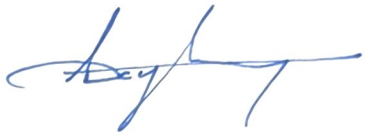
Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова
Российской академии наук

На правах рукописи



ХУДЧЕНКО Андрей Вячеславович

Малошумящие гетеродинные приемники с разделением боковых полос субмиллиметрового диапазона длин волн: методы проектирования смесителей и элементная база

Специальность 1.3.4. Радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
доктора физико-математических наук

Научный консультант
доктор физико-математических наук,
профессор
КОШЕЛЕЦ Валерий Павлович

Москва – 2026

Оглавление

Введение ... 8
ГЛАВА 1. Малошумящие гетеродинные приемники миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн: состояние проблемы ... 20
1.1. Наблюдательные задачи радиоастрономии в диапазоне 0,2–5 ТГц ... 20
1.1.1. Место субмиллиметрового и терагерцового диапазонов в астрономии ... 20
1.1.2. Межзвездная среда и астрохимия ... 21
1.1.3. Звездообразование, протопланетные диски и происхождение воды ... 25
1.1.4. Внегалактическая астрономия и космология ... 26
1.1.5. Солнечная система ... 27
1.1.6. Интерферометрия со сверхдлинными базами и наблюдения окрестностей черных дыр ... 27
1.1.7. Сводка требований к приемной аппаратуре ... 28
1.2. Гетеродинный прием: принцип, чувствительность и ее физические пределы ... 29
1.2.1. Принцип гетеродинного приема ... 29
1.2.2. Чувствительность приемника и шумовая температура ... 31
1.2.3. Квантовый предел чувствительности ... 32
1.2.4. Влияние атмосферы ... 33
1.2.5. Калибровка и определение шумовой температуры ... 34
1.2.6. Стабильность приемника ... 35
1.3. Обсерватории и инструменты миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов ... 35
1.3.1. Наземные одиночные телескопы ... 36
1.3.2. Интерферометры ... 39
1.3.3. Космические и аэростатные инструменты ... 40
1.3.4. Сводная таблица инструментов ... 43
1.4. Смесительные элементы ... 44
1.4.1. Диоды Шоттки ... 45
1.4.2. СИС-смесители: физические основы ... 46
1.4.3. Шумовые свойства и предельная чувствительность СИС-смесителя ... 48
1.4.4. Эффект Джозефсона и устойчивость ... 49
1.4.5. Смесители на горячих электронах (HEB) ... 50
1.4.6. Сравнение смесительных элементов ... 51
1.5. Материалы и элементная база СИС-приемников ... 52
1.5.1. Туннельные структуры Nb/AlO_x/Nb ... 53

1.5.2. Структуры Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением 53
1.5.3. Сверхпроводящие пленки и микрополосковые линии 54
1.5.4. Методы контроля качества сверхпроводящих пленок 56
1.5.5. Волноводные узлы приемника 58
1.6. Схемы приемников и разделение боковых полос 61
1.6.1. Одноканальный двухполосный приемник 61
1.6.2. Балансная схема 61
1.6.3. Схема с разделением боковых полос 63
1.6.4. Теория качества разделения полос 64
1.6.5. Выигрыш схемы 2SB по сравнению с двухполосной 66
1.6.6. Методы измерения подавления зеркальной полосы 67
1.6.7. Цифровое разделение боковых полос 70
1.6.8. Состояние дел по частотным диапазонам 71
1.7. Источники гетеродина терагерцового диапазона 72
1.7.1. Требования к гетеродину 72
1.7.2. Умножительные цепочки на диодах Шоттки 73
1.7.3. Электровакуумные и полупроводниковые источники 74
1.7.4. Сверхпроводниковые источники 74
1.7.5. Квантово-каскадные лазеры терагерцового диапазона 75
1.7.6. Методы стабилизации частоты ККЛ 76
1.8. Выводы по главе и постановка задач диссертации 78
1.8.1. Нерешенные вопросы, выявленные обзором 78
1.8.2. Цель и задачи работы, структура диссертации 79
ГЛАВА 2. Туннельные СИС-структуры и сверхпроводниковые пленки для частот до 1 ТГц 81
2.1. СИС-смесители на туннельных переходах Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением, встроенные в микрополосковую линию NbTiN/SiO_2/Al 81
2.1.1. Дизайн и изготовление чипа СИС-смесителя 84
2.1.2. Результаты измерений 88
2.2. Внедрение: модернизация матричного приемника CHAMP+ на телескопе APEX 96
2.2.1. Смесители высокочастотной матрицы (790–950 ГГц) 98
2.2.2. Замена смесителей на телескопе и итоговый выигрыш 101
2.3. Дисперсионная Фурье-спектрометрия как метод контроля качества пленок NbTiN в терагерцовом диапазоне 104
2.3.1. Описание метода 105
2.3.2. Подготовка эксперимента 109

2.3.3. Результаты измерений ... 111
2.3.4. Сравнение с измерениями методом терагерцовой спектроскопии во временной области ... 115
Выводы по главе 2 ... 118
ГЛАВА 3. Волноводные структуры смесителей с разделением боковых полос: теория и методы проектирования ... 121
3.1. Аналитическая модель коэффициента подавления зеркального канала: вклад отражений от одиночных смесителей, согласованной нагрузки и квадратурного моста ... 122
3.1.1. Стандартная модель СИС-смесителя с разделением боковых полос ... 122
3.1.2. Волноводная структура смесителя с разделением боковых полос ... 125
3.1.3. Симметричные и несимметричные пути отражений ... 127
3.1.4. Аналитическая модель учета отражений ... 129
3.1.5. Приведенная форма модели и граничная оценка подавления ... 130
3.1.6. Баланс мощности гетеродина ... 134
3.1.7. Следствия модели и рекомендации по проектированию ... 135
3.2. Верификация модели численным моделированием и измерениями ... 138
3.2.1. Методика электродинамического моделирования и моделируемая структура ... 138
3.2.2. Результаты моделирования полной структуры ... 140
3.2.3. Сравнение аналитической модели с результатами моделирования ... 143
3.2.4. Экспериментальная проверка ... 147
3.3. Экспериментальные методы анализа баланса приемника с разделением полос на основе СИС-смесителей ... 152
3.3.1. Измерение коэффициента подавления зеркальной полосы ... 153
3.3.2. Баланс трактов ВЧ и гетеродина по токам накачки СИС-переходов ... 153
3.3.3. Баланс тракта ПЧ с использованием дробового шума СИС-переходов ... 154
3.3.4. Метод инверсии смещения смесителя ... 158
Выводы по главе 3 ... 161
ГЛАВА 4. Волноводные СИС-смесители с разделением боковых полос диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц ... 164
4.1. Модульная архитектура 2SB-приемника 600–720 ГГц ... 165
4.1.1. Концепция модульной конструкции ... 165
4.1.2. Одиночный СИС-смеситель диапазона 600–720 ГГц ... 169
4.1.3. Предварительный отбор смесительных элементов ... 171
4.1.4. Волноводная структура первого поколения ... 172
4.1.5. Оптика картриджа ... 173

4.1.6. Тракт промежуточной частоты и доработка картриджа диапазона 9 ALMA 177
4.1.7. Шумовая температура и потери в волноводной структуре 178
4.1.8. Подавление зеркальной полосы и ограничения первого поколения 181
4.1.9. Волноводная структура второго поколения: реализация рекомендаций п. 3.1.7 182
4.1.10. Изготовление и результаты испытаний 188
4.1.11. Подбор пар смесителей 191
4.1.12. Работа без изоляторов ПЧ: задел для матричных приемников 193
4.1.13. Сравнение поколений смесителей и итоги раздела 194
4.2. Смеситель 800–950 ГГц – первая реализация 2SB в этом диапазоне 196
4.2.1. Постановка задачи и исходные решения 196
4.2.2. Волноводная структура 198
4.2.3. Потери в волноводах на частотах около 870 ГГц 201
4.2.4. Рупоры сигнала и гетеродина 202
4.2.5. Смесительные элементы 205
4.2.6. Тракт промежуточной частоты и измерительный стенд 205
4.2.7. Шумовая температура 206
4.2.8. Подавление зеркальной полосы 208
4.2.9. Выигрыш в чувствительности, перспективы и итоги раздела 209
4.3. Внедрение: SEPIA660 на APEX. Результаты научной верификации 210
4.3.1. Приемник SEPIA660: от смесителя к штатному инструменту телескопа 210
4.3.2. Программа научной верификации: постановка наблюдений Orion-KL 212
4.3.3. Результаты обзора: чувствительность и работа на краях диапазона 214
4.3.4. Проявление разделения боковых полос в наблюдательных данных 216
4.3.5. Первые научные результаты: область OMC-1 218
4.3.6. Итоги внедрения и перспективы 219
Выводы по главе 4 220
ГЛАВА 5. Цифровое разделение боковых полос в СИС-приемниках субмиллиметрового диапазона 223
5.1. Введение 223
5.2. Теория цифровой калибровки приемника с разделением боковых полос 226
5.2.1. Линейная модель аналоговой части 226
5.2.2. Цифровой квадратурный делитель и условие разделения полос 228
5.2.3. Определение калибровочных констант 229
5.2.4. Скомпенсированный коэффициент подавления 230
5.2.5. Измерение коэффициента подавления 232

5.3. Экспериментальная установка и методика измерений ... 233
5.3.1. СИС-приемники диапазона 602–720 ГГц ... 233
5.3.2. Тракт промежуточной частоты и второе преобразование частоты ... 233
5.3.3. Цифровой спектрометр на ПЛИС ... 236
5.3.4. Квазиоптическая схема и вспомогательное оборудование ... 237
5.3.5. Методика калибровки и измерений ... 238
5.4. Цифровое разделение боковых полос в приемнике без квадратурного ПЧ-делителя ... 240
5.4.1. Спектры на выходах цифрового приемника ... 241
5.4.2. Коэффициент подавления во всем диапазоне 602–720 ГГц ... 242
5.4.3. Факторы, влияющие на результаты измерений ... 244
5.5. Цифровая компенсация подавления в полностью аналоговом приемнике с ПЧ-делителем ... 245
5.5.1. Калибровочные константы приемника с ПЧ-делителем ... 245
5.5.2. Подавление во всем диапазоне 602–720 ГГц ... 246
5.5.3. Сравнение с конфигурацией без ПЧ-делителя и значение для модернизации приемников ... 248
5.6. Факторы, ограничивающие качество цифровой компенсации ... 250
5.6.1. Аппаратные и фундаментальные ограничения ... 250
5.6.2. Погрешности калибровки: схемы с ПЧ-делителем и без него ... 251
5.6.3. Стабильность калибровки ... 255
5.7. Сравнение схем ... 257
Выводы по главе 5 ... 258
ГЛАВА 6. Фазовая стабилизация опорного генератора на основе квантово-каскадного лазера для приемников диапазона 3–5 ТГц ... 260
6.1. Гетеродинные приемники диапазона 3–5 ТГц и требования к опорному генератору ... 261
6.1.1. Приемники на НЕВ-смесителях с гетеродином на ККЛ ... 261
6.1.2. Требования к спектру гетеродина ... 262
6.1.3. Оценка бюджета мощности ... 263
6.2. Методы стабилизации частоты ККЛ: состояние вопроса ... 264
6.2.1. Частотная стабилизация ... 265
6.2.2. Фазовая синхронизация: сводка работ ... 265
6.2.3. Гармонические смесители при комнатной температуре: диод Шоттки и сверхрешетка ... 269
6.2.4. Результаты, достигнутые с диодами Шоттки ... 270
6.2.5. Выводы из обзора и место настоящей работы ... 270

6.3. Фазовая синхронизация ККЛ на частоте 3,4 ТГц 271
6.3.1. Квантово-каскадный лазер 271
6.3.2. Гармонический смеситель на сверхрешетке GaAs/AlAs 272
6.3.3. Экспериментальная установка 273
6.3.4. ККЛ как генератор, управляемый напряжением 274
6.3.5. Фазовая синхронизация 275
6.3.6. Требуемая мощность ККЛ 276
6.3.7. Ограничение по режиму смещения: частотная зависимость механизмов перестройки 276
6.4. Фазовая синхронизация ККЛ на частоте 4,7 ТГц 278
6.4.1. Трудности перехода от 3,4 к 4,7 ТГц 279
6.4.2. Первая демонстрация: смеситель при 10 К в криостате лазера 279
6.4.3. Диоды на сверхрешетках с малым числом периодов 281
6.4.4. Квантово-каскадные лазеры 283
6.4.5. Экспериментальная установка 284
6.4.6. Результаты фазовой синхронизации 285
6.4.7. Характеризация лазеров по сигналу ПЧ 287
6.4.8. Сопоставление с результатами других групп 289
Выводы по главе 6 292
Заключение 295
Благодарности 299
Список сокращений и условных обозначений 300
Список литературы 302
Список работ автора по теме диссертации 319

Введение

Актуальность темы исследования

Субтерагерцовый (субТГц) и терагерцовый (ТГц) диапазоны электромагнитного излучения в настоящий момент активно осваиваются в целом спектре областей науки и техники: в радиоастрономии и дистанционном зондировании атмосферы, в спектроскопии высокого разрешения, в системах безопасности и неразрушающего контроля, в биомедицине и перспективных системах связи [1]. Из перечисленных приложений именно радиоастрономия предъявляет наиболее жесткие требования к приемной аппаратуре, так как регистрируемые потоки от астрофизических источников на много порядков слабее уровня собственных шумов неохлаждаемых устройств, а научные задачи требуют одновременно предельной чувствительности, широкой мгновенной полосы приема и спектрального разрешения, недостижимого для детекторов прямого детектирования.

Научный интерес к субТГц и ТГц диапазонам для астрофизики обусловлен прежде всего тем, что примерно половина всей энергии, излученной звездами и галактиками за историю Вселенной, переизлучена межзвездной пылью в дальнем инфракрасном и субмиллиметровом диапазонах [2], а также тем, что именно здесь расположены вращательные переходы подавляющего большинства межзвездных молекул и тонкоструктурные линии основных охладителей межзвездной среды [3]. Наблюдения этих линий несут информацию о кинематике и химическом составе холодного газа, о ранних стадиях звездообразования и о происхождении и переносе воды во Вселенной. Отдельным драйвером развития приемной техники коротковолновой части диапазона стала интерферометрия со сверхдлинными базами (РСДБ): угловое разрешение интерферометра улучшается пропорционально частоте наблюдения, и именно переход к частоте 230 ГГц позволил получить первые изображения окрестностей сверхмассивных черных дыр [4].

Перечисленные задачи решаются методами спектроскопии высокого разрешения, требующими разрешающей способности порядка 10^6–10^7. Такое разрешение достижимо, по сути, только при гетеродинном приеме, когда принимаемый сигнал переносится в область промежуточных частот (ПЧ) с сохранением спектральной информации [3]. Наиболее чувствительными смесительными элементами в диапазоне частот примерно до 1,2 ТГц являются смесители на туннельных переходах сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (СИС), шумовая температура которых, согласно квантовой теории смешения [5], приближается к квантовому пределу hf/k_B. Роль чувствительности здесь особо важна, так как улучшение шумовой температуры приемника приводит к квадратичному сокращению времени накопления

для достижения того же соотношения сигнал/шум, то есть напрямую определяет объем выполнимой наблюдательной программы телескопа.

Принципиальной особенностью гетеродинного приема является его двухполосность: сигналы, отстоящие от частоты гетеродина вверх и вниз на величину промежуточной частоты, преобразуются в один и тот же диапазон спектра на выходе смесителя. В двухполосном режиме (double sideband, DSB) это приводит к наложению спектральных линий из двух разнесенных участков спектра и, что особенно существенно для наземных наблюдений, к удвоению вклада шума атмосферы, поскольку шум поступает в приемник из обеих боковых полос, тогда как полезная спектральная линия находится только в одной полосе [6]. Переход к схеме с разделением боковых полос (sideband separating, 2SB) устраняет также неоднозначность отождествления линий, упрощает калибровку спектров и при наблюдении узких линий дает заметный выигрыш по чувствительности за счет двукратного уменьшения вклада атмосферных шумов в системную шумовую температуру [A5, A23]. Ключевым параметром здесь является коэффициент подавления зеркальной боковой полосы (sideband rejection ratio, SRR); для большинства наблюдательных программ требуется уровень не хуже 10–15 дБ во всей рабочей полосе [6, A2].

Несмотря на очевидные преимущества схемы 2SB, к началу настоящей работы она была технически освоена только до частот порядка 500 ГГц. Так, приемники ALMA диапазонов 84–500 ГГц (Bands 3–8) устроены по схеме с разделением боковых полос [6, 7], тогда как приемники диапазонов 602–720 ГГц (Band 9) [8] и 787–950 ГГц (Band 10) [9], как и аналогичные инструменты других обсерваторий, работали исключительно в двухполосном режиме. Причина в том, что с ростом частоты характерные размеры волноводных элементов сокращаются до сотен микрометров при допусках на изготовление в единицы микрометров, а вклад отражений от элементов тракта в разбаланс схемы становится сопоставим с вкладом собственной асимметрии квадратурных делителей [A5, A9]. В результате методики проектирования, успешно работавшие в миллиметровом диапазоне, перестают обеспечивать требуемый уровень подавления зеркальной полосы при повышении частоты.

Практическая значимость задачи определяется тем, что перевод приемников 600–720 и 800–950 ГГц на телескопах APEX [10] и ALMA [7, 8] из режима DSB в режим 2SB дает существенный выигрыш в эффективности наблюдений, сопоставимый с вводом в строй нового инструмента, без изменения антенной системы и криогенного оборудования. Реализуемость такого перехода подтверждена работой приемника SEPIA660 на APEX и полученными с его помощью научными результатами [A5, A6, A21].

Создание такой аппаратуры невозможно без разработки собственных методов проектирования волноводных структур.

Отдельный круг актуальных задач связан с элементной базой приемников на частотах выше щелевой частоты ниобия (около 700 ГГц), где ниобиевые согласующие структуры перестают работать эффективно. Переход к микрополосковым линиям на основе пленок NbTiN и к туннельным переходам Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением позволяет продвинуться до частоты 1,2 ТГц [11, А1, А27], однако характеристики таких приемников критически зависят от качества сверхпроводящих пленок именно на рабочих, то есть терагерцовых, частотах [А13, А19]. Стандартные методы контроля, основанные на измерении на постоянном токе и на СВЧ, такой информации не дают, что делает актуальной разработку методов прямой высокочастотной диагностики пленок с последующим анализом в рамках теории Маттиса–Бардина [12, А3, А4, А11, А12, А14].

Наконец, продвижение гетеродинной спектроскопии в диапазон 2–5 ТГц, где расположена важнейшая линия [OI] 4,74 ТГц, ограничено не смесителями (здесь применяются смесители на горячих электронах, hot electron bolometer, HEB [13–15]), а отсутствием компактных и спектрально чистых источников гетеродина. Мощность умножительных цепочек на диодах Шоттки быстро падает с ростом частоты и выше 2 ТГц оказывается недостаточной [16], а сверхпроводниковые генераторы на распределенных джозефсоновских переходах работают в существенно более низкочастотной области [17]. Квантово-каскадные лазеры (ККЛ) [18] обеспечивают в этом диапазоне мощность милливаттного уровня и уже применялись в качестве гетеродина аэростатных приемников [19], однако их собственная ширина линии и частотный дрейф недостаточны для спектроскопии высокого разрешения, вследствие чего задача фазовой стабилизации ККЛ является необходимым условием их применения [А22, А24, А25].

Таким образом, разработка малошумящих 2SB-приемников миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов, развитие методов их проектирования, создание и исследование их элементной базы, включая разработку системы фазовой стабилизации опорного генератора на основе квантово-каскадного лазера для диапазона 3–5 ТГц, представляют собой актуальную научно-техническую задачу, востребованную как действующими наземными обсерваториями, так и перспективными отечественными космическими проектами.

