запущен с полигона Эсрэндж в Швеции в марте 2009. Полет длился более 12 часов на высоте 30-35 км. На протяжении всего этого времени СИП исправно работал, передавая на землю важную научную информацию о различных атмосферных газах ($\text{H}_2\text{-}^{18}\text{O}$, HDO , ClO , O_2 , изотопы O_3 , HCl , HOCl), которая обрабатывается в настоящее время. Пример измеренного атмосферного спектра приведен на рис. 1.2.

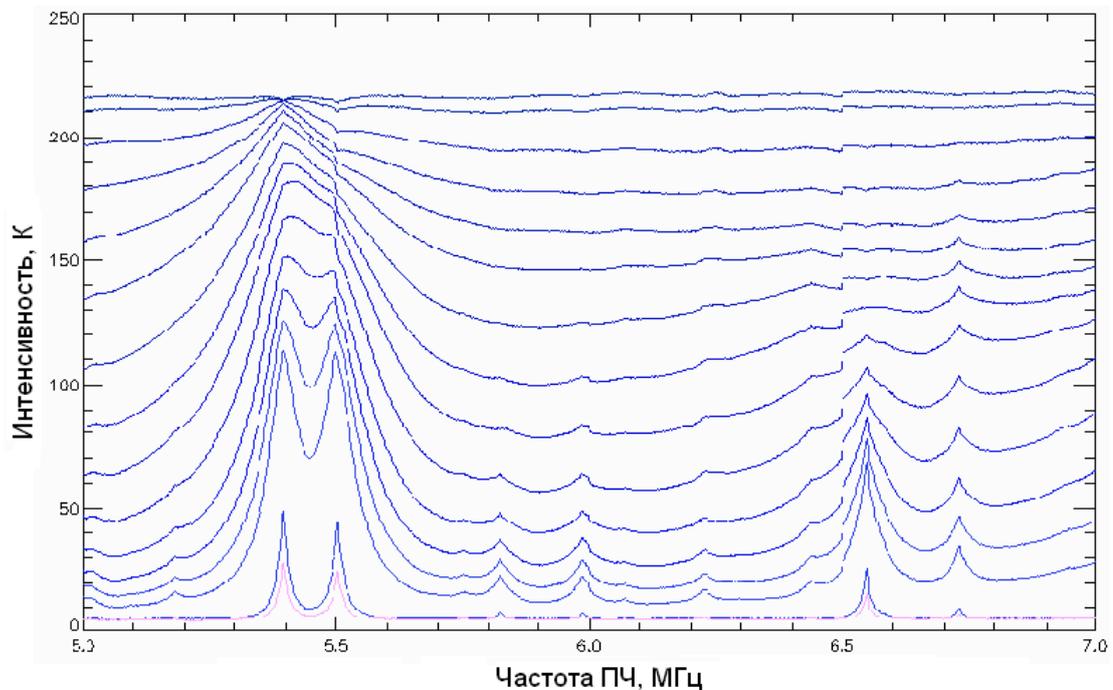


Рис. 1.2. Пример спектров атмосферных газов, измеренных СИП с борта аэростата на разных высотах до 30 Км.

1.2. Сверхпроводниковый интегральный приемник

В микросхеме сверхпроводникового интегрального приемника объединены приемная антенна с квантовым СИС-смесителем на квазичастичной нелинейности туннельного перехода и криогенный генератор гетеродина. При подаче лишь постоянного питания от батарей микросхема такого приемника работает как супергетеродинный приемник в субмиллиметровом диапазоне волн, не требуя никакого дополнительного СВЧ оборудования, что означает значительное сокращение габаритов, массы и потребляемой мощности приемных устройств.

Применение сверхпроводникового генератора гетеродина (СГГ) на однонаправленном потоке магнитных вихрей в длинном джозефсоновском туннельном переходе позволяет интегрировать его с СИС-смесителем и разместить на одной микросхеме, не приводя к дополнительному увеличению габаритов, веса, и потребляемой мощности. Интегрирование на одной микросхеме генератора гетеродина и смесителя устраняет проблему возникновения между ними стоячих волн, интерференционная картина которых меняется при малейших механических изменениях в системе, что имеет место при использовании традиционных источников гетеродина.

На рис. 1.3 представлена микрофотография центральной части одной из микросхем СИП, на которой расположены: СГГ в качестве сверхпроводникового генератора гетеродина, трансформатор импеданса, двойная дипольная антенна с двойным СИС-смесителем, гармонический смеситель (ГС) на туннельном СИС-переходе, используемый для синхронизации СГГ, согласующие структуры и полосно-заграждающие фильтры по высокой частоте, а также часть тракта промежуточной частоты (ПЧ) СИС-смесителя [38].

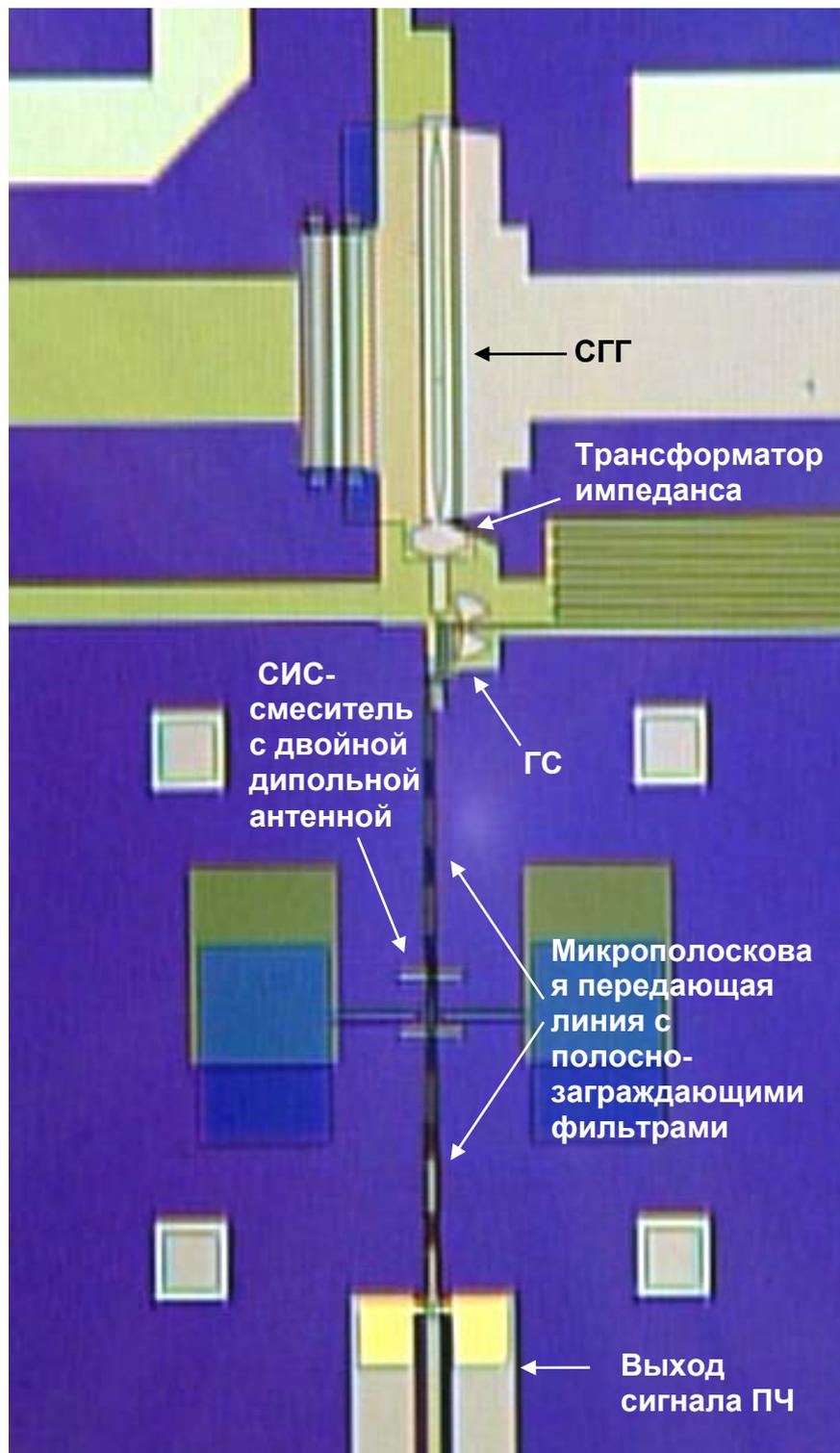


Рис. 1.3. Микрофотография центральной части одной из микросхем СИП. Часть разводки и контактные площадки находятся за пределами кадра. Размер видимой части приблизительно 1.5 мм на 1 мм.

Упрощенная схема СИП с системой стабилизации частоты СГГ изображена на рис. 1.4. На СИС-смесителе происходит перемножение сигнала, генерируемого СГГ (300...700 ГГц), и сигнала, принимаемого антенной. Сигнал промежуточной частоты (ПЧ) поступает на криогенный НЕМТ усилитель, а затем на усилители ПЧ вне криостата. Часть мощности сигнала СГГ ответвляется на ГС, в котором он смешивается с m -й гармоникой опорного синтезатора (19...21 ГГц), давая сигнал второй промежуточной частоты $f_{ПЧ2} = \pm (f_{СГГ} - mf_{синт})$. Данный сигнал использует полупроводниковая система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Эта ФАПЧ разработана и создана в Институте физики микроструктур (ИФМ РАН) в Нижнем Новгороде. Она имеет две параллельные цепи: систему частотной стабилизации и систему фазовой синхронизации.

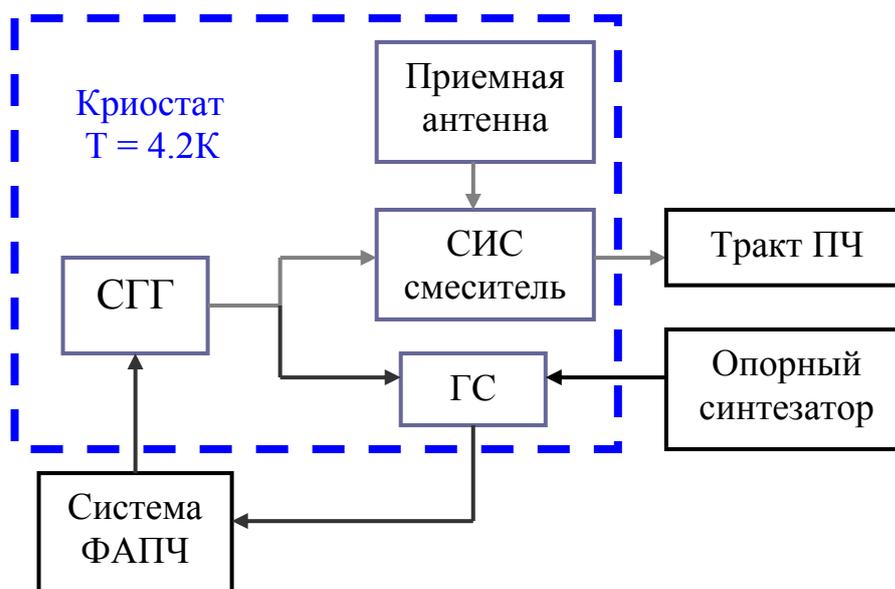
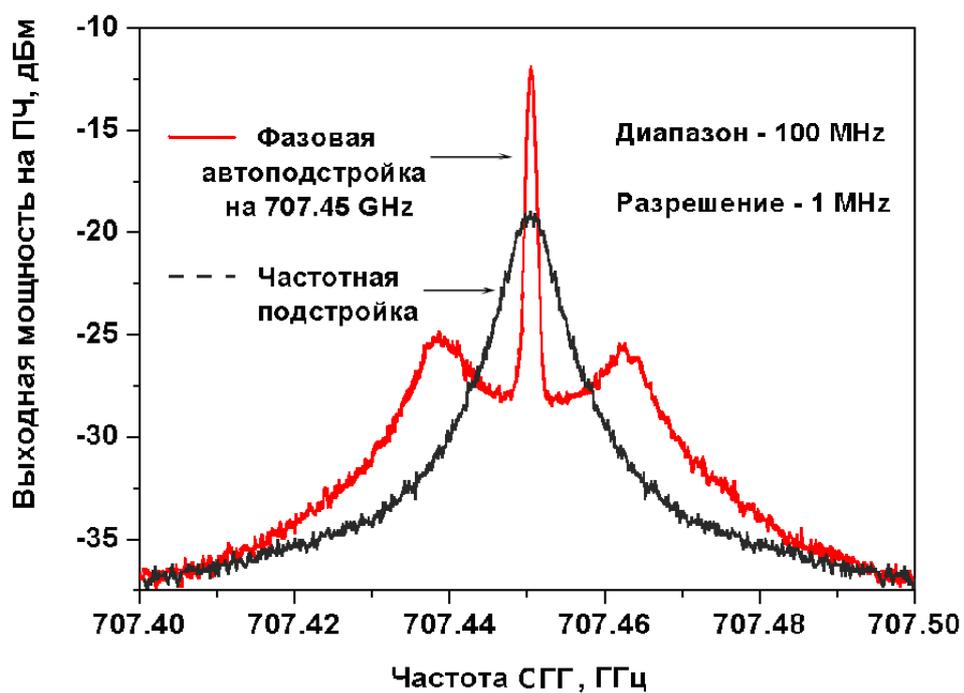


Рис. 1.4. Упрощенная блок-схема СИП

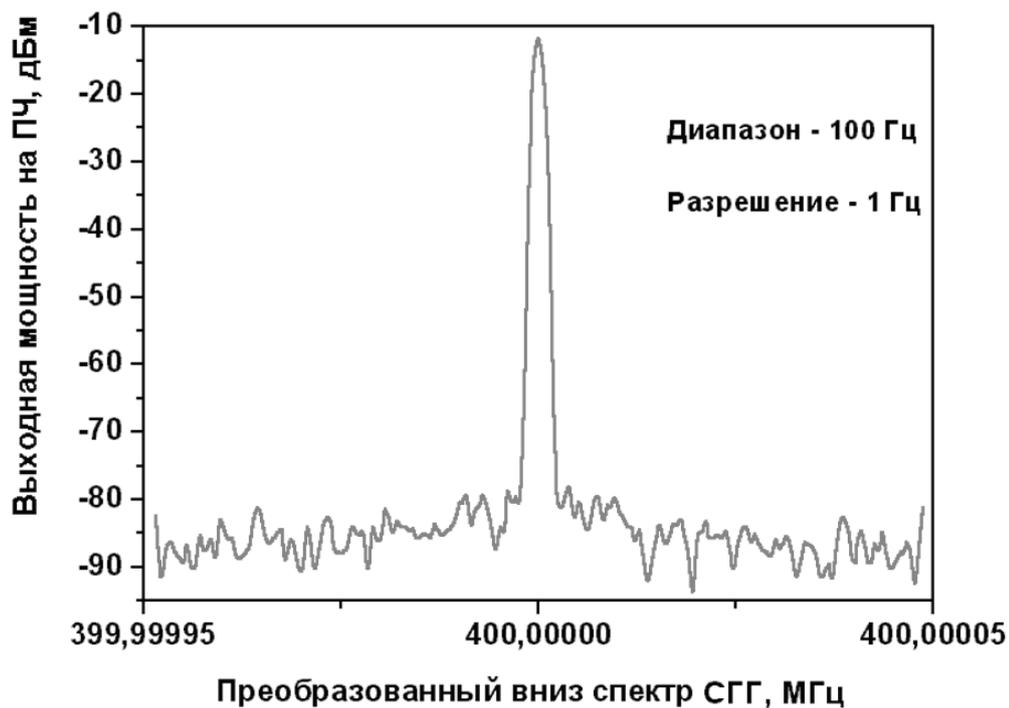
Частота генерации СГГ однозначно связана с напряжением V на нем соотношением Джозефсона: $f_{\text{СГГ}} = 2eV/h = (483.6 \text{ ГГц/мВ}) V$ (e – заряд электрона, h – постоянная Планка) [40, 41]. Постоянный ток смещения и магнитное поле, создаваемое током контрольной линии задают величину $f_{\text{СГГ}}$. В автономном режиме стабильность частоты СГГ определяется низкочастотными наводками и медленными дрейфами в системе питания, а в режиме частотной стабилизации данные флуктуации компенсируются за счет цепи обратной связи. В результате спектр излучения СГГ с системой частотной стабилизации определяется нелинейной суперпозицией тепловых и дробовых шумов и имеет вид, представленный на рис. 1.5а (пунктир). Спектр с высокой точностью имеет лоренцевскую форму [42, 43].

Для повышения стабильности СИП, улучшения его спектрального разрешения и применения СИП в задачах, где нужна информация о фазе принимаемого сигнала, используется система ФАПЧ для СГГ. Спектр излучения фазовосинхронизированного СГГ (ФС СГГ) имеет вид, представленный на рис. 1.5а. Доля мощности, синхронизованная в центральном пике, называется спектральным качеством (СК) ФС СГГ. СК является одной из наиболее важных характеристик этого спектра. Остальная часть спектра, вне центрального пика, соответствует фазовым шумам ФС СГГ. В работе [44] показано, что ширина пика, определяющая спектральное разрешение СИП, очень мала и лимитируется характеристиками опорного синтезатора; в эксперименте относительно опорного синтезатора были измерены значения до 1 Гц, ограниченные лишь разрешением спектроанализатора (рис. 1.5б).

Поскольку ширина автономной линии излучения СГГ может достигать нескольких мегагерц, а ширина полосы синхронизации существующей полупроводниковой системы ФАПЧ Δ составляет 14 МГц, лишь ограниченная часть излучаемой СГГ мощности может быть синхронизирована, остальная же часть дает вклад в фазовые шумы. Чем шире Δ , тем большая часть мощности СГГ будет синхронизована.



а



б

Рис. 1.5. (а) - Спектр излучения СГГ в режиме частотной стабилизации и фазовой синхронизации частоты СГГ. (б) - Преобразованная вниз по частоте линия излучения ФС СГГ, измеренная при разрешении спектроанализатора 1 Гц.

Существует несколько причин, требующих существенного расширения полосы синхронизации ФАПЧ для СГГ. При определенных рабочих частотах ширина автономной линии СГГ превышает 10 МГц за счет эффекта джозефсоновской самонакачки [45, 46], и существующая полупроводниковая ФАПЧ не осуществляет эффективную синхронизацию (для линии шириной 10 МГц она дает СК лишь 20...25%). Кроме того, дальнейшее развитие сверхпроводниковой электроники и продвижение в область терагерцовых рабочих частот невозможно без применения новых материалов с более высокими значениями критической температуры по сравнению с ниобием. В настоящее время наиболее подходящими кандидатами для этого являются структуры на основе плёнок NbN и NbTiN [47-50] с использованием искусственных барьеров из AlN [51-53] и MgO [54]. Ожидается, что при использовании этой технологии для изготовления СГГ ширина его автономной линии может существенно превосходить величину 10 МГц из-за больших поверхностных потерь в пленках. В этом случае для эффективной синхронизации СГГ необходимо существенное увеличение ширины полосы синхронизации системы ФАПЧ.

Использование СИП в интерферометрии [55] требует крайне высокого уровня фазовой стабильности СГГ. Так, например, для проекта ALMA (интерферометр в Чили с базой около 15 км) [27] среднеквадратичный фазовый шум (интеграл фазовых шумов генератора на всех частотах) должен быть менее 75 фс (уровень флуктуаций сигнала, проходящего сквозь атмосферу в месте расположения телескопа) [56]. Среднеквадратичный фазовый шум генератора $\tau_{\text{фш}}$ связан с его СК соотношением:

$$\tau_{\text{фш}} = \frac{1}{\omega_{LO}} \sqrt{\frac{100\% - \text{СК}}{\text{СК}}},$$

где $\omega_{LO}/2\pi$ – частота генератора, взятая равной 600 ГГц. Из этой зависимости, представленной на рис. 1.6, видно, что для достижения уровня

проекта ALMA должно выполняться условие $СК > 95 \%$. Полупроводниковая система ФАПЧ обеспечивает такое значение СК лишь при некоторых рабочих частотах СИП, где ширина автономной линии СГГ меньше 1 МГц. Для увеличения СК при других частотах нужна система ФАПЧ, способная синхронизовать значительно больше мощности СГГ.

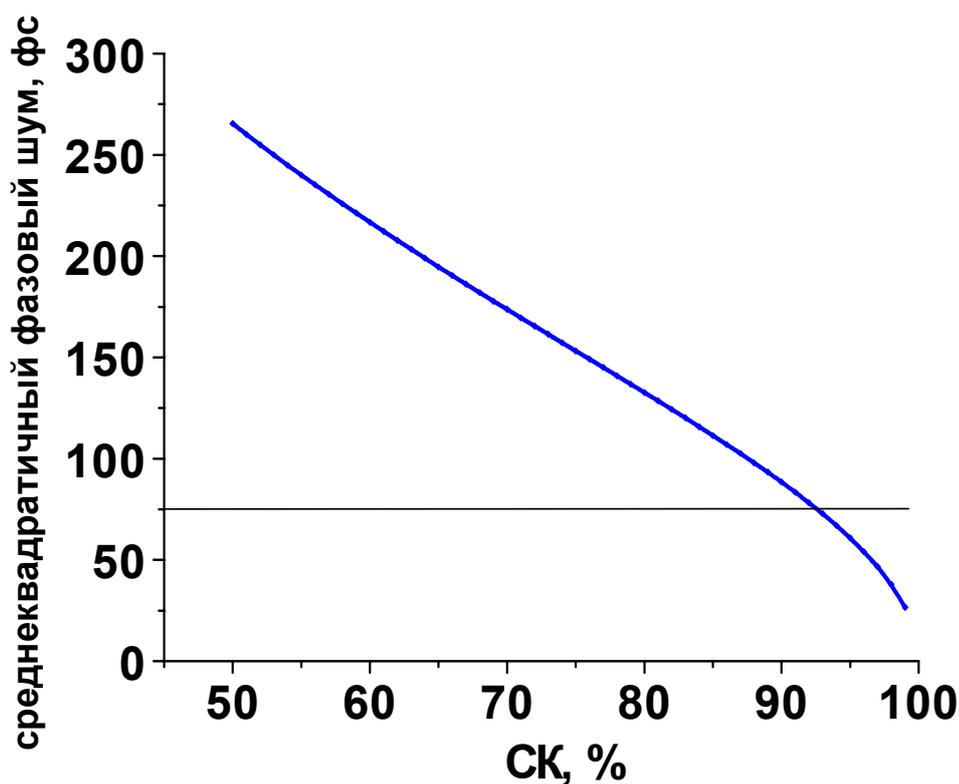


Рис. 1.6. Зависимость среднеквадратичного фазового шума от спектрального качества генератора для частоты 600 ГГц.

Таким образом, увеличение полосы синхронизации ФАПЧ необходимо для существенного роста СК в диапазоне частот, где уже реализован режим фазовой синхронизации СГГ, а также для расширения этого диапазона в область частот, при которых фазовая синхронизация ранее была невозможна.

1.3. Система фазовой автоподстройки частоты

Система ФАПЧ (рис. 1.7) является, в сущности, замкнутой радиотехнической следящей системой, в которой подстраиваемый сигнал $r(t, \Phi_1) = \sqrt{2}A_1 \sin \Phi_1(t)$ следует за опорным сигналом $s(t, \Phi_2) = \sqrt{2}A_2 \sin \Phi_2(t)$ [57-59]. Любое рассогласование фаз $\varphi(t) = \Phi_1(t) - \Phi_2(t)$ этих двух сигналов, лежащее в пределах полосы пропускания ФАПЧ, преобразуется на перемножающем элементе в корректирующее напряжение $\varepsilon(t) = mr(t, \Phi_2)s(t, \Phi_2) = mA_1A_2 \sin \varphi(t) = K_{\text{ФД}} \sin \varphi(t)$, где $K_{\text{ФД}}$ – коэффициент передачи перемножающего элемента, m – коэффициент, характеризующий перемножитель.

Реализация этой системы достаточно проста. Она может быть составлена из трех основных частей: перестраиваемого генератора (ПГ), перемножителя (фазового детектора, ФД) и фильтра. Петлевым фильтром является обычно фильтр нижних частот, устраняющий из спектра сигнала ошибки $\varepsilon(t)$ составляющие побочных частот, присутствующие на выходе ФД.

В общем виде сигнал на выходе ФД

$$\varepsilon(t) = K_{\text{ФД}} F(\varphi), \quad (1.1)$$

где $F(\varphi)$ – нормированная характеристика фазового детектора, частным случаем которой является синусоидальная зависимость. Коэффициент $K_{\text{ФД}}$ характеризует модуль максимального значения напряжения на выходе ФД.

После фильтра кольца (петлевого фильтра) сигнал петли имеет вид

$$u(t) = \varepsilon(t)H(p), \quad (1.2)$$

где $H(p)$ коэффициент передачи фильтра в операторной форме, символ p обозначает дифференцирование по времени.

Частота сигнала на выходе перестраиваемого генератора связана с напряжением на нем соотношением

$$\omega_{\text{ПГ}} = K_{\text{ПГ}} u(t), \quad (1.3)$$

где $K_{ПГ}$ – крутизна характеристики ПГ, или коэффициент передачи ПГ. Подставляя (1.1) и (1.2) в (1.3), получаем:

$$\omega_{ПГ} = K_{ПГ} K_{ФД} F(\varphi) H(p). \quad (1.4)$$

Величина $K_{ПГ} K_{ФД}$ определяет максимально возможную расстройку, которую может компенсировать цепь управления, т.е. полосу удержания.

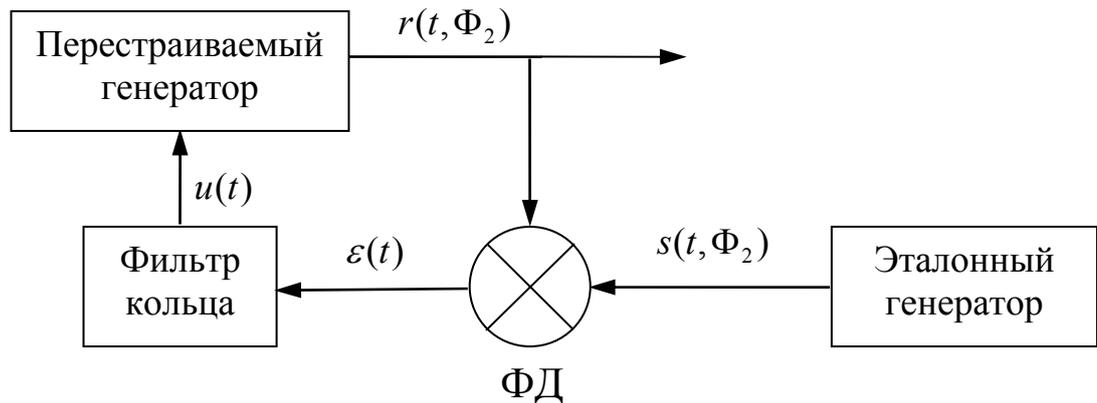


Рис. 1.7. Блок схема типовой системы ФАПЧ.

Когда средняя фазовая ошибка постоянна, кольцо ФАПЧ находится в режиме фазового синхронизма. При изменении фазы любого из сигналов на выходе ФД вырабатывается напряжение, которое по величине и знаку пропорционально вызвавшему его изменению фазы. Приложенное к ПГ напряжение ошибки изменяет его частоту $\omega_{ПГ}$ и фазу так, чтобы восстановить фазовый синхронизм с опорным сигналом частотой $\omega_{ЭГ}$.

Когда выполняется условие $\omega_{ПГ} = \omega_{ЭГ}$, и эффект медленных изменений параметров ПГ, определяющих его частоту, в среднем полностью компенсируется действием ФАПЧ, говорят что система находится в режиме фазового синхронизма [57], или в режиме удержания [58], или в состоянии фазовой синхронизации [59].

С понятием режима удержания неразрывно связано понятие полосы удержания, т.е. области начальных расстройек, в которой возможен режим

удержания. Ширина полосы удержания определяется разностью экстремальных значений частоты генератора ПГ, соответствующих максимуму и минимуму напряжения на выходе ФД.

Второе состояние системы ФАПЧ – режим биений – наблюдается в тех случаях, когда начальная расстройка ПГ относительно ЭГ больше полосы удержания. При этом $\omega_{ПГ}$ будет отличаться от $\omega_{ЭГ}$.

Переходное состояние, при котором режим биений с течением времени переходит в режим удержания, называется режимом захватывания [57].

Под полосой захвата Δ , или полосой синхронизации, понимают область начальных расстроек, в которой при любых начальных условиях устанавливается режим удержания (фазового синхронизма). В данном случае (и далее в работе) под величиной Δ понимается так называемая односторонняя полоса синхронизации [57].

В случае СИП перестраиваемым генератором является СГГ, фазовый детектор выполнен на полупроводниковых элементах, а основу петлевого фильтра составляет интегрирующий фильтр, используемый совместно с усилителем постоянного тока (УПТ). УПТ усиливает управляющий сигнал на малых частотах, что позволяет системе подтягивать линию СГГ к опорной частоте при захватывании, а также увеличивает полосу удержания. Отличительной особенностью является наличие в СИП гармонического смесителя с дополнительным опорным генератором для понижения частоты СГГ до рабочей частоты ФАПЧ 400 МГц и ПЧ усилителей.

В случае СИП СГГ является неидеальным ПГ, поскольку из-за внутренних широкополосных шумов его линия генерации уширена и может быть сопоставима с полосой синхронизации ФАПЧ Δ . Сама же Δ фиксирована и определяется задержками сигнала в петле ФАПЧ. Эти особенности приводят к тому, что спектр ФС СГГ имеет вид, представленный на рис. 1.5а и рис. 1.8.

В спектре ФС СГГ на рис. 1.8 выделяются области увеличенных фазовых шумов в виде широких пиков при частотах отстройки от несущей около 8...14 МГц. При этой частоте фаза сигнала обратной связи смещается примерно на π радиан за время его прохождения в петле, приводя не к подавлению шума, а к его усилению. Оптимальному коэффициенту усиления петли соответствует величина пика, равная приблизительно 3 дБ, при этом достигается максимальное СК и соотношение сигнал/шум. При увеличении усиления в петле максимум пика немного отдалается от несущей и затем останавливается (кривая 3 на рис. 1.8). Это положение можно считать в точности соответствующим набегу фазы на π радиан. Оно определяет ширину полосы синхронизации системы Δ . Из рис. 1.8 для полупроводниковой комнатной ФАПЧ видно, что $\Delta = 14$ МГц.

Существует простой практический способ определения полосы удержания и полосы захвата (синхронизации). Предположим, что частоты перестраиваемого и эталонного (опорного) генераторов равны друг другу. Медленно перестраивая эталонный генератор до тех пор, как система не выйдет из синхронизма, находим полосу удержания. Полосу захвата можно определить по наступлению синхронизма системы при медленном изменении начальной расстройки от больших значений к малым. При расстройке, равной Δ , наступает захват. Величина Δ , определенная таким путем, совпадает с полученной методом, представленным на рис. 1.8.

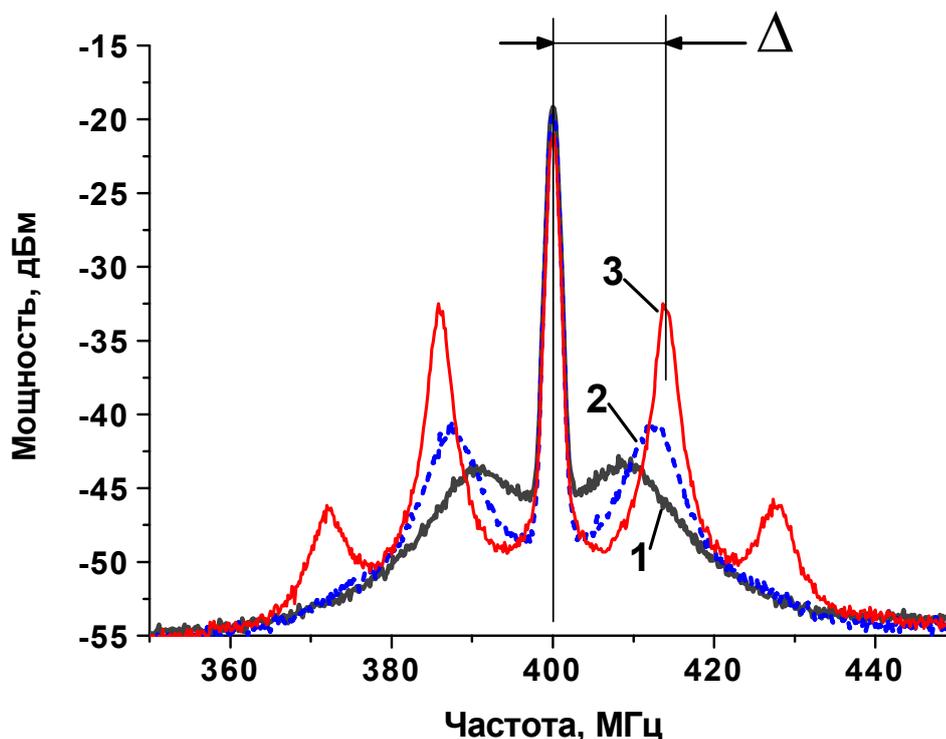


Рис. 1.8 Демонстрация метода определения Δ для ФАПЧ на спектре ФС СГГ. На приведенном графике $\Delta = 14$ МГц. Кривая 1 соответствует оптимальному усилению в петле, дающему максимальное СК; два других спектра получены для усилений петли, превышающих оптимальное значение.