Степень разработанности темы исследования

Теоретические основы работы сверхпроводниковых смесителей были заложены квантовой теорией смешения на туннельном переходе, развитой Таккером и Фельдманом [5] и предсказавшей возможность приближения к квантовому пределу чувствительности. За последующие десятилетия СИС-приемники прошли путь от лабораторных образцов до штатных инструментов крупнейших обсерваторий: космического телескопа Herschel [3, 11], наземных

ALMA [6–8] и APEX [10]. Значительный вклад в их развитие внесли группы NRAO (США), IRAM (Франция), Chalmers (Швеция), NAOJ (Япония), PMO (Китай), SRON и Kapteyn Institute (Нидерланды), Оксфордского университета (Великобритания), а в России – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, МПГУ и АКЦ ФИАН [17, А10, А16, А17, А26, А28].

Схема с разделением боковых полос, основанная на использовании пары СИС-смесителей, запитанных сигналом гетеродина синфазно, а принимаемым сигналом в квадратуре, была впервые реализована для миллиметрового диапазона и к настоящему времени стала стандартной для приемников передовых наземных обсерваторий, таких как ALMA, для диапазонов 84–500 ГГц (Bands 3–8) [6], и для приемников обсерватории NOEMA, перекрывающих диапазон 72–373 ГГц [20]. Для этих частот накоплен обширный опыт проектирования волноводных квадратурных делителей, согласованных нагрузок и делителей мощности гетеродина, а типичный достигаемый средний уровень подавления зеркальной полосы составляет около 15 дБ [6]. Однако продвижение схемы в субмиллиметровый диапазон долгое время оставалось нерешенной задачей: приемники ALMA Band 9 [8] и Band 10 [9] создавались двухполосными, а сообщения о 2SB-смесителях на частотах выше 600 ГГц носили единичный характер, а достигнутые значения SRR были нестабильны по диапазону и плохо воспроизводились от образца к образцу [А5, А23].

Существовавшие модели, описывающие качество разделения полос, связывали SRR исключительно с амплитудным и фазовым балансом плеч, обусловленным разбросом параметров СИС-смесителей и собственной асимметрией квадратурного делителя [6]. Как показала практика разработки субмиллиметровых смесителей, такой подход не объясняет наблюдаемую частотную структуру SRR и не позволяет предсказать предельно достижимый уровень подавления [А5, А23]. Систематическое описание вклада отражений от элементов волноводного тракта – самих СИС-смесителей, согласованных нагрузок и портов квадратурного делителя – в литературе отсутствовало, как и вытекающие из него рекомендации по проектированию. Восполнению этого пробела посвящена глава 3.

На частотах выше щелевой частоты ниобия (около 700 ГГц) ниобиевые согласующие структуры становятся заметно диссипативными, что ограничивает применимость классических переходов Nb/AlO_x/Nb. Известным путем решения является использование микрополосковых линий на основе NbTiN со щелевой частотой около 1,2 ТГц, продемонстрированное в приемниках Herschel/HIFI [11] и в приемнике ALMA Band 10 [9], которое дополнено переходом к туннельным структурам Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением и высокой плотностью критического тока. Такие структуры исследовались рядом групп, однако потребовалась инициация самостоятельных работ и проведение исследований для создания смесителей на их основе в диапазоне 800–950 ГГц [А1, А13, А19, А27].

Качество сверхпроводящих пленок NbTiN, определяющее потери в согласующих структурах, традиционно контролируется по измерениям на постоянном токе (критическая температура, остаточное сопротивление) и резонаторными методами на СВЧ [A14]. Оба подхода дают лишь косвенную оценку поведения пленки на рабочих терагерцовых частотах, где ее комплексная проводимость описывается теорией Маттиса–Бардина [12]. Развиваемые в последние годы методы терагерцовой спектроскопии во временной области (TDS) позволяют продвинуться в нужный диапазон [A11, A12], однако применительно к толстым (до 360 нм) пленкам на различных подложках они сталкиваются с трудностями разделения полезного отклика и паразитных отражений. Метод дисперсионной Фурье-спектрометрии, позволяющий измерять комплексный коэффициент отражения от пленки во временной области и сопоставлять сверхпроводящее и нормальное состояния, для этой задачи ранее не применялся [A3, A4].

Что касается источников гетеродина, то в ТГц диапазоне основным решением остаются умножительные цепочки на планарных диодах Шоттки, однако их мощность быстро падает с ростом частоты [16]. В настоящее время в этом диапазоне наиболее перспективными источниками являются квантово-каскадные лазеры, впервые реализованные для терагерцовых частот в 2002 году [18] и уже использованные в качестве гетеродина совместно с HEB-смесителями [13–15] в аэростатных и суборбитальных экспериментах [19]. Для применения ККЛ в спектроскопии высокого разрешения необходима фазовая стабилизация его излучения относительно опорного генератора. Предлагавшиеся ранее подходы были основаны на привязке по сигналу биений, регистрируемому смесителем на горячих электронах, с использованием умножителя на полупроводниковой сверхрешетке [21], а также на привязке к оптической частотной гребенке [22]. Эти подходы были продемонстрированы на частотах примерно до 2,7 ТГц и являлись не очень практичными для применения в бортовых астрономических приборах. Поэтому был предложен альтернативный метод с применением полупроводниковой сверхрешетки в роли гармонического смесителя для фазовой синхронизации ККЛ на 3–5 ТГц [A22, A24, A25].

Таким образом, несмотря на значительный объем выполненных в мире работ по малошумящим приемникам субмиллиметрового диапазона на основе сверхпроводниковых элементов, задачи получения высокой чувствительности и качественного разделения боковых полос остаются актуальными, особенно для диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц, так же как задача создания надежных источников гетеродина на основе квантово-каскадных лазеров на частотах 3–5 ТГц с системой фазовой стабилизации.

Объектами исследования в настоящей работе являются:

– волноводные приемники с разделением боковых полос на основе туннельных переходов сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник для радиоастрономии миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн;

– системы стабилизации опорных генераторов на основе квантово-каскадных лазеров для диапазона 3–5 ТГц.

Цели и задачи исследования. Целью диссертационной работы является разработка и исследование малошумящих гетеродинных приемников субмиллиметрового диапазона длин волн, включая проектирование волноводных смесителей с разделением боковых полос на основе туннельных переходов сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник, создание и испытание экспериментальных образцов смесителей, оптимизацию режимов их работы и разработку системы фазовой стабилизации опорного генератора на основе квантово-каскадного лазера для создания источника гетеродина для приемников диапазона 3–5 ТГц.

Для достижения поставленной цели были поставлены и решены следующие **задачи:**

1. Построение теории преобразования принимаемого сигнала в смесителе с разделением боковых полос, позволяющей учесть влияние отражений сигналов от элементов смесителя на баланс системы и на итоговое качество разделения полос всего приемника. Теория должна определить, какие именно элементы вносят ключевой вклад в баланс сигналов и указывать путь минимизации их влияния на качество работы приемника.

2. Проектирование волноводных элементов приемников с разделением боковых полос для оснащения их одиночными СИС-смесителями.

3. Разработка экспериментальных стендов и методик для:

– проведения испытаний и исследования чувствительности и качества разделения боковых полос для сконструированных приемников диапазонов 600–720 ГГц и 800–950 ГГц и оптимизации их работы;

– проведения испытаний и исследований приемника с разделением боковых полос с системой цифровой калибровки на выходе;

– проведения испытаний и исследования работы СИС-смесителей на основе туннельных переходов Nb/AlN/NbN для диапазона 800–950 ГГц;

– исследования высокочастотных свойств сверхпроводящих пленок NbTiN толщиной до 360 нм с помощью дисперсионной Фурье-спектрометрии;

– реализации режима фазовой стабилизации частоты квантово-каскадных лазеров, генерирующих непрерывное излучение в диапазоне 3–5 ТГц, с применением гармонических смесителей на сверхрешетке.

4. Проведение измерений и исследование характеристик приемников на основе СИС-смесителей с разделением боковых полос диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц.

5. Демонстрация возможности фазовой стабилизации частоты квантово-каскадных лазеров, генерирующих непрерывное излучение в терагерцовом диапазоне частот, с помощью гармонических смесителей на сверхрешетке на основе гетероструктур GaAs/AlAs.

Научная новизна работы заключается в том, что в ней **впервые:**

1. Представлена аналитическая модель, учитывающая критически важное влияние отражений сигналов в волноводном смесителе с разделением боковых полос на качество подавления боковой полосы.

2. Разработан и исследован модульный волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона частот 600–720 ГГц, имеющий качество подавления боковой полосы более 15 дБ в 95% входной полосы при уровне однополосной шумовой температуры менее 300 К.

3. Разработан и исследован волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона частот 800–950 ГГц.

4. Исследован двухполосный СИС-смеситель для диапазона 800–950 ГГц на основе туннельных переходов Nb/AlN/NbN, встроенных в микрополосковую линию NbTiN/SiO_2/Al.

5. Продемонстрирована возможность увеличения эффективности подавления зеркальной полосы до 40 дБ для СИС-приемника с разделением боковых полос за счет дополнительной цифровой обработки на выходе смесителя.

6. Применен метод дисперсионной Фурье-спектрометрии для исследования высокочастотных свойств сверхпроводящих пленок NbTiN.

7. Продемонстрирована фазовая синхронизация излучения квантово-каскадного лазера, генерирующего на частоте 4,7 ТГц, с использованием гармонического смесителя на сверхрешетке на основе гетероструктур GaAs/AlAs.

Теоретическая и практическая значимость работы

1. Предложена аналитическая модель, описывающая преобразование принимаемого сигнала в смесителе с разделением боковых полос, позволяющая учесть влияние отражений сигналов от элементов смесителя на баланс системы и на итоговое качество разделения полос всего приемника. Теория показывает, какие именно элементы вносят определяющий вклад в разбаланс сигналов, и указывает, как уменьшить их влияние на качество работы приемника. Модель позволяет качественно проектировать СИС-смесители с разделением боковых полос, а также любые другие волноводные смесители с разделением боковых полос. Модель успешно применена для проектирования СИС-смесителей с разделением боковых полос.

2. Разработанный модульный волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона 600–720 ГГц успешно установлен в составе приемника на телескоп APEX в Чили и используется для проведения астрофизических наблюдений. Разработанный приемник может быть использован для обновления приемников диапазона 602–720 ГГц на телескопе ALMA с двухполосного режима на режим наблюдений с разделением боковых полос.

3. Разработанный волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона частот 800–950 ГГц включен в состав приемника, который разрабатывается для установки на телескоп APEX в Чили.

4. Двухполосные СИС-смесители для диапазона 800–950 ГГц на основе туннельных переходов Nb/AlN/NbN, встроенных в микрополосковую линию NbTiN/SiO_2/Al, использованы в оснащении СИС-смесителя с разделением боковых полос для диапазона частот 800–950 ГГц, а также включены в состав матричного приемника CHAMP+ и установлены на телескопе APEX.

5. Система цифровой калибровки на выходе СИС-приемника с разделением боковых полос позволяет улучшить эффективность подавления зеркальной полосы до 40 дБ, что может быть использовано для улучшения существующих наземных телескопов, а также для оснащения новых обсерваторий.

6. Продемонстрирована возможность фазовой синхронизации излучения квантово-каскадных лазеров терагерцового диапазона с использованием гармонического смесителя на сверхрешетке на основе гетероструктур GaAs/AlAs, показывающая высокую эффективность частотной стабилизации лазера. Это позволяет применять его в качестве гетеродина в приемниках диапазона 3–5 ТГц с использованием смесителей на горячих электронах (Hot Electron Bolometers, HEB) и проводить высококачественные спектральные измерения как в лабораторных условиях, так и при наблюдении астрофизических объектов.

Методология и методы исследования

При решении поставленных задач использован широкий спектр методов и подходов. Для испытаний сверхпроводниковых смесителей при криогенных температурах использованы системы, охлаждающие образцы до температуры порядка 4 К: погружной сосуд Дьюара с жидким гелием, заливные криостаты, а также системы охлаждения замкнутого цикла. Для задач варьирования и мониторинга криогенной температуры применялись встроенные нагревательные элементы и калиброванные термодатчики. Частотный отклик СИС-смесителей определялся с помощью лабораторного Фурье-спектрометра на основе интерферометра Майкельсона при модулировании температуры черного тела на входе интерферометра. Этот же спектрометр использовался для исследований свойств сверхпроводящих пленок на высокой частоте.

Чувствительность приемников измерялась методом считывания уровня выходной мощности при подаче переменной нагрузки 77/300 К на входе приемника при подаче на смеситель сигнала гетеродина. Для фазовой синхронизации квантово-каскадного лазера использовался гармонический смеситель на сверхрешетке с опорным сигналом частотой порядка 200 ГГц и система фазовой автоподстройки частоты второго порядка. Аналитическая модель учета отражений построена на основе теории распространения сигнала в волноводах и была верифицирована численным моделированием с использованием универсальных современных программ для численного моделирования на ЭВМ. Теоретическое описание отражения сигнала от сверхпроводниковой пленки NbTiN проведено с помощью теории Маттиса–Бардина.

Положения, выносимые на защиту

1. Качество разделения боковых полос в волноводных смесителях определяется не только амплитудным и фазовым балансом отдельных элементов, но также уровнем отражений сигнала от всех элементов смесителя. Для волноводных СИС-смесителей наибольшее влияние на качество разделения полос оказывает величина отражения сигнала от волноводных нагрузок, а также величина изоляции волноводного квадратурного делителя.

2. СИС-смесители для диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц, спроектированные с учетом отражений в элементах приемника, имеют уровень разделения боковых полос выше 15 дБ в более чем 95 % приемной полосы.

3. СИС-смесители на основе туннельных переходов Nb/AlN/NbN, встроенных в микрополосковую линию $NbTiN/SiO_2/Al$, эффективно работают в диапазоне 800–950 ГГц и имеют ряд преимуществ по сравнению с туннельными СИС-переходами на основе барьера AlO_x, а именно: высокое щелевое напряжение обеспечивает более широкую область рабочих напряжений на высоких частотах; увеличение плотности тока до 30 кА/см^2 расширяет входную полосу смесителя до 250 ГГц.

4. Метод дисперсионной Фурье-спектрометрии эффективен для исследования высокочастотных свойств сверхпроводящих пленок NbTiN толщиной до 360 нм на частотах до 2 ТГц.

5. Метод фазовой стабилизации частоты квантово-каскадных лазеров, генерирующих непрерывное излучение в диапазоне 3–5 ТГц, основанный на применении гармонических смесителей на полупроводниковой сверхрешетке на гетероструктуре GaAs/AlAs, эффективен для создания стабильного по частоте источника гетеродина для приемников в диапазоне 3–5 ТГц.

Достоверность полученных результатов

Достоверность результатов и выводов диссертационной работы обеспечивается применением современных экспериментальных методов, непротиворечивостью экспериментальных результатов и их согласием с результатами численного моделирования, с результатами других авторов и научных групп, а также воспроизводимостью результатов как в различных экспериментах, так и с использованием различных экспериментальных образцов.

Апробация результатов

Результаты исследований, представленные в диссертации, докладывались на 23 всероссийских и международных конференциях и симпозиумах, из них 16 устных докладов и 7 стендовых, в том числе:

– International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT) (2026 г. Чили, 2024 г. Испания, 2019 г. Швеция, 2018 г. США, 2017 г. Германия, 2016 г. Китай, 2015 г. США, 2014 г. Россия, 2013 г. Нидерланды, 2012 г. Япония, 2011 г. США);

– SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation (2012 г. Нидерланды);

– International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW) (2019 г. Франция, 2014 г. США, 2013 г. Германия, 2012 г. Австралия);

– European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS) (2021 г. Россия);

– ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications, ESTEC (2018 г. Нидерланды);

– ESA Antenna Workshop, ESTEC (2015 г. Нидерланды);

– Всероссийская с международным участием студенческая научная конференция «Физика Космоса», Коуровская обсерватория (2025 г.);

– Всероссийская микроволновая конференция, Москва (2020 г.);

– International Conference on Terahertz and Microwave Radiation TERA-2018, Нижний Новгород (2018 г.).

Доклады были представлены диссертантом лично. Часть результатов диссертационной работы вошла в материалы научно-исследовательской работы по гранту РНФ № 23-79-00061 (диссертант – руководитель), часть результатов диссертационной работы также получена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (Соглашение № 075-15-2024-538).

Разработанные СИС-смесители с разделением боковых полос диапазона 600–720 ГГц успешно работают в составе приемника SEPIA660 на телескопе APEX в Чили.

Личный вклад автора

После защиты кандидатской диссертации автор работал в лаборатории Института космических исследований Нидерландов (SRON) г. Гронинген. В течении десяти лет автор достиг уровня независимого исследователя, который возглавлял несколько направлений работы. Личный вклад автора в представленной работе заключается в следующем:

– Предложена и разработана аналитическая модель влияния отражений на качество подавления зеркальной полосы для волноводных СИС-смесителей с разделением боковых полос, которая подтверждена совместными экспериментальными исследованиями.

– Разработаны методы качественной оценки уровня отражений в высокочастотной и низкочастотной частях полностью собранного СИС-смесителя с разделением боковых полос.

– Подготовлена измерительная установка и проведены совместные испытания и исследования одиночных СИС-смесителей на основе туннельных переходов Nb/AlN/NbN. Автор принял участие в установке смесителей на телескоп APEX.

– Экспериментальная реализация совместно разработанного метода дисперсионной Фурье-спектрометрии для прямого измерения высокочастотных свойств толстых сверхпроводящих пленок в отражении на частотах до 2 ТГц.

– Автору принадлежит ведущая роль в воплощении и внедрении концепции минимизации отражений при проектировании волноводной части СИС-смесителей с разделением боковых, которая была реализована совместно с коллегами для диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц.

– Участие в подготовке эксперимента по цифровой компенсации разделения боковых полос, а также в обработке экспериментальных данных.

– Ведущая роль в подготовке экспериментальной установки и реализации впервые фазовой синхронизации излучения квантово-каскадных лазеров на частотах 3,4 и 4,7 ТГц с помощью гармонического смесителя.

Автор принимал участие в постановке задач исследований и в написании статей по теме диссертации. Обсуждение научных результатов проводилось совместно со всеми соавторами публикаций диссертанта.

Соответствие направления диссертационного исследования специальности

В диссертационной работе разработаны практические устройства для приема миллиметровых и субмиллиметровых волн, а также устройства для генерации опорных ТГц сигналов, и исследованы их характеристики и возможности применения, в частности в радиоастрономии, что соответствует сразу трем направлениям исследования научной

специальности 1.3.4 «Радиофизика» в соответствии с паспортом специальности: 1. Разработка физических основ генерации, усиления и преобразования колебаний и волн различной природы (электромагнитных, акустических, плазменных, механических)… Поиски путей создания высокоэффективных источников когерентного излучения миллиметрового, субмиллиметрового и оптического диапазонов, техническое освоение новых диапазонов частот и мощностей; 2. Изучение линейных и нелинейных процессов излучения, распространения, дифракции, рассеяния, взаимодействия и трансформации волн в естественных и искусственных средах; 3. Разработка и исследование новых электродинамических систем и устройств формирования и передачи радиосигналов: резонаторов, волноводов, фильтров и антенных систем в радио, оптическом и ИК – диапазоне.

Публикации

По теме диссертации опубликовано 27 статей, все из которых (27) опубликованы в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК и перечня «Белого списка», из них 25 – в зарубежных научных изданиях, индексируемых в международных наукометрических базах данных Web of Science и Scopus, 1 коллективная монография, 2 патента на изобретения. Также 14 работ опубликованы в сборниках трудов конференций. Всего 44 научных работы.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения, списка литературы из 262 наименований. Общий объем диссертации составляет 324 страницы.

ГЛАВА 1. Малошумящие гетеродинные приемники миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн: состояние проблемы

1.1. Наблюдательные задачи радиоастрономии в диапазоне 0,2–5 ТГц

Требования к приемной аппаратуре субмиллиметрового диапазона задаются в первую очередь наблюдательными задачами, ради которых эта аппаратура создается. Поэтому обзор состояния проблемы естественно начать с того, какие астрофизические вопросы решаются в диапазоне 0,2–5 ТГц, какие характеристики излучения при этом измеряются и какие требования к чувствительности, спектральному разрешению, полосе приема и стабильности из этого следуют. Сводка таких требований, приведенная в конце раздела, используется далее в качестве системы критериев при сопоставлении схем приемников (раздел 1.6) и источников гетеродина (раздел 1.7).

1.1.1. Место субмиллиметрового и терагерцового диапазонов в астрономии

Рассматриваемый диапазон частот 0,2–5 ТГц соответствует длинам волн от 1,5 мм до 60 мкм и занимает промежуточное положение между радиодиапазоном, где традиционно применяются когерентные методы приема, и инфракрасной областью, где доминирует прямое детектирование. Интерес астрономии к этому участку спектра определяется тремя обстоятельствами: здесь сосредоточена значительная доля энергии, излучаемой холодным веществом; здесь расположены диагностические спектральные линии, по которым восстанавливаются физические условия в среде; и здесь вещество, непрозрачное в оптическом диапазоне, становится доступным для наблюдений.

Первое обстоятельство имеет количественное выражение. Ультрафиолетовое и оптическое излучение молодых звезд поглощается пылевыми частицами межзвездной среды и переизлучается в далеком инфракрасном и субмиллиметровом диапазонах, так что примерно половина всей энергии, излученной звездами и галактиками за историю Вселенной, наблюдается именно в этой области спектра и формирует космический инфракрасный фон (рис. 1.1) [2]. Пылевые частицы с температурой 10–50 К имеют максимум спектральной плотности излучения на длинах волн 60–300 мкм, а газ с температурой 10–200 К наиболее ярко проявляет себя в молекулярных и атомарных линиях того же диапазона [23].

Второе обстоятельство связано с энергетикой переходов. Энергии вращательных переходов большинства межзвездных молекул и энергии тонкоструктурных переходов основных атомов и ионов соответствуют температурам от единиц до нескольких сотен кельвинов, то есть

именно тем условиям, которые характерны для холодной фазы межзвездной среды. В результате субмиллиметровый спектр несет прямую информацию о плотности, температуре, ионизационном состоянии, химическом составе и кинематике вещества, тогда как в оптическом диапазоне соответствующие области наблюдаются лишь косвенно.

Третье обстоятельство связано с прозрачностью. Оптическая толща пылевого вещества быстро убывает с ростом длины волны, и области, полностью непрозрачные в оптике, такие как плотные молекулярные облака, протозвездные оболочки, ядра галактик, оказываются доступными в субмиллиметровых волнах. Субмиллиметровая астрономия является, таким образом, основным инструментом изучения холодной и плотной фазы вещества, в которой происходит образование звезд и планетных систем.

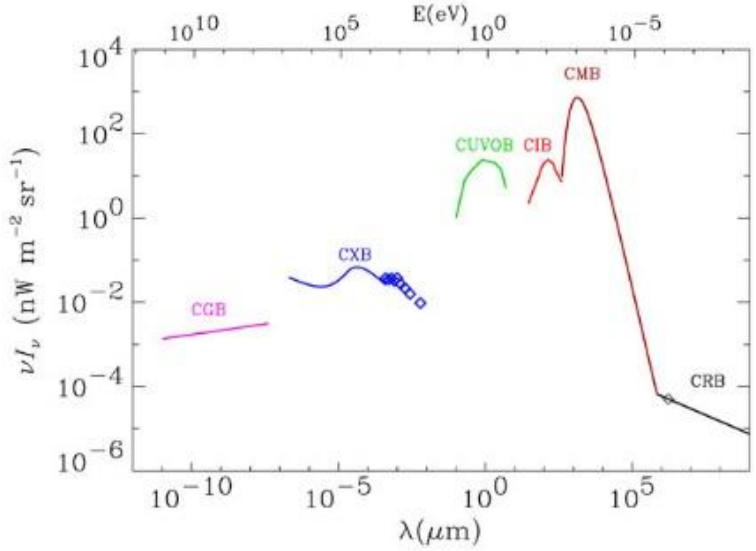


Рисунок 1.1 – Спектр космических фонов: радиофон (CRB), реликтовое излучение (CMB), инфракрасный (CIB), ультрафиолетово-оптический (CUVOB), рентгеновский (CXB) и гамма-фон (CGB). Максимумы реликтового и инфракрасного фонов приходятся на рассматриваемый в работе диапазон длин волн. Заимствовано из [2].

1.1.2. Межзвездная среда и астрохимия

Основным индикатором молекулярного газа служит монооксид углерода. Лестница его вращательных переходов, включающая 115,3 ГГц (J = 1–0), 230,5 ГГц (2–1), 345,8 ГГц (3–2), 461,0 ГГц (4–3), 691,5 ГГц (6–5), 806,7 ГГц (7–6), целиком укладывается в рассматриваемый диапазон, а сопоставление интенсивностей нескольких переходов и их изотопологов позволяет независимо определить температуру, оптическую толщу и массу газа. Именно эта лестница переходов исторически определила разбиение приемных каналов крупных обсерваторий на частотные диапазоны.

Для изучения наиболее плотных областей применяются молекулы с существенно более высокими критическими плотностями возбуждения: HCN, HCO^+, CS, а также N_2H^+, переход J = 7–6 которого на частоте 652 ГГц избирательно выделяет газ с концентрацией выше 10^7 $см^{-3}$. Наблюдения такого рода, выполненные в области OMC-1 с приемником SEPIA660 на телескопе APEX, показали, что материал столь высокой плотности присутствует в протяженных структурах, а не только в компактных ядрах (рис. 1.2) [A6]. Возможность подобных измерений прямо определяется чувствительностью приемника на частотах выше 600 ГГц.

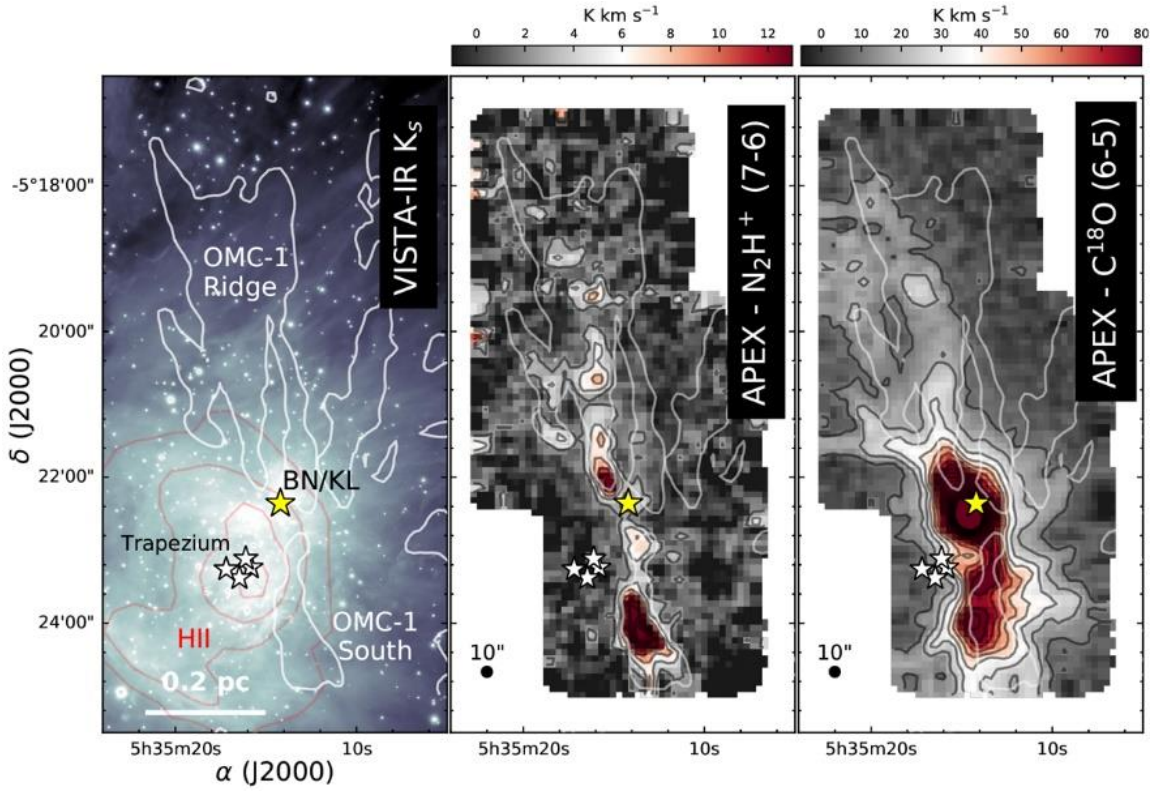


Рисунок 1.2 – Область OMC-1 в созвездии Ориона. Слева – изображение в ближнем инфракрасном диапазоне (обзор VISTA, полоса Ks); в центре и справа – карты интегральной интенсивности линий N_2H^+ (7–6) на частоте 652 ГГц и $C^{18}O$ (6–5), полученные приемником SEPIA660 на телескопе APEX. Линия N_2H^+ (7–6) выделяет газ с концентрацией выше 10^7 $см^{-3}$. Заимствовано из [A6].

Энергетический баланс межзвездной среды контролируется небольшим числом линий-охладителей: [CII] на частоте 1,90 ТГц, [NII] на 1,46 ТГц и [OI] на 4,74 ТГц. Измерение их интенсивностей и профилей дает темп нагрева и охлаждения в областях фотодиссоциации и, следовательно, темп перехода вещества из атомарной фазы в молекулярную. Эти частоты недоступны с поверхности Земли, поэтому соответствующие наблюдения выполняются с бортов космических и аэростатных обсерваторий [3], а приемная аппаратура для них строится на смесителях на горячих электронах.

К настоящему времени в межзвездной среде обнаружено более трехсот молекул, причем большинство из них по вращательным переходам именно в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах. Химический состав среды служит индикатором ее тепловой и динамической истории, а в областях звездообразования спектр оказывается настолько насыщенным, что число линий на единицу полосы становится ограничивающим фактором: в спектрах так называемых горячих ядер плотность линий достигает десятков на гигагерц. Отсюда следуют два независимых требования к приемнику: широкая мгновенная полоса приема, позволяющая проводить обзоры спектральных линий за разумное время, и однозначное отождествление частоты каждой линии, которое при двухполосном приеме требует дополнительных измерений.

Возможности современного приемника в задачах такого рода иллюстрирует обзор спектральных линий области Orion-KL, выполненный в ходе научной верификации приемника SEPIA660 на телескопе APEX [A21]. Orion-KL – это ближайшая к Солнцу (около 415 пк) область образования массивных звезд и эталонный объект астрохимии; богатство ее спектра делает ее одновременно удобной мишенью для проверки приемника и трудной задачей для отождествления линий. Наблюдения были намеренно выполнены на краях рабочего диапазона приемника, в полосах 581–607 и 701–727 ГГц, выходящих за пределы спецификаций ALMA Band 9, где пропускание атмосферы особенно низко. Каждая из двенадцати частотных настроек перекрывала 4 ГГц в сигнальной и 4 ГГц в зеркальной полосах, а время накопления составляло всего 60 с на настройку; тем не менее в полученном спектре (рис. 1.3) зарегистрировано более ста интенсивных линий: метанола CH_3OH, метилцианида CH_3CN, формальдегида H_2CO, оксидов серы SO, SO_2 и ^{34}SO, дейтерированной воды HDO, а также молекул HCN, HNC и иона HCO^+.

Сопоставление с обзором того же объекта, выполненным ранее двухполосным приемником обсерватории CSO [24], наглядно показывает значение схемы с разделением боковых полос. Чтобы разделить вклады двух боковых полос в двухполосных данных, каждый участок спектра пришлось наблюдать при нескольких частотах гетеродина, а затем применять процедуру деконволюции. Приемник с разделением боковых полос регистрирует обе полосы раздельно и не требует деконволюции, а высокий коэффициент подавления зеркальной полосы, более 20 дБ, обеспечивает минимальное взаимное проникновение сигнала и шума между полосами. В результате при сопоставимом среднеквадратичном шуме на канал базовая линия спектра оказывается существенно более ровной, а слабые линии детектируются с большим отношением сигнал/шум [A21]. Этот пример прямо подтверждает сформулированное выше требование однозначного отождествления частоты линии и показывает, что выполняется оно именно переходом к схеме с разделением боковых полос, созданию которой для субмиллиметрового диапазона посвящены главы 3 и 4 настоящей работы.

Требование к спектральному разрешению задается шириной самих линий. Тепловая ширина линии CO в газе с температурой 10 K составляет около 0,1 км/с, а характерные турбулентные и систематические движения в плотных ядрах дают от 0,2 до нескольких км/с. Для того чтобы разрешать профиль линии, а не только измерять ее интегральную интенсивность, требуется разрешение по лучевой скорости 0,03–0,1 км/с, что соответствует разрешающей способности R = f/Δf от $3 \cdot 10^6$ до 10^7. Такое разрешение недостижимо методами прямого детектирования и составляет главный аргумент в пользу гетеродинного приема.

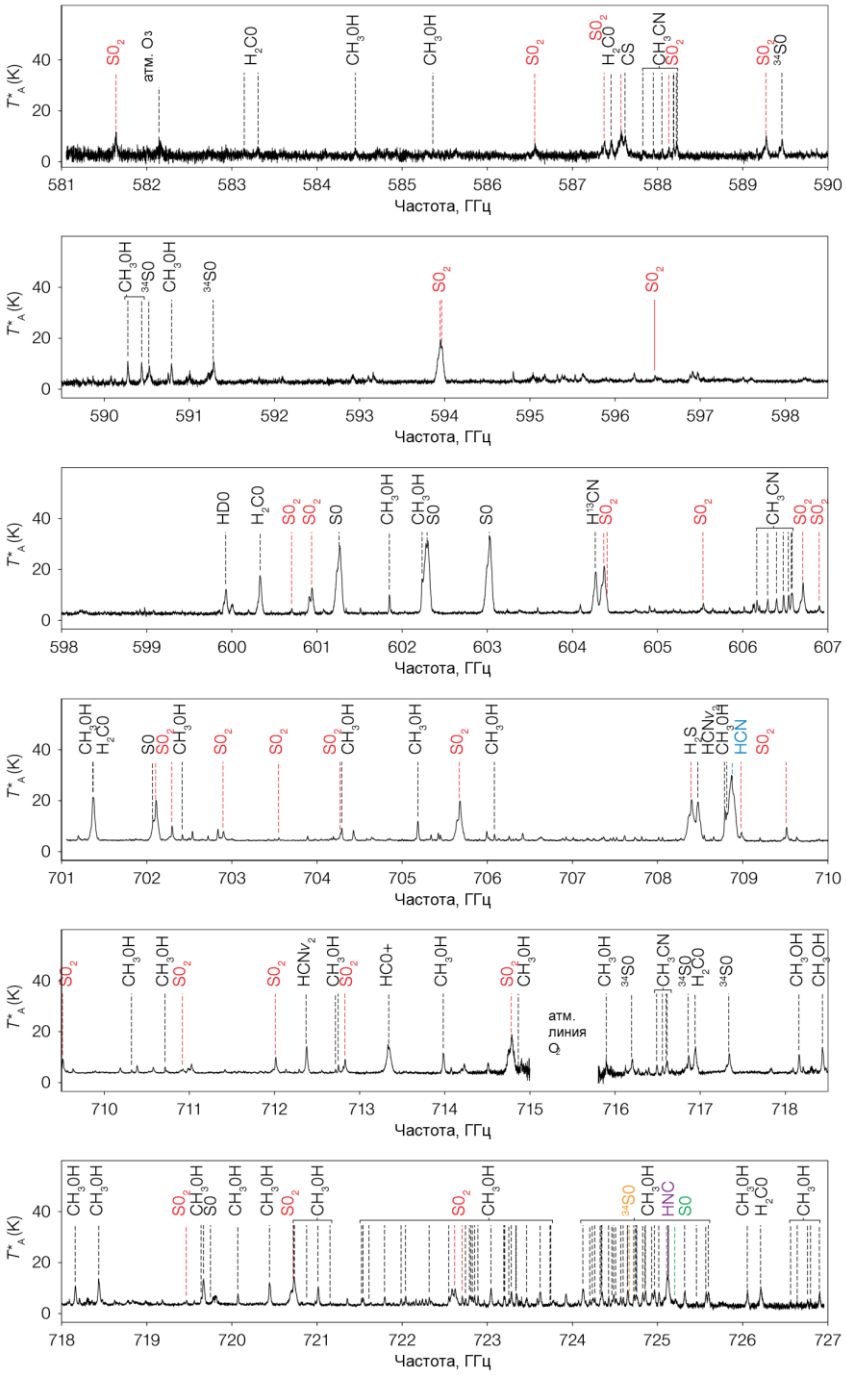


Рисунок 1.3 – Сводный спектр области Orion-KL, полученный приемником с разделением боковых полос SEPIA660 на телескопе APEX. Три верхние панели соответствуют

низкочастотному участку диапазона (581–607 ГГц), три нижние – высокочастотному (701–727 ГГц); отмечены наиболее интенсивные линии отдельных молекул. Участок 715–716 ГГц исключен из-за сильного поглощения в линии атмосферного кислорода. Подписи осей переведены на русский язык. Заимствовано из [A21].

1.1.3. Звездообразование, протопланетные диски и происхождение воды

Образование звезды представляет собой гравитационный коллапс плотного ядра молекулярного облака, сопровождающийся аккрецией вещества через диск и выбросом части материала в биполярных потоках. Все стадии этого процесса скрыты от оптических наблюдений пылевой оболочкой, и практически вся информация о кинематике коллапса – скоростях падения вещества, вращении оболочки, скоростях истечений – извлекается из профилей молекулярных линий субмиллиметрового диапазона. Характерная точность, с которой требуется восстанавливать поле скоростей, составляет сотые доли километра в секунду, что вновь приводит к требованию R порядка 10^7.

На более поздних стадиях, когда формируется протопланетный диск, субмиллиметровые наблюдения дают распределение плотности и температуры вещества, из которого образуются планеты (рис. 1.4), а также положение так называемых снеговых линий – границ конденсации летучих соединений. Спектроскопия высокого разрешения позволяет разделить вклад диска и остаточной оболочки по доплеровскому сдвигу и оценить массу центрального объекта по кеплеровскому вращению.

Особое место занимает вода. Ее вращательные переходы расположены преимущественно в субмиллиметровом и терагерцовом диапазонах, а из-за поглощения в атмосфере Земли наблюдения большинства из них возможны только с космических аппаратов; основной массив данных получен обсерваторией Herschel [3]. Вода является одновременно эффективным охладителем газа, индикатором ударных волн и ключевым соединением для вопроса о происхождении условий, пригодных для жизни. Сопоставление отношения дейтерия к водороду, измеренного в межзвездных облаках, в протопланетных дисках и в телах Солнечной системы, позволяет проследить, сохраняется ли вода при переходе от облака к планетной системе или образуется заново; измерения отношения D/H в комете Чурюмова–Герасименко показали его существенное отличие от земного значения [25], что сделало вопрос о доставке воды на Землю предметом активной дискуссии. Современное состояние этой проблемы, включая роль субмиллиметровых наблюдений, изложено в обзорах [26, 27].