Влияние ширины автономной линии СГГ на эффективность его синхронизации полупроводниковой системой ФАПЧ было изучено экспериментально в работе [45]. Результаты приведены на рис. 1.9. Поскольку, при синхронизации узкой линии система захватывает больше мощности, чем для широкой линии, то логично предположить, что широкополосная система ФАПЧ будет синхронизовать больше мощности, чем узкополосная. Основываясь на такой аналогии из рис. 1.9 можно оценить масштабированием, что для получения СК = 50% в случае автономной линии шириной 10 МГц нужно Δ около 30 МГц, а для СК = 95% при ширине линии 2 МГц необходимо Δ порядка 40...50 МГц.

Величина Δ определяется набегом фазы сигнала обратной связи на π радиан, и зависит от групповой задержки сигнала в петле. При простейшей

оценке величины задержки это условие можно записать в виде: $2\pi\tau\Delta = \pi$, где τ обозначает задержку петли. Тогда для $\Delta = 14$ МГц получается $\tau = 35$ нс. Это максимальное возможное значение задержки для данной Δ . Электронный блок полупроводниковой системы ФАПЧ расположен вне криостата при комнатной температуре, и длина соединительных кабелей превышает величину 2 м, что дает задержку более 10 нс, т.е. вносит существенный вклад.

Для оптимизации режимов синхронизации ССГ важно точно измерить задержку петли τ полупроводниковой ФАПЧ и определить зависимость $\Delta(\tau)$. Для уменьшения задержки в кабелях петли нужно спроектировать новую компактную систему ФАПЧ. Поскольку ССГ работает при температуре 4.2 К, система должна располагаться в криостате. Для такой криогенной ФАПЧ нужно разработать соответствующий криогенный фазовый детектор.

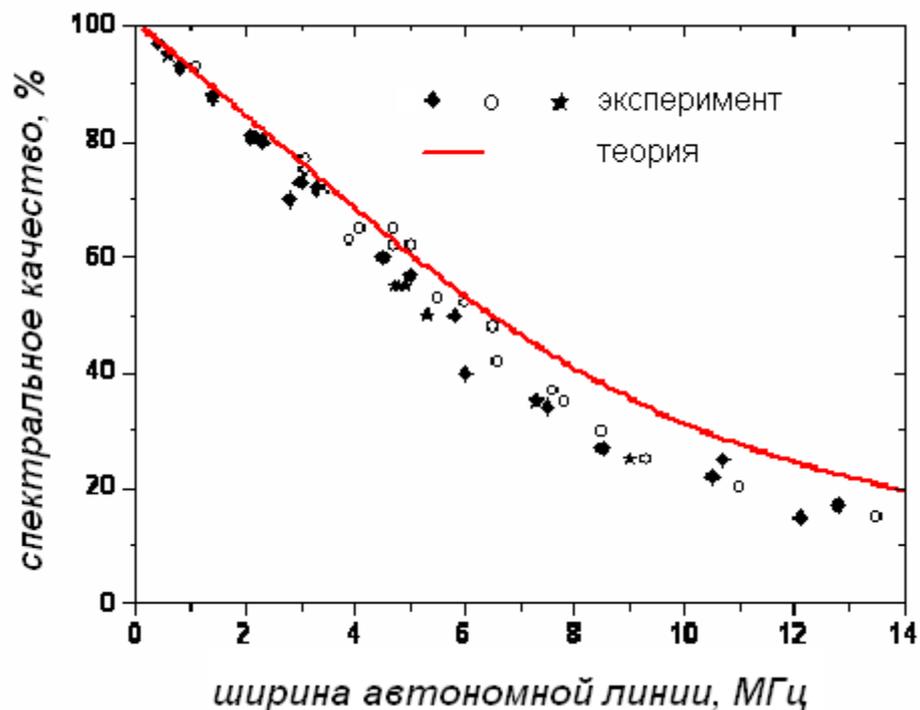


Рис. 1.9. Зависимость спектрального качества от ширины автономной линии излучения ССГ. Экспериментальные результаты и теоретическая кривая [45].

1.4. Туннельный переход сверхпроводник – изолятор – сверхпроводник

Наиболее широкое применение в современной сверхпроводниковой электронике получили туннельные СИС переходы. В таких структурах два сверхпроводниковых электрода разделены тонким, толщиной порядка 1-2 нм, слоем диэлектрика через который происходит туннелирование, как нормальных электронов, так и куперовских пар.

В туннельных СИС переходах существует сильная нелинейность тока нормальных электронов, называемая *квазичастичной нелинейностью*. Ряд авторов называет эту нелинейность наиболее сильной нелинейностью в природе. Одним из первых такую нелинейность наблюдал Живер (Giaver I.) [60, 61]. В отличие от нормальных металлов, у которых плотность состояний в зоне проводимости постоянна при всех значениях приложенного к электродам напряжения и ток через изолятор изменяется линейно в зависимости от напряжения, в сверхпроводниках она резко изменяется в узкой энергетической области с центром на уровне Ферми (рис. 1.10а). При значении приложенного напряжения V равном, так называемому, *щелевому напряжению* $V_g = (\tilde{\Delta}_1 + \tilde{\Delta}_2)/e$ (где $\tilde{\Delta}_{1,2}$ – ширина энергетической щели первого и второго электродов соответственно), энергетический уровень зоны заполненных состояний одного электрода достигает верхней границы энергетической щели другого электрода. Это приводит к резкому возрастанию тока нормальных электронов и образованию на вольтамперной характеристике (ВАХ) резкого изгиба (рис. 1.10б), связанного с сингулярностью плотности состояний нормальных электродов на границе щели. При напряжениях $V < V_g$ ток нормальных электронов, называемый *током утечки* I_j , определяется плотностью состояний термически возбуждённых электронов, находящихся в зоне проводимости, которая сильно зависит от температуры, а также дефектами и наличием дополнительных каналов проводимости в барьерном слое и характеризуется

сопротивлением R_j . При напряжениях $V > V_g$ ток перехода изменяется по закону Ома и сопротивление перехода близко к его сопротивлению в нормальном состоянии R_n . Сопротивление R_n считается базовым параметром, который определяет активный ток СИС перехода на постоянном токе.

Таким образом, СИС переходы представляют собой сильно нелинейные элементы с необычной электродинамикой, обладающие малым энерговыделением ($\sim 10^{-6}$ Вт), высоким быстродействием ($\sim 10^{-12}$ с) и малыми собственными шумами (менее 10 К).

Достоинством джозефсоновских туннельных СИС переходов является полное отсутствие последовательного сопротивления, практически синусоидальная зависимость сверхтока от разности фаз и близкое к максимально возможному значению характеристического напряжения $V_c = (\pi \tilde{\Delta}(0)/2e)$.

Существенным недостатком туннельных СИС-переходов является большая величина удельной емкости, которая блокирует протекание сверхтока на обратной ветви ВАХ, что приводит к появлению сильного гистерезиса на вольтамперной характеристике перехода и затрудняет согласование в СВЧ устройствах. К тому же, для многих цифровых приложений требуются переходы с безгистерезисной ВАХ. Эта проблема решается либо путем увеличения плотности тока, либо путем шунтирования СИС-перехода низкоиндуктивным шунтом с сопротивлением $R_s < R_n$.

Отличные перемножающие свойства туннельного СИС-перехода, работающего при температуре 4.2 К, делают его прекрасным кандидатом на роль криогенного фазового детектора для криогенной системы ФАПЧ. Необходимо дополнительно изучить некоторые свойства СИС-перехода для такого применения.

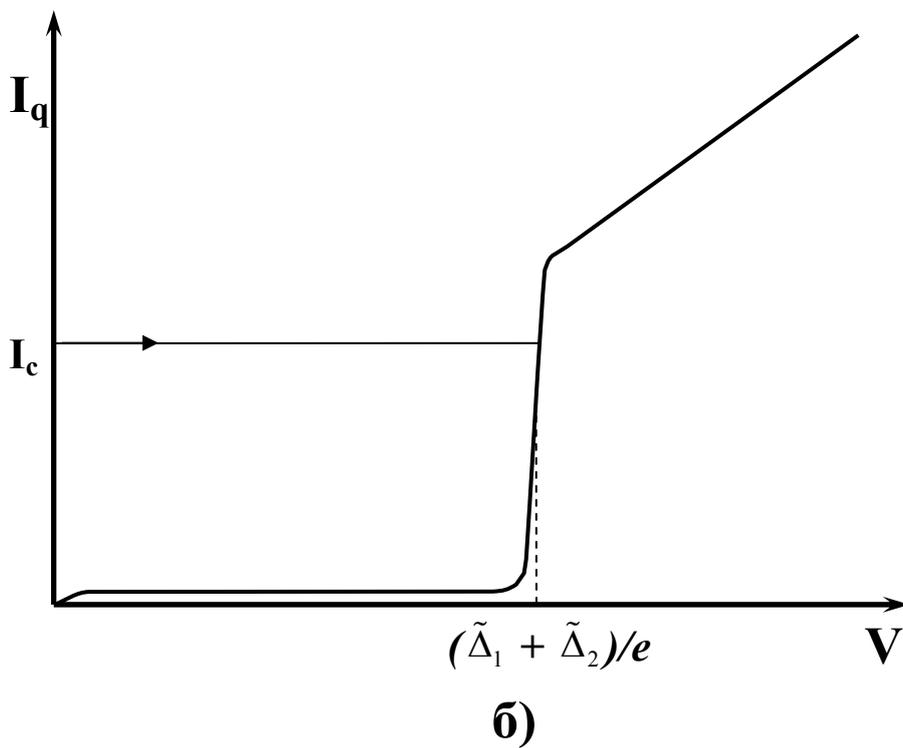
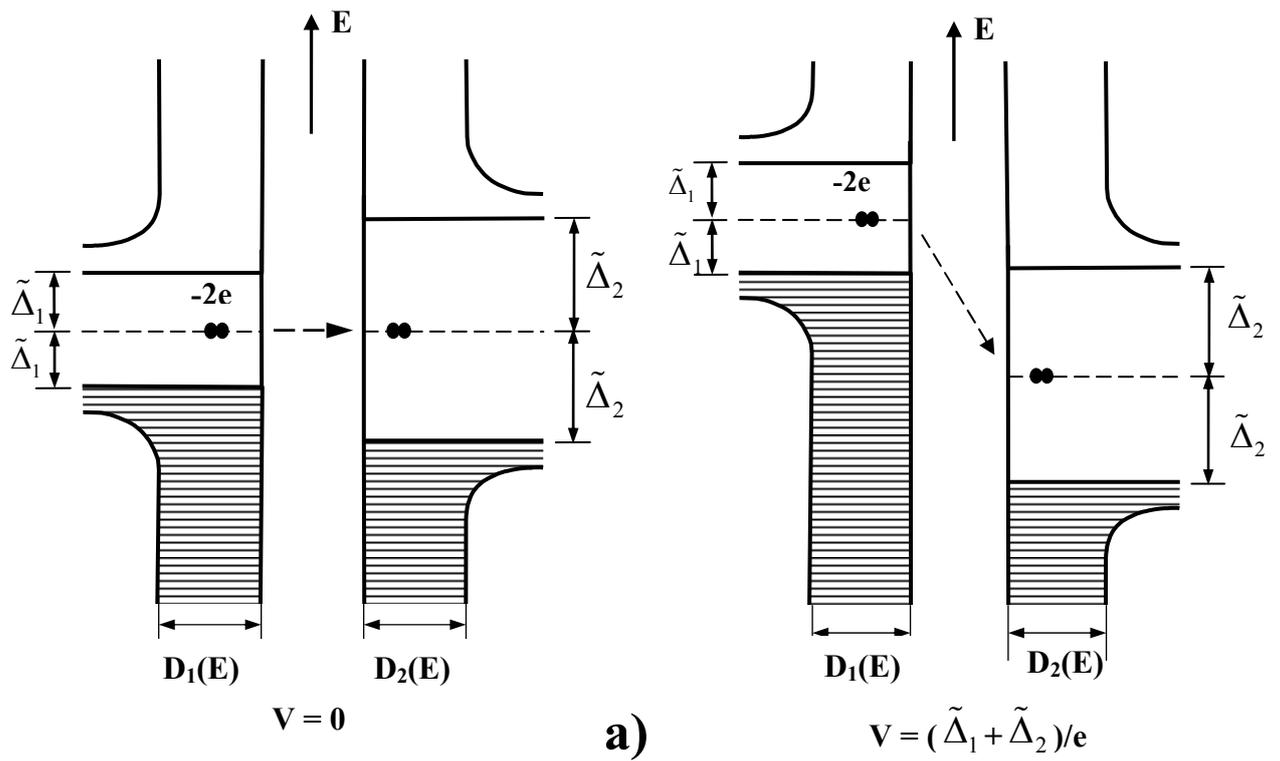


Рис. 1.9. Энергетические диаграммы (а) и вольтамперная характеристика (б) туннельного джозефсоновского СИС перехода.

1.5. Постановка задачи

Есть несколько причин, требующих существенного расширения полосы синхронизации ФАПЧ для СГГ.

При определенных рабочих частотах ширина автономной линии СГГ превышает 10 МГц [45, 46], и существующая полупроводниковая ФАПЧ не осуществляет эффективную синхронизацию.

Для расширения частотного диапазона СИП до 1 ТГц и выше, СГГ будет изготавливаться основе плёнок NbN и NbTiN [47-50] с использованием искусственных барьеров из AlN [51-53] и MgO [54]. Ожидается, что за счет больших поверхностных потерь в пленках ширина автономной линии СГГ будет существенно превосходить величину 10 МГц. В этом случае для реализации режима синхронизации СГГ и достижения СК около 50 % по оценкам нужна система ФАПЧ с Δ более 30 МГц.

Использование СИП в интерферометрии [55] требует крайне высокого уровня фазовой стабильности СГГ, т.е. низкой доли фазовых шумов. Для требований проекта ALMA [27, 56] должно выполняться условие $СК > 95 \%$. Полупроводниковая система ФАПЧ обеспечивает такое значение СК лишь при некоторых рабочих частотах СИП, где ширина автономной линии СГГ составляет около 0.5 МГц. Чтобы получить требуемый уровень СК для ширины автономной линии СГГ 2 МГц по оценкам требуется система ФАПЧ для СГГ с шириной полосы синхронизации 40...50 МГц.

Главной целью настоящей диссертационной работы является разработка, создание и изучение криогенной системы ФАПЧ с шириной полосы синхронизации более 40 МГц, что позволит существенно расширить частотный диапазон СИП (до 1 ТГц) и увеличит возможности применения его в интерферометрии.

Для достижения этой цели должен быть решен ряд задач:

- 1) Исследование спектральных свойств СИП со сверхпроводниковым генератором гетеродина. Изучение спектральных характеристик фазовосинхронизованного СГГ и их зависимости от параметров системы ФАПЧ.
- 2) Реализация криогенного фазового детектора (КФД), основанного на туннельном СИС-переходе. Исследование его электрофизических свойств, определение амплитудных и частотных характеристик, описание принципа его работы.
- 3) Разработка схемы криогенной системы ФАПЧ для СГГ, значительно уменьшающей фазовые шумы и улучшающей спектральное качество линии излучения фазовосинхронизованного СГГ по сравнению с аналогом – полупроводниковой системой ФАПЧ, работающей вне криостата при комнатной температуре.
- 4) Оптимизация согласования КФД и СГГ и схемы их совместного включения в состав криогенной системы ФАПЧ.
- 5) Экспериментальная реализация криогенной системы ФАПЧ для СГГ, исследование её свойств. Реализация криогенной системы ФАПЧ с эффективной полосой синхронизации более 40 МГц.

Глава 2. Спектральные свойства СИП, определяемые СГГ

Особенности спектра СГГ влияют на спектральные свойства СИП. Данная глава посвящена изучению этого влияния и выработке требований к спектру гетеродина. Были исследованы также зависимости спектрального качества ФС СГГ от ширины полосы синхронизации ФАПЧ и от задержек в петле.

2.1. Спектральное разрешение СИП, основанного на СГГ

В сверхпроводниковом интегральном приемнике (СИП) сигнал ПЧ на выходе СИС - смесителя равен произведению сигнала с приемной антенны и сигнала гетеродина. При помощи теоремы о свертке [62] для спектров сигналов получается выражение:

$$I(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(x-f)O(x)dx,$$

где $S(f)$, $O(f)$, $I(f)$ – спектры мощности источника, гетеродина и выходного сигнала соответственно, f – частота. Таким образом, можно вычислить спектр мощности выходного сигнала $I(f)$ как свертку спектров мощности источника и гетеродина.

В идеальном приемнике спектр гетеродина должен иметь форму δ – функции, чтобы понижение частоты сигнала, принимаемого антенной, проходило без искажений спектра последнего. Однако, линия излучения СГГ имеет конечную ширину и фазовые шумы. Если СГГ находится в режиме частотной стабилизации, то спектральное разрешение СИП равно ширине автономной линии и может достигать нескольких МГц в зависимости от рабочей частоты [А8, А10, А16]. При использовании фазовосинхронизированного СГГ (ФС СГГ), предельное спектральное разрешение в принципе лимитируется качеством опорного осциллятора системы ФАПЧ и опорного генератора для ГС. В СИП спектральное

разрешение в режиме фазовой синхронизации может достигать 10 КГц [А3, 33, 38]. Однако, например, для проекта TELIS, ввиду использования на выходе ПЧ автокоррелятора, оно определяется его аппаратной функцией и равно 3 МГц [63] (этого было достаточно для решения поставленных задач по исследованию спектров газов в атмосфере). Для детектирования близко расположенных линий и определения формы одиночной узкой линии, а также для задач, где нужно знать фазу принимаемого сигнала (например, в интерферометрии), необходимо использовать режим фазовой синхронизации СГГ.

Пример влияния спектра СГГ на форму принимаемого сигнала приведен на рис. 2.1 [А1,А2]. Источником здесь является расчетная спектральная линия газа HCl, соответствующая его расположению в атмосфере на высоте 35 км. Ширина автономной линии используемого СГГ составляет 4 МГц, а СК при синхронизации комнатной полупроводниковой ФАПЧ равно 67%. Видно, что для частотно-стабилизированного СГГ происходит заметное сглаживание пиков, в отличие от случая фазовой синхронизации. Если же использовать в моделировании спектр СГГ с СК = 95% (достигается при ширине автономной линии около 0.5 МГц), то в приведенном на графике масштабе искажения спектра будут незаметны и выходной сигнал практически совпадет с входным.

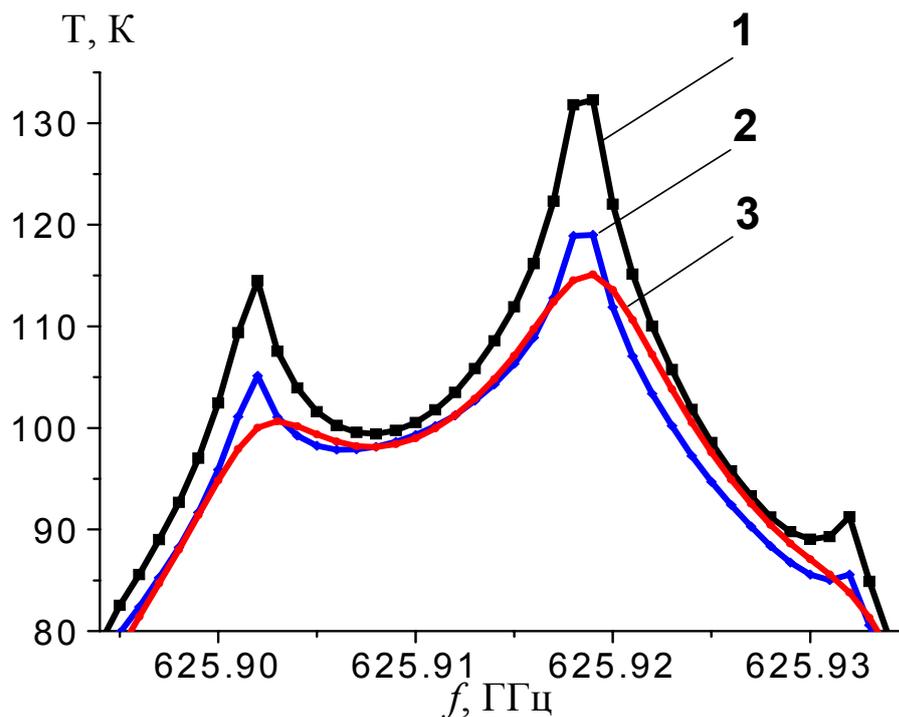


Рис. 2.1. Рассчитанные выходные спектры для ФС СГГ с СК = 67% (кривая 2) и соответствующего частотно-стабилизированного СГГ с шириной автономной линии 4 МГц (кривая 3) в сравнении со спектром на выходе идеального приемника (кривая 1), который совпадает с входным спектром [А5].

2.2. Восстановление спектра сигнала источника при известном спектре гетеродина

В том случае, когда невозможно уменьшить искажения, вносимые прибором, аппаратным путем, для повышения разрешения могут применяться математические методы. В случае гетеродинных приемников требуется восстановить форму спектра входного сигнала с учетом информации о спектрах выходного сигнала и гетеродина. Таким образом, задача заключается в подборе метода восстановления спектра входного сигнала с учетом особенностей спектра сверхпроводникового гетеродина.

2.2.1. Деконволюция

Деконволюция является самым распространенным методом восстановления сигнала в астрономии, оптике и спектрометрии. Рассмотрим спектр мощности сигнала на выходе приемника $I(f)$, соответствующий спектру принимаемого сигнала $S(f)$. Они связаны соотношением

$$I(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S(x-f)O(x)dx + N(f),$$

где $N(f)$ спектр шума, $O(f)$ – спектр гетеродина.

В фурье-пространстве это уравнение принимает вид

$$\hat{I}(x) = \hat{S}(x)\hat{O}(x) + \hat{N}(x). \quad (2.1)$$

Задача деконволюции - определить $S(f)$ при условии, что известны функции $O(f)$ и $I(f)$. Решение может быть получено при вычислении фурье-прообраза функции $\hat{S}(x)$:

$$\hat{S}(x) = \frac{\hat{I}(x)}{\hat{O}(x)} = \hat{S}(x) + \frac{\hat{N}(x)}{\hat{O}(x)}. \quad (2.2)$$

Этот метод является очень быстрым, поскольку требует лишь прямого и обратного преобразования Фурье. Для величин x , близких к границе отсечки (Фурье образ функции $\hat{O}(x)$ ограничена по x), функция $\hat{O}(x)$ может принимать значения близкие к нулю, и деление на нее вызывает усиление шума. Поэтому в случае наличия шума данный метод применять нельзя. Уравнение (2.1) в общем случае называют некорректной задачей (не удовлетворяется условие существования и единственности решения).

Однако, в случае ФС СГГ спектр $O(f)$ имеет центральный пик (см. рис. 1.5а в п. 1.2), ширина которого мала, т.е. Фурье-образ $\hat{O}(x)$ при x , близких к отсечке, имеет конечное значение, заведомо не близкое к нулю (спектр δ – функции – константа [64]). Из этого факта вытекает, что в уравнении (2.2) компонента $\frac{\hat{N}(x)}{\hat{O}(x)}$ не обратится в ноль. Данное объяснение

позволяет уверенно использовать метод простой деконволюции, описываемый уравнением (2.2), для восстановления спектра сигнала, измеренного с помощью СИП. Усиление шума в спектре все же происходит (имеется в виду шум, проявляющийся независимо в каждом отдельном спектральном канале). За счет центрального пика в спектре ФС СГГ из свойств преобразования Фурье этот коэффициент усиления четко определен и равен $100\% / СК$, где СК - спектральное качество использовавшейся линии гетеродина. Т.е., для того, чтобы усиление шума при деконволюции не превышало двух раз, нужно соблюсти условие: $СК > 50\%$ [А5,А6].

Метод простой деконволюции был применен для восстановления линий излучения газа OCS, измеренных СИП и имеющих частоты 619.6213651 ГГц и 631.7429035 ГГц (рис. 2.2). [А7]. Частота СГГ равна 625.24 ГГц. Линия слева принадлежит нижней, а справа – верхней боковой полосе СГГ. Спектр имеет низкий уровень шумов и прекрасно демонстрирует применимость метода простой деконволюции для восстановления.

Для общности следует отметить, что для решения проблемы восстановления сигнала существуют многочисленные модифицированные методы деконволюции:

- 1) метод линейной регуляризации Тихонова [65,66]
- 2) метода наибольшего правдоподобия [67]
- 3) Методы Байеса. [68]
- 4) также вейвлет метод учета аппаратной функции прибора [68].

Каждый представленный метод обладает некоторой спецификой и часто направлен на решение определенного ограниченного класса задач.

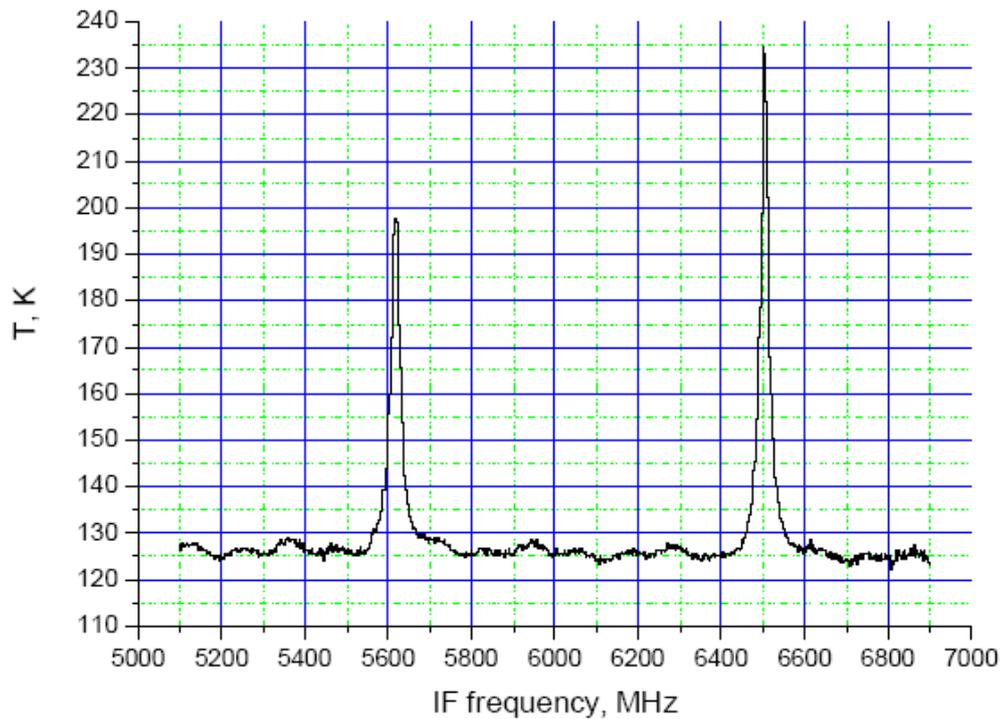


Рис. 2.2. Восстановленный спектр газа OCS, находящегося при давлении 1.2 мБар [А7].

2.2.2. Итерационный метод

Этот метод предложен автором данной работы [А5]. Он основан на специфике формы спектра ФС СГГ, который можно представить в виде суммы двух частей: $O(f) = O_1(f) + O_2(f)$, где $O_1(f)$ - центральный очень узкий пик, $O_2(f)$ - подставка из фазовых шумов. Спектральное качество в этом случае равно отношению мощности, содержащейся в части O_1 , к мощности во всем спектре ($O_1 + O_2$).

Запишем действие гетеродина на спектр принимаемого сигнала в операторном виде: $\hat{O} \circ S(f) = I(f)$. Здесь $S(f)$ и $I(f)$ - спектры источника и сигнала на выходе; \hat{O} - оператор, соответствующий свертке со спектром локального осциллятора. В силу линейности операции конволюции $\hat{O} = \hat{O}_1 + \hat{O}_2$.

В проводимых вычислениях спектр гетеродина $O(f)$ нормируется на единицу. Представим его в виде:

$$O(f) = k_1 o_1(f) + k_2 o_2(f),$$

где $k_1 o_1 = O_1$, $k_2 o_2 = O_2$; спектры o_1 и o_2 - нормированы на единицу, следовательно $k_1 + k_2 = 1$. В таком представлении получаем $CK = k_1 100\%$.

С учетом сказанного выше имеем

$$I(f) = (k_1 \hat{o}_1 + k_2 \hat{o}_2) \circ S(f).$$

Так как известен спектр гетеродина, то известны и операторы \hat{o}_1 и \hat{o}_2 . Спектр на выходе приемника $I(f)$ также известен. Заметим, что оператор \hat{o}_1 соответствует свертке со спектром o_1 , который представляет собой очень узкий пик единичной площади, т.е. δ -функцию. Можно считать, что $\hat{o}_1 \equiv \hat{E}$; \hat{E} - единичный оператор, не меняющий спектр сигнала.

Подействуем на $I(f)$ оператором $k_1 \hat{o}_1 - k_2 \hat{o}_2$:

$$(k_1 \hat{o}_1 - k_2 \hat{o}_2) \circ I(f) = (k_1 \hat{o}_1 - k_2 \hat{o}_2) \circ (k_1 \hat{o}_1 + k_2 \hat{o}_2) \circ S(f) = (k_1^2 \hat{o}_1^2 - k_2^2 \hat{o}_2^2) \circ S(f)$$

На это выражение подействуем оператором $k_1^2 \hat{o}_1^2 + k_2^2 \hat{o}_2^2$, в результате придем к выражению

$$(k_1^4 \hat{o}_1^4 - k_2^4 \hat{o}_2^4) \circ S(f)$$

Продолжая эту последовательность действий (умножение на сопряженные выражения), получим:

$$(k_1^n \hat{o}_1^n - k_2^n \hat{o}_2^n) \circ S(f) = k_1^n \left(\hat{o}_1^n - \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^n \hat{o}_2^n \right) \circ S(f) \quad (2)$$

Если $k_2/k_1 < 1$, что соответствует случаю $СК > 50\%$, то при $n \rightarrow \infty$ коэффициент при втором члене в этом выражении стремится к нулю. Так как $\hat{\delta}_1 \equiv \hat{E}$, в выражении (2) остается только искомый спектр сигнала $S(f)$. В расчетах, например, при $СК \approx 75\%$, для достаточной точности достаточно иметь $n = 2^4 \dots 2^5$, т.е. совершить 4–5 итераций.

Основным недостатком разработанного итерационного метода по сравнению с деконволюцией является ограниченность диапазона его применения: требуется ФС СГГ с $СК > 50\%$, кроме того, этот метод медленнее, т.е. в целом он уступает деконволюции. Однако, он имеет одно важное преимущество: метод не может привести к некорректно поставленным задачам.

2.2.3. Учет ошибки в определении СК

При калибровке приемника спектр ФС СГГ может быть измерен неточно, т.е. не соответствовать спектру СГГ, который был непосредственно при измерениях приемником внешнего сигнала. Это приведет к дополнительным ошибкам при восстановлении [А4]. В таком случае, определяющий вклад в ошибку вносит неточность определения величины мощности в центральном пике, т.е. величины СК. Оценки показывают, что относительная ошибка интенсивности линии сигнала после деконволюции $\frac{\Delta I(f)}{I(f)}$ лежит в пределах величины $\frac{\Delta I(f)}{I(f)} \leq \frac{\Delta СК}{СК}$, т.е. при уменьшении СК растет влияние неточности его определения на итоговую ошибку измерений. Чем шире измеряемая линия, тем меньше величина такой ошибки.

2.3. Ширина синхронизации полупроводниковой системы ФАПЧ для СГГ

После изучения спектральных характеристик СИП в зависимости от параметров линии излучения ФС СГГ, возникает вопрос, как именно зависит СК от ширины полосы синхронизации ФАПЧ; как полоса связана с задержкой петли; и чему равна эта задержка для полупроводниковой ФАПЧ?

Зависимость СК ФС СГГ от ширины автономной линии излучения была показана в п. 1.3 на рис. 1.9. Приведенные результаты получены для разных систем ФАПЧ, но с одинаковыми ширинами полос синхронизации Δ . Т.е. для фиксированной ширины автономной линии СГГ его СК при фазовой синхронизации определяется лишь величиной Δ ФАПЧ. Установлено, что Δ комнатной системы ФАПЧ ограничена групповой задержкой сигнала в петле системы τ [А6, А9, А11]. Для изучения влияния τ на работу комнатной системы ФАПЧ был проведен эксперимент: в петлю вносилась дополнительная задержка путем увеличения длины соединительных кабелей петли [А14]. Из-за конечной величины скорости света с учетом диэлектрической проницаемости групповая задержка сигнала в 1 м кабеля равна 5.2 нс. На рис. 2.3, представлено изменение спектра ФС СГГ. Видно, как с ростом задержки петли происходит сужение Δ полупроводниковой системы ФАПЧ и увеличение уровня фазовых шумов.

Проверкой того, что изменение спектров СГГ вызвано именно ростом групповой задержки петли τ , послужил простой эксперимент [А14]. Задержку вносили на двух разных участках петли: до электронного блока ФАПЧ, т.е. до фазового детектора, когда частота сигнала равна приблизительно 400 МГц; и после электронного блока ФАПЧ, когда частота сигнала не выходит за рамки диапазона от 0 до 50 МГц. Для обоих случаев спектры ФС СГГ совпали. Результат того, что групповая задержка оказывает одинаковое воздействие на систему независимо от того, в каком месте петли она внесена, можно получить из анализа основного уравнения ФАПЧ [57,58].