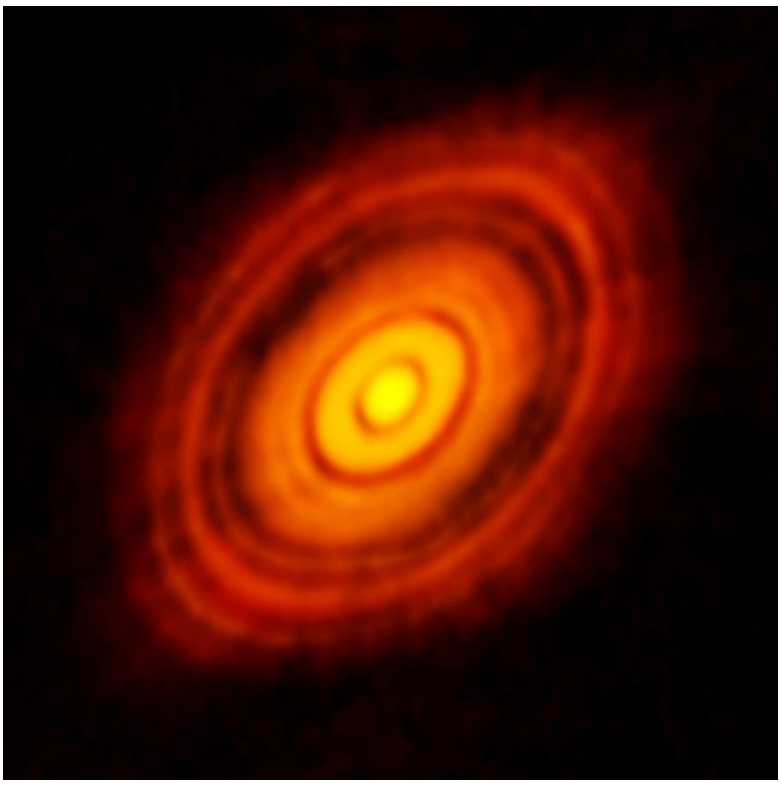


Рисунок 1.4 – Протопланетный диск вокруг молодой звезды HL Tau по наблюдениям обсерватории ALMA на длине волны 1,3 мм. Концентрические темные промежутки в распределении пылевого континуума связывают с формированием планет. Заимствовано из [28].

1.1.4. Внегалактическая астрономия и космология

Для внегалактических наблюдений рассматриваемый диапазон приобретает дополнительное значение из-за космологического красного смещения. Линии, излучаемые в далеком инфракрасном диапазоне, для источников с большими z попадают в миллиметровые и субмиллиметровые окна прозрачности атмосферы: так, линия [CII] с частотой 1900,5 ГГц при z = 6 наблюдается на частоте около 271 ГГц. Благодаря этому субмиллиметровые инструменты оказываются эффективными для исследования галактик ранней Вселенной, а также становится возможным обнаружение пылевых галактик на z = 4–7 практически с той же чувствительностью, что и на z = 1 [29].

Одна из основных задач в этой области – это измерение содержания молекулярного газа и темпа звездообразования на разных эпохах, определение красных смещений по линиям CO и [CII] и исследование обратной связи активных ядер галактик с межзвездной средой. В отличие от галактических задач, здесь на первый план выходит не спектральное разрешение, а мгновенная полоса приема: при поиске линий с неизвестным красным смещением вероятность попадания линии в полосу прямо пропорциональна ее ширине. Это требование, максимально широкая

полоса промежуточных частот при сохранении низкой шумовой температуры, является одним из основных стимулов развития приемников с разделением боковых полос, поскольку в такой схеме обе боковые полосы используются как независимые участки спектра, что вдвое увеличивает суммарную перекрываемую полосу.

1.1.5. Солнечная система

В пределах Солнечной системы субмиллиметровая спектроскопия применяется для зондирования атмосфер планет и спутников и для исследования состава комет. По доплеровским профилям линий CO, H_2O, HCN и других малых составляющих восстанавливаются вертикальные профили температуры и скорости ветра в атмосферах Венеры, Марса и Титана; по относительным интенсивностям изотопологов определяются изотопные отношения, несущие информацию об эволюции атмосферы. Наблюдения комет дают состав летучих соединений первичного вещества Солнечной системы и, в частности, отношение D/H [25], непосредственно связанное с задачами предыдущего подраздела.

Особенностью этих задач является высокая требуемая стабильность приемного тракта: измеряются малые сдвиги и слабые асимметрии профилей линий на фоне яркого континуума планетного диска, поэтому систематические погрешности, связанные с дрейфом коэффициента передачи и со стоячими волнами в тракте, оказываются более критичными, чем радиометрический шум.

1.1.6. Интерферометрия со сверхдлинными базами и наблюдения окрестностей черных дыр

Отдельный класс задач, определяющий развитие приемной техники коротковолновой части миллиметрового диапазона, связан с интерферометрией со сверхдлинными базами (РСДБ). Угловое разрешение интерферометра составляет порядка λ/B, где B – проекция базы, и потому переход к более высоким частотам напрямую улучшает разрешение: на частоте 230 ГГц при базе порядка диаметра Земли достигается разрешение около 25 угловых микросекунд. Этого оказалось достаточно, чтобы получить изображение области вблизи горизонта событий сверхмассивной черной дыры в галактике M87 [4] (рис. 1.5), а затем и в центре нашей Галактики [30].

Дальнейший прогресс связан с двумя направлениями: переходом к частоте 345 ГГц, где разрешение улучшается еще в полтора раза и уменьшается влияние рассеяния в межзвездной среде, и с выносом одного из элементов интерферометра в космос.

РСДБ предъявляет к приемнику специфические требования. Во-первых, необходима фазовая стабильность гетеродина: сигнал гетеродина должен быть жестко привязан к водородному стандарту частоты, а вносимый им фазовый шум не должен разрушать когерентность на временах накопления. Во-вторых, чувствительность интерферометра обратно пропорциональна корню из полосы регистрации, что требует максимально широкой полосы промежуточных частот и, как следствие, схем с разделением боковых полос, позволяющих использовать обе полосы одновременно. В-третьих, для космического применения к этим требованиям добавляются ограничения по массе, энергопотреблению и ресурсу криогенной системы.

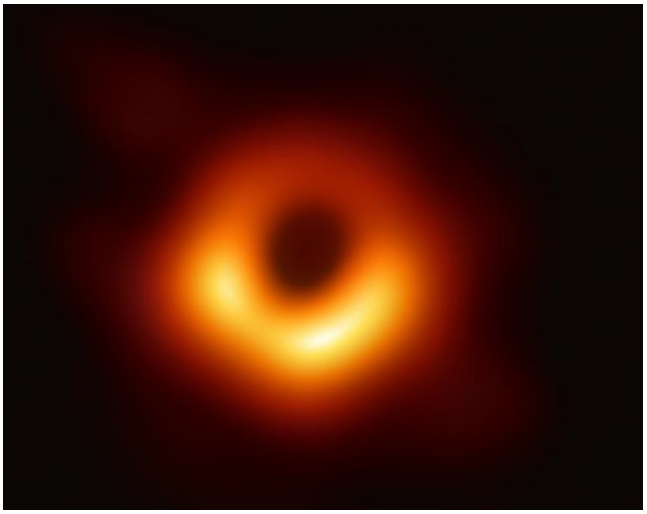


Рисунок 1.5 – Изображение окрестности сверхмассивной черной дыры в галактике M87, полученное интерферометром Event Horizon Telescope на длине волны 1,3 мм. Диаметр наблюдаемого кольца составляет около 40 угловых микросекунд. Заимствовано из [31].

1.1.7. Сводка требований к приемной аппаратуре

Перечисленные задачи, несмотря на их разнородность, приводят к ограниченному набору количественных требований к гетеродинному приемнику. Эти требования сведены в таблице 1.1 и далее используются как система критериев: в разделе 1.2 показано, почему им удовлетворяет только когерентный прием, в разделах 1.4 и 1.5 – какие смесительные элементы и материалы обеспечивают требуемую чувствительность, в разделе 1.6 – почему требование однозначности отождествления линий и широкой суммарной полосы приводит к схеме с разделением боковых полос, а в разделе 1.7 – какие источники гетеродина совместимы с требованиями по спектральной чистоте и по массогабаритным характеристикам.

Таблица 1.1 – Требования к гетеродинному приемнику, следующие из наблюдательных задач (типовые значения)

Задача	**Диапазон**	**Разрешение R**	**Шумовая температура**	**Полоса ПЧ**	**Примечание**
Обзоры спектральных линий в межзвездной среде	0,2–1 ТГц	10^6–10^7	(3–5)·hf/k_B	4–8 ГГц и шире	Однозначное определение частоты линии
Кинематика плотных ядер и протопланетных дисков	0,2–0,7 ТГц	до 10^7	(3–5)·hf/k_B	4–8 ГГц	Стабильность полосы пропускания
Линии-охладители [CII], [NII], [OI]	1,4–4,8 ТГц	10^6	(5–10)·hf/k_B	1–4 ГГц	Бортовое исполнение, источник гетеродина
Внегалактические обзоры и поиск линий	0,08–0,9 ТГц	10^4–10^6	(3–5)·hf/k_B	Максимально широкая	Суммарная перекрываемая полоса
Атмосферы планет и кометы	0,2–1 ТГц	10^6–10^7	(3–5)·hf/k_B	4–8 ГГц	Стабильность, подавление стоячих волн
РСДБ, в том числе космическое плечо	0,21–0,37 ТГц	10^3–10^5	(3–5)·hf/k_B	2 × 4 ГГц и шире	Фазовая стабильность гетеродина, масса и потребление

1.2. Гетеродинный прием: принцип, чувствительность и ее физические пределы

В настоящем разделе вводятся принцип гетеродинного приема, система обозначений, используемая далее во всей работе, и физические ограничения, определяющие предельно достижимую чувствительность. Прямое (некогерентное) детектирование здесь не рассматривается: требование спектрального разрешения $R = 10^6$–10^7, обоснованное наблюдательными задачами в п. 1.1.2, однозначно определяет выбор когерентной схемы приема.

1.2.1. Принцип гетеродинного приема

Гетеродинный приемник преобразует принимаемый сигнал высокой частоты в область относительно низких промежуточных частот (ПЧ), где его можно усилить малошумящими транзисторными усилителями и проанализировать цифровым спектрометром. Преобразование выполняется в смесителе, элементе с нелинейной вольт-амперной характеристикой, на который одновременно подаются принимаемый сигнал с частотой f_c и мощный монохроматический сигнал гетеродина с частотой $f_г$. Вследствие нелинейности на выходе смесителя возникают комбинационные составляющие, из которых используется та, что соответствует разностной частоте: $f_{пч} = |f_c - f_г|$.

Функциональная схема простейшего гетеродинного приемника показана на рис. 1.6. Принимаемый сигнал $g_c(t)$ и сигнал гетеродина $g_г(t)$ объединяются в устройстве ввода (в субмиллиметровом диапазоне это, как правило, квазиоптический делитель пучка или волноводный направленный ответвитель) и поступают на смеситель. Полосовой фильтр выделяет из продуктов смешения составляющие разностной частоты, которые после усиления в усилителе промежуточной частоты подаются на анализатор спектра. В приемниках на СИС-смесителях смеситель и первый каскад усилителя ПЧ охлаждаются до температуры около 4 К, потому что сам смесительный элемент является сверхпроводниковым, а также для снижения уровня собственных шумов.

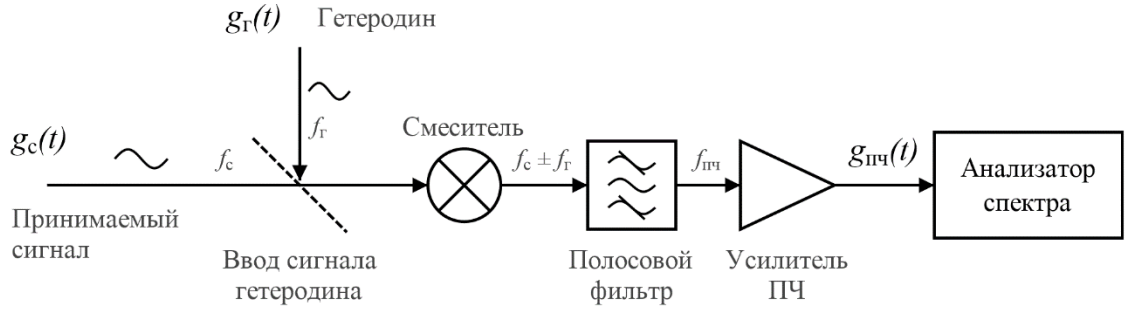


Рисунок 1.6 – Функциональная схема двухполосного гетеродинного приемника. Принимаемый сигнал $g_c(t)$ с частотой f_c и сигнал гетеродина $g_г(t)$ с частотой $f_г$ объединяются в устройстве ввода и поступают на нелинейный элемент – смеситель; полосовой фильтр выделяет составляющие промежуточной частоты $f_{пч}$, которые усиливаются и поступают на анализатор спектра.

Механизм преобразования удобно пояснить, представив принимаемый сигнал и сигнал гетеродина гармоническими колебаниями $g_c(t) = V_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ и $g_г(t) = V_г \cos(\omega_г t + \varphi_г)$ и считая, что нелинейный элемент в простейшем случае осуществляет их перемножение [32]:

$$g_c(t) \cdot g_г(t) = \frac{1}{2} V_c V_г \left[\cos\left((\omega_c + \omega_г)t + \varphi_c + \varphi_г\right) + \cos\left((\omega_c - \omega_г)t + \varphi_c - \varphi_г\right)\right] \qquad (1.1)$$

Составляющая суммарной частоты подавляется фильтром, а разностная составляющая с частотой $f_{пч} = |f_c - f_г|$ является сигналом промежуточной частоты. Из выражения (1.1) следуют два важных обстоятельства. Во-первых, амплитуда сигнала ПЧ пропорциональна амплитуде принимаемого сигнала V_c, то есть преобразование линейно по амплитуде поля. Во-вторых, фаза сигнала ПЧ равна разности $\varphi_c - \varphi_г$ и, следовательно, воспроизводит фазу принимаемого излучения с точностью до фазы гетеродина. Отсюда же следует, что флуктуации фазы и частоты гетеродина непосредственно переносятся на сигнал промежуточной частоты и ограничивают достижимое спектральное разрешение.

Существенно, что условию $f_{пч} = |f_c - f_г|$ удовлетворяют две частоты принимаемого сигнала, симметрично расположенные относительно частоты гетеродина: $f_г + f_{пч}$ и $f_г - f_{пч}$. Их называют верхней и нижней боковыми полосами. Обе они преобразуются в один и тот же диапазон промежуточных частот, и в простейшей схеме приемника разделить их невозможно. Для сигнала нижней боковой полосы разность $f_c - f_г$ в выражении (1.1) отрицательна, и, поскольку косинус является четной функцией, такой сигнал попадает в тот же диапазон ПЧ, но с противоположным знаком фазы; именно это различие используется в схемах с разделением боковых полос. Двухполосность является неустранимым свойством самого преобразования, а не дефектом конкретной конструкции.

Сохранение фазы, следующее из выражения (1.1), делает возможными интерферометрические наблюдения. Как будет показано в п. 1.2.3, именно это свойство накладывает и фундаментальное ограничение на чувствительность.

Спектральное разрешение гетеродинного приемника определяется не смесителем, а анализатором спектра на выходе тракта промежуточной частоты. От смесителя требуется широкая полоса, тогда как разрешение задается цифровым спектрометром и ограничено практически лишь отношением сигнал/шум. Так, при разрешении спектрометра 100 кГц и частоте наблюдения 650 ГГц разрешающая способность составляет $R = 6{,}5 \cdot 10^6$, что соответствует разрешению по лучевой скорости 0,046 км/с – именно тому уровню, который требуется для задач, перечисленных в п. 1.1.2. В этом состоит принципиальное преимущество гетеродинной схемы: высокое спектральное разрешение достигается средствами низкочастотной электроники и не предъявляет дополнительных требований к самому смесительному элементу.

1.2.2. Чувствительность приемника и шумовая температура

Шум приемника принято характеризовать шумовой температурой, температурой согласованной нагрузки, которая, будучи подключенной ко входу идеального «бесшумного» приемника, создавала бы на его выходе такую же мощность шума. В приближении Рэлея–Джинса мощность шума в полосе B равна $P = k_B T B$, здесь k_B – постоянная Больцмана, T – температура тела, что и определяет удобство такой меры. В субмиллиметровом диапазоне это приближение перестает быть точным, поскольку hf становится сравнимым с $k_B T$, и при строгих определениях используется средняя мощность на моду $hf/(\exp(hf/k_B T) - 1)$; соответствующие уточнения определений шумовых величин с учетом квантовых эффектов приведены в [33].

Шумовая температура приемника складывается из вкладов последовательных каскадов по формуле: $T_{пр} = T_1 + T_2/G_1 + T_3/(G_1 \cdot G_2) + \ldots$, где T_i и G_i – шумовая температура и коэффициент передачи i-го каскада. Для приемника на СИС-смесителе определяющими являются три вклада:

потери во входной оптике и волноводном тракте, собственный шум смесителя и шум усилителя промежуточной частоты, деленный на коэффициент преобразования смесителя. Пассивный элемент с потерями L, находящийся при физической температуре $T_ф$, добавляет $(L - 1)\cdot T_ф$, поэтому входную оптику охлаждают, а длину волноводного тракта стремятся минимизировать.

При наблюдениях с поверхности Земли к шуму приемника добавляются излучение атмосферы и потери в ней, а также вклад антенны и оптики телескопа; суммарная величина, отнесенная ко входу атмосферы, называется системной шумовой температурой $T_{сист}$. Достижимая чувствительность определяется радиометрическим уравнением $\Delta T = k_р\cdot T_{сист}/\sqrt{(B\cdot t)}$, где B – ширина полосы анализа, t – время накопления, а $k_р$ – коэффициент порядка единицы, зависящий от режима наблюдения. Отсюда следует практическое следствие, определяющее всю логику разработки приемников: время, необходимое для достижения заданного отношения сигнал/шум, пропорционально квадрату системной шумовой температуры. Уменьшение $T_{сист}$ вдвое эквивалентно четырехкратному сокращению времени наблюдения, то есть четырехкратному увеличению объема выполнимой наблюдательной программы телескопа.

Различают шумовые температуры, отнесенные к одной (single sideband, SSB) и к двум (double sideband, DSB) боковым полосам. Если смеситель одинаково чувствителен в обеих полосах, а полезный сигнал поступает только из одной из них, то $T_{пр}(SSB) = 2\cdot T_{пр}(DSB)$. Смешение этих двух величин – распространенный источник систематических расхождений при сравнении приемников, поэтому далее в работе всюду явно указывается, к какой полосе отнесена приводимая шумовая температура.

1.2.3. Квантовый предел чувствительности

Сохранение фазы, дающее гетеродинному приему его главное преимущество, одновременно накладывает фундаментальное ограничение на чувствительность. Устройство, сохраняющее и амплитуду, и фазу сигнала, принципиально не может не добавлять шум: это следует из соотношения неопределенностей для числа фотонов и фазы. Минимальная добавляемая шумовая мощность соответствует одному фотону на моду, то есть шумовой температуре $T_{кв} = hf/k_B$ [34]. Численно $h/k_B = 0{,}048$ К/ГГц, так что квантовый предел составляет 10 К на частоте 211 ГГц, 31 К на 650 ГГц, 46 К на 950 ГГц и 228 К на 4,74 ТГц.

Следует иметь в виду, что в литературе сосуществуют несколько различающихся определений квантового предела: он записывается как hf/k_B или $hf/2k_B$ и относится либо к одной, либо к двум боковым полосам; различие связано с тем, учитывается ли нулевая энергия поля и как определяется сама шумовая температура [33, 34]. В настоящей работе под квантовым пределом понимается величина hf/k_B, отнесенная к одной боковой полосе. Лучшие СИС-

приемники субмиллиметрового диапазона достигают шумовой температуры $(2–5)\cdot hf/k_B$, что и делает их безальтернативными для задач, перечисленных в разделе 1.1.

1.2.4. Влияние атмосферы

Атмосфера Земли поглощает субмиллиметровое излучение во вращательных линиях водяного пара и кислорода, оставляя ряд сравнительно прозрачных окон. Положение и глубина этих окон определяются главным образом содержанием осажденного водяного пара (precipitable water vapour, PWV) над площадкой наблюдения (рис. 1.7). Для расчета пропускания и собственного излучения атмосферы используются полуэмпирические модели, из которых наиболее распространена модель ATM [35].

Атмосфера не только ослабляет принимаемый сигнал в $\exp(\tau)$ раз, где τ – оптическая толща в зените, деленная на синус угла места, но и сама излучает как частично поглощающая среда с физической температурой около 250–270 К. В результате системная шумовая температура, отнесенная ко входу атмосферы, растет с оптической толщей экспоненциально, и в окнах 600–720 и 800–950 ГГц атмосферный вклад при типичных условиях сравним с шумом приемника или превосходит его. Именно этим объясняется выбор для субмиллиметровых обсерваторий высокогорных и сухих площадок, таких как плато Чахнантор на высоте 5100 м, где приемники APEX и ALMA работают при PWV от 0,25 до 1 мм.

Для настоящей работы ключевым является следующее обстоятельство. Шум атмосферы поступает в приемник из обеих боковых полос, тогда как наблюдаемая спектральная линия – только из одной. В двухполосном режиме зеркальная полоса вносит шум, но не вносит полезного сигнала, и эффективная чувствительность при наблюдении узких линий оказывается примерно вдвое хуже, чем у приемника с разделением боковых полос. Количественно этот выигрыш и его зависимость от прозрачности атмосферы рассматриваются в п. 1.6.5.

Выше примерно 1,6 ТГц атмосфера непрозрачна при любых реально достижимых условиях, и наблюдения в диапазоне 2–5 ТГц, включая линию [OI] 4,74 ТГц, выполняются только с аэростатных, самолетных и космических платформ. Это снимает вопрос об атмосферном шуме, но одновременно ужесточает требования к массе, энергопотреблению и ресурсу приемника, в первую очередь к источнику гетеродина (раздел 1.7).

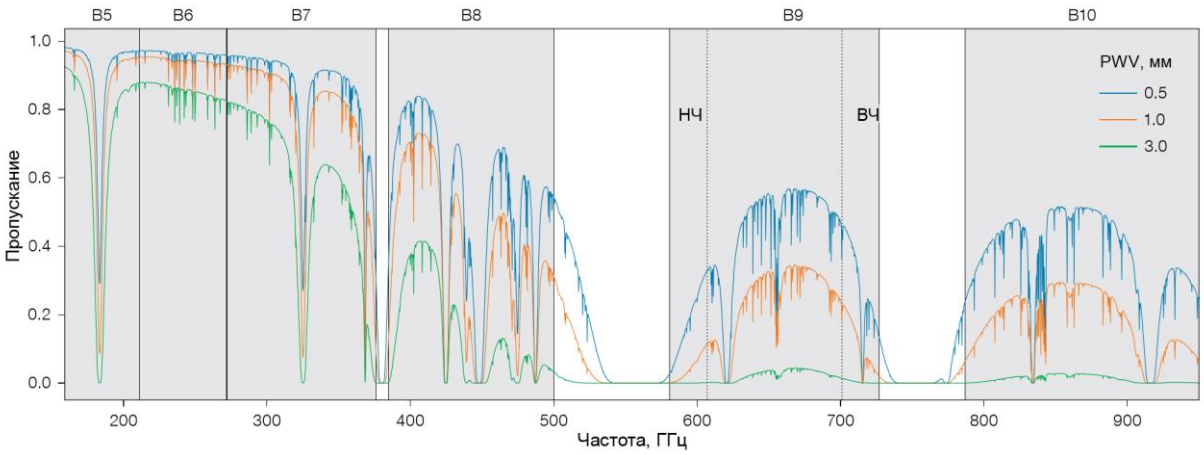


Рисунок 1.7 – Пропускание атмосферы в зените над плато Чахнантор в диапазоне 150–950 ГГц, рассчитанное по модели ATM [35] для содержания осажденного водяного пара 0,5; 1,0 и 3,0 мм. Вверху обозначены частотные диапазоны ALMA Band 5 – Band 10; пунктиром в пределах диапазона Band 9 отмечены границы низкочастотного (НЧ) и высокочастотного (ВЧ) участков, использованных в обзоре Orion-KL (рис. 1.3); в легенде указано содержание осажденного водяного пара (PWV) [A21].

1.2.5. Калибровка и определение шумовой температуры

Стандартным лабораторным методом определения шумовой температуры служит метод Y-фактора. На вход приемника поочередно подаются две согласованные нагрузки с известными физическими температурами, обычно это комнатная (около 295 К) и охлажденная жидким азотом (77 К) нагрузка. При этом измеряется отношение соответствующих мощностей на выходе приемника $Y = P_г/P_х$. Шумовая температура приемника вычисляется как $T_{пр} = (T_г - Y \cdot T_х)/(Y - 1)$. В субмиллиметровом диапазоне вместо физических температур нагрузок следует подставлять их эквивалентные значения по Кэллену–Вельтону, учитывающие квантовые поправки [33].

При наблюдениях на телескопе применяется однонагрузочная схема: измерения чередуются между излучением неба и нагрузкой при температуре окружающей среды, что позволяет одновременно учесть поглощение в атмосфере и получить антенную температуру источника в шкале, скорректированной на атмосферу.

Основные источники погрешности калибровки – это стоячие волны между нагрузкой и входом приемника, неидеальность излучательной способности нагрузок, прямое детектирование в смесителе и неточное знание коэффициента разделения боковых полос. Для приемников с разделением боковых полос к этому добавляется необходимость раздельной калибровки двух выходов, а измеренная в каждом из них шумовая температура по смыслу является однополосной лишь при достаточно высоком качестве разделения. Методики поэлементной характеризации и

калибровки таких приемников, разработанные в ходе настоящей работы, описаны в [А5] и подробно рассматриваются в главе 4.

1.2.6. Стабильность приемника

Радиометрическое уравнение справедливо лишь до тех пор, пока накапливаемый шум остается некоррелированным во времени. В реальном приемнике на белый шум накладывается медленный дрейф коэффициента передачи и уровня собственного шума, вследствие чего при увеличении времени накопления среднеквадратичная флуктуация сначала убывает, а затем перестает убывать и начинает расти. Существует, таким образом, оптимальное время непрерывного накопления, превышать которое бессмысленно.

Количественной характеристикой служит дисперсия Аллана, а соответствующий оптимум – время Аллана t_A. Различают дисперсию Аллана по полной мощности, характеризующую континуальные измерения, и спектроскопическую, вычисляемую по разности сигналов в двух участках полосы; последняя, как правило, дает существенно большее время Аллана, поскольку синфазный дрейф в обоих участках взаимно компенсируется. Методика измерения и интерпретации дисперсии Аллана применительно к гетеродинным приемникам изложена в [36]. Для субмиллиметровых приемников типичным требованием является время Аллана по полной мощности не менее нескольких десятков секунд.

Основными источниками нестабильности служат колебания мощности гетеродина, дрейф температуры криогенного блока, изменение коэффициента усиления тракта промежуточной частоты и стоячие волны в оптическом и волноводном трактах. Последние особенно существенны в субмиллиметровом диапазоне: при характерных размерах элементов, многократно превышающих длину волны, даже небольшие изменения геометрии или температуры вызывают заметные изменения коэффициента передачи. Для приемников с разделением боковых полос стоячие волны играют двоякую роль: они не только ухудшают стабильность, но и непосредственно ограничивают достижимое качество разделения полос, что подробно анализируется далее и составляет предмет главы 3.

1.3. Обсерватории и инструменты миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов

Требования, сформулированные в разделах 1.1 и 1.2, реализуются в конкретных инструментах, и именно их состав определяет, где находят применение разработки, представленные в настоящей работе. В разделе рассмотрены наземные одиночные телескопы, интерферометры, космические и аэростатные обсерватории. Основное внимание уделено тому,

какая схема приема, двухполосная или с разделением боковых полос, используется в каждом частотном диапазоне; итог сведен в таблице 1.2.

1.3.1. Наземные одиночные телескопы

Ключевым для настоящей работы инструментом является 12-метровый телескоп APEX (Atacama Pathfinder EXperiment), расположенный на плато Чахнантор в чилийских Андах на высоте 5100 м [10]. Точность поверхности главного зеркала позволяет вести наблюдения вплоть до частоты 1,5 ТГц, а сухой климат площадки обеспечивает содержание осажденного водяного пара на уровне долей миллиметра в значительную часть времени, что делает доступными окна прозрачности 600–720 и 800–950 ГГц (рис. 1.7).

Приемный комплекс для APEX построен по модульному принципу. Многоканальный приемник SEPIA, созданный группой GARD Технологического университета Чалмерс [37], объединяет в общем криостате каналы на СИС-смесителях с разделением боковых полос: SEPIA180 (159–211 ГГц, аналог приемника ALMA Band 5), SEPIA345 (275–373 ГГц, полоса ПЧ 8 ГГц) [38] и SEPIA660. Последний, разработанный группой приборостроения NOVA в университете Гронингена, введен в эксплуатацию во второй половине 2018 г. как модернизация прежнего канала SEPIA Band 9 и стал первым штатным приемником APEX второго поколения; его отличают смесители с разделением боковых полос с подавлением зеркальной полосы более 20 дБ, две поляризации и рабочий диапазон 581–727 ГГц, расширенный по сравнению со спецификацией ALMA Band 9 [A21]. Основой SEPIA660 стали 2SB-смесители, разработанные при участии автора [A5, A23]; первые научные результаты, полученные с этим приемником, приведены в п. 1.1.2 (рис. 1.2 и 1.3) [A6, A21].

Для картографирования в окнах 600–720 и 800–950 ГГц на APEX с 2006 г. работает матричный приемник CHAMP+ Института радиоастрономии Макса Планка – две семиэлементные матрицы, по одной на каждый диапазон [39]. Смесители CHAMP+ двухполосные. Для модернизации высокочастотной матрицы при участии автора были разработаны СИС-смесители диапазона 790–950 ГГц на туннельных переходах Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением, скорректированная шумовая температура приемника с которыми составляет от 240 К в нижней части диапазона до 550 К на его верхнем краю [A1]. На основе этих же смесителей был создан первый волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона 800–950 ГГц, продемонстрировавший однополосную шумовую температуру 450–900 К и подавление зеркальной полосы более 15 дБ в 95 % рабочей полосы и предназначенный для двухполяризационного приемника APEX [A2].

Помимо SEPIA, в 2020 г. на APEX был поставлен еще один штатный инструмент – двухдиапазонный двухполяризационный приемник nFLASH с разделением боковых полос, созданный в Институте радиоастрономии Макса Планка для работы в окнах 230 и 460 ГГц [A21]: канал nFLASH230 перекрывает диапазон 196–281 ГГц с полосой ПЧ 4–12 ГГц, канал nFLASH460 – диапазон 378–508 ГГц [40]. Таким образом, на APEX схема с разделением боковых полос стала основной для всех штатных спектральных приемников вплоть до окна 600–720 ГГц.

Среди одиночных телескопов Европы выделяется 30-метровый телескоп IRAM на пике Велета в Испании с многодиапазонным двухполяризационным приемником EMIR, перекрывающим четыре диапазона в интервале приблизительно 80–360 ГГц [41]; все четыре диапазона EMIR построены на СИС-смесителях с разделением боковых полос с полосой ПЧ 8 ГГц на каждую боковую полосу [42]. На 20-метровом радиотелескопе Онсальской космической обсерватории (Швеция) работает двухдиапазонный приемник 3/4 мм, созданный группой GARD, разработчиком приемника SEPIA. Его канал 85–116 ГГц выполнен по двухполяризационной схеме с разделением боковых полос на СИС-смесителях и обеспечивает однополосную шумовую температуру около 40 К в нижней и около 55 К в верхней части диапазона при подавлении зеркальной полосы в среднем около 15 дБ [43].

В пустыне Атакама, помимо APEX и ALMA, работает 10-метровый телескоп ASTE Национальной астрономической обсерватории Японии, построенный в 2002 г. на плато Пампа-ла-Бола на высоте 4860 м; наряду с астрономическими наблюдениями он служит испытательной площадкой для новых субмиллиметровых приемных систем [44]. В частности, на ASTE работают двухполяризационный приемник DASH345 диапазона 321–376 ГГц с разделением боковых полос [45] и двухполосный двухполяризационный приемник 787–950 ГГц, созданный на основе прототипа картриджа ALMA диапазона 10 [46]. В Северном полушарии субмиллиметровые наблюдения ведутся на 15-метровом телескопе JCMT на Мауна-Кеа, оснащенном, в частности, 16-элементным матричным СИС-приемником HARP диапазона 325–375 ГГц, в котором одна боковая полоса выделяется квазиоптическим фильтром [47], и на 10-метровом телескопе SMT (бывший Heinrich Hertz Telescope) на горе Грэм в Аризоне на высоте около 3200 м [48]. Крупнейшим одиночным телескопом миллиметрового диапазона является 50-метровый телескоп LMT (Large Millimeter Telescope Alfonso Serrano), созданный Национальным институтом астрофизики, оптики и электроники Мексики (INAOE) совместно с Массачусетским университетом на вершине потухшего вулкана Сьерра-Негра на высоте около 4600 м и рассчитанный на диапазон 75–350 ГГц [49]. Отдельного упоминания заслуживает 10-метровый телескоп SPT на Южном полюсе, построенный прежде всего для исследований реликтового излучения с помощью матриц детекторов мощности [50]. Однако специально для участия в проекте Event Horizon Telescope (EHT) [4] на SPT устанавливался двухчастотный (230 и 345 ГГц)

двухполяризационный РСДБ-приемник на СИС-смесителях с раздельным приемом верхней и нижней боковых полос [51]. На базе Питуффик на северо-западе Гренландии создан 12-метровый телескоп GLT: переоборудованный североамериканский прототип антенны ALMA. С 2018 г. он участвует в наблюдениях EHT и глобальной сети 3-миллиметровой РСДБ GMVA [52]. Приемная система GLT построена на картриджах ALMA-типа: это канал 86 ГГц с первым каскадом на MMIC-усилителе и два канала на СИС-смесителях с разделением боковых полос – 213–231 ГГц и 275–373 ГГц (картридж ALMA диапазона 7) [52]. Тем не менее на частотах выше 600 ГГц, где решающим становится качество атмосферы в месте расположения, основными остаются инструменты плато Чахнантор.

Несколько миллиметровых телескопов находятся на стадии строительства. В провинции Сальта (Аргентина) в районе Альто-Чоррильос на высоте около 4830 м совместными усилиями Аргентины и Бразилии сооружается телескоп LLAMA (Large Latin American Millimeter Array) – 12-метровая антенна фирмы Vertex Antennentechnik, аналогичная антенне APEX и рассчитанная на диапазон 30–950 ГГц. Телескоп предназначен как для самостоятельных наблюдений, так и для работы в составе интерферометров, в том числе совместно с ALMA [53]. В двух кабинах Нэсмита предполагается разместить шесть одноэлементных гетеродинных приемников [54]. В Намибии в районе горы Гамсберг (нагорье Хомас, 2347 м) создается телескоп AMT (Africa Millimetre Telescope), первый миллиметровый радиотелескоп на африканском континенте. Для него используется восстановленная конструкция 15-метрового телескопа SEST, ранее работавшего в обсерватории Ла-Силья в Чили [55, 56]. На первом этапе AMT будет оснащен приемниками на 86 и 230 ГГц с возможным расширением до 345 ГГц. Помимо участия в наблюдениях EHT, где новая станция улучшит качество восстанавливаемых изображений, значительная часть времени AMT будет отведена мониторингу активных ядер галактик [56].

В Китае обсерваторией Пурпурной горы (Purple Mountain Observatory) Академии наук Китая разрабатывается 15-метровый субмиллиметровый телескоп XSMT (Xue-shan-mu-chang 15-meter Submillimeter Telescope), который будет установлен на площадке Сюэшань-Мучан в провинции Цинхай на высоте 4813 м; среднее зимнее содержание осажденного водяного пара на площадке составляет 0,85 мм, а в 2025 г. начато строительство телескопа. Точность поверхности главного зеркала около 30 мкм рассчитана на работу до частоты 510 ГГц. Телескоп планируется оснастить многоцветной камерой на кинетических индуктивных детекторах для диапазонов 230, 345 и 460 ГГц и гетеродинными приемниками диапазонов 85–115, 211–275, 275–373 и 440–510 ГГц, в том числе многолучевым приемником 460 ГГц и многодиапазонным приемником, совместимым с сетью ngEHT [57].

В Российской Федерации ведется активный поиск площадок для размещения миллиметрового/субмиллиметрового телескопа. Результаты исследований астроклимата,

обосновывающие создание в России крупного наземного субтерагерцового телескопа, и отечественные разработки сверхпроводниковых приемников обобщены в обзоре [A17]; проведены, в частности, прямые измерения поглощения субтерагерцовых волн в атмосфере на Северном Кавказе [58]. Обнаружена перспективная локация около пика Хулугайша в Восточных Саянах, где показана высокая прозрачность атмосферы в зимнее время при содержании осажденного водяного пара менее 1 мм [59].

1.3.2. Интерферометры

Крупнейшим инструментом миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов является интерферометр ALMA (Atacama Large Millimeter/submillimeter Array), расположенный на плато Чахнантор на высоте около 5000 м и включающий 66 антенн диаметром 12 и 7 м [7]. Приемная система ALMA разделена на десять частотных диапазонов, перекрывающих интервал 35–950 ГГц; их положение относительно окон прозрачности атмосферы показано на рис. 1.7. Два нижних диапазона строятся на транзисторных малошумящих усилителях, остальные основаны на СИС-смесителях.

Принципиально важно, что в диапазонах 3–8 (84–500 ГГц) все приемники ALMA выполнены по схеме с разделением боковых полос; типичная однополосная шумовая температура в диапазонах, к примеру, 3 и 6 составляет около 30 и 60 К соответственно при подавлении зеркальной полосы, превышающем 10 дБ [6]. Напротив, приемники диапазонов 9 (602–720 ГГц) и 10 (787–950 ГГц), изготовленные в количестве 73 экземпляров каждый, построены на двухполосных смесителях [8, 9]; в диапазоне 10 используются туннельные переходы $Nb/AlO_x/Nb$ с согласующими микрополосковыми линиями $NbTiN/SiO_2/Al$ [9]. Таким образом, на крупнейшем инструменте области граница применения схемы с разделением боковых полос проходит по частоте около 500 ГГц.

В Северном полушарии аналогичную роль играет интерферометр NOEMA (IRAM) на плато Бюр во Франции. Его приемники перекрывают диапазон 72–373 ГГц четырьмя независимыми каналами в общем криостате и также построены на СИС-смесителях с разделением боковых полос [20]. Также имеется интерферометр SMA на Мауна-Кеа, состоящий из восьми 6-метровых антенн, рассчитанных на диапазон 180–900 ГГц [60]. Его приемники, с которыми в 2004 г. начались регулярные наблюдения, –это двухполосные СИС-приемники диапазонов 230, 345 и 690 ГГц; боковые полосы разделяются в корреляторе [61]. Эта опция доступна именно для компактных интерферометров и не может быть использована для одиночных телескопов, а также она не избавляет от проблемы влияния шумов в зеркальной полосе на соотношение сигнал/шум всей системы.

Существенную роль в развитии миллиметровой интерферометрии сыграли и инструменты предыдущего поколения. Интерферометр CARMA (Combined Array for Research in Millimeter-wave Astronomy) был создан объединением решеток OVRO и BIMA и работал на плато Сидар-Флэт в горах Иньо (Калифорния) на высоте около 2200 м. После присоединения решетки SZA он включал 23 антенны диаметром 10,4; 6,1 и 3,5 м и вел наблюдения в диапазонах 1 см, 3 мм и 1,3 мм вплоть до закрытия в 2015 г. [62]; в диапазоне 1,3 мм на нем применялись двухполосные СИС-приемники [63]. В Нобеямской радиоастрономической обсерватории (Япония) с середины 1980-х гг. работал интерферометр NMA из 10-метровых антенн (первоначально пяти), на котором с 1988 г. велись наблюдения на частоте 115 ГГц; опыт его создания и эксплуатации позволил Японии стать одним из основных участников проекта ALMA [64]. В 2000-х гг. NMA состоял из шести антенн, оснащенных двухполосными СИС-приемниками диапазонов 3 и 2 мм; боковые полосы разделялись с помощью фазовой манипуляции опорного сигнала на 90° [65]. На 45-метровом телескопе той же обсерватории, введенном в строй в 1982 г. [64], применяются приемники с разделением боковых полос, в частности двухлучевой двухполяризационный приемник диапазона 80–116 ГГц с однополосной шумовой температурой ниже примерно 50 К и подавлением зеркальной полосы более 10 дБ в большей части диапазона [66].