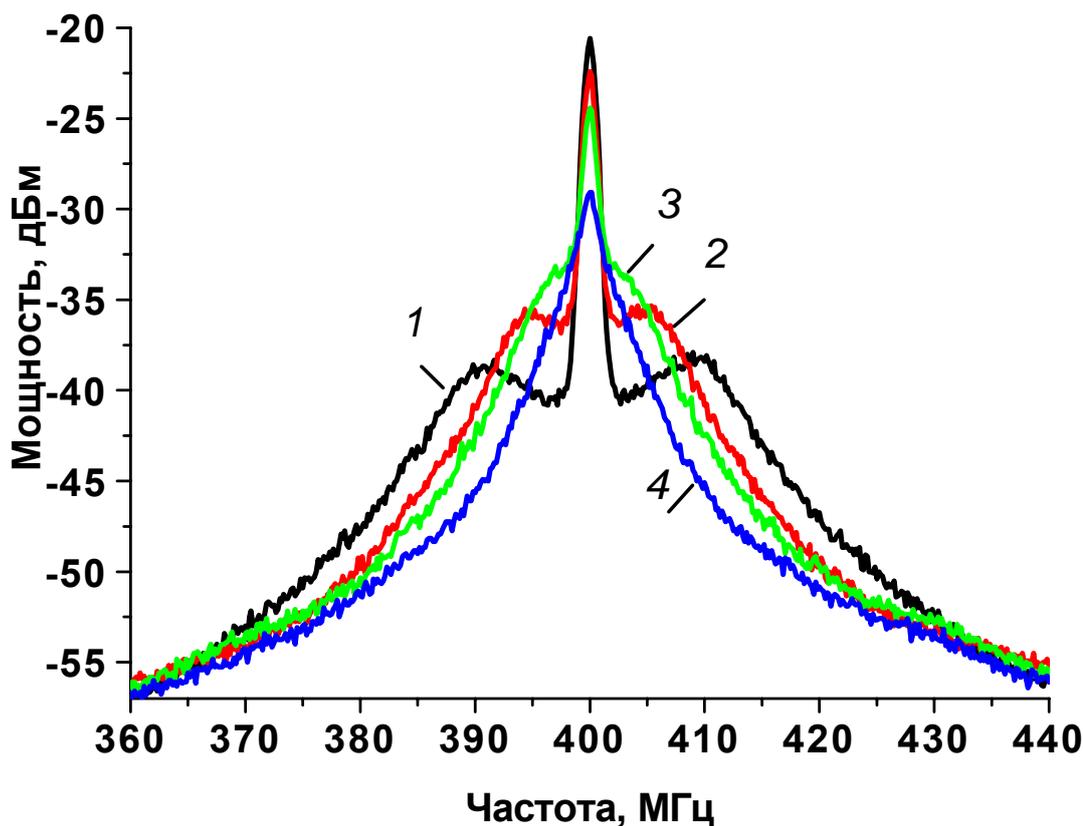


Рис. 2.3. Преобразованные вниз по частоте спектры ФС СГГ, измеренные при различной длине кабелей петли (частота СГГ- 648 ГГц, ширина автономной линии - 3.4 МГц, что соответствует СК = 67 % при длине петли 2.13 м). Кривые 1-4 соответствуют длине петли, равной 2.2; 4.2; 6.2 и 8.2 м.

Исследования того, как меняется Δ с ростом τ , показали, что эта зависимость имеет обратный характер. Из простейших соображений следует, что уменьшение задержки в два раза увеличивает вдвое частоту отстройки от несущей, при которой происходит разворот фазы сигнала обратной связи на π . Это увеличит Δ вдвое. Данная обратная зависимость хорошо подтверждается экспериментом, результат которого показан на рис. 2.4. По оси ординат отложена величина Δ^{-1} в МГц^{-1} . Пересечение аппроксимации графика с осью абсцисс является ключевой точкой позволяющей определить τ системы с точностью 0.5 нс. Именно в ней находится начало отчета для

оси абсцисс, т.е. $\tau = 0$. Экспериментальные точки на графике, соответствующие наименьшей длине петли, получены для ФАПЧ без дополнительных задержек. Расстояние между этими точками и пересечением аппроксимации графика с осью абсцисс показывает, что для полупроводниковой комнатной ФАПЧ τ равно примерно 17 нс. Эта величина складывается из 11.5 нс, обусловленных задержкой в соединительных кабелях длиной около 2.2 м и задержкой 5.5 нс в электронном блоке ФАПЧ. Таким образом, установлено, что основная часть задержки полупроводниковой ФАПЧ сосредоточена именно в соединительных кабелях петли.

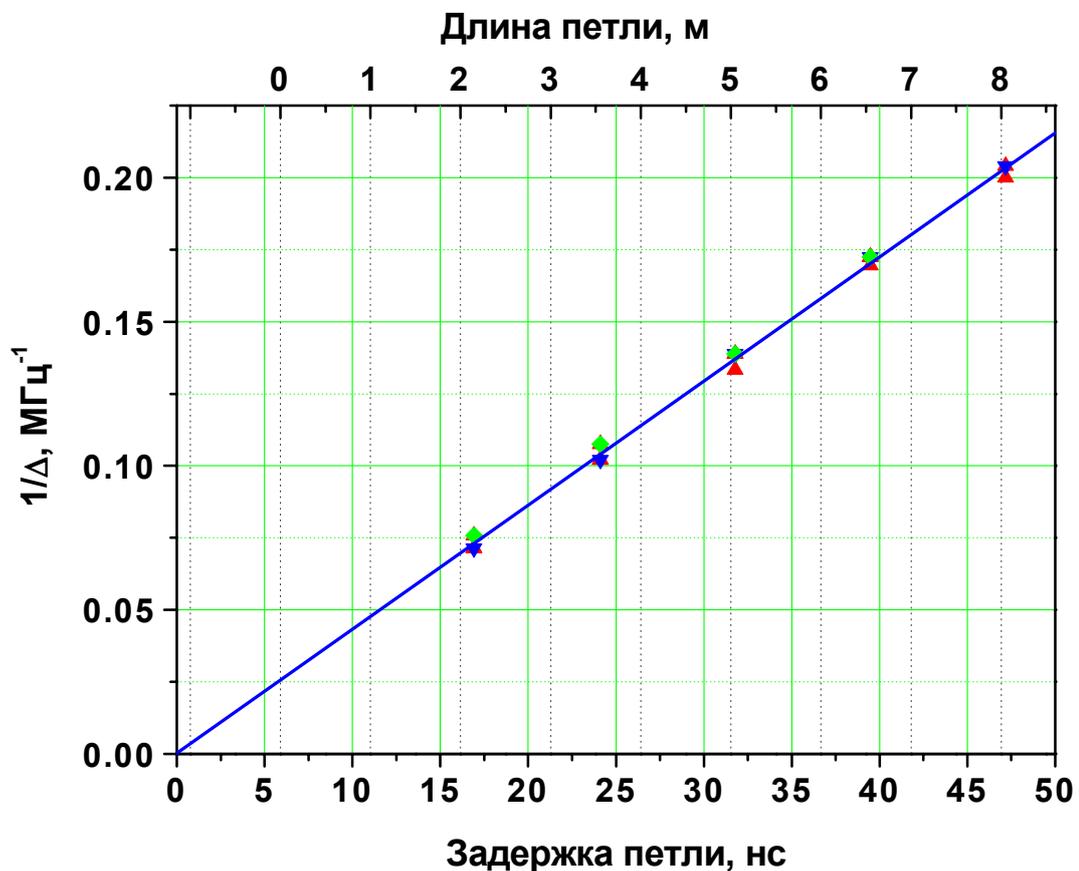


Рис. 2.4 Зависимость величины, обратной ширине полосы синхронизации ФАПЧ Δ^{-1} , от задержки в петле. Данные получены для трех различных ширин автономной линии СГГ (1.3 МГц; 2.2 МГц; 4.2 МГц).

Логично ожидать, что и СК ФС СГГ при уменьшении задержки до нуля должно приближаться к величине 100%. Измерения подтверждают это (см. рис. 2.5); более того, они показывают, что зависимость СК от τ имеет

линейный характер. Из графика видно, что наклон кривых монотонно меняется с шириной автономной линии СГГ. Аппроксимирующие прямые для представленных данных пересекают уровень СК = 100 % приблизительно в одной точке, в которой значение задержки петли равно нулю. Основное удобство данных графиков заключается в том, что линейный характер позволяет быстро и просто оценить величину СК при уменьшении групповой задержки для конкретной ширины линии СГГ. Например, чтобы получить величину СК = 75 % при ширине автономной линии СГГ 10 МГц, для которой комнатная полупроводниковая ФАПЧ дает СК примерно 25 %, необходимо сократить задержку петли до 5...6 нс. При этом Δ системы, согласно рис.4, должно быть более 40 МГц.

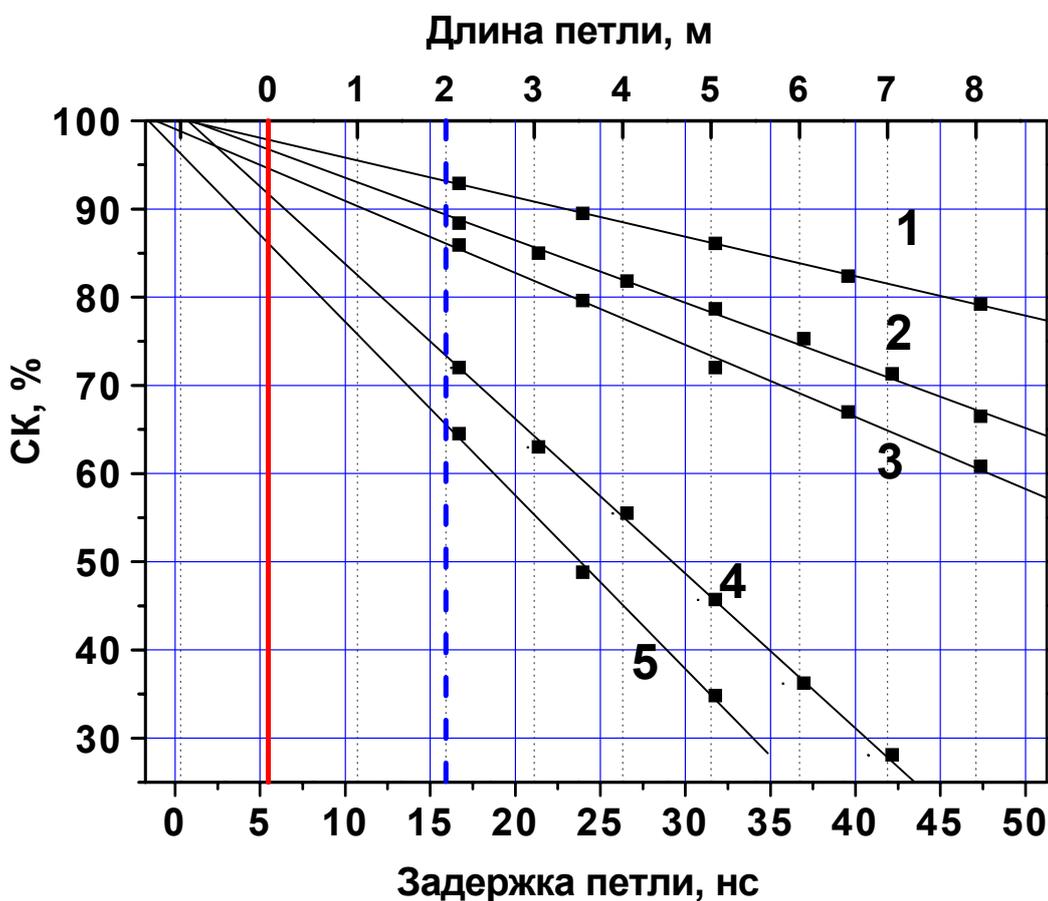


Рис. 2.5. Зависимость величины СК от групповой задержки в петле при увеличении длины соединительных кабелей петли. Кривые 1- 5 соответствуют ширине автономной линии, равной 1.3; 1.7; 2.2; 3.4 и 4.2 МГц соответственно.

Таким образом, в параграфе показано, что ширина синхронизации ФАПЧ определяется задержкой петли. Величина Δ обратно пропорциональна τ . Зависимость $\Delta^{-1}(\tau)$ линейна, что позволило определить задержку петли комнатной ФАПЧ (17 нс с точностью 0.5 нс).

СК ФС СГГ растет с увеличением Δ при уменьшении τ ; причем зависимость $СК(\tau)$ имеет характер, близкий к линейному и позволяет оценить, насколько должна быть уменьшена задержка петли для достижения требуемого уровня СК.

2.4. Выводы главы

Изучение спектральных свойств СИП и СГГ, проведенное в данной главе, позволяет сделать следующие выводы:

1) особенность спектра ФС СГГ, а именно наличие центрального узкого пика, позволяет уверенно использовать метод простой деконволюции, описываемый уравнением (2.1), для восстановления спектра сигнала, измеренного с помощью СИП с усилением шума в спектре в $1/СК$ раз.

2) вклад неточности определения СК в итоговую ошибку измерений после деконволюции лежит в пределах величины $\frac{\Delta СК}{СК}$.

3) определена задержка петли комнатной ФАПЧ τ . Она равна 17 нс (с точностью 0.5 нс), причем кабели петли дают основной вклад, равный 11.5 нс. Установлено, что ширина синхронизации ФАПЧ Δ обратно пропорциональна τ , причем зависимость $\Delta^{-1}(\tau)$ линейна и позволяет измерять τ системы ФАПЧ.

4) СК ФС СГГ растет с увеличением Δ при уменьшении τ , причем зависимость $СК(\tau)$ имеет характер, близкий к линейному и позволяет оценить, насколько должна быть уменьшена задержка петли для достижения требуемого уровня СК.

Таким образом, показано, что СК является основным параметром спектра СГГ и имеет определяющее влияние на спектральные характеристики СИП. Для увеличения СК необходимо уменьшать задержку петли τ . Полученные в главе результаты подтверждают оценки, сделанные во введении, а именно, что для дальнейшего совершенствования СИП нужно создать систему ФАПЧ для СГГ с Δ около 40 МГц, при этом задержка петли должна быть уменьшена до 5...6 нс. Исследование зависимости Δ от τ позволили точно измерить задержку в петле комнатной ФАПЧ и определить, что основная ее часть определяется кабелями петли. Из этого становится очевидным, что новая система ФАПЧ должна быть в первую очередь компактной.

Одним из основных недостатков комнатной полупроводниковой ФАПЧ является то, что ограничение, вызванное длиной проводов, является принципиальным, поскольку фазовый детектор находится вне криостата при комнатной температуре, а большая протяженность кабелей необходима, чтобы обеспечить приемлемо малый поток тепла по ним в гелиевый объем.

Поэтому реализовать новую систему ФАПЧ предлагается путем размещения её вблизи СГГ для минимизации длины кабелей. Все элементы петли должны располагаться и функционировать в криостате при температуре жидкого гелия (4.2 К), что устраняет необходимость наличия длинных соединительных кабелей в петле. Ввиду этого, систему можно назвать *криогенной системой ФАПЧ*. Для нее нужен специфический фазовый детектор, способный работать при гелиевой температуре. Он будет обсуждаться в следующей главе.

Глава 3. Криогенный фазовый детектор

Данная глава посвящена изучению криогенного фазового детектора на туннельном СИС-переходе (КФД) с целью использования его в криогенной ФАПЧ для СГГ. Исследованы фазовые, амплитудные и частотные характеристики КФД.

3.1. Введение

Из теории систем синхронизации известно, что практически любой нелинейный смеситель может служить фазовым детектором (ФД) [58]. Туннельный СИС-переход, благодаря своим нелинейным свойствам, широко применяется в сверхпроводниковой электронике как перемножающий элемент [20, 69]. Это позволяет использовать его в качестве ФД в криогенной системе ФАПЧ для СГГ.

Такой КФД имеет ряд ключевых преимуществ, за счет которых существенно упрощается создание криогенной системы ФАПЧ для СГГ. Во-первых, СИС-переход работает при температуре 4.2 К; во-вторых, он практически не выделяет тепла (меньше 10^{-6} Вт). Эти свойства позволяют сблизить КФД с СГГ вплоть до интеграции их на один чип (оба элемента могут быть изготовлены из одинаковых материалов). Возможность такого сближения элементов петли наилучшим образом способствует компактности криогенной системы ФАПЧ.

Преимущество СИС-перехода по тепловыделению ярко выражено при сравнении с ФД на полупроводниковых элементах, например, на основе диодных балансных и кольцевых схем [58]. Такие ФД требуют напряжения смещения рабочей точки доли В и имеют значительное выделение тепла (> 1 мВт), что безусловно скажется на работе расположенного рядом СГГ, крайне чувствительного к изменениям температуры, либо потребует

сложных технических решений для развязки элементов по теплу, приводящих к удлинению петли.

Сигнал ошибки на выходе ФД $\varepsilon(t)$, имеющего синусоидальный отклик, зависит от разности фаз входных сигналов $\varphi(t)$ следующим образом: $\varepsilon(t) = mA_1A_2 \sin \varphi(t) = K_{\text{ФД}} \sin \varphi(t)$. Здесь $K_{\text{ФД}}$ – коэффициент передачи перемножающего элемента, равный максимальному значению напряжения на выходе ФД, т.е. амплитуде максимального выходного сигнала; m – коэффициент, характеризующий перемножитель, A_1 и A_2 – амплитуды входных сигналов. Для малых отклонений фазы $\varphi(t) \ll 1$ это уравнение можно записать в виде $\varepsilon(t) = K_{\text{ФД}} \varphi(t)$. Для проектирования системы ФАПЧ важно знать характер фазового отклика ФД (поскольку он может быть несинусоидальным); величину $K_{\text{ФД}}$; частотные свойства ФД; а также величины всех параметров, влияющих на его работу.

Поскольку СИС-переход ранее не использовался как ФД, и это делается впервые, потребовалось провести изучение его свойств в новом качестве. Описать КФД на СИС-переходе значит определить форму его фазового отклика, изучить амплитудные и частотные характеристики. В амплитудные характеристики входит зависимость выходного сигнала (или коэффициента $K_{\text{КФД}} - K_{\text{ФД}}$ для КФД) от величин входных сигналов, от рабочей точки СИС-перехода и других параметров, а также влияние сверхтока (или критического тока слабой связи) СИС перехода на характеристики КФД. Важно также определить оптимальные мощности входных сигналов. К частотным характеристикам КФД относится ширина полосы выходного сигнала и допустимые частоты входных сигналов.

3.2. Анализ вольтамперной характеристики СИС–перехода. Форма фазового отклика

Используемые для исследований в качестве КФД одиночные СИС - переходы изготовлены в Институте радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН. Технологически они выполнены в виде пленочной структуры Nb-AlO_x-Nb, созданной в едином вакуумном цикле методом магнетронного напыления [70,71]. Площади переходов составляют от одного до нескольких мкм² при плотности тока 5 - 10 кА/см². Щелевое напряжение туннельных переходов V_g равно 2.8 мВ. Фото микросхемы, содержащей СИС-переход, представлено на рис. 3.1.

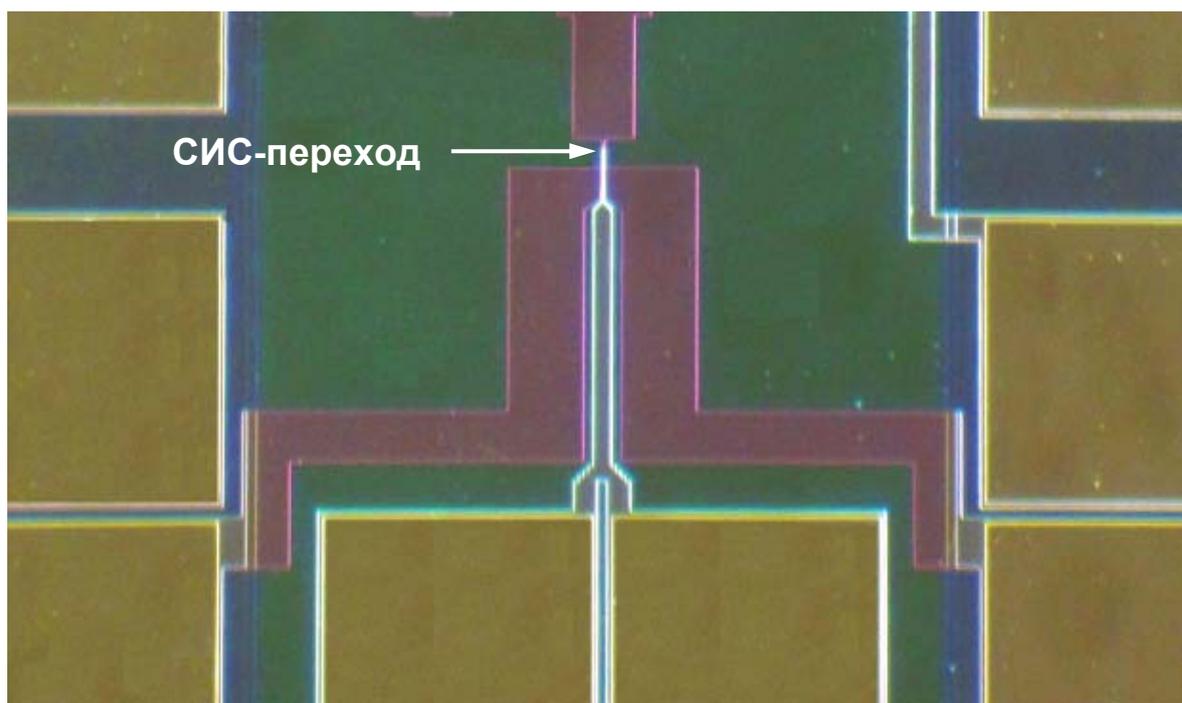


Рис. 3.1. Фото микросхемы КФД. Показано: СИС-переход, подводящие СВЧ структуры и части контактных площадок.

Предварительные оценки возможности использования туннельного СИС-перехода в роли КФД можно провести, анализируя его вольтамперные

характеристики (ВАХ). Типичная автономная ВАХ показана на рис. 3.2а (кривая 1). При подаче на переход сигнала частотой порядка 5 ГГц его ВАХ изменяется (кривая 2). Подобное изменение ВАХ под воздействием СВЧ сигнала принято называть *накачкой ВАХ СВЧ сигналом*, это уже устоявшееся и обще-употребляемое выражение. Кривые 3 и 4 иллюстрируют результат совместного действия двух сигналов одной частоты мощностей P_1 и P_2 (P_1 не превосходит -40 дБм, P_2 на 5 дБ меньше P_1), причем кривая 3 соответствует синфазному случаю, а кривая 4 – противофазному (разность фаз между сигналами 180°). Разность кривых 3 и 4 иллюстрирует кривая 5. Она характеризует величину фазового отклика СИС - перехода на низкой частоте и зависимость этого отклика от напряжения на переходе.

Следует отметить, что, несмотря на малую частоту СВЧ сигнала (энергия кванта меньше величины размытия щели $hf \ll e\delta V$), изменение ВАХ СИС – перехода под его воздействием имеет квантовый, а не шумовой характер. Этот вопрос подробно рассмотрен далее в п. 3.5.

Исследования показали возможность получения синусоидального фазового отклика КФД. На рис. 3.2б продемонстрирована зависимость тока СИС – перехода от разности фаз СВЧ сигналов φ при фиксированном напряжении на нем. Синусоидальный характер отклика сохраняется, когда его амплитуда лежит в пределах примерно $0.1 I_g$ (I_g - величина скачка квазичастичного тока на щели). Этот характер нарушается при слишком большой мощности СВЧ сигналов, вызывающих ток накачки, близкий к I_g (см. рис. 3.2в), а также в случае наличия критического тока. Поскольку система ФАПЧ работает на наклонной части фазового отклика, незначительные отклонения от синусоидальности не критичны. В таком случае система характеризуется крутизной наклона $d\varepsilon(t)/d\varphi(t)$ при $\varphi(t) \ll 1$ и его амплитудой (размахом), которые в случае гармонической зависимости совпадают и равны $K_{\text{КФД}}$. Однако, сильное искажение формы отклика, например, кривая 2 на рис. 3.2.в, приводит к нестабильности работы системы ФАПЧ.

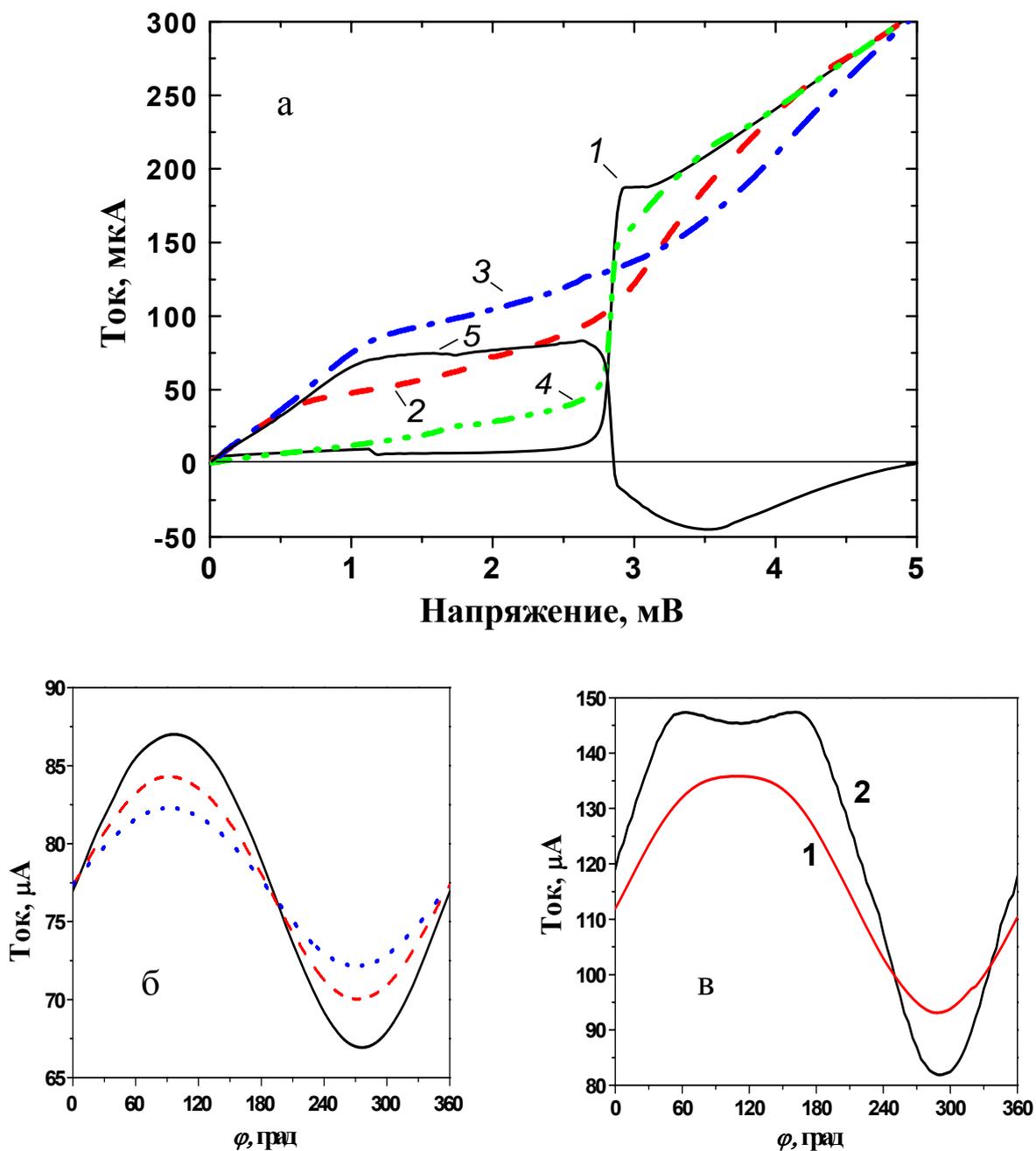


Рис. 3.2. ВАХ СИС-перехода, измеренные при различных мощностях СВЧ сигналов (частота 5 ГГц) (а). Кривая 1 - автономная; кривая 2 - при подаче одного сигнала; кривая 3 - два сигнала, синфазный случай; кривая 4 - два сигнала, противофазный случай (разность фаз равна 180°); кривая 5 - разность значений токов для кривых 3 и 4. Фазовый отклик: (б) синусоидальный (три случая разных мощностей входящих сигналов); (в) - слабое (кривая 1) и сильное (кривая 2) отклонение от синусоидальности. Напряжение на переходе равно 2.55 мВ.

3.3. Частотные характеристики КФД

Рассмотрим требования к частотным свойствам КФД. Частота входного сигнала лежит в интервале 0.4...10 ГГц и равна рабочей частоте ФАПЧ. Диапазон выходного сигнала определяется шириной полосы криогенной ФАПЧ и для $\Delta = 50$ МГц должен быть 0...100 МГц. В этом диапазоне отклик КФД должен быть равномерным по амплитуде.

Диапазон для входного сигнала 0.4...10 ГГц ограничен сверху рабочими частотами НЕМТ усилителей, используемых в криогенной системе ФАПЧ, а снизу условно лимитирован величиной 0.4 ГГц, равной частоте полупроводниковой комнатной ФАПЧ. Для простоты проектирования системы ФАПЧ эта частота должна заметно превосходить ширину ее полосы синхронизации, которая в перспективе составит 50 МГц.

Собственная емкость СИС-перехода микронного размера составляет доли пФ (около 0.1 пФ при площади 1 мкм²). Можно уверенно сказать, что она не будет сказываться на его выходных амплитудно-частотных свойствах в диапазоне до 1 ГГц. Таким образом, представленные выше частотные требования удовлетворены, что было проверено путем измерений отклика в некоторых частотных диапазонах.

Подтверждением тому служат результаты измерений мощности сигнала отклика, представленные на рис. 3.3. В одном случае разность частот подаваемых на СИС-переход сигналов лежала в диапазоне 3...30 МГц, а в другом случае – 150...750 МГц. Эти интервалы частот определены рабочими диапазонами усилителей, использовавшихся в эксперименте. Из рис. 3.3 видно, что неравномерность измеренного отклика лежит в пределах 2 дБ. Она определяется, в основном, частотной характеристикой тракта ПЧ, которая не измерялась отдельно для приведенного эксперимента.

Таким образом, КФД имеет равномерный отклик до частот 750 МГц, что значительно превосходит требуемый для криогенной системы ФАПЧ диапазон 0...100 МГц.

Исследования работы КФД в зависимости от частоты входных сигналов показали, что амплитудные характеристики СИС-перехода имеют схожий характер для частот от 0.4 до 20 ГГц. Это связано с нелинейными свойствами СИС-перехода и генерацией на нем старших гармоник подаваемых сигналов. Отдельное внимание этому вопросу уделено в п. 3.5.

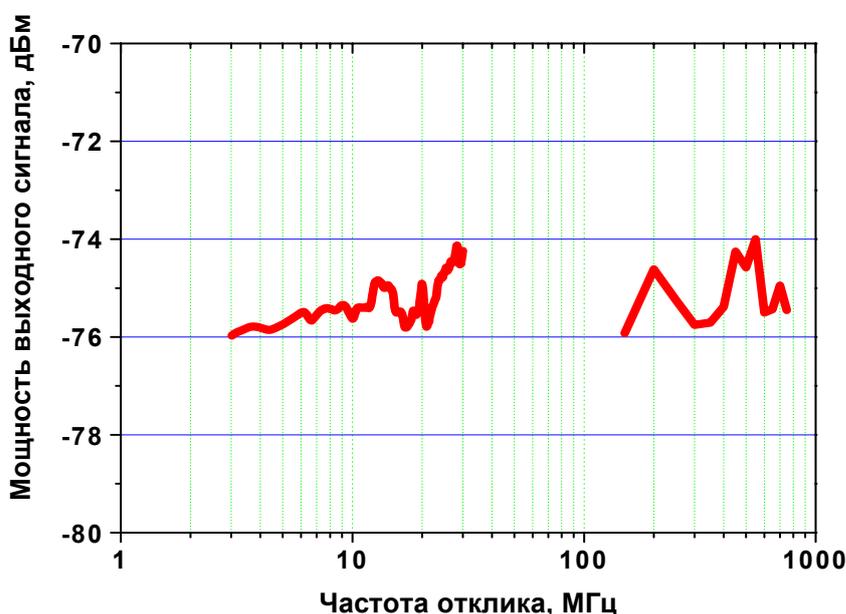


Рис. 3.3. Зависимость мощности отклика СИС-перехода (показания спектроанализатора) от разности частот двух подаваемых СВЧ сигналов. Интервалы измерений 3...30 МГц и 150...750 МГц определены рабочими диапазонами используемых усилителей. Напряжение перехода равно 2.55 мВ.

3.4. Амплитудные характеристики КФД

Рассмотрим КФД на СИС-переходе, подключенный к нагрузочному сопротивлению R , как показано на рис. 3.4. Под действием входных СВЧ сигналов изменяется напряжение КФД, пропорционально которому меняется

ток через сопротивление R . В дальнейшем, при включении КФД в криогенную систему ФАПЧ, этот ток будет управлять частотой генерации СГГ.

Источник тока I_0 позволяет задавать рабочую точку СИС-перехода. Через переход протекает ток I . Напряжение на переходе и на нагрузочном сопротивлении равно V_0 .