Интерферометры и одиночные телескопы объединяются периодически в глобальную РСДБ-сеть Event Horizon Telescope, в состав которой входят, в частности, ALMA, APEX, IRAM 30 м, SMA, JCMT, SMT, LMT и SPT [4, 30], а с 2018 г. – и GLT [52]. Для таких наблюдений существенны не только чувствительность приемника, но и фазовая стабильность гетеродина и ширина регистрируемой полосы (п. 1.1.6). Развитие сети идет по пути перехода к частоте 345 ГГц и одновременной многочастотной регистрации, что прямо стимулирует разработку широкополосных приемников с разделением боковых полос.

1.3.3. Космические и аэростатные инструменты

Выше примерно 1 ТГц наземные наблюдения возможны лишь эпизодически, в узких окнах прозрачности и при исключительно сухой атмосфере, поэтому основной массив данных в этой области получен с внеатмосферных платформ. Гетеродинный инструмент HIFI космической обсерватории Herschel, работавшей в 2009–2013 гг., включал семь приемных каналов: пять на СИС-смесителях, перекрывавших диапазон 480–1250 ГГц, и два на смесителях на горячих электронах в диапазоне 1410–1910 ГГц [3]. В СИС-смесителях каналов 0,8–0,96 и 0,96–1,12 ТГц применялись согласующие микрополосковые линии NbTiN/SiO_2/Al, что позволило продвинуть СИС-технологию за щелевую частоту ниобия [11]. Все каналы HIFI были двухполосными.

Промежуточное положение между наземными и космическими инструментами занимала самолетная обсерватория SOFIA, на борту которой работал модульный гетеродинный инструмент GREAT с каналами на смесителях на горячих электронах в диапазоне от 1,25 ТГц [67]; обсерватория завершила работу в 2022 г.

Для аэростатных экспериментов характерны особенно жесткие ограничения по массе и энергопотреблению. Приемник на частоту 4,7 ТГц на HEB-смесителе, гетеродином которого служит квантово-каскадный лазер, был продемонстрирован в [19]. Эта концепция реализована в аэростатной обсерватории GUSTO, выполнившей в 2023–2024 гг. 57-суточный полет над Антарктидой: три восьмиэлементные матрицы HEB-смесителей на частотах 1,4; 1,9 и 4,7 ТГц предназначены для картографирования линий [NII], [CII] и [OI], а восемь пучков гетеродина канала 4,7 ТГц формируются из излучения одного квантово-каскадного лазера с помощью фазовой решетки Фурье [68]. Эти эксперименты демонстрируют как применимость квантово-каскадных лазеров в качестве гетеродина, так и остроту вопроса о стабилизации их частоты, рассматриваемого в разделе 1.7.

Аэростатные платформы используются и для исследований атмосферы Земли. Криогенный многоканальный гетеродинный спектрометр нимбового зондирования TELIS (TErahertz and submillimeter LImb Sounder), созданный DLR (Германия), SRON (Нидерланды) и Лабораторией Резерфорда–Эплтона (Великобритания), предназначен для измерения вертикальных профилей малых газовых составляющих верхней тропосферы и стратосферы в интервале высот 10–40 км [69]. Прибор включал три канала: канал 1,8 ТГц на смесителе на горячих электронах с твердотельным гетеродином, компактный канал 500 ГГц и двухполосный канал 480–650 ГГц на основе сверхпроводникового интегрального приемника (СИП) [70]. В СИП, разработанном в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН совместно с SRON, на одной микросхеме объединены СИС-смеситель с квазиоптической антенной, генератор гетеродина на основе распределенного туннельного перехода (flux-flow oscillator, FFO) и гармонический СИС-смеситель системы фазовой автоподстройки частоты гетеродина; криогенная система ФАПЧ для СИП разработана при участии автора [70, 71]. TELIS устанавливался на одной гондоле с Фурье-спектрометром MIPAS-B; в ходе полярных кампаний 2009–2011 гг. с его помощью получены, в частности, профили O_3, HCl, CO и OH [69].

Близкий к GUSTO технический подход реализован в аэростатном спектрометре OSAS-B (Oxygen Spectrometer for Atmospheric Science on a Balloon), созданном в DLR для дистанционного зондирования атомарного кислорода в мезосфере и нижней термосфере по линии 4,74 ТГц. Это первый гетеродинный спектрометр диапазона 4,7 ТГц на стратосферном аэростате [72]. Приемник построен на NbN смесителе на горячих электронах, охлаждаемом до 4 К, с квантово-каскадным лазером в качестве гетеродина (рабочая температура лазера около 60 К); спектральная

разрешающая способность составляет около 10^7, масса прибора составляет около 65 кг при потребляемой мощности 90 Вт. Первый полет OSAS-B состоялся 7 сентября 2022 г. с полигона Эсрейндж (Швеция) [72].

Для следующего поколения космических обсерваторий дальнего ИК-диапазона прорабатывались матричные гетеродинные приемники. В концепции космического телескопа Origins Space Telescope (OST), одной из четырех миссий, рассматривавшихся в NASA, предлагался гетеродинный инструмент HERO. В полном варианте он должен был непрерывно перекрывать диапазон 468–2700 ГГц пятью поддиапазонами с дополнительным каналом 4,7 ТГц, причем большинство поддиапазонов содержали бы матрицы 2 × 64 элемента с чувствительностью, близкой к квантовому пределу; в упрощенном варианте Little-HERO предусматривались четыре поддиапазона 486–2700 ГГц с матрицами 2 × 9 элементов [73]. По итогам обзора Astro2020 проект OST не был рекомендован к реализации. Та же линия развития продолжена в проекте космического телескопа-зонда FIRSST (Far-IR Spectroscopy Space Telescope), представленном на конкурс NASA Astrophysics Probe Explorer [74]. Его гетеродинный спектрометр HSI должен был стать первым криогенным терагерцовым матричным гетеродинным приемником в космосе: диапазон 150–600 мкм перекрывался тремя поддиапазонами, в каждом из которых предусматривались две пятиэлементные матрицы, при спектральной разрешающей способности более 10^6 [75]. FIRSST не был отобран для дальнейшей проработки, однако проведенное исследование показало, что малые гетеродинные матрицы могут быть построены на компонентах высокой технологической готовности и укладываются в ограничения по массе, объему и энергопотреблению космических миссий среднего и крупного класса [75].

Идеи космической РСДБ развиваются и в планируемой миссии BHEX (Black Hole Explorer), цель которой – обнаружение «фотонного кольца» в изображениях сверхмассивных черных дыр M87* и Sgr A* и прямое измерение их спина [76]. Космическая станция с 3,5-метровой антенной должна работать совместно с наземными РСДБ-сетями. Ее основной двухполяризационный приемник диапазона 240–320 ГГц построен на двухполосном СИС-смесителе с полосой ПЧ 4–12 ГГц при температуре 4,5 К, а вспомогательный приемник 80–106 ГГц на криогенном малошумящем усилителе, установленный на ступени 20 К, служит для переноса фазы с низкой частоты на высокую [77]. Суммарная регистрируемая полоса составляет 32 ГГц при потоке данных 64 Гбит/с [78], для передачи которого предполагается использовать лазерную линию связи; запуск миссии рассматривается в перспективе ближайшего десятилетия [76].

1.3.4. Сводная таблица инструментов

Схемы приема основных инструментов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов, рассмотренных в пп. 1.3.1–1.3.3, сведены в таблице 1.2; инструменты сгруппированы по типу платформы.

Таблица 1.2 – Схемы приема основных инструментов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов

Инструмент (приемник)	**Диапазон**	**Смеситель**	**Схема приема**	**Ссылки**
Наземные одиночные телескопы				
APEX: SEPIA180, SEPIA345	159–211; 275–373 ГГц	СИС	2SB	[37, 38]
APEX: nFLASH230, nFLASH460	196–281; 378–508 ГГц	СИС	2SB	[40, A21]
APEX: SEPIA660	581–727 ГГц	СИС	2SB	[A21, A23]
APEX: CHAMP+ (2 × 7 пикс.)	620–720; 790–950 ГГц	СИС	DSB	[39, A1]
IRAM 30 м: EMIR	≈80–360 ГГц (4 диапазона)	СИС	2SB	[41, 42]
Онсала 20 м: канал 3 мм	85–116 ГГц	СИС	2SB	[43]
ASTE: DASH345	321–376 ГГц	СИС	2SB	[45]
ASTE: приемник Band 10	787–950 ГГц	СИС	DSB	[46]
JCMT: HARP (16 пикс.)	325–375 ГГц	СИС	SSB (квазиоптический фильтр)	[47]
SMT: РСДБ-приемники	1,3 мм; 0,87 мм	СИС	2SB; DSB	[42]
LMT: РСДБ-приемник 1,3 мм	≈230 ГГц	СИС	DSB (2017 г.); 2SB (с 2018 г.)	[42]
SPT: РСДБ-приемник	230 и 345 ГГц	СИС	2SB	[51]
GLT	213–231; 275–373 ГГц	СИС	2SB	[52]
Нобеяма 45 м: двухлучевой приемник	80–116 ГГц	СИС	2SB	[66]
Интерферометры				
ALMA, диапазоны 3–8	84–500 ГГц	СИС	2SB	[6, 7]
ALMA, диапазон 9	602–720 ГГц	СИС	DSB	[8]
ALMA, диапазон 10	787–950 ГГц	СИС	DSB	[9]
NOEMA	72–373 ГГц	СИС	2SB	[20]
SMA	230, 345 и 690 ГГц	СИС	DSB (разделение полос в коррелляторе)	[60, 61]
CARMA (до 2015 г.)	1,3 мм	СИС	DSB	[62, 63]

Инструмент (приемник)	Диапазон	Смеситель	Схема приема	Ссылки
NMA (Нобеяма)	3 мм; 2 мм	СИС	DSB (разделение полос фазовой манипуляцией)	[64, 65]
Космические, самолетные и аэростатные инструменты				
Herschel: HIFI (2009–2013 гг.)	480–1250; 1410–1910 ГГц	СИС; НЕВ	DSB	[3, 11]
SOFIA: GREAT (до 2022 г.)	от 1,25 ТГц	НЕВ	DSB	[67]
GUSTO (3 × 8 пикс.)	1,4; 1,9; 4,7 ТГц	НЕВ	DSB	[68]
TELIS	480–650 ГГц; 1,8 ТГц	СИС (СИП); НЕВ	DSB	[69, 70]
OSAS-B	4,74 ТГц	НЕВ	DSB	[72]

В таблицу включены действующие и завершившие работу инструменты. Строящиеся и проектируемые телескопы (LLAMA, AMT, XSMT) и нереализованные космические концепции (OST, FIRSST, BHEX) в нее не вошли. Шумовые температуры намеренно не приводятся: они определяются по-разному (DSB или SSB, с корректировкой на потери оптики или без нее, для отдельного смесителя или для приемника в сборе), а для ряда инструментов опубликованы лишь частично; проверенные значения для отдельных инструментов даны в тексте раздела.

Из таблицы видна закономерность, определяющая одну из основных задач настоящей работы. В диапазоне до 500 ГГц схема с разделением боковых полос стала стандартом для приемников последнего поколения – как на интерферометрах (ALMA, NOEMA), так и на одиночных телескопах (APEX, IRAM 30 м, Онсала, Нобеяма, ASTE, GLT) и на станциях РСДБ-сети EHT [A2]. Двухполосные приемники в этом диапазоне используются на SMA, где боковые полосы разделяются в коррелляторе, в канале 350 ГГц телескопа SMT, а также применялись на интерферометрах предыдущего поколения CARMA и NMA; на JCMT одна боковая полоса выделяется квазиоптическим фильтром. Выше 600 ГГц крупные инструменты, такие как приемники ALMA диапазонов 9 и 10, матричный приемник CHAMP+, приемник ASTE диапазона 787–950 ГГц, все каналы HIFI, оставались двухполосными; исключение составляет только введенный в 2018 г. приемник SEPIA660 на телескопе APEX [A21]. На терагерцовых частотах, где применяются смесители на горячих электронах, прием остается двухполосным, а основным ограничением становится источник гетеродина.

1.4. Смесительные элементы

В разделах 1.2 и 1.3 приемник рассматривался как целое. Его чувствительность, однако, в первую очередь определяется нелинейным элементом, на котором происходит преобразование частоты. В миллиметровом, субмиллиметровом и терагерцовом диапазонах практическое

применение нашли три типа таких элементов: диоды Шоттки, туннельные переходы сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (СИС) и болометры на горячих электронах (hot-electron bolometer, HEB). Ниже рассмотрены их физические основы и те характеристики, которые определяют выбор элемента для конкретного диапазона: шумовая температура, требуемая мощность гетеродина, полоса промежуточных частот и рабочая температура. Уровень изложения выбран так, чтобы на приведенные здесь соотношения можно было опираться в главах 3 и 4.

1.4.1. Диоды Шоттки

Диод Шоттки представляет собой выпрямляющий контакт металл–полупроводник, вольт-амперная характеристика которого близка к экспоненциальной. Нелинейность такой ВАХ возникает на масштабе напряжений порядка kT/e и не связана со сверхпроводимостью, поэтому диодный смеситель работает при любой температуре, в том числе комнатной, и не имеет ограничения по частоте, связанного со щелевым напряжением. Современная технология планарных GaAs-диодов на тонких мембранах, разработанная прежде всего в Лаборатории реактивного движения (JPL), позволяет изготавливать смесители и умножительные цепочки вплоть до нескольких терагерц [79].

Смесители на диодах Шоттки в сравнении со сверхпроводниковыми смесителями имеют меньшую чувствительность и требуют большую мощность гетеродина. Характерный пример: балансный смеситель диапазона 1,25–1,65 ТГц на планарной диодной монолитной интегральной схеме при работе на частоте 1561 ГГц имеет шумовую температуру около 3000 К в двухполосном режиме и требует мощности гетеродина порядка 1,5 мВт [80]. Для сравнения, квантовый предел hf/k_B на этой частоте составляет 75 К, то есть шумовая температура превышает его примерно в 40 раз, а требуемая мощность гетеродина на три-четыре порядка больше, чем у сверхпроводниковых смесителей [32].

Тем не менее диоды Шоттки остаются вне конкуренции там, где криогенное охлаждение недоступно или нецелесообразно: в космических аппаратах для исследования планет и комет, в аппаратуре атмосферного зондирования и в лабораторной спектроскопии. Кроме того, именно умножительные цепочки на диодах Шоттки служат источниками гетеродина для СИС- и HEB-приемников вплоть до 2 ТГц (раздел 1.7), поэтому развитие диодной технологии напрямую влияет и на сверхпроводниковые приемные системы [79].

Характерный пример планетного инструмента представляет собой прибор SWI (Submillimetre Wave Instrument) на борту миссии Европейского космического агентства JUICE, запущенной к системе Юпитера в 2023 г. SWI представляет собой пассивный двухлучевой гетеродинный радиометр-спектрометр с каналами 530–625 и 1080–1275 ГГц и механически

наводимым внеосевым кассегреновским телескопом диаметром 29 см; его научные задачи заключаются в изучении динамики и состава стратосферы Юпитера, а также атмосфер и свойств поверхности галилеевых спутников [81]. Приемник канала 600 ГГц построен на субгармоническом смесителе на GaAs-диодах Шоттки с умножителем гетеродина диапазона 260–307 ГГц и работает при комнатной температуре: в полосе 520–620 ГГц его двухполосная шумовая температура составляет в среднем около 1280 К при минимальном значении 1130 К на частоте 557 ГГц и полосе промежуточных частот 3,5–8,5 ГГц [82].

Второй пример – метеорологические спутники серии MetOp-SG, создаваемые EBMETCAT совместно с Европейским космическим агентством. На аппаратах серии A установлен микроволновый сканирующий радиометр MWS, перекрывающий диапазон от 23,8 до 229 ГГц [83]; первый аппарат серии, MetOp-SG-A1, выведен на орбиту в августе 2025 г. и уже передает данные [84]. На аппаратах серии B, запуск первого из которых планируется в 2026 г., помимо микроволнового формирователя изображений MWI [85] будет установлен прибор ICI (Ice Cloud Imager), первый оперативный радиометр субмиллиметрового диапазона, предназначенный для наблюдения облаков из ледяных кристаллов [86]. ICI имеет 13 каналов, образованных семью двухполосными приемниками с частотами гетеродина 183,31; 243,2; 325,15; 448,0 и 664,0 ГГц: три из них соответствуют линиям водяного пара, а две частоты – окнам прозрачности атмосферы и измеряются в двух поляризациях [87]. Приемники ICI построены на субгармонических смесителях на диодах Шоттки с умножительными цепочками гетеродина и не требуют криогенного охлаждения [86]. Оба примера показывают нишу диодной технологии: многолетняя непрерывная работа на борту при умеренной чувствительности и без криогенной системы.

1.4.2. СИС-смесители: физические основы

СИС-смеситель основан на туннельном переходе из двух сверхпроводников, разделенных слоем диэлектрика толщиной порядка нанометра. При температуре много ниже критической квазичастичный ток через такой переход экспоненциально мал вплоть до щелевого напряжения $V_g = 2\Delta/e$, где Δ – энергетическая щель сверхпроводника, после чего резко возрастает. Ширина этого скачка по напряжению, размытие щели δV_g, и величина подщелевой утечки, характеризуемая отношением сопротивлений под щелью и в нормальном состоянии R_j/R_n, определяют качество перехода: для работы вблизи квантового предела требуется δV_g порядка 0,1 мВ и R_j/R_n более 20–30 [88, A15].

Ключевым является то, что изменение тока при напряжениях ниже и выше V_g происходит на масштабе напряжений, сравнимом с hf/e, то есть с энергией кванта принимаемого излучения.

При облучении перехода сигналом гетеродина частоты f туннелирование квазичастиц происходит с поглощением или испусканием одного или нескольких квантов – процесс, экспериментально обнаруженный в [89] и описанный теоретически в [90]. Ток накачанного перехода выражается через автономную ВАХ I_0 как сумма ее копий, сдвинутых на целое число квантов:

$$I_{\text{н}}(V) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(\alpha) I_0\left(V + {}^{n\hbar\omega}/_{e}\right) \qquad (1.2)$$

где J_n – функция Бесселя первого рода, $\omega = 2\pi f$, а параметр накачки $\alpha = eV_г/(\hbar\omega)$ определяется амплитудой напряжения гетеродина $V_г$ на переходе. Следствием этого является появление на ВАХ квазичастичных (фотонных) ступеней шириной hf/e ниже щелевого напряжения (рис. 1.8); именно на такой ступени выбирается рабочая точка смесителя.

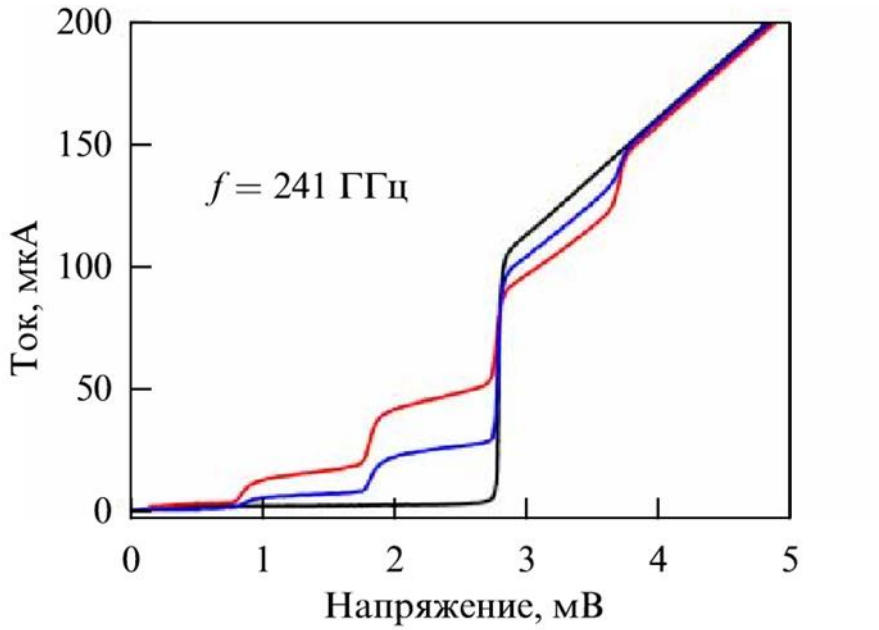


Рисунок 1.8 – Вольт-амперные характеристики СИС-смесителя диапазона 211–275 ГГц: черная кривая – без накачки, цветные – при накачке гетеродином на частоте 241 ГГц с двумя различными уровнями мощности. Ниже щелевого напряжения видны квазичастичные ступени шириной hf/e.

Количественное описание преобразования частоты на квазичастичной нелинейности дает квантовая теория смешения Таккера–Фельдмана [5, 91]. Малосигнальная задача решается в трехпортовом представлении: сигнальная, зеркальная и промежуточная частоты связаны матрицей преобразования, элементы которой выражаются через производные накачанной ВАХ. Из теории следуют два принципиальных вывода. Во-первых, потери преобразования СИС-

смесителя могут быть не только малыми, но и отрицательными, то есть возможно преобразование с усилением. Во-вторых, собственный шум смесителя ограничен снизу квантовым значением: в двухполосном режиме он составляет $hf/2k_B$, что эквивалентно hf/k_B при пересчете на однополосный режим (п. 1.2.3) [5, 33, 34].

Практические следствия таковы. Рабочая точка выбирается в середине первой ступени ниже щелевого напряжения, а уровень мощности гетеродина подбирается по степени тока накачки в рабочей точке. Переходы должны иметь малое размытие щели и малую утечку, а для широкой рабочей полосы – высокую плотность тока, поскольку произведение $\omega R_n C$ (ω – круговая частота, R_n – нормальное сопротивление СИС-перехода, C – емкость СИС-перехода), определяющее добротность перехода, должно оставаться малым в пределах всей полосы. Ограничением сверху служит щелевая частота сверхпроводника: у ниобия она составляет около 700 ГГц, выше нее ниобиевые согласующие структуры становятся диссипативными, и требуется переход к материалам с более высокой щелевой частотой (раздел 1.5) [88, A15].

1.4.3. Шумовые свойства и предельная чувствительность СИС-смесителя

Шумовая температура приемника на СИС-смесителе складывается из нескольких вкладов. Собственный шум смесителя определяется квантовым и дробовым шумом туннельного тока; к нему добавляются тепловой шум входной оптики и волноводного тракта, шум зеркальной полосы (в двухполосном режиме) и шум усилителя промежуточной частоты, пересчитанный ко входу через коэффициент преобразования. В каскадном приближении бюджет шумов записывается как

$$T_{\text{пр}} = T_{\text{опт}} + L_{\text{опт}}\left(T_{\text{см}} + {}^{T_{\text{ус}}}\!/_{G_{\text{см}}}\right) \tag{1.3}$$

где $T_{\text{опт}}$ и $L_{\text{опт}}$ – шумовой вклад и коэффициент потерь входной оптики, $T_{\text{см}}$ и $G_{\text{см}}$ – шумовая температура и коэффициент преобразования смесителя, $T_{\text{ус}}$ – шумовая температура усилителя промежуточной частоты. Из (1.3) видно, почему в субмиллиметровом диапазоне столь важны малые потери входного тракта и высокий коэффициент преобразования: при $G_{\text{см}}$ заметно меньше единицы вклад усилителя ПЧ перестает быть малым.

Порядок величин иллюстрирует бюджет шумов приемника диапазона 211–275 ГГц [88]: майларовый разделитель пучка толщиной 6 мкм дает вклад около 0,6 К, входное окно криостата добавляет около 0,5 К, а тракт промежуточной частоты, включающий криогенный изолятор 4–12 ГГц и криогенный усилитель, еще около 6 К. Измеренная методом Y-фактора шумовая температура приемника в лучшей точке составила около 22 К на частоте 241 ГГц, то есть лишь вдвое превысила hf/k_B (рис. 1.9).

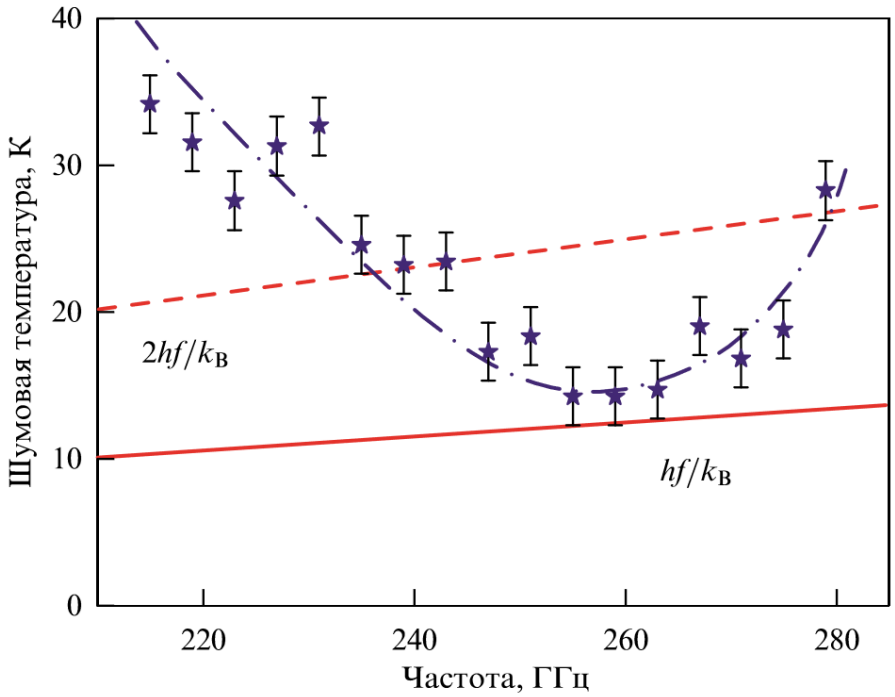


Рисунок 1.9 – Шумовая температура приемника с СИС-смесителем диапазона 211–275 ГГц в двухполосном режиме. Сплошной и штриховой линиями показаны уровни hf/k_B и $2hf/k_B$.

С ростом частоты приближаться к квантовому пределу становится труднее. Для смесителей диапазона 790–950 ГГц на переходах Nb/AlN/NbN лучшие значения шумовой температуры в двухполосном режиме соответствуют примерно $3hf/k_B$ [88], а скорректированная на потери входного тракта шумовая температура смесителя диапазона 780–950 ГГц составляет около 220 К [A19]. Таким образом, реально достижимый уровень для СИС-смесителей составляет от двух до примерно пяти квантовых пределов, и именно он задает требования к остальным элементам приемного тракта, включая структуру с разделением боковых полос (глава 3).

1.4.4. Эффект Джозефсона и устойчивость

Помимо квазичастичного тока, через туннельный переход течет сверхток куперовских пар. Согласно [92], при нулевом напряжении возможен постоянный сверхток величиной до критического значения I_c, а при напряжении V на переходе возникает переменный ток с джозефсоновской частотой $f_J = 2eV/h$, то есть 483,6 ГГц на каждый милливольт. Для смесителя оба эффекта вредны: постоянный сверхток и джозефсоновские особенности на ВАХ приводят к дополнительному шуму, к неустойчивости рабочей точки и к участкам с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Стандартное решение связано с подавлением сверхтока внешним магнитным полем, параллельным плоскости перехода. Зависимость критического тока от магнитного потока через

переход имеет вид дифракционной картины Фраунгофера с нулями, кратными кванту потока; рабочее поле выбирается в одном из минимумов. Для переходов с высокой плотностью тока, у которых собственная индуктивность и неоднородность распределения тока существенны, часто используется не первый, а второй минимум. Практическое следствие для конструкции заключается в наличии в блоке смесителя магнитной системы (катушки или постоянных магнитов с магнитопроводом) и требовании воспроизводимости геометрии перехода, что связывает данный раздел с технологическими вопросами главы 2 [88, A15].

1.4.5. Смесители на горячих электронах (HEB)

HEB-смеситель представляет собой сверхпроводниковый мостик субмикронных размеров, работающий вблизи критической температуры. Принимаемое излучение поглощается электронной подсистемой, разогревает ее и изменяет сопротивление мостика; преобразование частоты происходит за счет этой болометрической нелинейности. Поскольку механизм не связан с туннелированием через щель, у HEB-смесителей нет ограничения по щелевой частоте, и они работают до нескольких терагерц. Эффект электронного разогрева в тонких пленках NbN и первые быстродействующие детекторы на его основе описаны в [14]; современное состояние направления обобщено в обзоре [13].

Быстродействие, а значит и полоса промежуточных частот, определяется временем остывания электронной подсистемы τ. Полоса связана с ним соотношением

$$\Delta f_{\text{ПЧ}} = {}^{1}/_{2\pi\tau} \tag{1.4}$$

Используются два механизма остывания: фононный, когда энергия передается фононам пленки и далее подложке (характерен для NbN), и диффузионный, когда горячие электроны уходят в нормальные контакты (характерен для коротких мостиков из ниобия). Для NbN-смесителей полоса усиления по промежуточной частоте составляет 2,5–5 ГГц [32]; последовательное улучшение технологии позволило одновременно снизить шумовую температуру и расширить полосу [15], а переход к пленкам MgB_2 дал полосу до 11 ГГц [93].

По сравнению с диодами Шоттки HEB-смесители требуют на три порядка меньшей мощности гетеродина, уровень микроватта, что и делает возможным их применение с квантово-каскадными лазерами (п. 1.3.3) [13, 32]. Достигнутые шумовые температуры соответствуют примерно четырем квантовым пределам: для приемника на 4,7 ТГц с ККЛ в качестве гетеродина получено около 815 К в двухполосном режиме [19]. Основные недостатки HEB – узкая полоса промежуточных частот, ограниченный динамический диапазон и высокая чувствительность к

изменениям мощности гетеродина, что напрямую связано с вопросами стабильности (п. 1.2.6) и со стабилизацией частоты и мощности ККЛ (раздел 1.7).

1.4.6. Сравнение смесительных элементов

Достигнутые к настоящему времени шумовые температуры смесителей разных типов в зависимости от частоты гетеродина сведены на рис. 1.10, а типичные эксплуатационные характеристики – в таблице 1.3; приведенные значения относятся к лучшим опубликованным результатам и к характерным условиям эксплуатации.

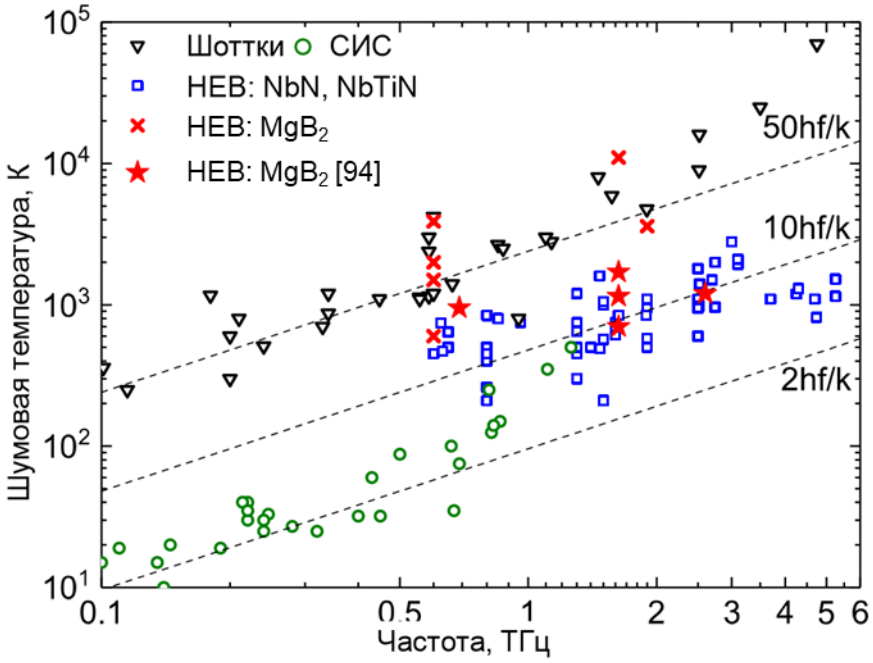


Рисунок 1.10 – Шумовая температура смесителей разных типов в двухполосном режиме в зависимости от частоты гетеродина по опубликованным данным: «Шоттки» – диоды Шоттки, «СИС» – СИС-смесители, «HEB: NbN, NbTiN» и «HEB: MgB_2» – смесители на горячих электронах на пленках нитрида ниобия, нитрида ниобия-титана и диборида магния; звездочками отмечены результаты работы [94] по HEB на MgB_2. Штриховые линии соответствуют уровням $2hf/k_B$, $10hf/k_B$ и $50hf/k_B$. Подписи осей и легенда переведены на русский язык. Заимствовано из [94].

Таблица 1.3 – Сравнение смесительных элементов миллиметрового, субмиллиметрового и терагерцового диапазонов

Тип смесителя	**Частотный диапазон**	**Шумовая температура (DSB)**	**Полоса ПЧ**	**Мощность гетеродина**	**Рабочая температура**
Диод Шоттки	до 3 ТГц и выше	около 3000 К на 1,5 ТГц (≈40 hf/k_B)	единицы–десятки ГГц	милливатты	300 К (возможно охлаждение)
СИС-переход	0,1–1,2 ТГц	(2–5) hf/k_B: около 20 К на 240 ГГц; 200–300 К на 800–950 ГГц	4–12 ГГц	микроватты	2–4 К
HEB (NbN)	1–5 ТГц	(4–6) hf/k_B: около 800 К на 4,7 ТГц	2,5–5 ГГц (до 11 ГГц для MgB_2)	микроватты	около 4 К

Из сопоставления видно распределение ролей. В диапазоне 0,1–1,2 ТГц, которому посвящена настоящая работа, альтернативы СИС-смесителям нет: только они обеспечивают шумовую температуру на уровне нескольких квантовых пределов при микроваттной мощности гетеродина и возможности преобразования с усилением. Выше щелевой частоты используемых сверхпроводников работают HEB-смесители, и там ключевым вопросом становится источник гетеродина (раздел 1.7). Диоды Шоттки сохраняют свою работоспособность при комнатных температурах, что обеспечивает им нишу там, где криогеника, охлаждающая до температур порядка 4 К, не может быть применена.

Для настоящей работы существенно, что к СИС-смесителю предъявляются не только требования по собственному шуму. Низкая требуемая мощность гетеродина, устойчивость к нагреву, подавление джозефсоновских особенностей и воспроизводимость параметров перехода оказываются не менее важными, поскольку в схеме с разделением боковых полос два смесителя работают совместно, и любая асимметрия между ними непосредственно ограничивает качество разделения полос. Этот вопрос подробно рассматривается в разделе 1.6 и составляет предмет главы 3.

1.5. Материалы и элементная база СИС-приемников

Как показано в предыдущем разделе, в диапазоне приблизительно от 0,1 до 1,2 ТГц приемники на основе СИС-смесителей являются лучшим решением. Практическая реализация упирается в материалы и технологию: качество туннельных переходов, потери в сверхпроводящих пленках и характеристики волноводных и квазиоптических узлов. В настоящем разделе дан краткий обзор по уже имеющимся технологиям, развитие и исследование которых составляют содержание главы 2, а также описаны волноводные узлы приемника.

1.5.1. Туннельные структуры $Nb/AlO_x/Nb$

Базовой технологией для частот до 700 ГГц остается трехслойная структура $Nb–Al–AlO_x–Nb$. На подложку наносится нижний электрод из ниобия толщиной 150–200 нм, затем тонкий (5–7 нм) слой алюминия, который планаризует столбчатую структуру ниобиевой пленки и затем окисляется в атмосфере кислорода, образуя туннельный барьер толщиной около 1 нм; сверху осаждается верхний электрод из ниобия. Переходы формируются селективным травлением ниобия с последующим анодированием [88, A15].

Качество такой структуры описывается набором параметров: щелевым напряжением V_g, нормальным сопротивлением R_n, произведением R_nA (A – площадь СИС-перехода), определяющим плотность критического тока J_c, удельной емкостью перехода, составляющей около 0,085 пФ/мкм² [A17], и параметром качества R_{sg}/R_n, отношением сопротивлений под щелью и в нормальном состоянии. Для перехода площадью 1 мкм² с $R_nA = 22$ Ом·мкм² получены $V_g = 2{,}8$ мВ и $R_{sg}/R_n = 39$ [A15], что близко к предельным значениям для этой технологии.

У структур $Nb/AlO_x/Nb$ есть два естественных ограничения. Первое связано с прозрачностью барьера: увеличение плотности тока выше 10–15 кА/см² сопровождается резкой деградацией качества перехода [A15], тогда как широкая рабочая полоса требует малого произведения ωR_nC, то есть высокой плотности тока. Второе ограничение – щелевая частота ниобия около 700 ГГц: уже на 950 ГГц размер квазичастичной ступени hf/e достигает 3,9 мВ и превышает щелевое напряжение обычных ниобиевых переходов, так что участок ВАХ, пригодный для выбора рабочей точки, исчезает [A15]. Кроме того, из-за эффекта близости в слое алюминия на ВАХ появляется «колено» чуть выше щелевого напряжения, приводящее к уменьшению рабочей области по напряжению смещений; его устраняют введением дополнительной прослойки алюминия в нижний электрод [88].

1.5.2. Структуры Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением

Первый шаг за пределы возможностей оксидного барьера заключается в замене окисления нитридизацией: слой алюминия обрабатывается в высокочастотном разряде в азотной среде, образуя барьер AlN. Высота такого барьера примерно на 0,3 эВ ниже, чем у AlO_x, поэтому при технологически приемлемой толщине около 1 нм достижима плотность тока более 15 кА/см² при параметре качества R_{sg}/R_n до 25 даже для R_nA менее 10 Ом·мкм² [A15]. Переходы Nb/AlN/Nb сохраняют R_{sg}/R_n выше 10 при плотностях тока вплоть до 100 кА/см² [A15].

Второй шаг заключается в замене верхнего электрода из ниобия на нитрид ниобия с большей энергетической щелью. Суммарное щелевое напряжение перехода возрастает с 2,8 до

3,2 мВ и более, и ограничение, связанное с размером квазичастичной ступени, перестает действовать вплоть до частот около 1 ТГц [88, A15]. Для переходов площадью 0,5 мкм², изготовленных на кремниевой подложке, получено V_g = 3,5 мВ; в приемной структуре с нижним электродом из NbTiN и тонким (100 нм) слоем ниобия щелевое напряжение составляет 3,22 мВ при R_{sg}/R_n = 20 и R_nA = 8,5 Ом·мкм², что соответствует плотности тока около 30 кА/см² (рис. 1.11) [A15].

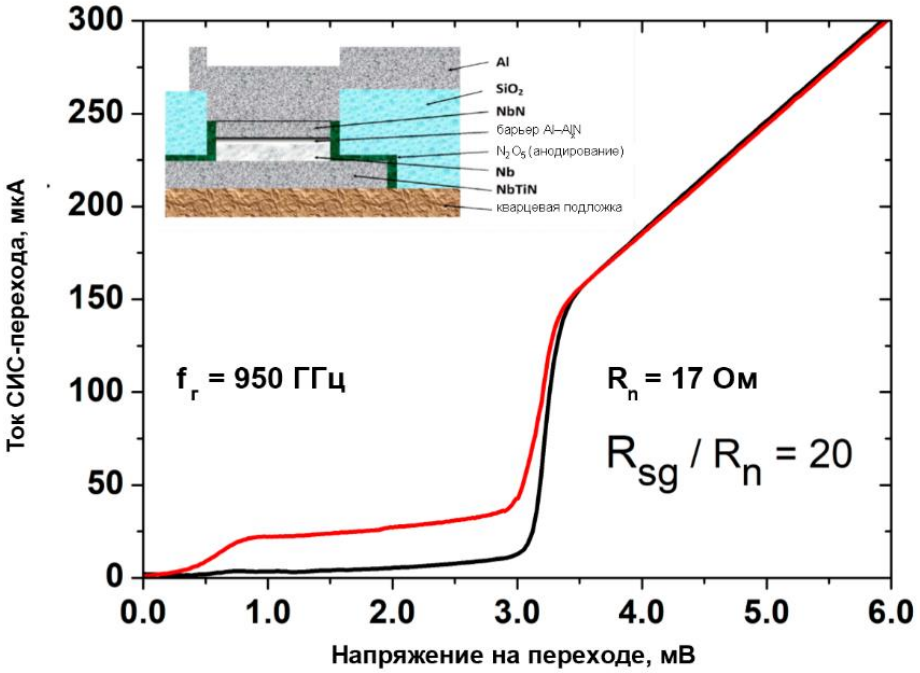


Рисунок 1.11 – Вольт-амперная характеристика СИС-смесителя на туннельном переходе Nb/AlN/NbN, встроенном в микрополосковую линию NbTiN/Al: черная кривая – без накачки, красная – при накачке гетеродином на частоте 950 ГГц. На вставке показан разрез приемной структуры.