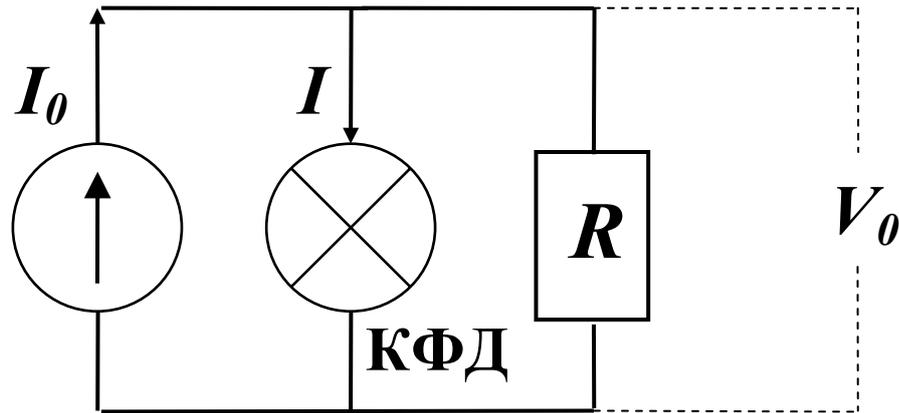
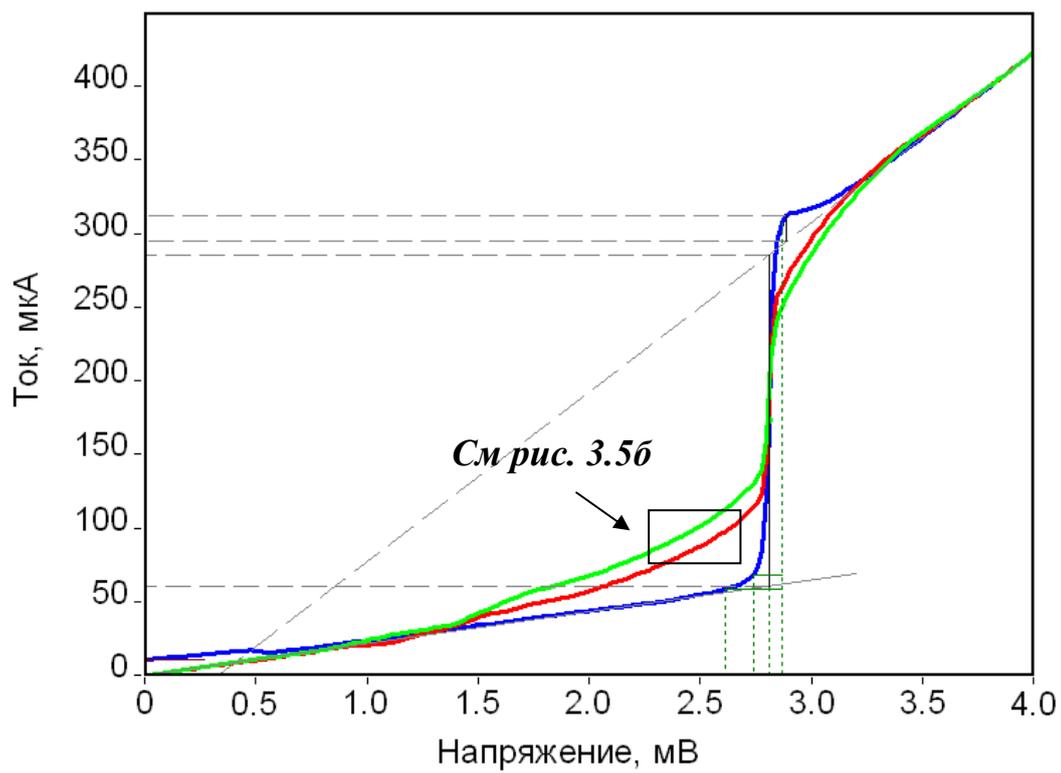
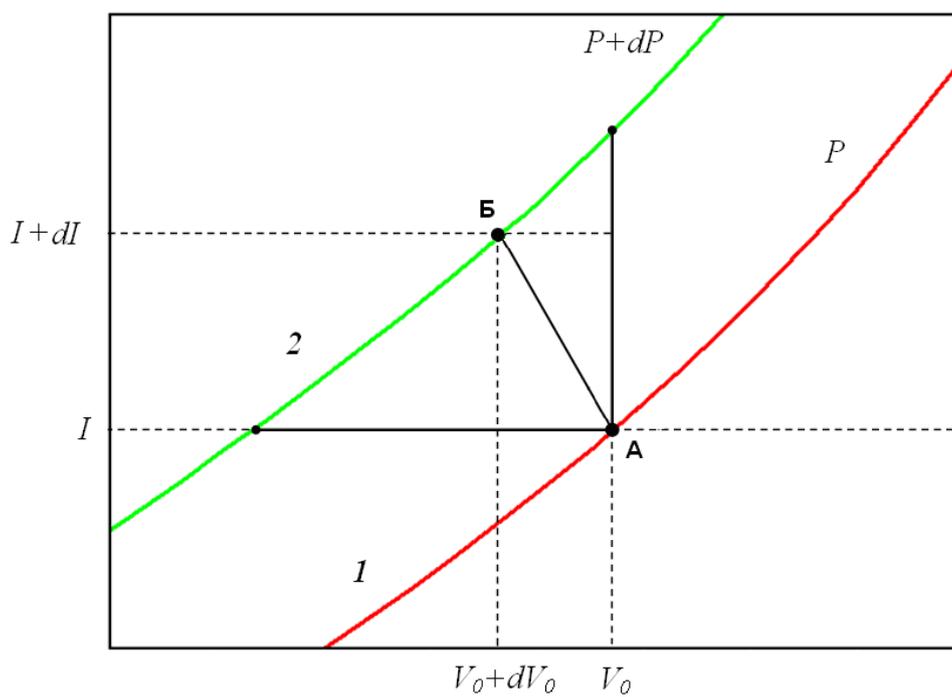


Рис. 3.4. СИС-переход с нагрузочным сопротивлением R .

Рассмотрим изменения, вызываемые в системе малой вариацией мощности P приходящего одиночного СВЧ сигнала. На рис. 3.5а и рис. 3.5б представлены участки ВАХ СИС-перехода, соответствующие близким значениям подаваемой мощности: P и $P+dP$ (кривые 1 и 2). Точка А является начальным положением системы. При увеличении мощности на dP система переместится в точку Б на кривой 2, определяемую нагрузочным сопротивлением R .



а



б

Рис. 3.5. ВАХ СИС-перехода (а): синяя – автономная, красная и синяя – под действием сигнала частоты 4 ГГц, и увеличенная часть (б).

Нужно вычислить, какое изменение напряжения КФД dV_0 вызывает вариация мощности dP . Пусть величины dI , dV_0 , dP малы, что позволяет воспользоваться линейным приближением для кривых на рис. 3.5б. Основное уравнение (см. рис. 3.4) имеет вид:

$$I_0 = I + V_0/R. \quad (3.1)$$

В общем виде ток I зависит от напряжения V_0 и мощности P :

$$dI = \frac{\partial I}{\partial V_0} dV_0 + \frac{\partial I}{\partial P} dP = \frac{1}{r_d} dV_0 + \frac{\partial I}{\partial P} dP, \quad (3.2)$$

где $r_d = \frac{\partial V_0}{\partial I}$ - дифференциальное сопротивление СИС-перехода.

Внешний источник задает постоянный ток $I_0 = const$, При этом, дифференцируя уравнение (3.1), имеем

$$dV_0 = -R dI \quad (3.3)$$

Отсюда следует, что нагрузочная кривая, соединяющая точки А и Б имеет тангенс угла наклона, равный $1/R$.

Подставляя (3.2) в (3.3), получаем:

$$dV_0 = -\frac{R}{r_d} dV_0 - R \frac{\partial I}{\partial P} dP.$$

Упростим это выражение:

$$dV_0 = -\frac{r_d R}{r_d + R} \frac{\partial I}{\partial P} dP \quad (3.4)$$

Рассмотрим случай, когда на СИС-переход подают два сигнала, мощностей P_1 и P_2 с разностью фаз между ними φ . Суммарный сигнал, приходящий на СИС-переход есть их когерентная комбинация и для итоговой мощности справедлива формула [72]:

$$P = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos \varphi. \quad (3.5)$$

Функция одного переменного $I(P)$ в случае подачи двух сигналов имеет вид $I(P(P_1, P_2, \varphi))$ и зависит уже от трех параметров. Рассмотрим область малых отклонений фазы $\varphi \ll 1$, это же приближение используется для описания систем ФАПЧ первого порядка. Одним из наиболее важных параметров фазового детектора является зависимость величины выходного сигнала от разности фаз. Для СИС-перехода при фиксированных P_1 и P_2 такой характеристикой является производная тока по фазе $\frac{dI(P(P_1, P_2, \varphi))}{d\varphi}$. Эту же производную можно представить в виде $\frac{dI(P)}{dP} \cdot \frac{dP(P_1, P_2, \varphi)}{d\varphi}$. Чтобы вычислить $\frac{dP(P_1, P_2, \varphi)}{d\varphi}$, воспользуемся уравнением (3.5). Система ФАПЧ работает на наклонном участке фазовой характеристики, поэтому для анализа малых отклонений фазы, косинус в (3.5) нужно заменить на синус, а синус - на сам аргумент $\sin(\varphi) \approx \varphi$. В результате получаем, что $\frac{dP(P_1, P_2, \varphi)}{d\varphi} = 2\sqrt{P_1 P_2}$. Таким образом, в случае двух сигналов в формуле (3.4) часть $\frac{\partial I}{\partial P} dP$ заменяется на $2 \frac{\partial I}{\partial P} \sqrt{P_1 P_2} d\varphi$ (где $P = P_1 + P_2$) и она принимает вид:

$$dV_0 = -2 \frac{r_d R}{r_d + R} \frac{\partial I}{\partial P} \sqrt{P_1 P_2} d\varphi \quad (3.6)$$

Сравнивая (3.6) с выражением для фазового детектора $\varepsilon(t) = K_{\text{ФД}} \varphi(t)$, можем получить выражение для коэффициента преобразования КФД:

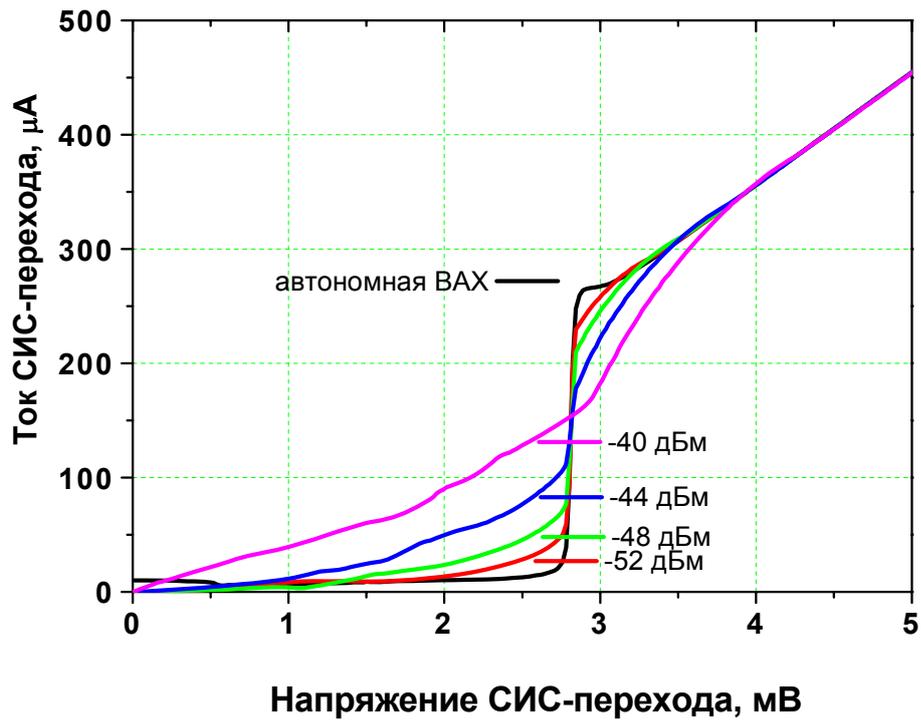
$$K_{\text{КФД}} = \frac{dV_0}{d\varphi} = -2 \frac{r_d R}{r_d + R} \sqrt{P_1 P_2} \frac{\partial I}{\partial P} \quad (3.7)$$

Из формулы (3.6) и (3.7) следует, что измеряя ВАХ для получения r_d и зависимость $I(P)$ (подавая один СВЧ сигнал) для вычисления производной $\frac{\partial I}{\partial P}$, можно полностью охарактеризовать амплитудные свойства СИС-перехода как фазового детектора.

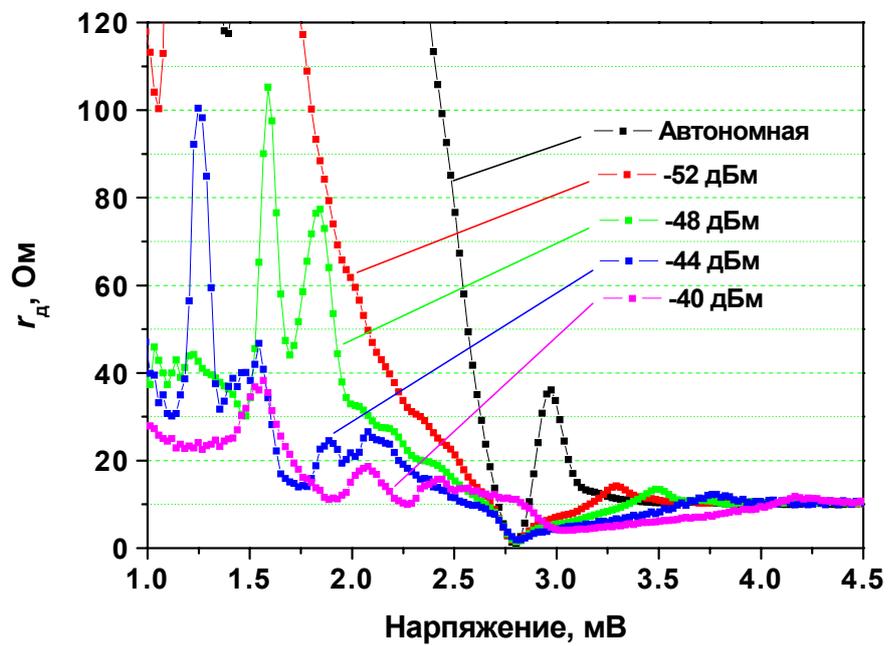
Сопротивление R можно считать равным 50 Ом, величины же $\frac{\partial I}{\partial P}$ и r_d измеряются экспериментально.

На рис. 3.6а представлена серия ВАХ СИС-перехода площадью 2 мкм² под действием СВЧ сигнала частоты 400 МГц и соответствующие им зависимости дифференциальных сопротивлений (рис. 3.6 б). Пики на графиках r_d вызваны наличием критического тока СИС-перехода. С точки зрения согласования СИС-перехода с другими элементами, его r_d должно быть близко к 50 Ом. С увеличением накачки r_d заметно уменьшается. При существенных токах накачки (более 10 мкА), величина r_d лежит в диапазоне 10...50 Ом. Т.о. величина коэффициента $r_d R / (r_d + R)$ меняется от 8 до 25 Ом.

Для этого же образца измерены зависимости $I(P)$ при различных напряжениях смещения (рис. 3.7а), и вычислены соответствующие производные $\frac{\partial I}{\partial P}$ (рис. 3.7б). С увеличением мощности P ток накачки непрерывно растет, затем немного уменьшается и выходит на постоянный уровень (рис. 3.7а). При столь больших мощностях СВЧ сигнала (-25дБм) туннельный переход находится в насыщении, его ВАХ становится почти прямой. Представленный вид $I(P)$ характерен для всех исследованных СИС-переходов (более 15). Особенности зависимости $I(P)$ проанализированы в следующем пункте. Измерения показывают, что величина $\frac{\partial I}{\partial P}$ больше при напряжениях смещения, близких к щелевому и уменьшается с ростом P , обращаясь в ноль при больших мощностях накачки, где зависимость $I(P)$ становится горизонтальной. Значение $\frac{\partial I}{\partial P}$ (кривой 3 на рис. 3.7б) достигает 3000 А/Вт, однако, эксперимент показывает, что для работы КФД в криогенной ФАПЧ необходимо использовать входные сигналы -50...-45 дБм. При этих мощностях $\frac{\partial I}{\partial P}$ можно оценить в 1200 А/Вт.

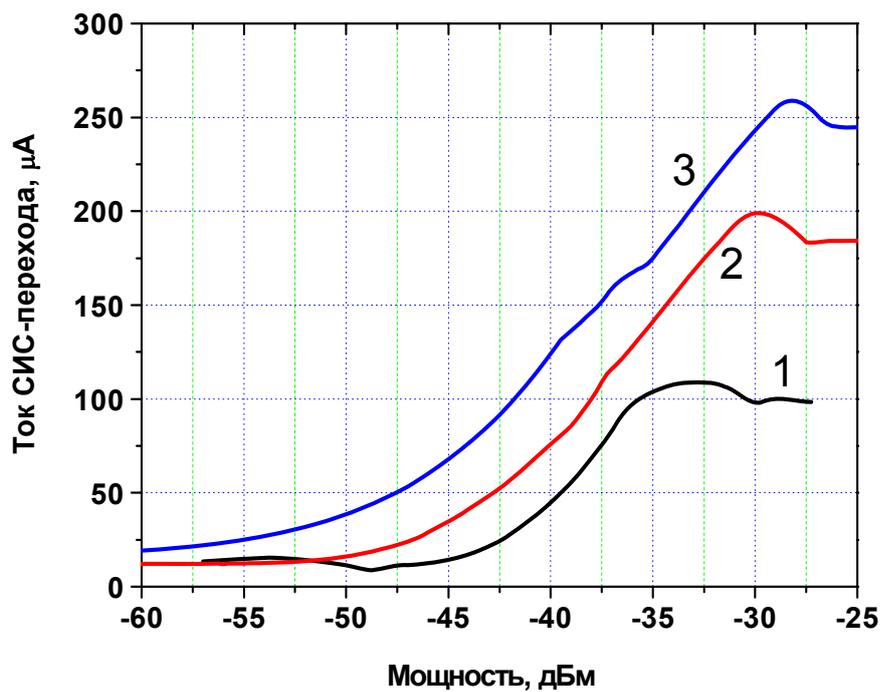


а

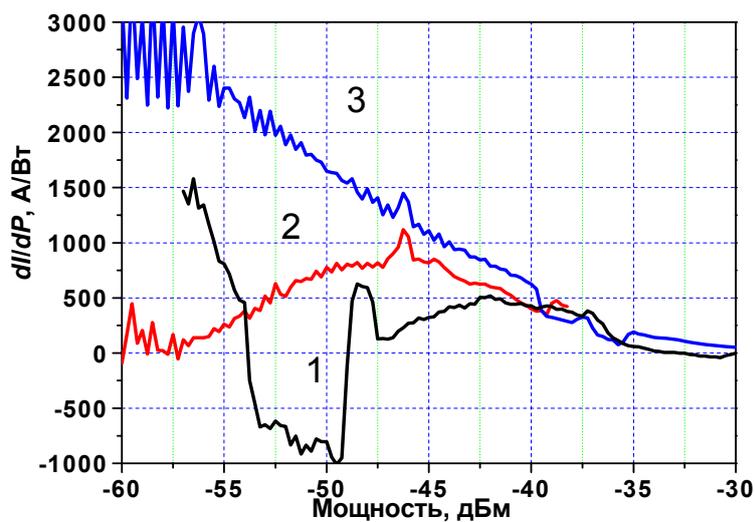


б

Рис. 3.6 ВАХ СИС-перехода при различной мощности подаваемого СВЧ сигнала частотой 400 МГц (а) и соответствующие зависимости r_d от напряжения смещения (б).



а



б

Рис. 3.7 Зависимость тока СИС-перехода от мощности подаваемого СВЧ сигнала $I(P)$ при смещении: 1 мВ – кривая 1, 2 мВ – кривая 2, 2.6 мВ – кривая 3. Соответствующие зависимости $\frac{\partial I}{\partial P}$ показаны на (б).

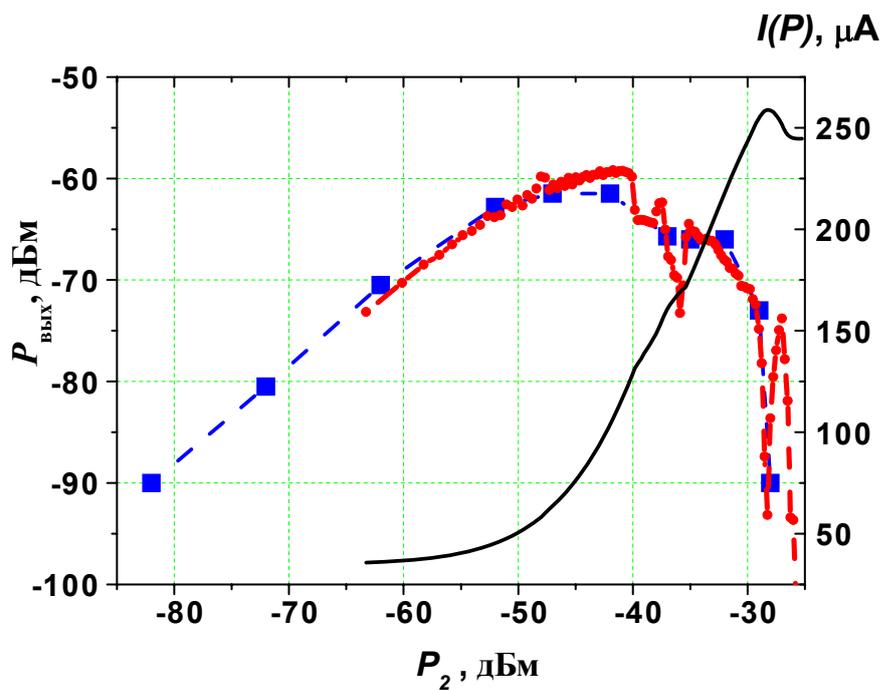
Отрицательное значение $\frac{\partial I}{\partial P}$ для кривой 1 при малых мощностях обусловлено проявлением критического тока.

Выходной сигнал пропорционален $\frac{\partial I}{\partial P}$ и амплитудам входных СВЧ сигналов (3.6). Он невелик при малых P_1 и P_2 , и обращается в ноль во время насыщения СИС-перехода для больших P_1 и P_2 . При некоторых промежуточных значениях мощностей входных сигналов находится его максимальное значение.

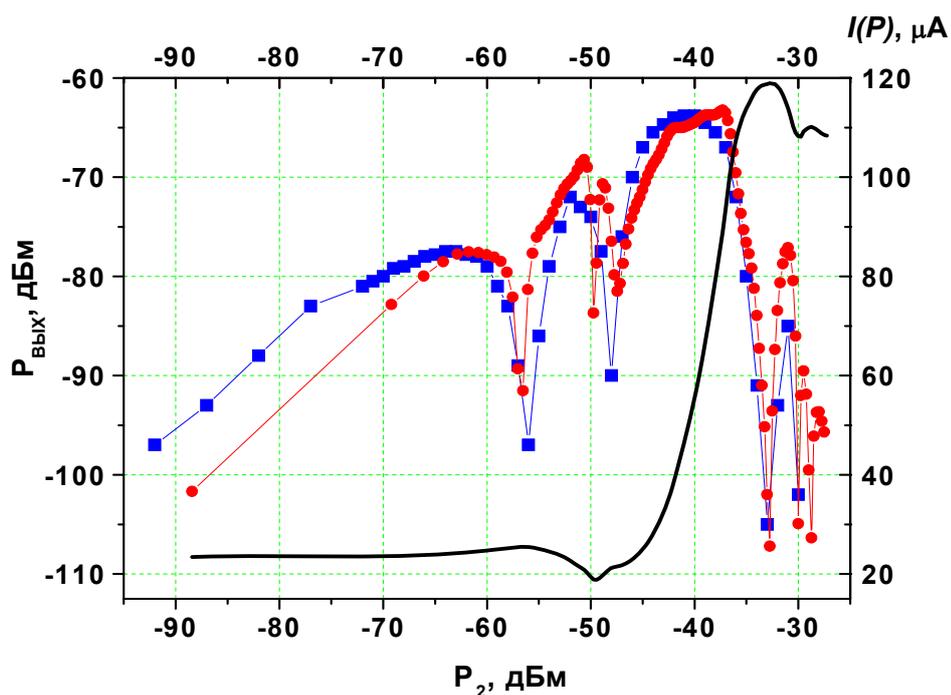
По формуле (3.6) был вычислен выходной сигнал КФД, в частности, его мощность $P_{\text{вых}}$ для конкретных P_1 и P_2 при известной зависимости $I(P)$ и величине r_d . Результаты расчетов представлены на рис. 3.8 в сравнении с данными прямых экспериментальных измерений. В эксперименте СВЧ сигналы двух синтезаторов имели частоты 400 МГц и 410 МГц, а на разностной частоте 10 МГц измерялась мощность отклика. Величина первого сигнала P_1 фиксирована и равна -47 дБм, а P_2 меняется. При $P_2 \ll P_1$ зависимость $P_{\text{вых}}(P_2)$ линейна, затем рост замедляется и сменяется снижением. Падение $P_{\text{вых}}$ при больших мощностях P_2 объясняется уменьшением величины производной $\frac{\partial I}{\partial P}$ при насыщении СИС – перехода. Следует отметить, что особенности на кривых выходной мощности (провалы при $P_2 = -36$ дБм на рис.3.8а и при $P_2 = -48$ дБм и $P_2 = -57$ дБм на рис.3.8б), связаны с наличием критического тока СИС – перехода.

При напряжении смещения 2.5 мВ максимальный выходной сигнала достигается при $P_2 \approx P_1 \approx -43$ дБм, вызывающих ток накачки СИС-перехода величиной около одной трети скачка тока на щели.

Сравнение данных на рис. 3.8 показывает хорошее качественное и удовлетворительное количественное совпадение экспериментальных результатов с расчетом. Это подтверждает правильность модели, приводящей к формуле (3.6), и позволяет использовать удобный метод определения базовых характеристик СИС - перехода в качестве КФД путем измерения лишь зависимости $I(P)$, для чего на СИС – переход нужно подавать только один СВЧ сигнал. Такой метод дает возможность сильно упростить измерения и сэкономить время.



а



б

Рис. 3.8. Зависимости мощности отклика СИС – перехода $P_{\text{вых}}$ и его тока I (сплошная кривая) от мощности P_2 ($I(P)$), $P_1 = -47$ дБм. Квадратики – результат прямых измерений, точки – результат вычислений по значениям кривой $I(P)$. Рисунок (а) – напряжение смещения равно 2.6 мВ; (б) – 1 мВ.

Из множества измеренных и вычисленных данных получена зависимость максимального отклика СИС - перехода от его напряжения смещения (рис. 3.9). Рассматривается диапазон напряжений смещения 0.5 ...2.5 мВ. При напряжениях больше V_g отклик существует, но величина его заметно меньше, чем для рассматриваемого интервала, и эта область не представляет интереса. Максимальный отклик достигался варьированием мощностей P_1 и P_2 . Видно, насколько широк рабочий диапазон напряжений СИСа, некоторый максимум проявляется при напряжениях около 1.5 мВ. Максимальный выходной сигнал, выдаваемый с КФД на нагрузку 50 Ом, практически достигает -50 дБм, и в пересчете в напряжение дает величину около 0.5 мВ, которая является максимально возможным значением амплитуды. Такое напряжение соответствует амплитуде тока порядка 10 мкА.

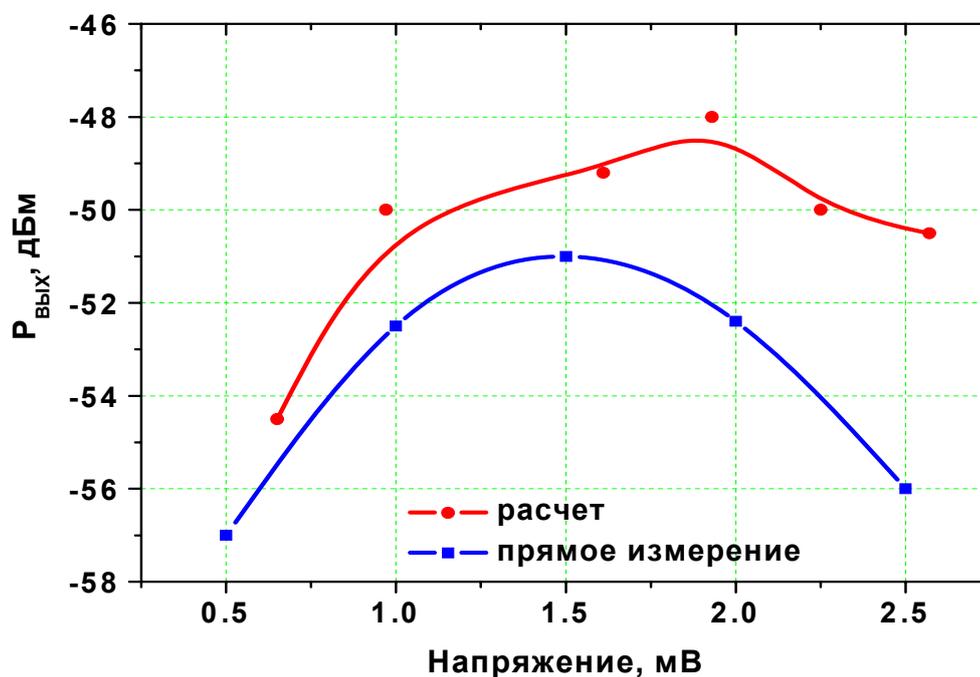


Рис. 3.9. Зависимость максимального отклика СИС - перехода от его напряжения, сравнение измеренной и рассчитанной характеристик. Образец номер 4 серии CPD-01.

3.5. Генерация гармоник опорного сигнала на СИС-переходе

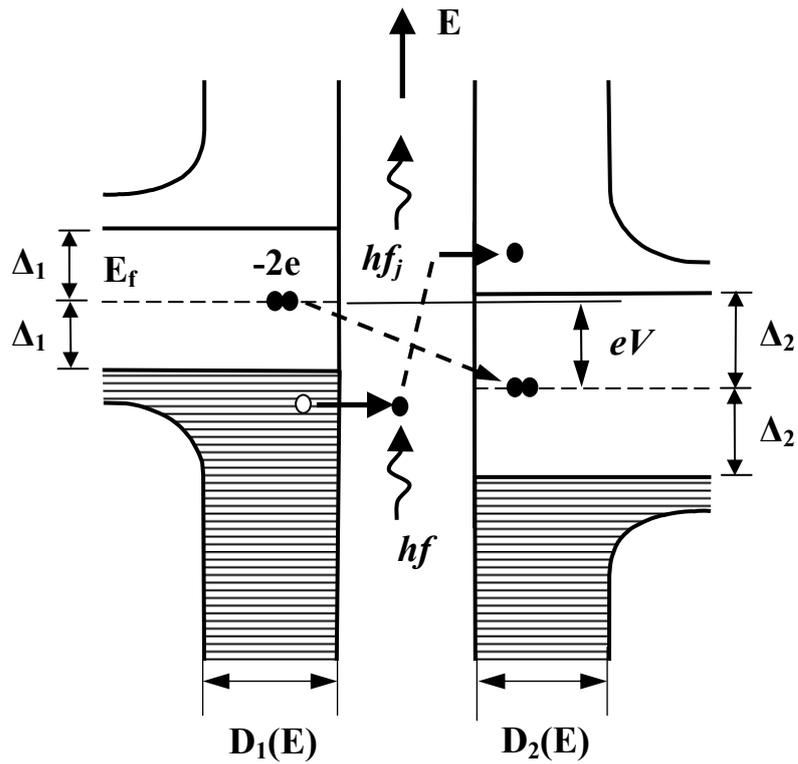
СИС-смесители широко используются для создания высокочувствительных СВЧ приёмных устройств. В основе принципа действия этих приборов лежат квантовые процессы квазичастичного туннелирования нормальных электронов под воздействием внешнего высокочастотного излучения [20]. В результате воздействия внешнего излучения достаточно высокой частоты ($f > e \cdot \delta V / h$, где δV – величина размытия щели, e – заряд электрона, h – постоянная Планка) и интенсивности на СИС переход, происходит туннелирование нормальных электронов с поглощением квантов электромагнитного излучения с энергией $hf = eV$. Таким образом, на вольтамперной характеристике перехода возникают ступеньки квазичастичного тока (рис 3.10), которые, согласно микроскопической теории сверхпроводимости, появляются при следующих значениях напряжения:

$$V_n = \frac{2\Delta}{e} \pm n \frac{hf}{e} \quad (n = \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (3.8)$$

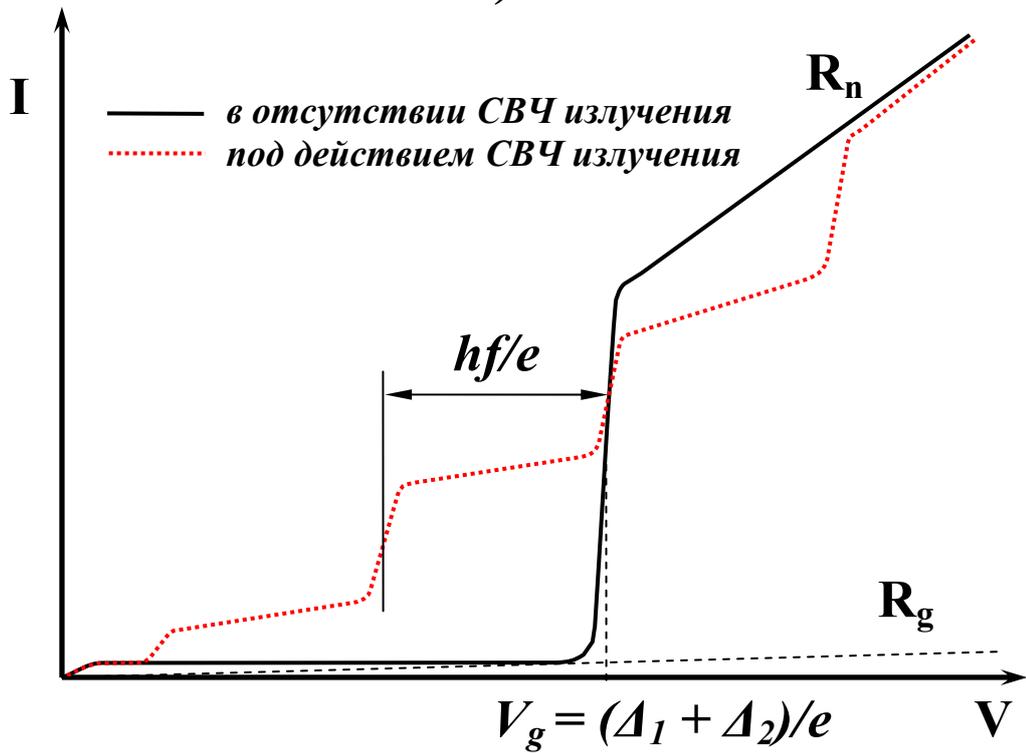
и имеют амплитуду, пропорциональную квадрату функции Бесселя 1-го рода $J_n^2(\alpha)$, характеризующую вероятность поглощения фотонов электронами, где $\alpha = eV_{gr}/hf$ - нормированная амплитуда гетеродина [20,73-75]. Число n соответствует поглощению одного, двух, трех и т.д. фотонов и определяет номер ступени, отсчитанной от нулевой ступени - скачка тока на щели автономной ВАХ при $V=V_g$. Постоянный квазичастичный ток перехода описывается в этом случае формулой Тьена - Гордона [74]:

$$I_{dc}(V_{dc}, \alpha) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\alpha) \cdot I_{dc}(V_{dc} + nhf/e) \quad (3.9)$$

Фактически это суперпозиция автономных ВАХ, сдвинутых относительно друг друга на напряжение hf/e , эквивалентное кванту СВЧ излучения и взятых с соответствующими весовыми коэффициентами $J_n^2(\alpha)$. Впервые такие ступеньки наблюдали Дайем и Мартин [75].



а)



б)

Рис. 3.10 Энергетическая диаграмма (а) и вольтамперная характеристика (б) туннельного СИС перехода под воздействием внешнего СВЧ излучения.

Критерием осуществимости квантового режима преобразования частоты является условие $\delta V < hf/e$ [20]. Если это условие не выполняется, то изменение ВАХ перехода под действием СВЧ излучения имеет классический характер (рис. 3.11), т.е. происходит размытие щели, и квазичастичные ступени на ВАХ отсутствуют (поскольку сливаются и практически не различимы). Это условие определяет нижнюю границу по частоте для квантового режима. Для используемых СИС-переходов δV равно примерно 0.15 мВ, что соответствует частоте 70 ГГц.

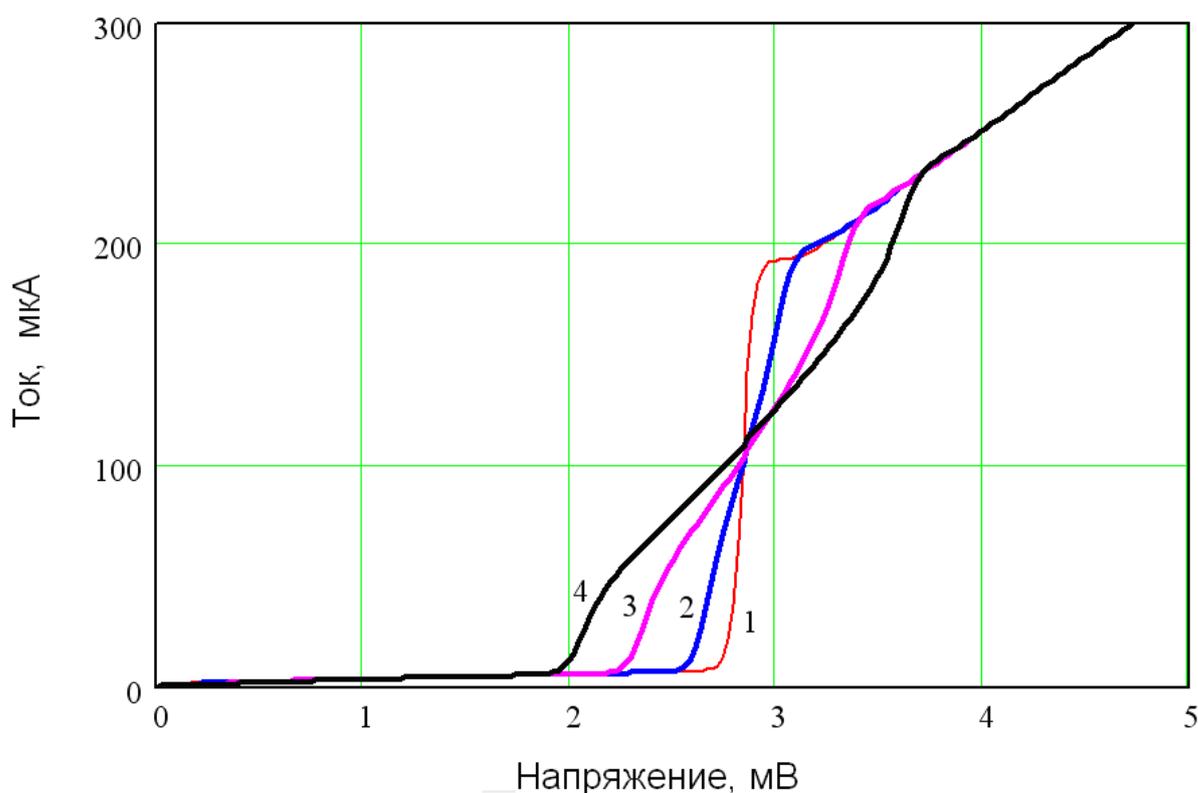


Рис. 3.11. ВАХ туннельного СИС перехода: 1 –автономная; 2,3,4 - под воздействием внешнего СВЧ излучения 5 ГГц, рассчитанные по формуле (3.8). С ростом мощности сигнала увеличивается размытие щели.

Следует обратить внимание на тот факт, что на рис. 3.2а и 3.6а на СИС-переходы подавались сигналы 5 ГГц и 0.4 ГГц, что заведомо меньше 70 ГГц. Однако, на ВАХ остается скачок тока на щели, т.е. нет шумового размытия щели, и имеет место существенная накачка при напряжениях, далеко

отстоящих от щелевого напряжения. Этот факт, предположительно, объясняется генерацией старших гармоник сигнала на СИС-переходе и протеканием существенных токов на частотах этих гармоник, частота которых значительно превышает 1 ГГц.

Анализ зависимости $I(P)$, определяющей амплитудные характеристики КФД, также указывает на генерацию мощных старших гармоник сигнала на СИС-переходе. Для удобства анализа лучше перейти к зависимости $I(\sqrt{P})$. На рис. 3.12 (кривая 1) представлен ее характерный вид. Критический ток подавлен. Кривая имеет особенность - излом при токе накачки, равном половине скачка тока на щели (примерно при 48 мкА на рис. 3.12). Важным фактом является то, что положение излома и характерный вид кривой $I(\sqrt{P})$ почти не меняются при варьировании частоты подаваемого СВЧ сигнала от 400 МГц до 18 ГГц, это наблюдается для всех измеренных образцов (их более 15). Вид кривой остается неизменным для СИС-переходов с различными настроечными СВЧ структурами, а также при использовании разных плат и схем подключения СВЧ контактов.

Были предприняты попытки получить характерную кривую $I(\sqrt{P})$ теоретически, на основе формулы Тьена – Гордона (3.9) Из расчета был получен вид кривой, близкий к экспериментальному, (рис. 3.12 кривая 2), однако, для сигнала частоты около 80 ГГц. Для меньшей частоты излом кривой происходит при меньших токах. Рис. 3.13 иллюстрирует, как выглядит при этом вычисленная ВАХ СИС – перехода. Качественное совпадение кривых на рис. 3.12 указывает на справедливость предположения о существенной роли генерации старших гармоник сигнала. На данный момент не совсем понятно, чем обусловлено то, что на частоте порядка 80 ГГц текут максимальные токи; а факт совпадения кривых еще не позволяет целиком описать картину, поскольку нет совпадения ВАХ. Этот вопрос требует дальнейшего изучения в будущем.

Преобразование мощности в старшие гармоники увеличивает эффективность накачки СИС-перехода, а тем самым величину $\frac{\partial I}{\partial P}$. Это сильно уменьшает требуемый уровень мощности входных сигналов.

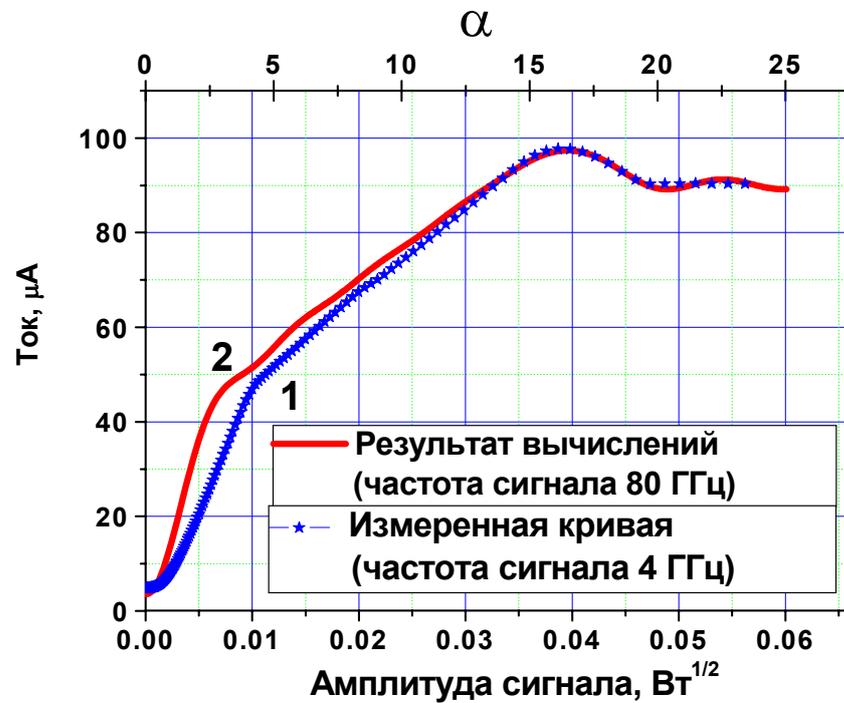


Рис. 3.12. Ток СИС - перехода в зависимости от амплитуды приходящего СВЧ сигнала: кривая 1 – экспериментальные данные для напряжения перехода 2.55 мВ, частота сигнала 4 ГГц; кривая 2 – теоретическая кривая для напряжения перехода 2.5 мВ, частота сигнала 80 ГГц.

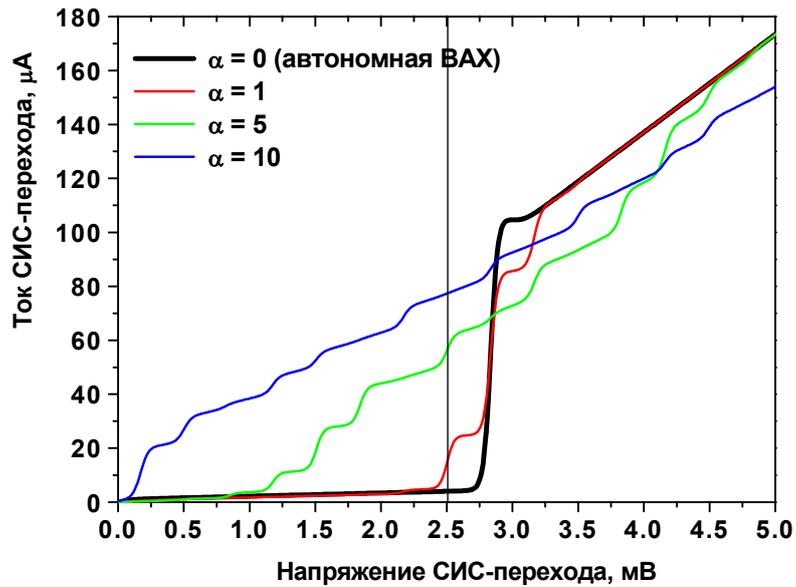


Рис. 3.13. ВАХи СИС-перехода рассчитанные по формуле Тьена – Гордона для различных амплитуд падающего сигнала частоты 80 ГГц.

3.6. Влияние критического тока

Представленные выше результаты получены преимущественно при подавленном критическом токе, либо при слабом его проявлении. Наличие критического тока значительно изменяет ВАХи СИС - перехода за счет эффекта Джозефсона (см. рис. 3.14). Критический ток вызывает изменение вида кривой $I(P)$, а в конечном счете сказывается на зависимости отклика от P_2 равном -57 дБм и -48 дБм. Таким образом, критический ток значительно изменяет многие зависимости, важные для работы КФД, и для однозначной воспроизводимости параметров КФД его нужно полностью подавлять. Однако, практически при всех измерениях удавалось избежать сильного влияния критического тока подстройкой рабочего режима.

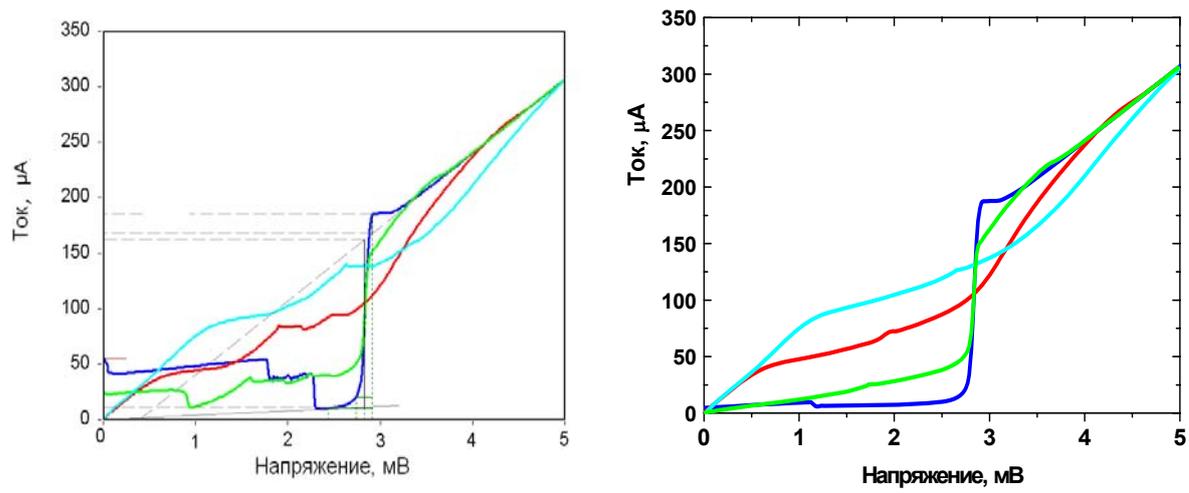


Рис. 3.14. ВАХ СИС - перехода, измеренные при различных мощностях входного сигналах (частота 5 ГГц) в случае наличия критического тока (а) и, когда он подавлен (б).

3.7. Выводы главы

1) Предложен и исследован новый элемент сверхпроводниковой электроники – криогенный фазовый детектор на туннельном СИС-переходе.

2) Исследования показали возможность получения синусоидального фазового отклика КФД. Синусоидальный характер отклика сохраняется, когда его амплитуда лежит в пределах примерно $0.1 I_g$ (I_g - величина скачка квазичастичного тока на щели).

3) КФД имеет равномерный отклик до частот 750 МГц, что значительно превосходит требуемый для криогенной системы ФАПЧ диапазон 0...100 МГц.

4) Амплитудные характеристики СИС-перехода имеют одинаковый характер для частот входных сигналов от 0.4 до 20 ГГц.

5) Получена формула, описывающая зависимость амплитуды выходного сигнала КФД от его параметров. Из нее следует, что, измеряя ВАХ для получения r_d и зависимость $I(P)$ для вычисления производной $\frac{\partial I}{\partial P}$, можно полностью охарактеризовать амплитудные свойства СИС-перехода как фазового детектора. Результаты вычислений по формуле (3.6) имеют хорошее качественное и удовлетворительное количественное совпадение с прямыми экспериментальными измерениями мощности сигнала отклика КФД.

6) Выходной сигнал КФД на СИС-переходе площадью 2 мкм² практически достигает -50 дБм, что соответствует амплитуде напряжения около 0.5 мВ и амплитуде тока порядка 10 мкА.

7) Определено влияние критического тока СИС-перехода на работу КФД.

8) Анализ ВАХ и зависимости $I(P)$ указывает на генерацию мощных старших гармоник сигнала на СИС-переходе, за счет которых он работает в квантовом режиме накачки.

Глава 4. Криогенная система ФАПЧ

Данная глава посвящена созданию и исследованию криогенной системы ФАПЧ для СГГ, а также описанию ключевых вопросов её проектирования. Основное внимание уделено концепции системы, ее схеме, описанию работы отдельных элементов петли и их соединению; в главе приведены также экспериментальные результаты для различных реализаций криогенной ФАПЧ.

4.1. Концепция, схема

Рассмотрим концепцию криогенной системы ФАПЧ. При разработке новой системы ФАПЧ для СГГ основная цель заключалась в том, чтобы сделать ее как можно более компактной, обеспечив минимальные задержки в петле. При этом поддерживался принцип сведения к минимуму перепадов температур в петле, который позволяет избежать основного недостатка комнатной системы ФАПЧ - задержек в соединительных кабелях, большая протяженность которых необходима, чтобы обеспечить приемлемо малый поток тепла по ним в гелиевый объем.

При реализации поставленной цели ключевым моментом стало использование КФД на туннельном СИС-переходе. Именно этот шаг, наряду с размещением всех элементов петли в одном крио объеме с СГГ и выполнением петлевого фильтра на пассивных элементах, работающих при температуре 4.2 К позволил достигнуть компактности расположения всей петли вблизи СГГ, что в совокупности с минимизацией задержки в отдельных элементах петли приводит к увеличению Δ . Схема концепции криогенной системы ФАПЧ приведена на рис. 4.1.

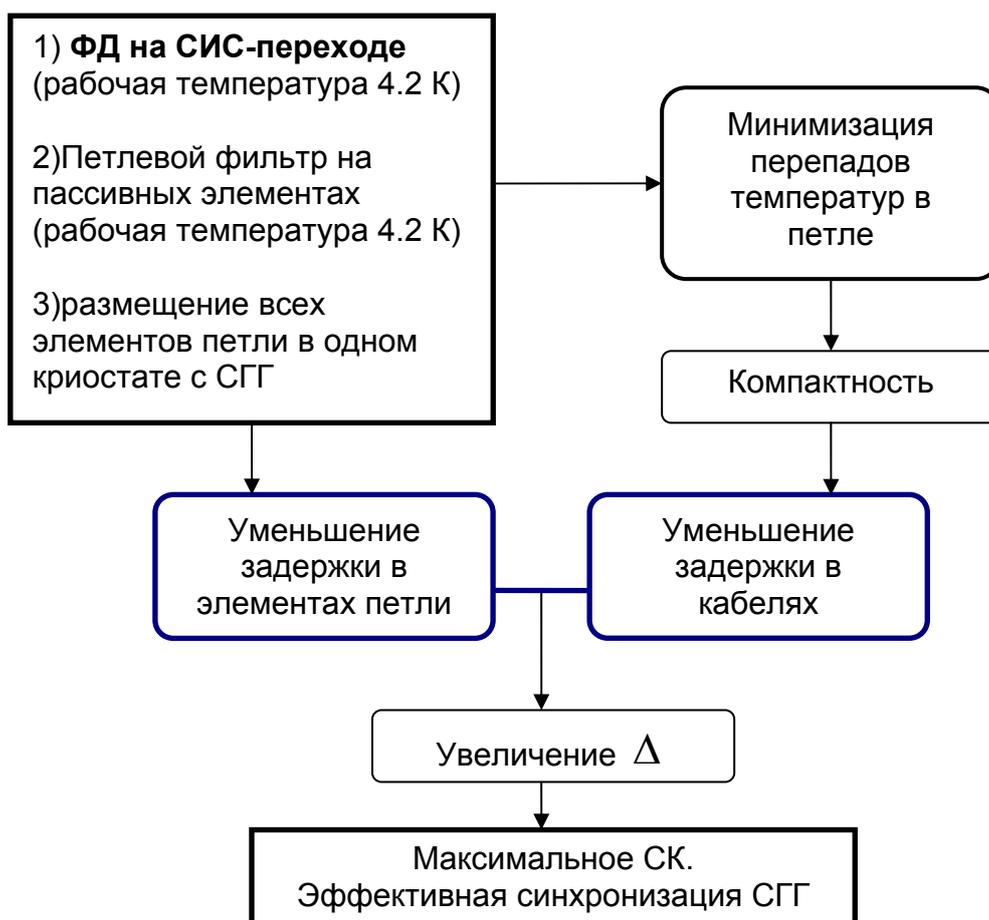


Рис. 4.1 Концепция криогенной системы ФАПЧ.

Блок-схема экспериментально реализованной криогенной системы ФАПЧ показана на рис. 4.2 [A9, A11, A12, A15]. Сигнал СГГ частотой около 600 ГГц поступает на гармонический смеситель (ГС), где смешивается с n -ой гармоникой сигнала опорного синтезатора (частота около 20 ГГц). Сигнал промежуточной частоты (около 4 ГГц) проходит через первый усилитель диапазона 3.8 - 4.2 ГГц [77]. Усилитель изготовлен на основе High Electron Mobility Transistor (HEMT) и работает при температуре 4.2 К. Он имеет низкую шумовую температуру, порядка 3 К, его коэффициент усиления равен приблизительно 30 дБ при потребляемой мощности 5...6 мВт.

Далее, после разветвления, одна часть сигнала идет к комнатной системе ФАПЧ, а другая поступает на вход второго усилителя, который аналогичен первому. Таким образом, комнатная и криогенная системы ФАПЧ соединены параллельно, и могут работать как поочередно, так и

совместно. Сигнал с выхода второго усилителя и опорный сигнал синтезатора (4 ГГц) приходят на криогенный фазовый детектор на СИС – переходе. В зависимости от рассогласования фаз входных сигналов на детекторе вырабатывается выходной сигнал. Он идет через петлевой фильтр на контрольную линию СГГ [43]. Изменение тока контрольной линии приводит к изменению напряжения СГГ, корректируя тем самым его мгновенную частоту. На этом петля криогенной ФАПЧ замыкается.

Коэффициент усиления второго усилителя регулируется управляющим напряжением. Это позволяет варьировать мощность сигнала и, тем самым, общий коэффициент усиления в петле. Для работы обычно используется режим, когда усилители дают вместе около 40 дБ усиления. Усиление петли также контролируется коэффициентом преобразования в КФД, который может регулироваться напряжением смещения и мощностью опорного сигнала.

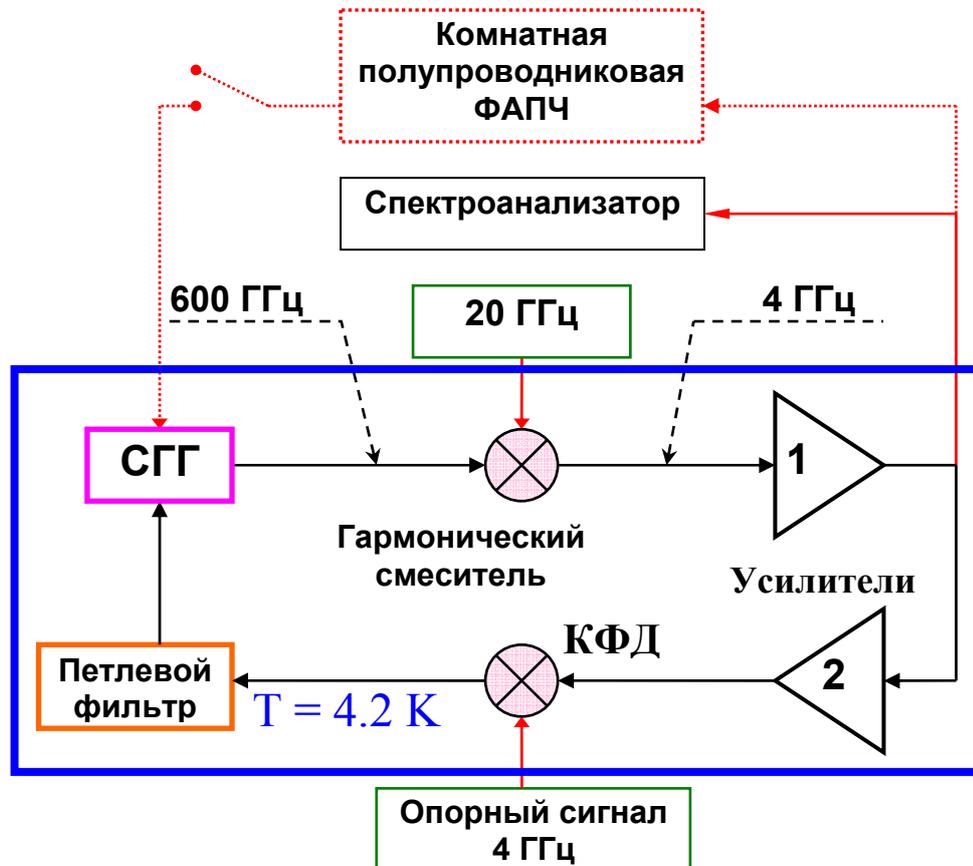


Рис. 4.2. Блок-схема криогенной системы ФАПЧ.

4.2. Согласование КФД и СГГ

Воздействие входных СВЧ сигналов меняет ток КФД, что приводит к изменению тока контрольной линии СГГ. В результате происходит смещение частоты СГГ $df_{\text{СГГ}}$ в зависимости от разности фаз $d\varphi$ СВЧ сигналов. Отношение последних величин дает коэффициент передачи сигнала обратной связи в цепи КФД – СГГ $K_{\text{КФД-СГГ}} = \frac{df_{\text{СГГ}}}{d\varphi}$ [Гц/рад], и определяет согласование КФД с СГГ. Этот коэффициент также определяет максимально возможную расстройку, которую может компенсировать цепь управления, т.е. полосу удержания криогенной ФАПЧ (см формулу (1.4)) [57, 58].

Рассмотрим схему, когда выходной сигнал КФД на туннельном СИС-переходе подается на нагрузочное сопротивление R , включенное последовательно в цепи контрольной линии СГГ (см. рис. 4.3). Эта схема отличается от рассмотренной на рис. 3.3 только добавлением индуктивности, обозначающей контрольную линию СГГ (КЛ СГГ).

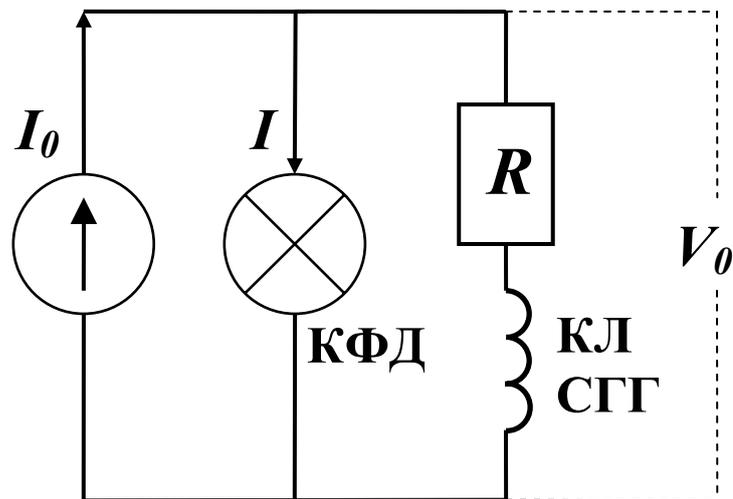


Рис. 4.3. Схема включения СИС-перехода в контрольную линию СГГ.

В составе криогенной ФАПЧ КФД работает в режиме задания постоянного тока, под действием входных СВЧ сигналов изменяется его напряжение dV_0 , что приводит к изменению тока в резисторе R , а, следовательно, и в контрольной линии СГГ. Это вызывает смещение частоты генерации СГГ $df_{\text{СГГ}}$. Воспользовавшись формулой (3.4), получаем:

$$df_{\text{СГГ}} = kdV_{\text{СГГ}} = k \frac{Rd_{\text{КЛ СГГ}}}{R} dV_0 = -kRd_{\text{КЛ СГГ}} \frac{r_d}{r_d + R} \frac{\partial I}{\partial P} dP, \quad (4.1)$$

где $k = 483.6$ МГц/мкВ согласно соотношению Джозефсона, а $Rd_{\text{КЛ СГГ}}$ - коэффициент, определяемый как отношение изменения напряжения СГГ, вызываемого вариацией тока контрольной линии, к величине этой вариации [43]. Коэффициент $Rd_{\text{КЛ СГГ}}$ различен как для разных дизайнов СГГ, так и для различных рабочих точек СГГ одного дизайна, оценочно его величина составляет порядка 0.01 Ом. Формула (4.1) описывает согласование КФД с СГГ [A13-A15].

В случае, когда на СИС-переход подают два сигнала, имеющих мощности P_1 и P_2 с разностью фаз между ними φ , из (3.6) и (4.1) имеем:

$$df_{\text{СГГ}} = kdV_{\text{СГГ}} = k \frac{Rd_{\text{КЛ СГГ}}}{R} dV_0 = -2kRd_{\text{КЛ СГГ}} \frac{r_d}{r_d + R} \frac{\partial I}{\partial P} \sqrt{P_1 P_2} d\varphi, \quad (4.2)$$

или и учетом (3.7):

$$K_{\text{КФД-СГГ}} = \frac{df_{\text{СГГ}}}{d\varphi} = k \frac{Rd_{\text{КЛ СГГ}}}{R} K_{\text{КФД}} = -2kRd_{\text{КЛ СГГ}} \frac{r_d}{r_d + R} \frac{\partial I}{\partial P} \sqrt{P_1 P_2} \quad (4.3)$$

Из формулы (4.3) следует, что величина $K_{\text{КФД-СГГ}}$ коэффициента передачи в петле системы ФАПЧ в цепи КФД - СГГ зависит линейно от производной $\frac{\partial I}{\partial P}$ и параметра $Rd_{\text{КЛ СГГ}}$, сложным образом зависит от сопротивления в цепи R и дифференциального сопротивления СИС-перехода в рабочей точке r_d , и пропорциональна амплитудам подаваемых СВЧ сигналов. Полученный результат описывает качественно и количественно

связь КФД с СГГ и может быть применен для проектирования криогенной системы ФАПЧ и расчета ее базовых характеристик, что уже использовано в эксперименте.

Величина $K_{\text{КФД-СГГ}}$ управляется амплитудами входящих сигналов а также напряжением смещения КФД. Это позволяет регулировать усиление в петле, чтобы достичь оптимальной синхронизации, т.е. наибольшего СК и наилучшее отношение сигнал/шум в спектре СГГ (см. рис. 1.5а и рис. 1.8).

Возможность выразить $K_{\text{КФД-СГГ}}$ через $K_{\text{КФД}}$, определенный в п. 3.4, позволяет использовать результаты, полученные ранее в главе 3 для $K_{\text{КФД}}$.

Как было сказано в начале параграфа, $K_{\text{КФД-СГГ}}$ определяет максимально возможную расстройку, которую может компенсировать цепь управления, т.е. полосу удержания криогенной ФАПЧ. Для перехода площадью 2 мкм^2 максимально возможное значение $K_{\text{КФД}}$ оценивается примерно в 0.5 мВ , тогда по формуле (4.3) получаем, что при $R = 10 \text{ Ом}$ и $Rd_{\text{клСГГ}} = 0.01 \text{ Ом}$ $K_{\text{КФД-СГГ}} = 250 \text{ МГц}$. Т.о. полоса удержания криогенной ФАПЧ для СГГ, основанной на КФД с СИС-переходом площадью 2 мкм^2 , может достигать 250 МГц . Например, для системы ФАПЧ первого порядка полоса удержания совпадает с полосой синхронизации Δ , и полученная величина значительно превышает требуемые 50 МГц , определяемые задержками петли.

Коэффициент $K_{\text{КФД-СГГ}}$ иногда называют *коэффициент усиления разомкнутой петли* [57-59].

Вывод: построена модель согласования КФД и СГГ и получена формула, описывающая коэффициент передачи в петле системы ФАПЧ в цепи КФД – СГГ, который равен коэффициенту усиления разомкнутой петли. Оценено, что полоса удержания криогенной ФАПЧ для СГГ, основанной на КФД с СИС-переходом площадью 2 мкм^2 , может достигать 250 МГц .

4.3. Петлевой фильтр

Петлевой фильтр, представленный на блок-схеме на рис. 4.2 имеет две основные функции: во-первых, предотвращает возбуждение в петле и препятствует проникновению опорного сигнала с фазового детектора на генератор, а затем в спектроанализатор; во-вторых, позволяет увеличить стабильность системы и уменьшает уровень фазовых шумов за счет интегрирующего профиля его АЧХ. Чтобы удовлетворять обоим требованиям, фильтр состоит из двух основных частей: заграждающий фильтр (фильтр-пробка) и интегрирующий фильтр.

4.3.1. Групповая задержка в фильтре

Любой фильтр имеет определенную групповую задержку из-за наличия в нем реактивных элементов. Для криогенной ФАПЧ задержка в элементах петли является одним из определяющих параметров.

Пусть $H(i\omega)$ - передаточная функция фильтра [57, 59]. Ее можно представить в виде:

$$H(i\omega) = |H(i\omega)| \cdot e^{i\varphi}, \quad (4.4)$$

где φ - фазовая характеристика фильтра, являющаяся функцией частоты.

Через передаточную функцию фильтра φ выражается формулой :

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im} H(i\omega)}{\operatorname{Re} H(i\omega)} \right), \quad (4.5)$$

Групповая задержка τ определяется соотношением:

$$\tau = -\frac{d\varphi}{d\omega}. \quad (4.6)$$

4.3.2. Заграждающий петлевой фильтр

Функция заграждающего фильтра в системе ФАПЧ проста: пропускать только полезный сигнал фазового детектора. В случае ФАПЧ для СГГ, частоты полезного сигнала на выходе КФД лежат в диапазоне 0...100 МГц. На более высоких частотах могут находиться сигналы, вызывающие

возбуждения в петле; а также может иметь место проникновение опорного сигнала, идущего на фазовый детектор, в цепь измерения спектроанализатора (см. блок-схему на рис. 4.2), что делает некорректным измерение спектра синхронизированного генератора. Практика показала, что для случая криогенной ФАПЧ, реализованной по схеме на рис. 4.2 нет необходимости использовать специальные фильтры для предотвращения возбуждений в петле, поскольку усилители имеют узкий частотный диапазон усиления и тем самым фильтруют сигнал частот ПЧ относительно сигнала на выходе КФД. Однако, для устранения прохождения опорного сигнала фазового детектора на спектроанализатор требуется специальный фильтр, расположенный после КФД. Таким образом, основная функция заграждающего фильтра заключается в отражении сигнала опорной частоты ФАПЧ. Эффективность ослабления должна быть более 20 дБ. Фильтр должен блокировать также и пониженный по частоте сигнал СГГ, идущий со второго усилителя. Спектр этого сигнала имеет форму спектра фазовосинхронизированного СГГ (ФС СГГ), поэтому ширина частотной области фильтра с эффективным отражением (пропускание S_{21} менее 10 дБ) должна быть не меньше четырех Δ . Это и есть условие на широкополосность фильтра.

Перечисленным условиям хорошо удовлетворяют фильтры нижних частот, традиционно применяемые в системах ФАПЧ. Однако, при использовании такого фильтра с подходящими частотными характеристиками для пробной криогенной ФАПЧ с рабочей частотой 400 МГц оказалось, что он обладает групповой задержкой более 8 нс, что неприемлемо. Заграждающие же фильтры, дающие нужное отражение, имеют задержку менее 1.5 нс.

Рассмотрим подробнее заграждающий фильтр. Два простейших варианта реализации представлены на рис. 4.4. Сопротивления R_1 обозначает входное сопротивление, R_2 – выходное (сопротивление нагрузки).

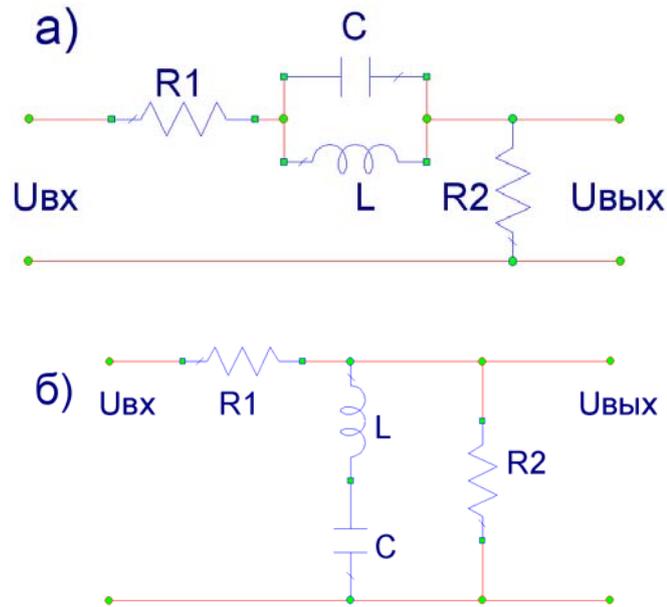


Рис. 4.4. Схемы простейших заграждающих фильтров.

Приведем пример вычисления групповой задержки для фильтра. Рассмотрим заграждающий фильтр, изображенный на рис. 4.4.а. Передаточная функция этого фильтра равна:

$$H(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + (Ls) \parallel (1/Cs)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L}{(R_1 + R_2)(1 + (s/\omega_0)^2)} \cdot s}, \quad (4.7)$$

где , $s = i\omega$. С учетом того, что $s^2 = \omega^2$, из (4.5) и (4.7) получим:

$$\varphi = \arctg \left(-\frac{L\omega}{(R_1 + R_2)(1 - (\omega/\omega_0)^2)} \right). \quad (4.8)$$

Тогда из (4.6) и (4.8) групповая задержка равна:

$$\tau = \frac{L}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + (\omega/\omega_0)^2}{(1 - (\omega/\omega_0)^2)^2 + (\omega \cdot \frac{L}{R_1 + R_2})^2} \quad (4.9)$$

Фильтр должен пропускать частоты значительно меньшие несущей частоты сигналов, приходящих на фазовый детектор. Для заграждающего фильтра это означает, что $\omega \ll \omega_0$. Тогда, при подборе достаточно малой индуктивности L , формула (4.9) сильно упрощается и принимает вид:

$$\tau = \frac{L}{R_1 + R_2} \quad (4.10)$$

Этот результат говорит о том, что групповая задержка заграждающего фильтра на рис. 4.4 а, определяется именно индуктивностью (обычно $R_1 = R_2 = 50 \text{ Ом}$), а последовательное включение емкости в петлю не влияет. Задержку такого фильтра можно минимизировать, уменьшая L , настраивая при этом рабочую частоту $\omega_0^2 = 1/LC$ емкостью C . Для другой реализации заграждающего фильтра (рис. 4.4 б) на малых частотах групповая задержка равна:

$$\tau = C \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.11)$$

Т.е. индуктивность, расположенная между линией сигнала и землей, не влияет на групповую задержку, а емкость в такой ситуации всегда увеличивает τ . Формулы (4.10) и (4.11) позволяют легко оценить задержку реактивных элементов петли. В случае сложных схем с большим числом элементов аналитические вычисления становятся громоздкими, поэтому для расчета групповой задержки использовалась расчетная программа «Microwave Office».

Для одной из первых реализаций криогенной ФАПЧ, имеющей рабочую частоту 400 МГц, использовался заграждающий фильтр, представленный в составе ее схемы на рис. 4.5. Сигнал с выхода второго НЕМТ усилителя и опорный сигнал синтезатора (400 МГц) приходят на СИС–переход через емкость. Ток смещения задается через индуктивность. Учтено, также подключение выхода комнатной системы ФАПЧ. Фильтр состоит из двух каскадов с дополнительными сопротивлениями в LC контуре для уширения полосы заграждения. Групповая задержка составляет менее 1.5 нс. Характеристика пропускания фильтра S_{21} , уже включенного в систему ФАПЧ, представлена на рис. 4.6. Смысл имеет глубина характеристики на 400 МГц относительно нулевых частот. Вся картина смещена вниз по оси ординат из-за малого значения сопротивления контрольной линии СГГ.

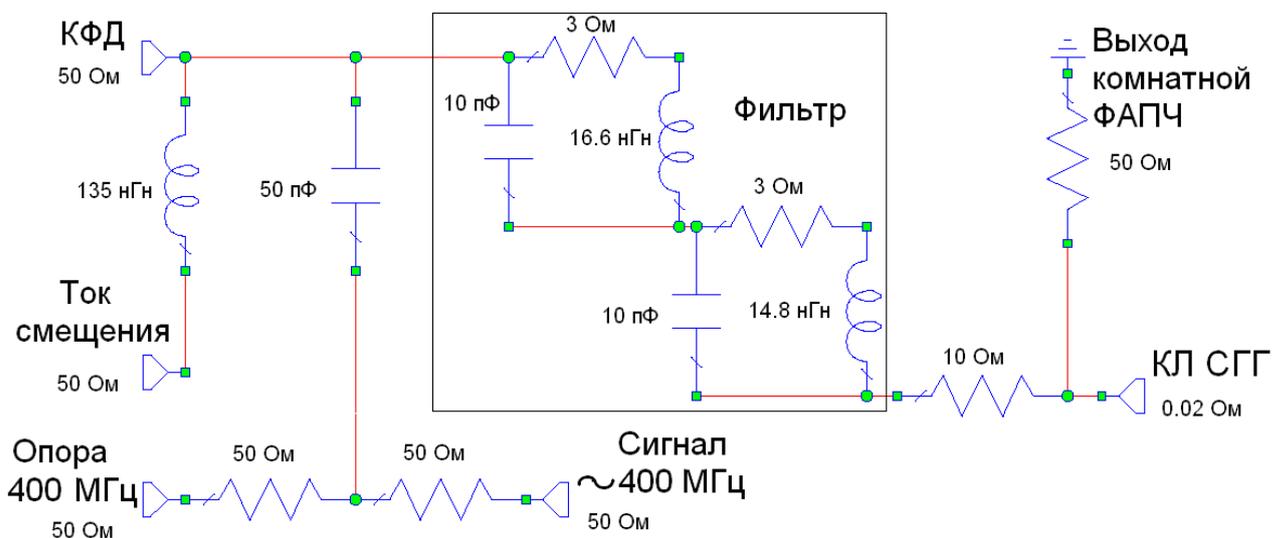


Рис. 4.5. Схема заграждающего фильтра на частоту 400 МГц, включенного в криогенную ФАПЧ.

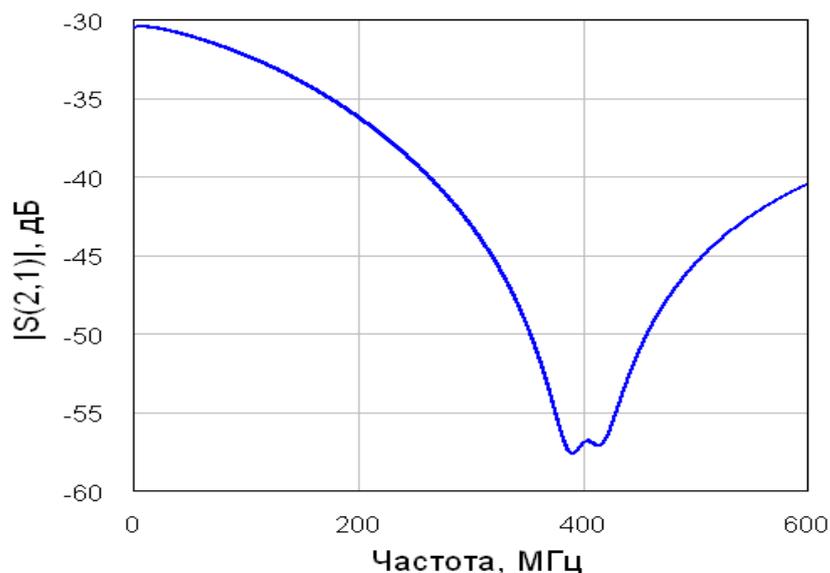


Рис. 4.6. Характеристика пропускания фильтра S_{21} между портами «КФД» и «КЛ СГГ», для схемы на рис. 4.7.

Величина задержки приведенного фильтра составляет менее 1.5 нс, что существенно меньше 5.5 нс в элементах электронного блока полупроводниковой ФАПЧ. Длина петли криогенной ФАПЧ, содержащей его, равна примерно 1 м, т.е. задержка в кабелях равна приблизительно 5 нс. Однако, для следующего, более компактного варианта криогенной ФАПЧ,

имеющего длину петли 50 см, задержка в кабелях равна уже 2.5 нс, и, по сравнению с этой величиной, задержка 1.5 нс в фильтре дает сопоставимый вклад. Такая задержка также создает принципиальное ограничение для дальнейшего уменьшения длины петли, т.к. ее вклад может стать наибольшим и определяющим. Чтобы существенно уменьшить задержку фильтра, была повышена рабочая частота криогенной ФАПЧ с 400 МГц до 4 ГГц. Причина заключается в том, что для реализации требуемых параметров фильтра, на большей частоте нужны реактивные элементы меньших величин, что приводит к уменьшению задержки. Для частоты 4 ГГц сложно изготовить фильтр на сосредоточенных элементах, поэтому он был рассчитан с использованием распределенных элементов (см. рис. 4.7). Довольно высокая частота и большое значение диэлектрической проницаемости подложки (для использованного материала Duroid она равна 10.2), позволили сделать фильтр компактным. Переход с 400 МГц к 4 ГГц удобен также тем, что на большей частоте легче изготовить фильтр полосой заграждения требуемой ширины. Групповая задержка полученного фильтра составляет менее 0.5 нс [A19].

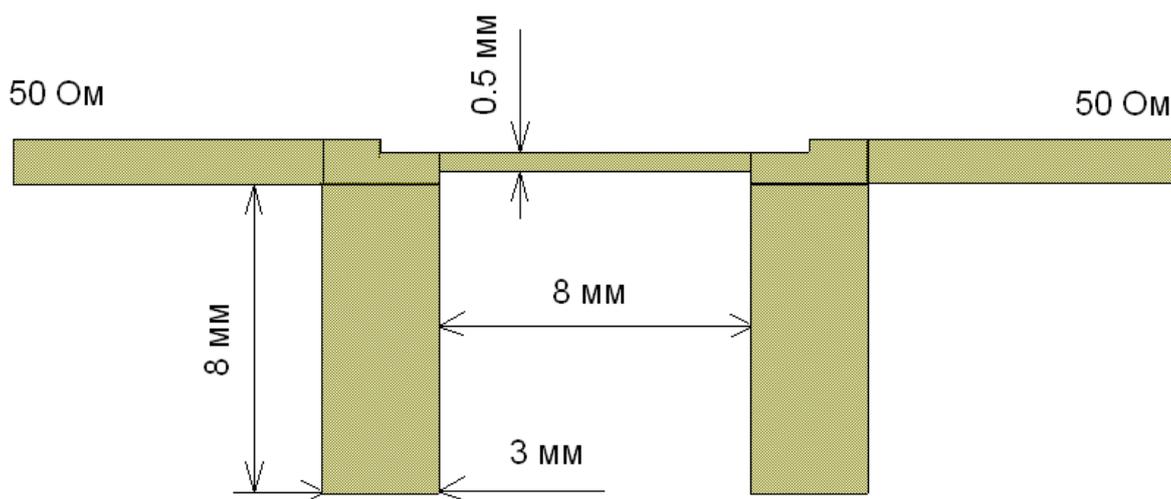


Рис. 4.7. Топология заграждающего фильтра для частоты 4 ГГц.

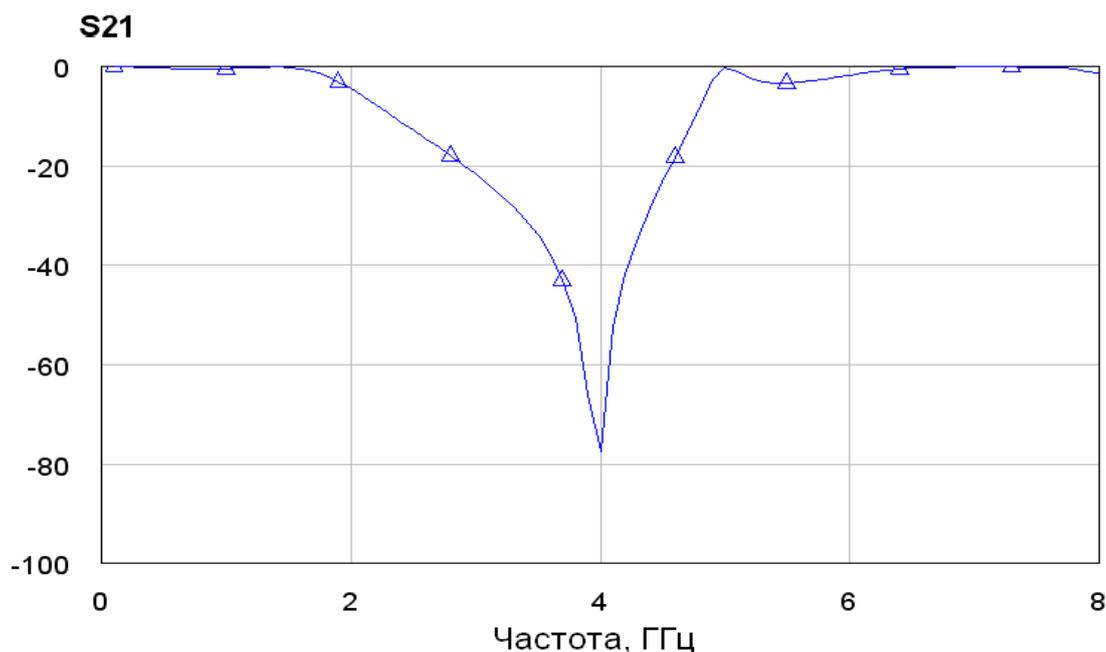


Рис. 4.8. Расчетная характеристика пропускания заграждающего фильтра S_{21} , изображенного на рис. 4.9. Расчет проведен в программе «Microwave Office».

4.3.3. Интегрирующий петлевой фильтр

Криогенная система ФАПЧ для СГГ, имеющая между фазовым детектором и генератором гетеродина только заграждающий фильтр, является системой ФАПЧ первого порядка. Поскольку линия излучения СГГ имеет медленное лоренцевское спадание фазовых шумов с частотой, и ширина ее существенна по сравнению с шириной синхронизации ФАПЧ, то в случае смещения основной частоты линии генерации значительная часть мощности перестает попадать в полосу синхронизации. Это приводит к тому, что спектр фазовых шумов синхронизованного СГГ становится несимметричным, и существенно падает СК. Таким образом, приведенная криогенная система ФАПЧ первого порядка не способна компенсировать дрейфы частоты СГГ и удержать его линию генерации. Это сильно уменьшает фазовую и амплитудную стабильность синхронизованного генератора.

Для увеличения стабильности синхронизованного генератора, в петле системы ФАПЧ после фазового детектора размещают интегрирующий фильтр с усилителем постоянного тока, либо без него. Эти элементы позволяют увеличить коэффициент усиления петли на нулевых частотах, что дает возможность реализовать режим подтягивания системой ФАПЧ центральной частоты генератора к частоте опорного сигнала и удержания её в таком положении [59]. При этом коэффициент усиления петли на больших частотах не меняется, т.е. не возникают дополнительные возбуждения. Введение этих элементов также приводит к уменьшению уровня фазовых шумов синхронизованного генератора на малых частотах отстройки от несущей (от 0 Гц до долей ширины полосы синхронизации).

В комнатной полупроводниковой ФАПЧ интегрирующий фильтр с усилителем постоянного тока расположены на выходе фазового детектора. Наличие традиционного полупроводникового усилителя постоянного тока в петле криогенной ФАПЧ нежелательно, поскольку он потребует напряжения смещения в несколько десятых вольта и его токи составляют десятки мА, что вызовет существенный нагрев и противоречит изначальной концепции криогенной системы. Ввиду этого, была выбрана и реализована идея использования только интегрирующего фильтра петли. Он выполнен на пассивных элементах, работающих при температуре 4.2 К и не вызывающих дополнительного нагрева системы, что позволяет расположить его сколь угодно близко к КФД и к СГГ.

Для интегрирующего фильтра использовались компоненты для поверхностного монтажа. Они удобны ввиду компактности; их СВЧ характеристики имеют особенности лишь при больших частотах (порядка нескольких ГГц).

В результате был сконструирован фильтр, схема которого приведена на рис. 4.9. В фильтре используются индуктивность величиной $220 \mu\text{Гн}$ и сопротивления 10 Ом и 180 Ом . Частотная характеристика фильтра приведена на рис. 4.10. Разница уровней характеристики при больших и

малых частотах определяется отношением сопротивлений фильтра, а также согласованием его с КФД и контрольной линией СГГ. Частота, соответствующая наклонной части характеристики зависит от сопротивлений и величины индуктивности. Начало спада происходит при частоте, на которой величина ωL равна 10 Ом, а конец спада – 180 Ом. Приведенные результаты получены при моделировании фильтра, включенного в реальную цепь, поэтому вся характеристика смещена вниз по оси ординат.

При подборе резисторов учитывалось, что величина сопротивления между КФД и ФФО не должна быть меньше 5-10 Ом (сопротивление фильтра на малых частотах почти 10 Ом), нежелательно также, чтобы она превышала 200 Ом (сопротивление фильтра на больших частотах). Объяснение такого выбора величин будет дано в следующем пункте этой главы.

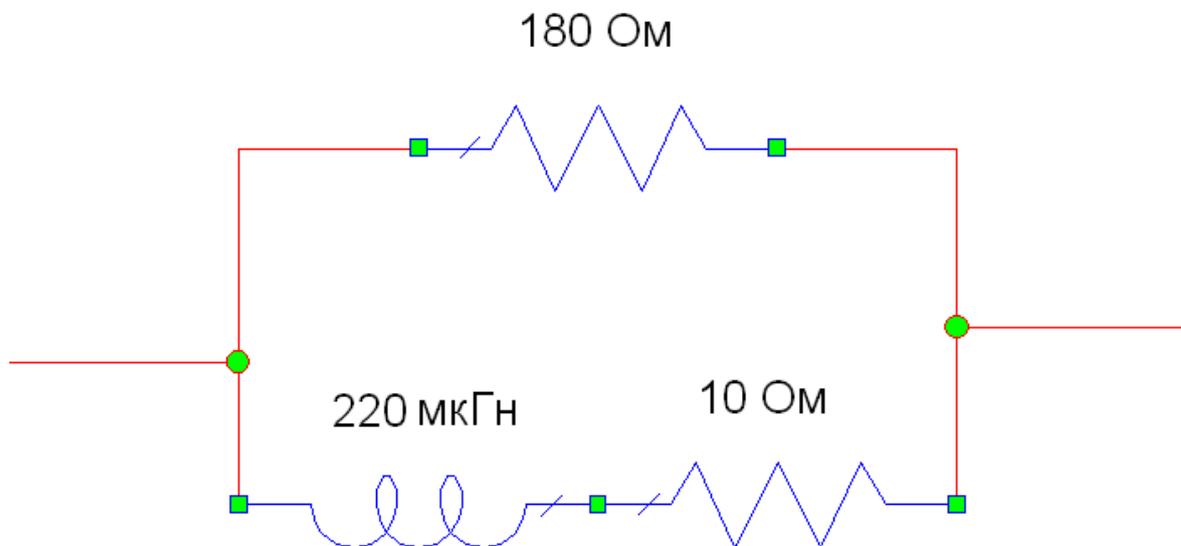


Рис. 4.9 Схема интегрирующего фильтра для криогенной ФАПЧ.

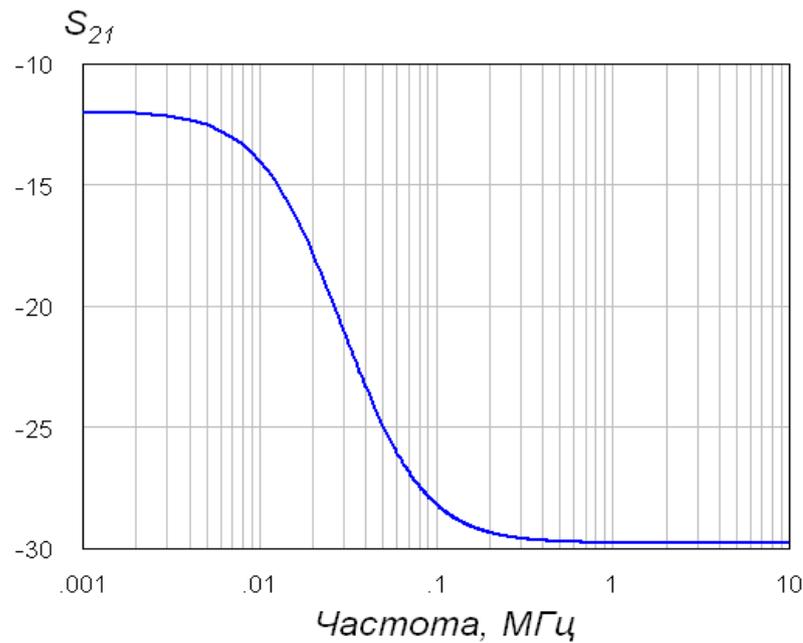
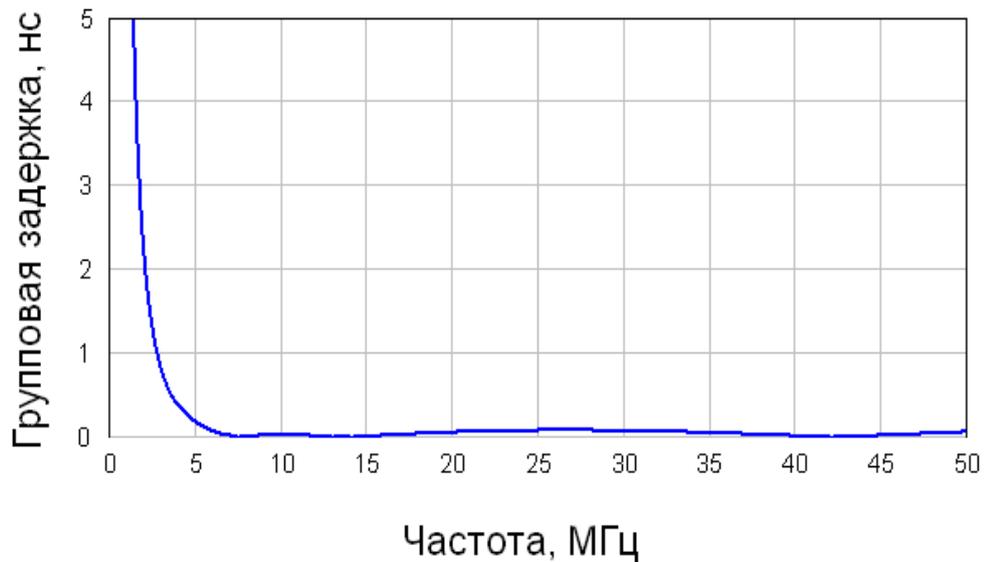
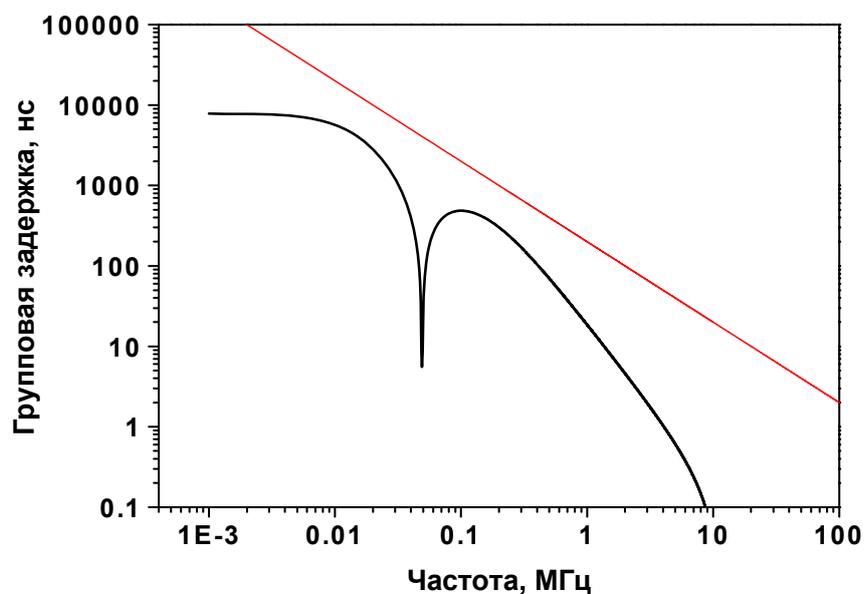


Рис. 4.10 Частотная характеристика интегрирующего фильтра (см. схему на рис. 4.11). Сопротивление входного порта выбрано близким к r_d и равно 50 Ом, сопротивление выходного порта взято много меньше 1 Ом, чтобы корректно имитировать контрольную линию СГГ. Расчет проведен в программе «Microwave Office».

При проектировании фильтра необходимо контролировать величину групповой задержки каждого элемента петли. Её зависимость от частоты для интегрирующего фильтра представлена на рис. 4.11а. Фильтр спроектирован так, что на частотах более 5 МГц задержку можно считать пренебрежимо малой. Т.е. данный фильтр не дает вклада в групповую задержку для частот, отстоящих от опорной частоты, на ширину полосы синхронизации ФАПЧ (при которых возникает набег фазы π). Таким образом, он не уменьшает ширину полосы синхронизации криогенной ФАПЧ. Задержка фильтра при частотах менее 1 МГц приведена в логарифмическом масштабе на рис. 4.11б. Прямая линия показывает уровень задержки, при котором возникнет набег фазы, вызывающий заметный рост фазовых шумов. Как видно из графика, задержка интегрирующего фильтра заметно ниже этого уровня для всех частот, т.е. наличие его в петле ФАПЧ не приведет к повышению уровня фазовых шумов ФС СГГ.



а



б

Рис. 4.11 Расчетная групповая задержка интегрирующего фильтра, схема которого на рис.4 9. а – линейный масштаб для больших частот, б – логарифмический масштаб для малых частот. Прямая линия на б – показывает уровень, задержки, при котором возникнет набег фазы, вызывающий заметный рост фазовых шумов. Вычисления проведены в программе «Microwave Office».

Результат действия интегрирующего фильтра наглядно демонстрируется на диаграмме фазовых шумов СГГ [А15]. На рис. 4.12 показаны фазовые шумы СГГ, синхронизированного комнатной ФАПЧ, а также криогенной системой с интегрирующим фильтром и без него. Представленные графики соответствуют случаю, когда коэффициент усиления в петле оптимален, т.е. достигнуто максимальное СК. При сравнении кривой 2 и кривой 3 на рис. 4.12 видно, что наличие фильтра в криогенной системе ФАПЧ позволяет уменьшить уровень фазовых шумов на величину до 15 дБ на частотах отстройки от несущей менее 100 КГц. В результате, уровень фазового шума для криогенной ФАПЧ ниже, чем в случае комнатной полупроводниковой системы, на частотах, начиная с 1кГц. До появления же фильтра такая граничная частота была больше на один - два порядка. Уровень фазовых шумов ФС СГГ, получаемый при использовании криогенной ФАПЧ (кривая 1 на рис. 4.12) подходит для всех существующих применений СИП.

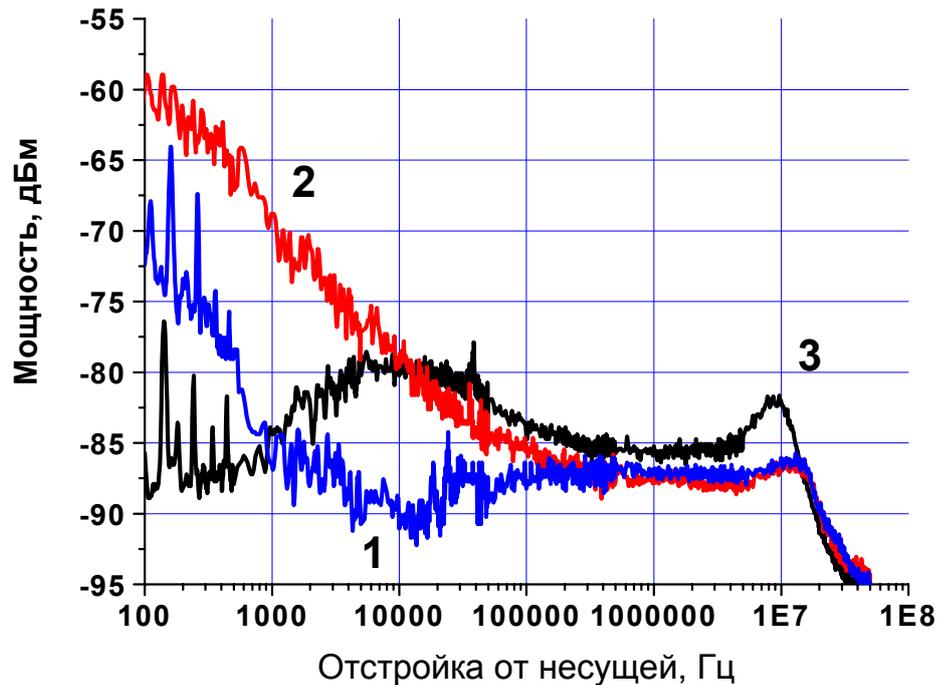
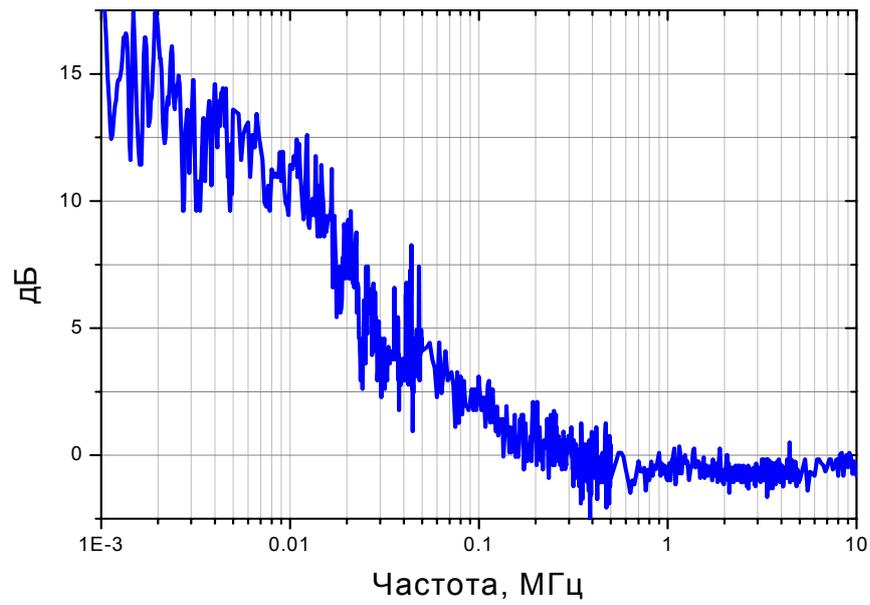
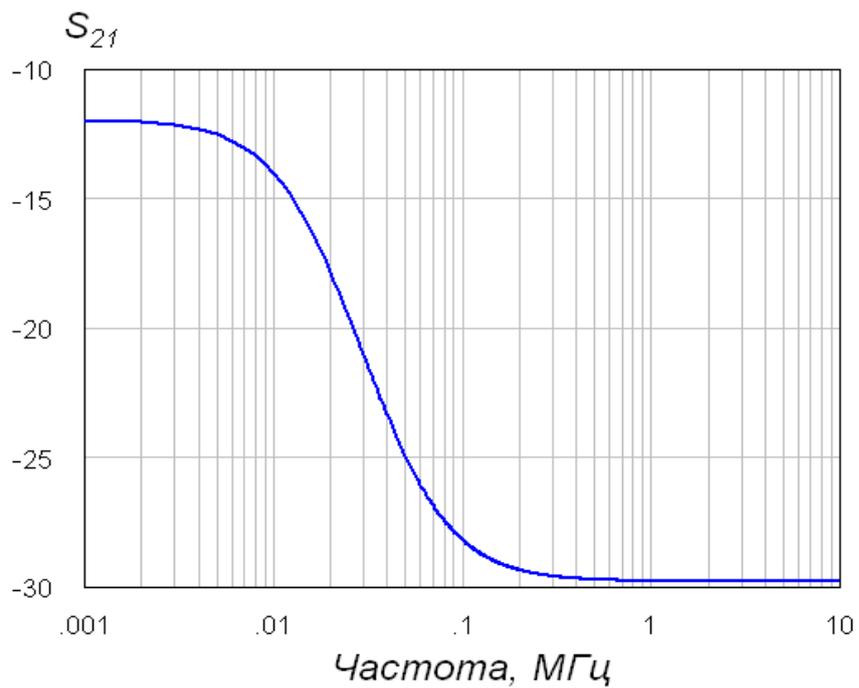


Рис. 4.12 Диаграмма фазовых шумов СГГ, синхронизованного комнатной ФАПЧ – кривая 1; криогенной системой ФАПЧ с интегрирующим фильтром – кривая 2; криогенной системой ФАПЧ без интегрирующего фильтра – кривая 3. Ширина автономной линии равна 1.6 МГц.

Использование интегрирующего фильтра позволяет изменять уровень фазовых шумов, причем характер этого изменения (рис. 4.13а) определен частотной характеристикой фильтра, что наглядно показано на рис. 4.13. На обоих графиках перепад составляет порядка 15 дБ и находится в диапазоне 0.001..1 МГц. Такая взаимосвязь дает возможность спроектировать фильтр для получения определенного требуемого профиля фазовых шумов при достаточной величине выходного сигнала КФД. Низкий уровень фазовых шумов СГГ важен для применения СИП в интерферометрии.



а



б

Рис. 4.13 Зависимость изменения уровня фазовых шумов ФС СГТ, вызванное использованием интегрирующего фильтра (а) в сравнении с его АЧХ (б). Зависимость на графике (а) получен как разность кривой 3 и кривой 2 на рис. 4.12.

4.4. Оптимизация цепи КФД-СГГ в составе криогенной системы ФАПЧ. Определение оптимальных параметров СИС-перехода для КФД в криогенной системе ФАПЧ

Задача оптимизации согласования КФД и СГГ состоит в получении максимального коэффициента передачи в петле в цепи КФД - СГГ

$K_{\text{КФД-СГГ}} = \frac{df_{\text{СГГ}}}{d\varphi}$ с учетом включения КФД и СГГ в петлю криогенной ФАПЧ.

При этом необходимо определить оптимальное значение для сопротивления R резистора, расположенного в цепи между КФД и СГГ и величину площади туннельного СИС-перехода, используемого для КФД. Для реализации режима подтягивания частоты и увеличения стабильности ФС СГГ путем использования интегрирующего фильтра без дополнительного УПТ требует максимально возможный коэффициент $K_{\text{КФД-СГГ}}$ на малых частотах расстройки. При этом нужно помнить, что выходной сигнал СИС-перехода ограничен, по крайней мере, такими величинами, как щелевое напряжение и скачек тока на щели.

Изложение данного пункта главы построено следующим образом: сначала анализируется формула (4.3) для коэффициента $K_{\text{КФД-СГГ}}$, а затем рассматриваются пределы варьирования параметров формулы с учетом включения КФД в реальную цепь.

Формула (4.3), полученная в пункте 4.2 показывает, как зависит $K_{\text{КФД-СГГ}}$ от различных параметров, приведем ее снова:

$$K_{\text{КФД-СГГ}} = \frac{df_{\text{СГГ}}}{d\varphi} = kdV_{\text{СГГ}} = -2kRd_{\text{КЛ СГГ}} \frac{r_{\text{д}}}{r_{\text{д}} + R} \frac{\partial I}{\partial P} \sqrt{P_1 P_2}$$

Здесь величины k , $Rd_{\text{КЛ СГГ}}$ считаются константами. Для изучения зависимости коэффициента $K_{\text{КФД-СГГ}}$ от площади СИС-перехода полагаем, что различные туннельные переходы имеют одинаковую плотность туннельного тока, тогда их нормальное сопротивление $R_{\text{н}}$ обратно пропорционально площади перехода.

Первый шаг анализа: из формулы (4.3), следует, что если все параметры, кроме R , фиксированы (что соответствует случаю, когда выбран определенный образец КФД), то R выгодно уменьшать. Однако, при $R < r_d$ коэффициент $\frac{r_d}{r_d + R}$ уже не будет сильно меняться, поэтому достаточно соблюдать условие $R \leq r_d$.

Второй шаг анализа: исследуем зависимость коэффициента $K_{\text{КФД-СГГ}}$ от величины площади туннельного СИС-перехода в КФД, которая влияет на его дифференциальное сопротивление r_d и на величину $\frac{\partial I}{\partial P}$. Две важные предпосылки: а) величина $\frac{\partial I}{\partial P} \sqrt{P_1 P_2}$ пропорциональна скачку тока на щели, т.е. обратно пропорциональна нормальному сопротивлению перехода R_n (мощности P_1 и P_2 можно подобрать достаточно большие, чтобы получить максимально допустимые изменения тока КФД, которые ограничены величиной, пропорциональной скачку тока на щели); б) $r_d \sim R_n$.

Из представленных предпосылок и формулы (4.8) следует:

$$K_{\text{КФД-СГГ}} = \frac{df_{\text{СГГ}}}{d\varphi} \sim \frac{r_d}{r_d + R} \cdot \frac{1}{R_n} \sim \frac{1}{R + r_d}. \quad (4.12)$$

Из этой зависимости получаем, что выгодно уменьшать одновременно r_d и R . При соблюдении и поддержании условия $R \leq r_d$ выражение (4.12)

упрощается до $K_{\text{КФД-СГГ}} \sim \frac{1}{R_n}$, т.е. $K_{\text{КФД-СГГ}}$ пропорционален площади. Таким образом, коэффициент передачи $K_{\text{КФД-СГГ}}$ растет линейно с увеличением площади туннельного СИС-перехода.

Пример оценки по формуле (4.3) для случая туннельных переходов, отличающихся по площади в 5 раз. Пусть $R=10$ Ом, $r_{d1} = 50$ Ом (СИС малой площади), $r_{d2} = 10$ Ом (СИС площади, большей в 5 раз).

Тогда для величин скачков квазичастичного тока на щели имеем равенство: $I_{g2} = 5I_{g1}$. Из ф-лы (4.3) $K_{\text{КФД-СГГ}} \approx \frac{r_d}{r_d + R} \cdot I_g$. Для малой площади: $K_{\text{КФД-СГГ}1} \approx \frac{50}{50+10} I_{g1} = 0.83I_{g1}$, для большой $K_{\text{КФД-СГГ}2} \approx \frac{10}{10+10} 5I_{g1} = 2.5I_{g1}$, получаем, что коэффициенты передачи в цепи КФД - СГГ в описанном случае отличаются в 3 раза.

При рассмотрении КФД, включенного в криогенную ФАПЧ (см. рис. 4.14), вступают в силу ограничения, лимитирующие увеличение площади туннельного перехода. Интегрирующий фильтр имеет сопротивление около 10 Ом по постоянному току, поэтому можно считать, что величина резистора R , входящего в формулу (4.3), равна 10 Ом

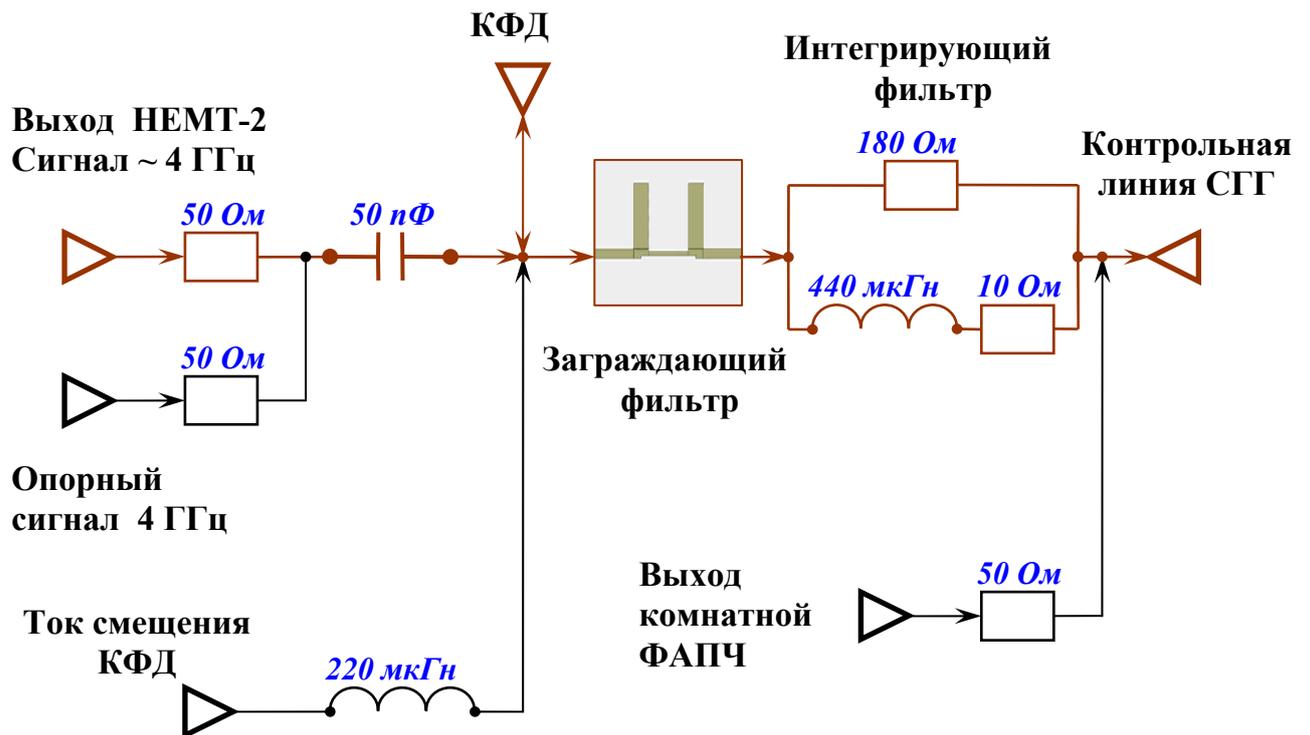


Рис. 4.14. Часть схемы криогенной системы ФАПЧ, содержащая КФД, СГГ, фильтры и развязки.

Анализ ограничений на увеличение площади СИС-перехода.

А) Ограничение на r_d . Увеличение площади влечет за собой уменьшение r_d , что приводит к ухудшению согласования КФД с 50 Ом выходами НЕМТ усилителя и опорного генератора частоты 4 ГГц (см. рис. 4.14). Также, увеличение площади перехода требует большей мощности для достижения требуемой накачки. Эти факторы приводят к необходимости увеличения мощностей сигнала на выходе усилителя и опорного генератора, от этого растет мощность опорного сигнала, проникающего через заграждающий фильтр в петлю и затем в систему измерения спектра. Для оптимального же согласования КФД с источниками СВЧ сигналов его рабочее сопротивление r_d должно быть порядка 50 Ом

Б) Ограничение на R . Уменьшение r_d требует уменьшения R ($R \leq r_d$). При малой величине R , большая часть тока питания КФД утекает через резистор R в контрольную линию СГГ (см. рис. 4.14). В результате этого, изменение напряжения КФД сильно смещает линию СГГ ($df_{\text{СГГ}} = k \frac{R d_{\text{КЛ СГГ}}}{R} dV_0$). Кроме того, уменьшение входного и выходного импеданса заграждающего фильтра (r_d и R соответственно) ведет к увеличению его групповой задержки. Опыт показывает, что $R = 5$ Ом, является минимальным значением. В схеме на рис. 4.14 используется $R = 10$ Ом.

Резюме: 1) Выгодно соблюдать $R \leq r_d$, рекомендуется $R \approx 0.2r_d$.
2) площадь туннельного СИС-перехода выгодно увеличивать (уменьшать R_n) до тех пор, пока не появятся проблемы: а) с требуемой СВЧ мощностью, б) с утечкой опорного сигнала через фильтр на спектроанализатор и в петлю, в) с утечкой тока питания КФД через резистор R в контрольную линию СГГ. При этом рекомендуется соблюдать условие $R > 5$ Ом. В итоге, оптимальным решением является использование резистора $R = 10$ Ом и СИС-перехода площадью 1 мкм^2 при стандартной плотности тока около 10 кА/см^2 что дает в рабочей точке $r_d \sim 50$ Ом.

Дополнительный комментарий касательно подавления критического тока в КФД. Представленные результаты получены для КФД с подавленным критическим током туннельного СИС-перехода. Существенного влияния неподавленного критического тока на фазовый отклик КФД не обнаружено, однако, при использовании КФД в криогенной ФАПЧ, критический ток может приводить к нестабильности частоты генерации СГГ, к высокому уровню фазовых шумов в системе и к возбуждениям в петле ФАПЧ. Влияние критического тока можно минимизировать смещением рабочей точки КФД до напряжения 2.5 мВ (щелевое напряжение 2.8 мВ). Однако, рекомендуется подавлять критический ток [A14,A15].

4.5. Экспериментальные результаты

В этом пункте главы описаны две конкретные реализации криогенной системы ФАПЧ и приведены результаты синхронизации ими СГГ.

В ходе разработки криогенной ФАПЧ было спроектировано и протестировано несколько систем с различной длиной петли и различной рабочей частотой. Ключевые результаты получены для двух систем, основные части которых уже были представлены в данной главе на рис 4.5 (пункт 4.3) и рис. 4.14 (пункт 4.4).

В первой криогенной системе ФАПЧ, показанной на рис. 4.15 (схема на рис. 4.5), длина петли равна 1 м, т.е. задержка в кабелях петли составляет около 5 нс [A15]. Рабочая частота системы равна 400 МГц. Величина групповой задержки фильтра, изображенного на рис 5, лежит в пределах 1.5 нс, т.е. суммарная задержка в петле системы должна быть не более 6.5 нс. На самом деле она составляет приблизительно 9 нс. Причина дополнительной задержки величиной около 2.5 нс не установлена. Такая же дополнительная задержка есть для второй криогенной системы ФАПЧ.

Вторая криогенная система ФАПЧ подробно представлена на фотографиях (рис. 4.16, 4.17 и 4.18), часть схемы показана на рис. 4.14 [A17-A19]. Эта система является последней реализацией криогенной ФАПЧ. Длина петли сокращена до 50 см (рис. 4.17), что соответствует задержке приблизительно 2.5 нс. Рабочая частота данной системы повышена до 4 ГГц, что позволило снизить задержку в фильтре петли, показанном на рис. 4.7, до 0.5 нс. Для определения полной задержки петли был проведен специальный эксперимент, состоящий в измерении Δ в зависимости от дополнительной задержки в петле (аналог эксперимента для комнатной ФАПЧ, описанного в пункте 2.3). Петля криогенной ФАПЧ была разорвана и концы выведены вне криостата, что позволило вносить регулируемую задержку добавлением кабелей. Результаты приведены на рис. 4.19. Эксперимент указывает, что полная задержка в петле равна примерно 5.5 нс. Помимо задержек в фильтре и кабелях в нее входят дополнительные 2.5 нс, как и для первой криогенной ФАПЧ.

В результате уменьшения задержки петли, величина Δ для первой системы составила около 25 МГц, а дальнейшие изменения, реализованные во второй системе, привели к увеличению Δ до величины более 40 МГц. Напомним, что в комнатной полупроводниковой ФАПЧ $\Delta = 14$ МГц при задержке 17 нс.

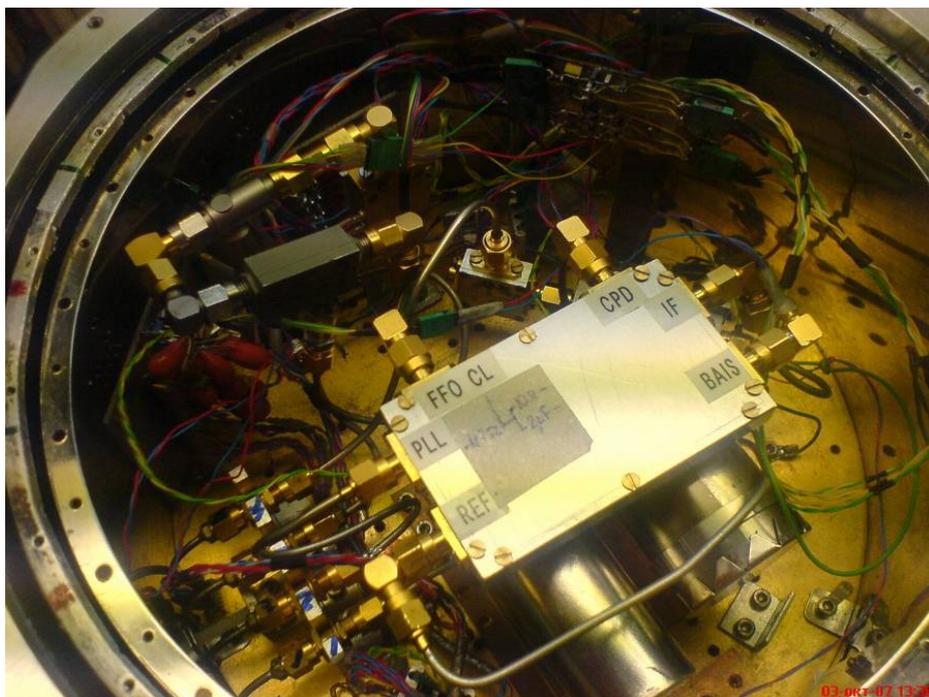


Рис. 4.15 Размещение в криостате криогенной ФАПЧ с длиной петли 1 м и рабочей частотой 400 МГц. Частично видны два магнитных экрана, в левом из которых находится СГГ с ГС, а в правом расположен КФД. Металлическая коробка сверху экранов содержит фильтр петли и развязки.

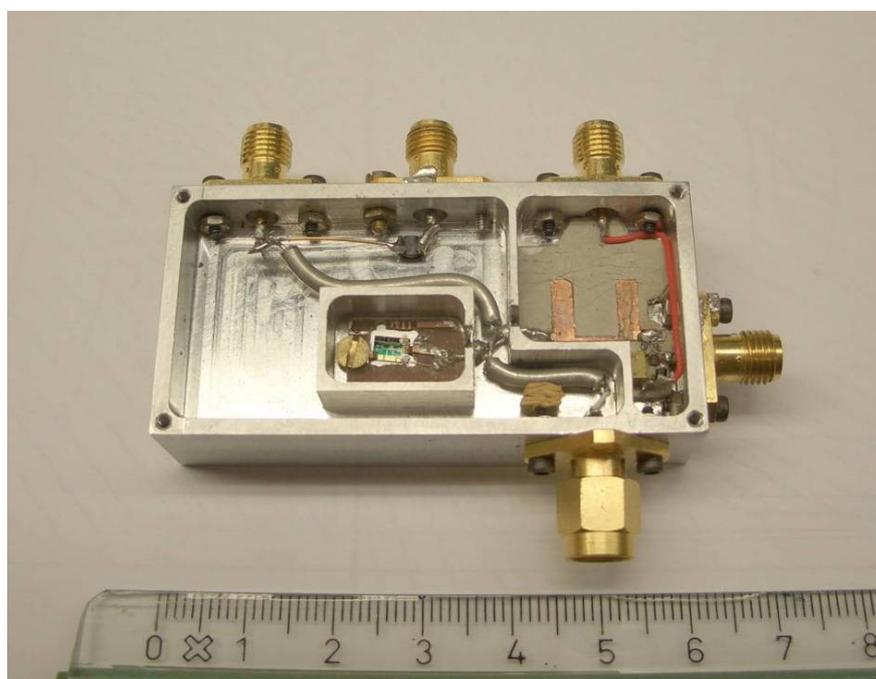


Рис. 4.16. Экспериментальная реализация части схемы криогенной ФАПЧ представленной на рис. 4.14.

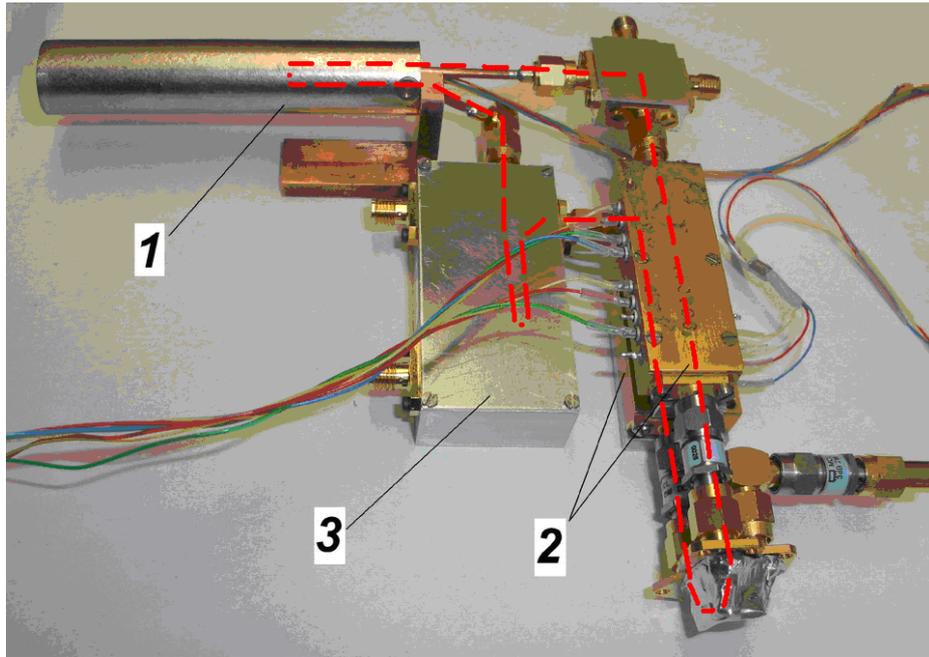


Рис. 4.17. Фото элементов петли криогенной ФАПЧ в сборе, где 1 – магнитный экран, содержащий СГГ и гармонический смеситель, 2 – HEMT усилители, 3 – коробка с КФД и фильтром, показанная на рис.4.16. Пунктирной линией изображен путь сигнала в петле обратной связи. Его общая длина равна 50 см.

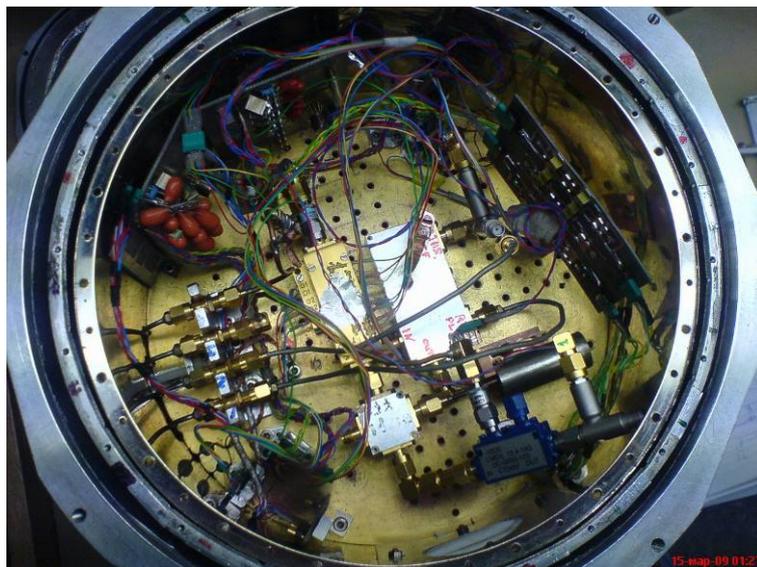


Рис. 4.18 Криогенная ФАПЧ для СГГ с длиной петли 50 см, размещенная в заливаемом криостате.

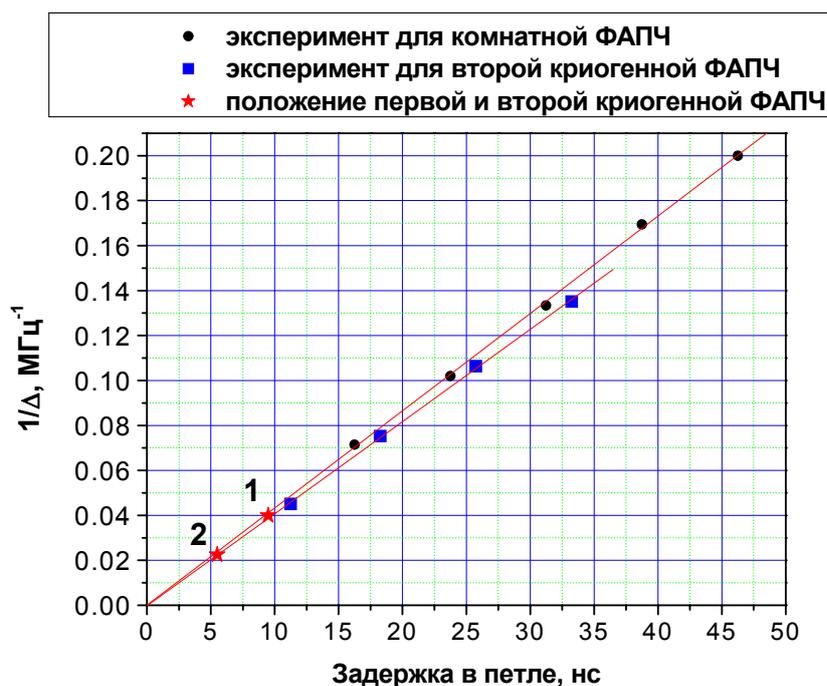


Рис. 4.19. Зависимость обратной ширины полосы синхронизации криогенной системы ФАПЧ с длиной петли 50 см от задержек в петле показана «квадратиками». Для сравнения приведены результаты для комнатной ФАПЧ – «кружочки». Первой и второй криогенным системам ФАПЧ без дополнительных задержек соответствуют «звездочки», выделенные цифрами «1» и «2» соответственно.

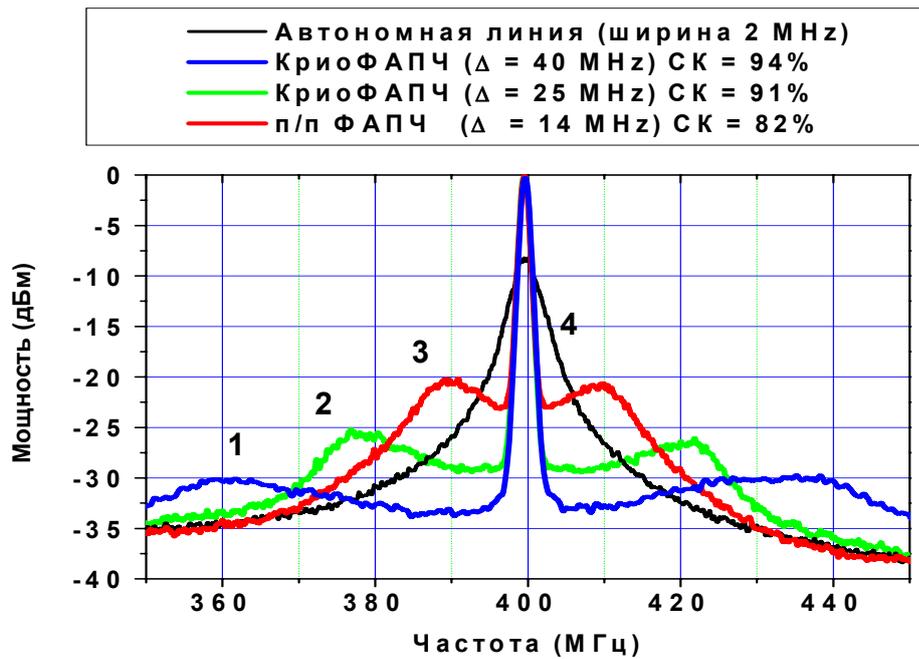
На рис. 4.20 показаны одни из главных результатов, достижению которых в заметной степени и посвящена настоящая работа. Здесь приведены преобразованные вниз по частоте спектры СГГ, синхронизированного криогенными системами ФАПЧ, в сравнении с результатом для комнатной системы. Из сопоставления спектров видно, как рост Δ приводит к расширению частотного диапазона, в котором фазовые шумы ФС СГГ ниже уровня СГГ в автономном режиме генерации, и уменьшает суммарную долю этих шумов.

Увеличение усиления в петле необходимо для снижения уровня фазовых шумов в полосе синхронизации. Однако, оно в определенный момент приводит появлению фазовых шумов на концах полосы

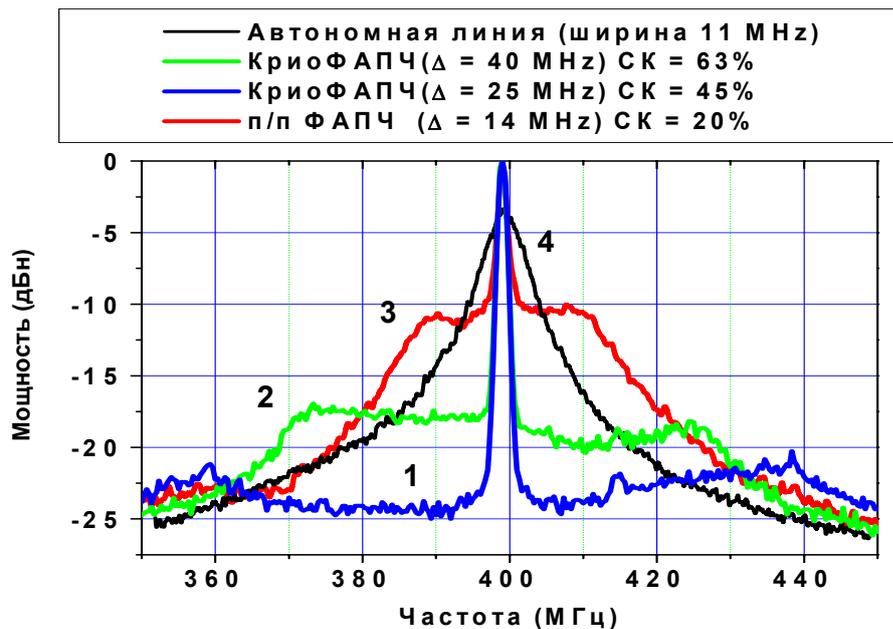
синхронизации (на частотах поворота фазы сигнала петли на π). Если увеличивать Δ , т.е. отодвигать эти пики фазовых шумов от несущей, то они уменьшатся по амплитуде (вследствие лоренцевской формы автономной линии СГГ, т.е. квадратичное спадание фазовых шумов с частотой), что позволит использовать больший коэффициент усиления петли и снизить общий уровень фазовых шумов.

Для СГГ с шириной автономной линии 2 МГц криогенная ФАПЧ способна синхронизировать 94 % мощности при Δ более 40 МГц, 91 % при $\Delta = 25$ МГц, в то время как полупроводниковая комнатная ФАПЧ дает лишь 82%. Превосходство криогенной ФАПЧ становится еще более заметным для линии шириной около 11 МГц, где она дает СК = 63 % при Δ более 40 МГц) и 45 % при $\Delta = 25$ МГц, а комнатная система лишь около 20 % [A17-A19]. Эти результаты сведены в таблице 4.1.

Таким образом, решена задача создания криогенной системы ФАПЧ, с параметрами, существенно превосходящими комнатный аналог.



а)



б)

Рис. 4.20. Преобразованные вниз по частоте спектры СГГ: а) ширина автономной линии 2 МГц; б) около 11 МГц

кривая «1» - синхронизированный второй криогенной системой ФАПЧ;

кривая «2» - синхронизированный первой криогенной системой ФАПЧ;

кривая «3» - синхронизированный комнатной системой ФАПЧ;

кривая «4» - автономная частотно-стабилизированная линия СГГ.

Таблица 4.1.

	Комнатная п/п ФАПЧ	Криогенная ФАПЧ 1	Криогенная ФАПЧ 2
Рабочая частота	0.4 ГГц	0.4 ГГц	4 ГГц
Длина петли, см	220	100	50
Задержка в кабелях, нс	11.5	5	2.5
Задержка в фильтре, нс	1.5	1.5	0.5
Задержка в элементах петли, нс	5.5	4	3
Полная задержка, нс	17	9	5.5
Ширина полосы синхронизации, МГц	12	25	40
СК для $LW = 2$ МГц	82 %	91 %	94 %
СК для $LW = 7$ МГц	40%	62 %	81%
СК для $LW = 11$ МГц	Около 20 %	45 %	63 %

Обобщение результатов синхронизации СГГ различными системами ФАПЧ приведено на рис. 4.21 [A19], сюда же включены результаты, приведенные в таблице 4.1. Экспериментальные данные для комнатной полупроводниковой ФАПЧ показаны «звездочками», для криогенной ФАПЧ с Δ около 25 МГц – «квадратиками», и «треугольниками» для криогенной ФАПЧ с Δ более 40 МГц. Линиями представлены результаты численного расчета [78]. Величина « Δ_R » (regulation bandwidth, диапазон регулировки) в расчете, равная 10 МГц, приблизительно соответствует 14 МГц в эксперименте. Из приведенных зависимостей можно оценить эффективность расширения Δ и перспективы дальнейшего движения в этом направлении. Т.е. оценочно, вдвое более широкую линию СГГ нужно синхронизовать вдвое более широкой системой ФАПЧ для получения того же СК.

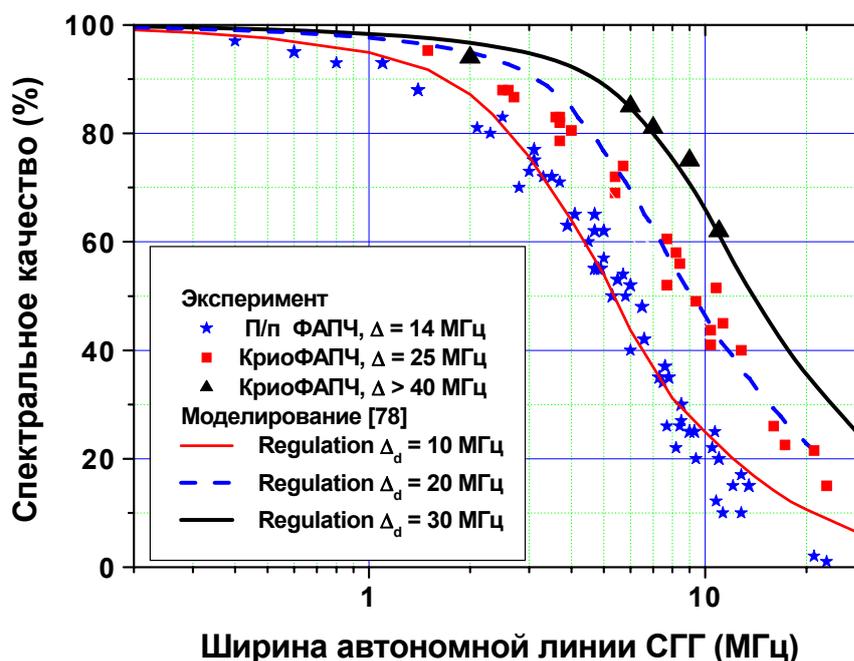


Рис. 4.21. Зависимость СК от ширины автономной линии СГГ, синхронизованного системами ФАПЧ с различными Δ .

4.6. Обобщение результатов, перспективы развития криогенной системы ФАПЧ

Таким образом, в работе разработана концепция криогенной системы ФАПЧ, основанная на размещении всех элементов петли в одном крио объеме с СГГ; использовании туннельного СИС-перехода в роли фазового детектора; с петлевым фильтром на пассивных элементах, работающих при температуре 4.2 К. В результате достигается компактность расположения элементов петли вблизи СГГ, что в совокупности с минимизацией задержки в отдельных элементах петли приводит к увеличению Δ .

При проектировании элементов петли необходимо контролировать величину их групповой задержки. Для уменьшения задержки в заграждающем фильтре петли до 0.5 нс рабочая частота системы была увеличена до 4 ГГц.

Для криогенной системы ФАПЧ разработан и испытан интегрирующий фильтр, позволяющий реализовать режим подтягивания и удержания частоты СГГ. Это делает систему устойчивой к шумам и позволяет ей работать без дополнительной частотной стабилизации. Интегрирующий фильтр существенно снижает уровень фазовых шумов ФС СГГ при отстройке частоты от несущей менее 100 кГц. Это важно для радиоастрономических применений СИП. Фильтр рассчитан так, что он не увеличивает групповую задержку, приводящую к уменьшению Δ .

Построена модель согласования КФД и СГГ, получена формула, описывающая коэффициент передачи в цепи КФД – СГГ $K_{\text{КФД-СГГ}}$, равный коэффициенту усиления разомкнутой петли. Оценено, что полоса удержания криогенной ФАПЧ для СГГ, основанной на КФД с СИС-переходом площадью 2 мкм^2 , может достигать 250 МГц.

Задача оптимизации согласования КФД и СГГ состоит в максимизации коэффициента передачи в петле в цепи КФД – СГГ $K_{\text{КФД-СГГ}}$ с учетом включения КФД и СГГ в петлю криогенной ФАПЧ. Установлено, что оптимальное значение сопротивления R резистора, расположенного в цепи между КФД и СГГ, равно 10 Ом, а рекомендуемая величина площади туннельного СИС-перехода в КФД составляет приблизительно 1 мкм^2 при плотности тока около $5 \dots 10 \text{ кА/см}^2$, что дает в рабочей точке r_d примерно 50 Ом.

При необходимости увеличения выходного сигнала КФД его можно изготавливать не на одиночном СИС, а на цепочке последовательно включенных переходов, что позволит при хорошем согласовании КФД со входными СВЧ сигналами увеличить амплитуду и ток выходного сигнала пропорционально числу переходов (с учетом того, что в ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН уже имеется опыт изготовления таких структур [79]).

Разработаны и детально исследованы различные конфигурации криогенной системы ФАПЧ для СГГ. Реализована система, имеющая длину

петли 50 см и рабочую частоту 4 ГГц, общая задержка петли которой уменьшена до 5.5 нс, в результате полоса синхронизации увеличена более чем до 40 МГц.

Для СГГ с шириной автономной линии 2 МГц криогенная ФАПЧ способна синхронизировать 94 % мощности при Δ более 40 МГц, 91 % при $\Delta = 25$ МГц, в то время как полупроводниковая комнатная ФАПЧ дает лишь 82%. Превосходство криогенной ФАПЧ становится еще более заметным для линии шириной около 11 МГц, где она дает СК = 63 % при Δ более 40 МГц и 45 % при $\Delta = 25$ МГц, а комнатная система позволяет синхронизировать лишь около 20 % мощности СГГ. Таким образом, решена задача создания криогенной системы ФАПЧ, с параметрами, существенно превосходящими комнатный аналог.

Для дальнейшего развития криогенной системы ФАПЧ для СГГ предлагается два основных пути.

Первый путь основан на усовершенствовании существующей системы (рис. 4.2), т.е. предполагается использование таких же элементов, что для криогенной ФАПЧ с длиной петли 50 см. Первым шагом необходимо установить и устранить источник дополнительной задержки величиной 2.5 нс. Затем нужно спроектировать блок, который будет содержать в себе два НЕМТ усилителя и СВЧ развязки. В этом же корпусе при желании можно будет разместить элементы блока, содержащего КФД (см. рис 4.14). Такой блок сделает систему еще более компактной и позволит увеличить ширину полосы синхронизации до 60...100 МГц. Следующим этапом возможно размещение КФД и петлевого фильтра на ТММ плате в непосредственной близости от микросхемы СИП. Не видно принципиальных ограничений и для интеграции КФД с петлевым фильтром на микросхему СИП.

Второй путь заключается в том, чтобы подавать сигнал с гармонического усилителя напрямую в контрольную линию СГГ. При этом гармонический усилитель будет работать как криогенный гармонический

фазовый детектор на туннельном СИС-переходе. Для осуществления фазовой синхронизации СГГ таким путем частота сигнала, генерируемого СГГ, и частота гармоники опорного сигнала, подаваемого на ГС должны совпадать. Поскольку ГС перемножает эти два сигнала, на его выходе формируется сигнал ошибки, синусоидально зависящий от разности фаз сигнала СГГ и гармоники опоры. Подача сигнала ошибки на СГГ будет подстраивать его частоту к соответствующей частоте гармоники опорного генератора. Возможность такой синхронизации СГГ была подтверждена экспериментально. Однако, теоретические оценки и экспериментальные результаты указывают на то, что мощности выходного сигнала ГС недостаточно для оптимальной синхронизации СГГ. Для усиления этого сигнала нужно использовать дополнительный усилитель низкой частоты. Такой усилитель можно разработать на распределенном джозефсоновском элементе [80] (который затем возможно интегрировать на чип СИП), либо изготовить на полупроводниковых элементах и разместить на ТММ плате вблизи СИП [А10]. Длина петли такой системы будет меньше 15 см, а ширина полосы синхронизации уверенно превзойдет величину 100 МГц. Описанная криогенная система ФАПЧ для СИП является очень компактной и будет выделять значительно меньше тепла, чем существующие системы, что особо перспективно для создания матричных приемников на СИП.

4.7. Выводы главы

1. Разработана схема криогенной системы ФАПЧ основанная на использовании туннельного СИС-перехода в качестве фазового детектора для наиболее компактного расположения элементов, что позволяет минимизировать перепады температуры в петле обратной связи и, как следствие, значительно сократить длину петли крио ФАПЧ.

2. Построена модель, которая качественно и количественно описывает согласование КФД и СГГ и их совместное включение в криогенную систему

ФАПЧ. Модель успешно применена при проектировании и оптимизации криогенной системы ФАПЧ.

3. Разработан и испытан интегрирующий фильтр для криогенной системы ФАПЧ, позволяющий реализовать режим подтягивания и удержания частоты СГГ. Это делает систему устойчивой к шумам и позволяет ей работать без дополнительной частотной стабилизации. Интегрирующий фильтр позволяет значительно увеличить усиление на низких частотах, что существенно снижает уровень фазовых шумов ФС СГГ при отстройке частоты от несущей менее 100 кГц (последнее чрезвычайно важно для радиоастрономических применений СИП).

4. Реализованы различные конфигурации криогенной системы ФАПЧ для СГГ. Проведено их детальное изучение и анализ работы. Создана криогенная система ФАПЧ с длиной петли 50 см, общая задержка петли которой равна примерно 5.5 нс, а ширина полосы синхронизации составляет более 40 МГц. Для СГГ с шириной линии около 11 МГц такая система способна синхронизировать 63% мощности излучения, что более чем в три раза превосходит результат для полупроводниковой комнатной ФАПЧ. Предложены пути дальнейшего развития криогенных систем ФАПЧ для СГГ.

Заключение

В ходе выполнения диссертационной работы получены следующие основные результаты:

1. Предложен и исследован новый элемент сверхпроводниковой электроники – криогенный фазовый детектор (КФД) основанный на туннельном переходе сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник (СИС). Изучены его амплитудные, частотные и фазовые характеристики. Амплитудно-частотная зависимость выходного сигнала КФД равномерна до 750 МГц, что почти на порядок больше величины, требуемой для синхронизации СГГ. Получена формула, описывающая зависимость амплитуды выходного сигнала КФД от его параметров. Разработан эффективный метод определения базовых характеристик СИС-перехода в качестве КФД путем измерения ВАХ и зависимости тока накачки от мощности подаваемого на переход одиночного СВЧ-сигнала. Выходной сигнал КФД на СИС-переходе площадью 2 мкм² достигает уровня -50 дБм. Определены оптимальные режимы работы КФД.

2. Построена модель, которая качественно и количественно описывает согласование КФД и СГГ и их совместное включение в криогенную систему ФАПЧ, эта модель успешно применена для проектирования и оптимизации системы.

3. Разработана схема криогенной системы ФАПЧ, основанная на использовании туннельного СИС-перехода в качестве фазового детектора, что приводит к минимизации перепадов температур в петле обратной связи и для наиболее компактному расположению элементов.

4. Экспериментально реализовано несколько конфигураций криогенной системы ФАПЧ для СГГ. Проведено их детальное изучение и анализ работы. Для криогенной системы ФАПЧ с опорной частотой 4 ГГц, общая задержка петли которой составляет около 5.5 нс, получена полоса синхронизации

системы более 40 МГц. Для СГГ с шириной линии около 11 МГц такая криогенная система ФАПЧ способна синхронизировать 63% мощности, что более чем в три раза превосходит показатель для полупроводниковой комнатной ФАПЧ.

5. Для криогенной системы ФАПЧ с интегрирующим фильтром реализован режим удержания и подтягивания частоты генератора. Это делает систему устойчивой к шумам и позволяет ей работать без дополнительной частотной стабилизации. Интегрирующий фильтр позволяет существенно снизить уровень фазовых шумов фазовосинхронизованного СГГ при отстройке частоты от несущей менее 100 кГц, что важно для радиоастрономических применений СИП.

Благодарности

Я искренне признателен моему научному руководителю Кошелеву Валерию Павловичу за предоставленную уникальную возможность заниматься интересной и актуальной научной работой, решать нетривиальные задачи, работая в его лаборатории, а также за оказанную огромную поддержку в этой работе и неоценимую помощь при написании диссертации.

Хочется выразить особую признательность Павлу Ягубову за дружественную атмосферу и большую помощь в проведении экспериментов, а также Андрею Барышеву за интересные идеи, готовность всегда помочь дельным советом и выручить хорошим прибором.

Огромную помощь в при проведении экспериментов мне оказали голландские коллеги Ханс Гольштейн, Рональд Хеспер, Хенк Од и др.

Хочется также поблагодарить всех сотрудников лаборатории 234 сверхпроводниковых устройств сотрудников для приема и обработки информации ИРЭ РАН за сотрудничество и поддержку.

Наконец, хочу выразить свою признательность своим родным и близким. Без их поддержки и терпения эта работа никогда бы не была проделана.

Работы автора по теме диссертации

- [A1] **А.В. Худченко**, М.Ю. Торгашин, В.П. Кошелец, «Влияние ширины автономной линии генерации ФФО на разрешение сверхпроводникового интегрального приемника», *труды XLVII научной конференции МФТИ*, т.5, стр. 28-30, 2004.
- [A2] V.P. Koshelets, S.V. Shitov, A.B. Ermakov, O.V. Koryukin, L.V. Filippenko, **A. V. Khudchenko**, M. Yu. Torgashin, P. Yagoubov, R. Hoogeveen, O.M. Pylypenko, “Superconducting Integrated Receiver for TELIS”, “*IEEE Trans. on Appl. Supercond.*”, vol. 15, pp. 960-963, 2005.
- [A3] В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, Л.В. Филиппенко, О.В. Корюкин, М.Ю. Торгашин, **А.В. Худченко**, «Интегральный сверхпроводниковый спектрометр для мониторинга атмосферы.», *Известия ВУЗов «Радиофизика»*, т. XLVIII, № 10-11, стр. 947-954 2005.
(V. P. Koshelets, P. N. Dmitriev, A. B. Ermakov, L. V. Filippenko, O. V. Koryukin, M. Yu. Torgashin, **A. V. Khudchenko**, “Integrated Superconducting Spectrometer for Atmosphere Monitoring”, “Radiophysics and Quantum Electronics”, vol. 48, No. 10-11, pp 947-954, 2005.)
- [A4] V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, O.V. Koryukin, **A.V. Khudchenko**, M.Yu. Torgashin, P.A. Yagoubov, R. W.M Hoogeveen, and W. Wild, “Super-conducting Submm Integrated Receiver with Phase-Locked Flux-Flow Oscillator for TELIS”. Abstract for the 16th International Symposium on Space Terahertz Technology, Sweden, May 2005, p108. *Conference Proceedings ISSTT 2005*, p. 276 - 271.

- [A5] В.П. Кошелец, **А.В. Худченко**, «Исследование спектральных характеристик сверхпроводникового интегрального приемника», «Радиотехника и электроника», т.15, №5, с 633-640, 2006. (V.P. Koshelets and **A. V. Khudchenko**, "Analysis of Spectral Characteristics of a Superconducting Integrated Receiver", *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2006, Vol. 51, No. 5, pp. 596–603. Original Russian Text © V.P. Koshelets, A.V. Khudchenko, 2006, published in *Radiotekhnika i Elektronika*, Vol. 51, No. 5, pp. 633–640, 2006)
- [A6] **А.В. Худченко**, «Исследование спектральных характеристик сверхпроводникового интегрального приемника», «Нелинейный Мир», т.4, №6, с 339-340, 2006.
- [A7] P. Yagoubov, R. Hoogeveen, M. Torgashin, **A. Khudchenko**, V. Koshelets, N. Suttiwong, G. Wagner, M. Birk, "550-650 GHz spectrometer development for TELIS", The 17th International Symposium on Space Terahertz Technology, Paris, May 2006, *Conference Proceedings ISSTT 2006*, report FR3-3.
- [A8] V.P. Koshelets, A.B. Ermakov, L.V. Filippenko, **A.V. Khudchenko**, O.S. Kiselev, A.S. Sobolev, M.Yu. Torgashin, P.A. Yagoubov, R.W.M. Hoogeveen, and W. Wild, "Integrated Submillimeter Receiver for TELIS", *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 17, pp. 336-342, 2007.
- [A9] **A.V. Khudchenko**, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, P.A. Yagoubov, and O.M. Pylypenko, "Cryogenic Phase Detector for Superconducting Integrated Receiver", *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 17, pp. 606-608, 2007.
- [A10] В. П. Кошелец, Л.В.Филиппенко, В. Б. Борисов, П.Н.Дмитриев, А. Б. Ермаков, О. С. Киселёв, И.Л.Лапицкая, А. С. Соколов, М.Ю. Торгашин,

А. В. Худченко, П.А. Ягубов, «Интегральный сверхпроводниковый бортовой спектрометр для мониторинга атмосферы.», *Известия ВУЗов «Радиофизика»*, т. L, № 10-11, стр. 935-940, 2007.

[A11] Патент на изобретение №2319300 "Широкополосная система фазовой автоподстройки частоты для криогенного генератора" с приоритетом от 21.11.2006, авторы: Кошелец В.П., **Худченко А.В.**, Дмитриев П.Н. Зарегистрировано в государственном реестре изобретений РФ 10.03.2008.

[A12] **А.В. Худченко**, В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, О.М. Пилипенко, «Криогенная система фазовой автоподстройки частоты», *«Нелинейный Мир»*, т.5, №5, с 343-344, 2007.

[A13] **А.В. Худченко**, В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, О.М. Пилипенко, «Криогенный фазовый детектор», *«Нелинейный Мир»*, т.6, №4, с 284-285, 2008.

[A14] **А.В. Худченко**, В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, «Криогенный фазовый детектор», *«Радиотехника и электроника»*, т.53, №5, с 624-629, 2008.

(A.V. Khudchenko, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov "A cryogenic phase detector for a cooled wideband phase-lock loop system", *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 53, No. 5, pp. 594-599, 2008.)

[A15] **A.V. Khudchenko**, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, O.M. Pylypenko, and P.A. Yagoubov, "Cryogenic Phase Locking Loop System for Flux-Flow Oscillator", *Proceedings of the 19th International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT-08)*, vol 2, pp. 511-515, 2009.

- [A16] Valery P. Koshelets, Andrey B. Ermakov, Pavel N. Dmitriev, Lyudmila V. Filippenko, **Andrey V. Khudchenko**, Nickolay V. Kinev, Oleg S. Kiselev, Alexander S. Sobolev, Mikhail Yu. Torgashin, “Phase-locked Local Oscillator for Superconducting Integrated Receiver”, *Proceedings of the 19th International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT-08)*, vol 1, pp. 211-220, 2009.
- [A17] **А.В. Худченко**, В.П. Кошелец, П.Н. Дмитриев, А.Б. Ермаков, «Криогенная система фазовой автоподстройки частоты для сверхпроводникового генератора гетеродина», *«Нелинейный Мир»*, т.7, №3, с 222-223, 2009.
- [A18] **A.V. Khudchenko**, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, O.M. Pylypenko “Cryogenic Phase Locking Loop System for Flux Flow Oscillators”, *Extended Abstracts of the International Superconductive Conference ISEC'2009*, HF-P17, Fukuoka, Japan, June 2009
- [A19] **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*, vol. 22, No8, 2009.

Список литературы

- [1]. А.В. Соколов, Е.В. Сухонин, Ослабление миллиметровых волн в толще атмосферы, Итоги науки и техники Сер.Радиотехника, т.20, 1980.
- [2]. В.Н. Пожидаев, Возможности применения терагерцевого диапазона радиоволн, Радиотехника, т.5, с. 5, 2006.
- [3]. 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.
- [4]. 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.
- [5]. P.H. Siegel, THz Applications for Outer and Inner Space, 7th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, p. 1-4., 2006.
- [6]. Проект SMA - Submillimeter Array. – Сайт в Интернете – <http://www.cfa.harvard.edu/sma/>, 2009.
- [7]. Проект SOFIA - Stratospheric Observatory for Infrared Astronomy. – Сайт в Интернете – <http://www.sofia.usra.edu/>, 2009.
- [8]. Проект HERSCHEL. – Сайт в Интернете – <http://www.esa.int/science/herschel>, 2009.
- [9]. 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.

- [10]. B.M. Fischer, M. Walther, P Uhd Epsen, Far-infrared vibrational modes of DNA components studied by terahertz time-domain spectroscopy, *Physics in Medicine and Biology*, 47 (21), p. 3807-3814, 2002.
- [11]. K. Humphreys, J. P. Loughran, M. Gradziel, W. Lanigan, T. Ward, J.A. Murphy, C. O’Sullivan, Medical applications of Terahertz Imaging: a Review of Current Technology and Potential Applications in Biomedical Engineering, Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS., San Francisco, CA, USA, 2004.
- [12]. 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.
- [13]. 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.
- [14]. P.H. Siegel, Terahertz technology in biology and medicine. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume: 52, Issue: 10, pp. 2438- 2447, 2004.
- [15]. T.W. Crowe, R.J. Matlack, H.P. Roser, W.L. Bishop, W.C.B. Peatman, and X. Liu, GaAs Schottky Diodes for THz Mixing Applications, *Proc. IEEE.*, vol. 80., pp. 1827-1841., 1992.
- [16]. S.S. Gearhart, J. Hesler, W.L. Bishop, T.W. Crowe, and G.M. Rebeiz, A Wide-band 760-GHz Planar Integrated Schottky Receiver, *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 3., pp. 205-297, 1993.
- [17]. Hesler J.L., Crowe T.W., Weikle R.M., Bradley R.F., Pan S.K., and Chattopadhyay P., The Design Construction and Evaluation of a 585 GHz Planar Schottky Mixer, Proceedings of the 6th International Symposium on

- Space Terahertz Technology, California Institute of Technology, Pasadena, CA, USA, p. 34, 1995.
- [18]. 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.
- [19]. Zorin A.B. Quantum Noise in SIS Mixers / Zorin A.B. // *IEEE Trans Magn.*, v. 21., p. 939-942, 1985.
- [20]. Tucker J.R., Quantum detection at millimeter wavelengths / Tucker J.R., Feldman M.J. // *Rev. Mod. Phys.*, v. 4., pp. 1055-1113, 1985.
- [21]. Stadt van de H. A 1 THz Nb SIS heterodyne mixer with normal metal tuning structure / Stadt van de H., Baryshev A., Dieleman P., Graauw de Th., Klapwijk T.M., Kovtonyuk S., Lange de G., Lapitskaya I., Mees J., Panhuizen R.A., Prokopenko G., Schaeffer H. // *Proc. 6 Int. Symp. Space Terahertz Technol.*, pp. 66-77, 1995.
- [22]. Jackson B. NbTiN/SiO₂/NbTiN and NbTiN/SiO₂/Al tuning circuits for 1 THz waveguide SIS mixers / Jackson B., Lange de G., Laauwen W.M., Gao J.-R., Iosad N.N., Klapwijk T.M. // *Proc. 11 Int. Symp. Space Terahertz Technol.*, U. of Michigan, Ann Arbor, Michigan, pp. 238-250, 2000.
- [23]. Uzawa Y. Performance of all-NbN quasi-optical SIS mixers for the terahertz band / Uzawa Y., Wang Z., Kawakami A., Miki S. // *Proc. 12 Int. Symp. Space Terahertz Technol. - San Diego, USA. - Feb., 2001*
- [24]. Karpov A., Blondell J., Voss M., Gundlach K.H., Four photons sensitivity heterodyne detection of submillimeter radiation with superconducting tunnel junctions, *IEEE Trans on Appl. Superconductivity.*, v. 5, No 2., pp. 3304-3307, 1995.
- [25]. J. Zmuidzinas Quasi-optical slot antenna SIS mixers, J. Zmuidzinas, and H. G. LeDuc, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, v. 40., pp. 1797-1804, 1992.

- [26]. J. Zmuidzinas Low-noise slot antenna SIS mixers, J. Zmuidzinas, N. G. Ugras, D. Miller, M. Gaidis, H. G. LeDuc, J. A. Stern, *IEEE Trans. on Appl. Superconductivity.*, v. 5, No. 2., p. 3053, 1995.
- [27]. Проект ALMA - Сайт в Интернете – <http://www.almaobservatory.org/index.php>. 2009.
- [28]. J.R. Gao, J.N. Hovenier, Z.Q. Yang, J.J. A. Baselmans, A. Baryshev, M. Hajenius, T.M. Klapwijk, A.J.L. Adam, T.O. Klaassen, B.S. Williams, S. Kumar, Q.Hu, and J.L. Reno, Terahertz heterodyne receiver based on a quantum cascade laser and a superconducting bolometer, *Appl. Phys. Lett.* - 86 (24): Art. No. 244104.
- [29]. М. Гершензон, Г. Н. Гольцман, И. Г. Гогидзе, Ю. П. Гусев, А. И. Елантьев, Б. С. Карасик, А. М. Люлькин, А. Д. Семенов, Смеситель миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн на основе разогрева электронов в резистивном состоянии сверхпроводниковых пленок, *СФХТ.*, том 3, часть I. – стр. 2143-2160., 1990.
- [30]. E. M. Gershenzon, G. N. Gol'tsman, Yu. P. Gousev, A. I. Elant'ev, and A. D. Semenov Electromagnetic Radiation Mixer Based on Heating in Resistive State of Superconductive Nb and YBaCuO Films, *IEEE Trans. on Mag.*, vol. 27, no. 2. – pp. 1317-1320., 1991.
- [31]. 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.
- [32]. V.P. Koshelets, S.V. Shitov, Integrated Superconducting Receivers, *Superconductor Science and Technology*, v. 13. - pp., R53-R69, 2000.
- [33]. 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.

- [34]. R.W.M. Hoogeveen, P. Yagoubov, A. de Lange, A.M. Selig, V.P. Koshelets, B.N. Ellison, and M. Birk Eds. R. Meynart, S.P. Neeck, H. Shimoda, Superconducting integrated receiver development for TELIS, 12th International Symposium on Remote Sensing, Sensors, Systems and Next-Generation Satellites IX. Bruges, Belgium., 5978., pp. 440-450, 2005.
- [35]. 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, 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.
- [36]. P.A. Yagoubov, W.-J. Vreeling, H. van de Stadt, R.W.M. Hoogeveen, O.V. Koryukin, V. P. Koshelets, O.M. Pylypenko, and A. Murk, 550-650 GHz spectrometer development for TELIS, Conference proceedings of the 16th international symposium on space terahertz technology, Chalmers, Sweden, May 2-4, pages 438-443, 2005.
- [37]. 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.
- [38]. Koshelets V.P., Shitov S. V., Dmitriev P. N., et al., *Physica C*, v. 367. - p. 249, 2002.
- [39]. Shitov S. V., Koshelets V.P., Ermakov A. B., et al. // *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, v. 13, No. 2., p. 684, 2003.
- [40]. А.Бароне, Дж.Патерно. Эффект Джозефсона. Физика и применения. - М., "Мир", 1985.
- [41]. В.В.Шмидт «Введение в физику сверхпроводников», МЦНМО, 2000.

- [42]. 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*, v. 14, pp. 1040 - 1043, 2001.
- [43]. 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.
- [44]. V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.N. Mashentsev, A.S. Sobolev, V.V. Khodos, A.L. Pankratov, V.L. Vaks, A.M. Baryshev, P.R. Wesselius, and J. Mygind, Linewidth of Josephson flux flow oscillators, *Physica C.*, 372–376., pp. 316–321, 2002.
- [45]. V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.B. Ermakov, A.S. Sobolev, M.Yu. Torgashin, V.V. Kurin, A.L. Pankratov, J. Mygind, “Optimization of the Phase-Locked Flux-Flow Oscillator for the Submm Integrated Receiver”, “*IEEE Trans. on Appl. Supercond.*”, vol. 15, pp. 964-967, 2005.
- [46]. 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
- [47]. 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.
- [48]. 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_{0.7},Ti_{0.3})N thin films”, *Journal of Applied Physics*, vol. 92, no. 9, pp. 4999-5005, 2002.
- [49]. 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 Related Roughness of

- (Nb,Ti)N Sputter-Deposited Films”, *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 13, no. 2, pp. 3301-3304, 2003.
- [50]. Z. 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.
- [51]. Z. Wang, A. Kawakami, Y. Uzawa, B. Komiyama, “High critical current density NbN/AlN/NbN tunnel junction fabricated on ambient temperature MgO substrates”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 64, no. 15, pp. 2034-2036, 1994.
- [52]. Z. Wang, A. Kawakami, Y. Uzawa, “NbN/AlN/NbN tunnel junction with current density up to 54 kA/cm²”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 70, no. 1, pp. 114-116, 1997.
- [53]. Z. Wang, Y. Uzawa, A. Kawakami, “High current density NbN/AlN/NbN tunnel junction for submillimeter wave SIS mixers”, *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 7, no. 2, pp 2797-2800, 1997.
- [54]. A. Kawakami, Z. Wang, S. Miki, “Low-loss epitaxial Nb/MgO/NbN trilayers for THz application”, *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, vol. 11, no. 1, pp 80-83, 2001.
- [55]. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н., Радиотелескопы и радиометры., М.: Наука, 1973.
- [56]. S. AlBanna, R. Brito, B. Shillue, ALMA 1st LO Photonic Reference: Status of Phase Drift Measurements, 2005. Доступно в Интернете на сайте - http://www.tuc.nrao.edu/~bshillue/E2E_Phase_Drift_Status_RevB.doc. 2009.
- [57]. В. Линдсей, Системы синхронизации с связи и управления, *Советское радио*, 1978.
- [58]. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин, Фазовая автоподстройка частоты, *Связь*, 1996.
- [59]. F.M. Gardner, Phaselock Techniques, *John Wiley & Sons*, 1979.
- [60]. I. Giaver, “Energy Gap in Superconductors Measured by Electron Tunneling”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 5, pp. 147-148, 1960.

- [61]. I. Giaver, "Photosensitive Tunneling and Superconductivity", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 20, pp. 1286-1289, 1968.
- [62]. В.С. Владимиров, Уравнения математической физики, Наука, 1985.
- [63]. Gert de Lange, Pavel Yagoubov, Hans Golstein, Leo de Jong, Arno de Lange, Bart van Kuik, Ed de Vries, Johannes Dercksen, Ruud Hoogeveen, Valery Koshelets, Andrey Ermakov, and Lyudmila Filippenko, "Flight configuration of the TELIS instrument", presented at the *19th International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT-08)*, Groningen, the Netherlands, report 10-2., 2008.
- [64]. Е.С. Вентцель, Л.А. Лавров, теория случайных процессов и ее инженерные приложения, М: издательский центр «Академия», 2003.
- [65]. А.Н.Тихонов, А.В.Гончарский, В.В.Степанов, А.Г.Ягола, Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация, *Наука*, 1983.
- [66]. Tikhonov, A., Goncharski, A., Stepanov, V., & Kochikov, I., *Sov. Phys.–Doklady*, 32, p 456, 1987.
- [67]. V.I. Gelfgat, E.L. Kosarev, E.R. Podolyak. *Comput. Phys. Commun.* V.74. P.335, 1993.
- [68]. Starck J. L., Pantin E., Murtagh F., «Deconvolution in Astronomy: A Review», *Publications of the Astronomical Society of the Pacific.*, V. 114. N.799. P 1051. 2002.
- [69]. К.К. Лихарев «Введение в динамику джозефсоновских переходов», Москва, «Наука», 1985.
- [70]. 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.
- [71]. 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.

- [72]. А.С. Кингсеп, Г.Р. Локшин, О.А. Ольхов, Основы физики, т.1, Физматлит, 2001.
- [73]. Tucker J.R., “Quantum Limited Detection in Tunnel Junction Mixers”, *IEEE J. Quantum Electron.*, V. QE-15, No. 11, pp. 1234 – 1258, 1979.
- [74]. Tien P.K., Gordon J.P., “Multiphoton Process Observed in the Interaction of Microwave Fields with the Tunneling Between Superconductor Films”, *Phys. Rev.*, v. 129, No. 2, pp. 647-651, 1963.
- [75]. J.R. Tucker, “Predicted Conversion Gain in Superconductor-insulator-superconductor Quasiparticle mixers”, *Appl. Phys. Lett.*, v. 36, No. 6, pp. 477-479, 1980.
- [76]. A.H. Dayem, R.J. Martin, “Quantum interaction of microwave radiation with tunneling between superconductors”, *Phys. Rev. Lett.*, 8, pp. 246-248, 1962.
- [77]. Christophe Risacher, Victor Belitsky, “GaAs HEMT Low-Noise Cryogenic Amplifiers from C-Band to X-Band with 0.7K/GHz Noise Temperature”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 3, March 2003.
- [78]. A.L. Pankratov, V.L. Vaks, and V.P. Koshelets, *J. Appl. Phys.* 102, 0639, 2007.
- [79]. Tarasov, M.; Stepanov, E.; Lindstrom, T.; Kalabukhov, A.; Ivanov, Z.; Claeson, T., “Antenna coupled planar arrays of Josephson junctions”, *Physica C*, v 372-376, pt.1, p 355-9., 2002.
- [80]. J.E. Nordman, Superconductive amplifying Device using fluxon dynamics, *Superconductor Science and Technology*, 8, pp 681-699, 1995.