Именно на таких переходах построены смесители диапазона 790–950 ГГц, использованные для модернизации высокочастотной матрицы приемника CHAMP+ [A1], и первый волноводный смеситель с разделением боковых полос этого диапазона [A2]; приемные структуры диапазона 700–950 ГГц описаны в [A27]. Технологические вопросы изготовления таких переходов и результаты их исследования составляют содержание главы 2.

1.5.3. Сверхпроводящие пленки и микрополосковые линии

Настроечные структуры, компенсирующие емкость перехода, и линии передачи на кристалле выполняются из сверхпроводников, поэтому их потери определяются поверхностным

импедансом $Z_s = R_s + iX_s$. Он рассчитывается по теории Маттиса–Бардина [12] через комплексную проводимость $\sigma = \sigma_1 - i\sigma_2$. Ниже щелевой частоты $2\Delta/h$ энергии кванта недостаточно для разрыва куперовской пары, действительная часть проводимости мала, и линия практически не вносит потерь; выше щелевой частоты σ_1 резко возрастает, и линия становится диссипативной.

Для ниобия $2\Delta/h$ составляет около 700 ГГц. Поэтому в приемниках диапазона 600–720 ГГц ниобиевые линии еще применимы, а выше – уже нет. Решение состоит в использовании соединений ниобия с более высокой щелевой частотой: нижний электрод (заземляющую плоскость) микрополосковой линии выполняют из NbTiN, у которого критическая температура составляет 14,6–14,7 К против 9,0–9,4 К у ниобия [А3], а верхний электрод делают из нормального металла – алюминия, чтобы не ухудшать отвод тепла от перехода [А15]. Практическая конструкция включает слой NbTiN толщиной 320 нм, изолятор SiO_2 толщиной 250 нм и верхний электрод из алюминия толщиной до 500 нм [А15].

Такая конструкция микрополосковой линии обеспечила работу СИС-приемников вплоть до 1,12 ТГц в каналах инструмента HIFI [11] и в диапазоне 787–950 ГГц приемников ALMA Band 10 [9]. Измерения показывают, что пленки NbTiN относятся к сверхпроводникам с сильной связью: коэффициент $\alpha = 2\Delta_0/kT_c$ для них составляет 3,7–4,0 против 3,53 у ниобия, а отношение сопротивлений RRR близко к единице, тогда как у ниобиевых пленок оно равно 3–4 [А3]. Эти различия непосредственно влияют на потери в линии. Рассчитанные погонные потери микрополосковой линии приведены на рис. 1.12 (рисунок носит иллюстративный характер для демонстрации границ применимости Nb и NbTiN): ниже щелевой частоты они не превышают десятых долей децибела на миллиметр и плавно растут с частотой, а при ее пересечении увеличиваются более чем на два порядка. Для ниобиевой линии это происходит вблизи 675 ГГц, для линии на NbTiN – вблизи 1,19 ТГц, что и определяет границы применимости обоих материалов. Контроль параметров пленок поэтому становится самостоятельной задачей.

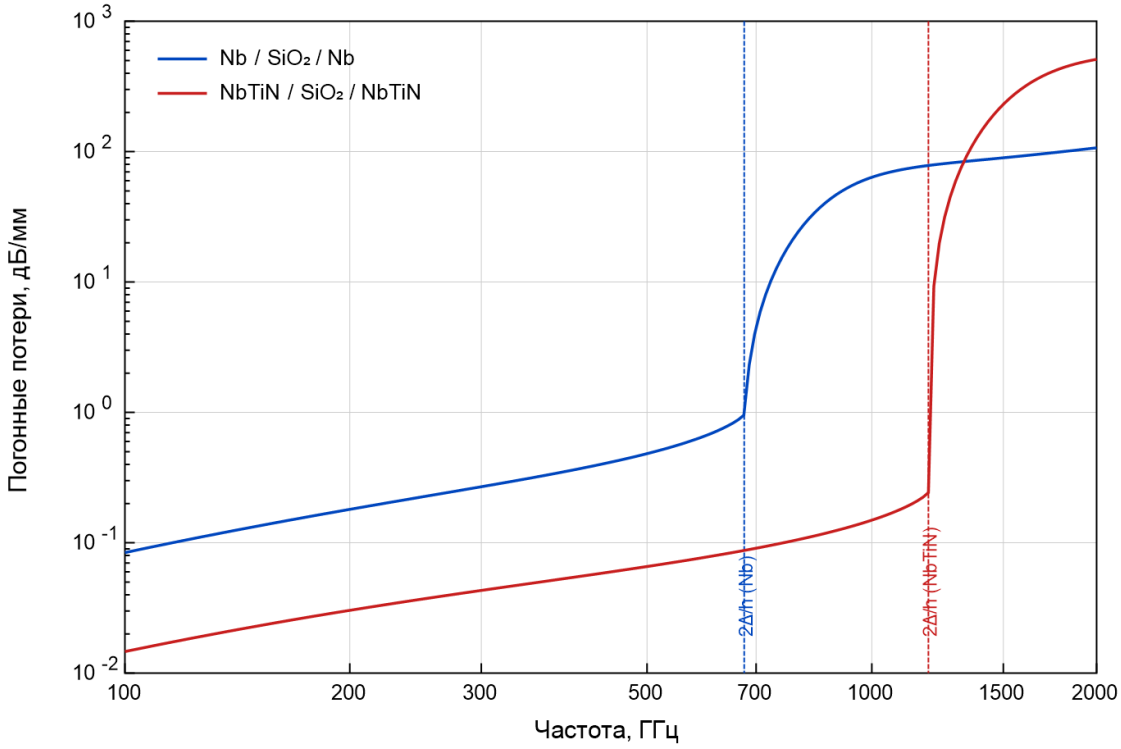


Рисунок 1.12 – Расчетные погонные потери микрополосковой линии с диэлектриком SiO_2 толщиной 250 нм: синяя кривая – оба электрода из ниобия, красная – из NbTiN; вертикальными штриховыми линиями показаны щелевые частоты $2\Delta/h$. Расчет по теории Маттиса–Бардина [12] при температуре 4,2 К для параметров пленок из [А3]: T_c = 9,2 К и $\sigma_n = 1{,}5\cdot10^7$ См/м для ниобия, T_c = 14,65 К и $\sigma_n = 8\cdot10^5$ См/м для NbTiN; толщина пленок 200 и 320 нм соответственно.

1.5.4. Методы контроля качества сверхпроводящих пленок

Простейший метод заключается в измерении на постоянном токе критической температуры T_c и отношения сопротивлений при комнатной и криогенной температурах RRR. Они выполняются быстро и характеризуют пленку в целом, но не дают сведений о потерях на рабочей частоте, которая для субмиллиметровых приемников лежит вблизи щелевой.

Промежуточную информацию дают резонаторные методы на сверхвысоких частотах. В методе резонатора с параллельными пластинами исследуемая пленка образует одну из обкладок, а поверхностное сопротивление определяется по добротности резонатора на частотах единиц и десятков гигагерц [95]; для пленок NbN и NbTiN, применяемых в субмиллиметровых приемниках, такие измерения выполнены в [А14]. Метод удобен как технологический контроль, однако измеряет потери далеко от щелевой частоты.

Ближе к рабочему диапазону приемника подходит квазиоптическая спектроскопия на лампах обратной волны (ЛОВ; в англоязычной литературе – backward-wave oscillator, BWO). Набор перестраиваемых ламп перекрывает интервал примерно от 30 ГГц до 1,5 ТГц, а измерения

ведутся на монохроматическом излучении в схеме интерферометра Маха–Цендера, где одновременно регистрируются коэффициент пропускания образца и фазовый сдвиг прошедшей волны [96, 97]. Одновременное измерение амплитуды и фазы позволяет получить комплексную диэлектрическую проницаемость и комплексную проводимость напрямую, без привлечения соотношений Крамерса–Кронига и без модельных предположений; высокая мощность и узкая линия излучения ЛОВ обеспечивают отношение сигнал/шум, достаточное для измерения тонких пленок на подложке. Применительно к сверхпроводникам этим методом определяют температурные зависимости энергетической щели и лондоновской глубины проникновения, а также остаточные потери ниже щелевой частоты [98].

Еще ближе к рабочим частотам лежит терагерцовая спектроскопия во временной области. Пленка измеряется на пропускание в диапазоне 0,3–2,0 ТГц при температурах от 5 К до значений выше критической, а комплексная проводимость восстанавливается из амплитуды и фазы коэффициента пропускания с использованием выражений для проводимости БКШ-сверхпроводника произвольной чистоты [99] и модели многослойной структуры «пленка – буферный слой – подложка» [А11, А12]. Из температурных зависимостей определяются энергетическая щель Δ и лондоновская глубина проникновения λ_L: для пленок NbTiN толщиной около 340 нм получены $2\Delta_0 = 4{,}7–5{,}0$ мэВ и $\lambda_0 = 280–310$ нм [А11]. Тем же методом показано, что буферный слой Al_2O_3 и анодирование поверхности практически не влияют на критическую температуру, проводимость, щель и глубину проникновения пленки [А11]. Показательно расхождение критической температуры, полученной двумя способами для одной и той же пленки: измерения на постоянном токе дают 15,1 К, а терагерцовые – 13,9 К [А11]. Причина в том, что постоянный ток находит перколяционный путь по сверхпроводящим областям, тогда как на терагерцовых частотах отклик усредняется по всей площади пленки; для работы приемника определяющими являются именно терагерцовые значения.

Дисперсионная Фурье-спектрометрия измеряет амплитуду и фазу коэффициента отражения от охлаждаемой пленки (рис. 1.13) и дает параметры непосредственно вблизи щелевой частоты [А3, А4]. Подгонка измеренного спектра моделью Маттиса–Бардина позволяет извлечь проводимость в нормальном состоянии, коэффициент сильной связи, комплексный параметр щели и время релаксации [А3]. Прямое сравнение двух терагерцовых методов на одних и тех же пленках NbTiN показало, что спектроскопия во временной области обеспечивает лучшее отношение сигнал/шум [А4].

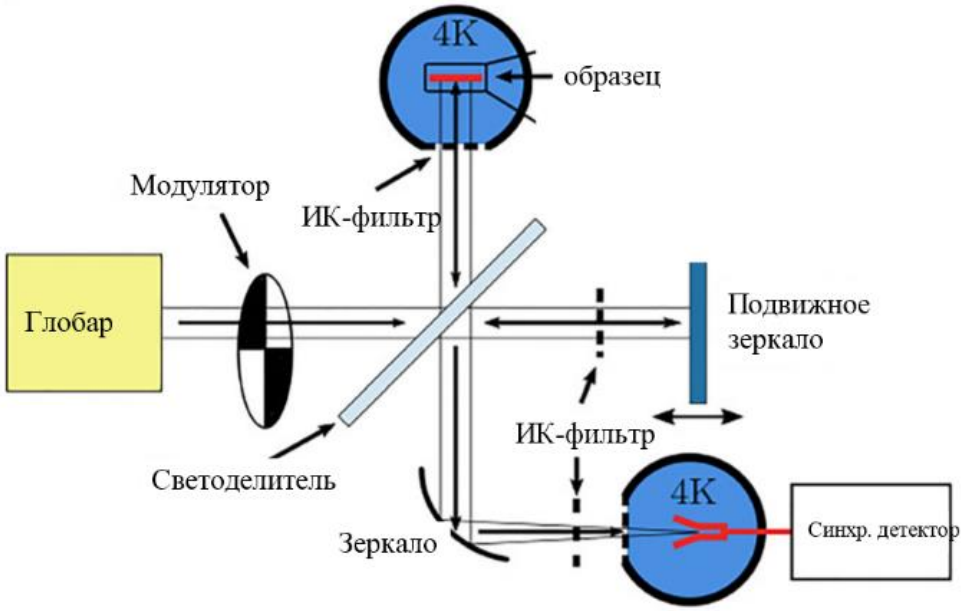


Рисунок 1.13 – Схема дисперсионного Фурье-спектрометра для исследования сверхпроводящих пленок: излучение глобара модулируется и делится светоделителем между подвижным зеркалом и охлаждаемым до 4 К образцом; интерферограмма регистрируется охлаждаемым болометром с синхронным детектированием. Подписи переведены на русский язык.

Таким образом, методы дополняют друг друга: измерения на постоянном токе дают T_c и отношение RRR, резонаторные определяют поверхностное сопротивление в сантиметровом диапазоне и температурную зависимость лондоновской глубины проникновения, ЛОВ-спектроскопия дает комплексную проводимость в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах, а спектроскопия во временной области и дисперсионная Фурье-спектрометрия исследуют параметры пленки непосредственно в рабочей полосе приемника, включая окрестность щелевой частоты. Именно на эти измерения опирается выбор технологии пленок, рассматриваемый в главе 2.

1.5.5. Волноводные узлы приемника

Сигнал, принятый антенной телескопа, доводится до туннельного перехода волноводным трактом. Переход от волновода к микрополосковой линии выполняется зондом, за которым следует настроечная структура, компенсирующая собственную емкость перехода, и низкочастотные фильтры, не пропускающие высокочастотный сигнал в тракт промежуточной частоты и цепи смещения [А15]. На частотах около 850 ГГц применяются как одиночные

переходы с настроечной структурой, так и схемы с двумя параллельными переходами; их сравнение при одинаковой конструкции блока приведено в [А13].

Детальное рассмотрение всех узлов волноводного блока будет приведено в главе 3. Волноводные узлы субмиллиметрового диапазона изготавливают преимущественно методом разъемного блока (split-block): волновод и элементы схемы фрезеруются в двух половинах блока, которые затем совмещаются по штифтам, причем плоскость разъема выбирают так, чтобы она не пересекала линии поверхностного тока. Такая конструкция позволяет разместить в одном блоке не только волновод, но и ответвитель гетеродина, квадратурный мост и посадочные места для кристаллов [100].

С ростом частоты требования к точности растут пропорционально уменьшению сечения волновода: если в диапазоне 211–275 ГГц используется волновод сечением около 1,0 × 0,5 мм, то в диапазоне 750–1100 ГГц – около 0,25 × 0,13 мм, и допуски на размеры и на совмещение половин блока измеряются единицами микрометров. Наряду с прецизионным фрезерованием применяются электроформование, удобное для рупоров и участков волновода сложного профиля, и кремниевая микромеханика: глубокое реактивное ионное травление позволяет изготавливать волноводные узлы вплоть до 1,1 ТГц с точностью, труднодостижимой при механической обработке [101]. Выбор технологии определяется не только частотой, но и требуемой повторяемостью: в схеме с разделением боковых полос два канала должны быть идентичны, и разброс размеров переходит непосредственно в амплитудную и фазовую асимметрию.

Наиболее массовый пример волноводной реализации приемников дают картриджи ALMA. В диапазонах с 3-го по 8-й приемники построены по схеме с разделением боковых полос, и весь тракт от рупора до смесителей выполнен волноводным: рупор, ортомодовый преобразователь, квадратурный мост, ответвитель гетеродина и согласованные нагрузки. Серийные приемники диапазона 3 (84–116 ГГц) описаны в [102], диапазона 4 (125–163 ГГц) – в [103], диапазона 5 (163–211 ГГц) – в [104], диапазона 6 (211–275 ГГц) – в [6], диапазона 7 (275–373 ГГц) – в [105], диапазона 8 (385–500 ГГц) – в [106]; для последнего разработан волноводный ортомодовый преобразователь на двухребристом волноводе [107]. Опыт этих разработок показывает, что качество разделения боковых полос определяется не столько самими смесителями, сколько точностью и повторяемостью волноводных узлов.

Прием излучения из волновода требует согласующей антенны. На субмиллиметровых частотах изготовление классических гофрированных (скалярных) рупоров усложняется, поэтому применяются рупоры с гладкими стенками, профиль которых оптимизируется численно; такие рупоры для терагерцового диапазона разработаны и исследованы в [А20]. Входная оптика приемника включает окна криостата, инфракрасные фильтры, поляризационные делители и

дихроичные фильтры, разделяющие диапазоны при одновременных многочастотных наблюдениях (п. 1.3.2). Для терагерцовых частот разработаны однослойные дихроичные фильтры, сочетающие малые потери в полосе пропускания с технологической простотой [А18].

Отдельного рассмотрения заслуживают волноводные согласованные нагрузки. В схеме с разделением боковых полос нагрузка включена в неиспользуемое плечо квадратурного моста, и ее отражение напрямую ухудшает подавление зеркальной полосы. Классическое решение представляет собой клин из поглощающего материала, обычно Eccosorb MF-112 или MF-116, вставленный в волновод. Систематические измерения таких нагрузок выполнены Керром и др.: компактная нагрузка с простым клиновидным профилем в волноводе WR-10 обеспечивает возвратные потери лучше 30 дБ во всем диапазоне 75–110 ГГц при комнатной температуре, тогда как более сложные профили оказались согласованы хуже; при масштабировании геометрии на волновод WR-3.7 уровень около 30 дБ сохраняется и в диапазоне 220–325 ГГц [108]. Существенно, что при охлаждении до 4 К поглощение материала падает и согласование ухудшается: для MF-116 возвратные потери снижаются примерно до 20–30 дБ, а для MF-112 – до уровня порядка 10 дБ [108]. Это ограничение, а также вопрос доступности материала, заставляет искать альтернативные конструкции.

Альтернативным решением является использование так называемой «ножевой вставки» в волноводе. В [109] описана такая криогенная нагрузка, поглотителем в которой служит кварцевая пластина толщиной 125 мкм с тонким резистивным слоем титана, закрепленная на теплоизолирующих стойках. Она работает в W-диапазоне с сохранением работоспособности примерно до 230 ГГц и масштабируется на терагерцовые частоты. Близкие решения представлены в [110], где приведены два варианта: кварцевый E-зонд с резистивной пленкой нитрида титана и широкополосной согласующей цепью, дающий возвратные потери лучше 20 дБ в диапазоне 260–375 ГГц, и переход финлайн–щелевая линия на кремниевой мембране толщиной 30 мкм с высокоомной пленкой TiN, обеспечивающий лучше 20 дБ в диапазоне 210–380 ГГц. Поверхностное сопротивление пленки измерено от комнатной температуры до 4 К, а влияние нагрузок проверено непосредственно по подавлению зеркальной полосы 2SB-смесителя: при комнатной температуре они превосходят нагрузки на основе Eccosorb, а при криогенной сопоставимы с ними.

Схема с разделением боковых полос предъявляет к волноводным узлам наиболее жесткие требования: квадратурный мост, ответвитель гетеродина и согласованные нагрузки работают при температуре 4 К и входят в тот же блок, что и смесители, а их неидеальность напрямую ограничивает достижимое подавление зеркальной полосы. Криогенная волноводная нагрузка для диапазона 1,1–1,4 мм, разработанная при участии автора, описана в [111]. Требования к этим

элементам, количественная связь их параметров с качеством разделения полос и методы проектирования составляют предмет главы 3.

1.6. Схемы приемников и разделение боковых полос

Смесительный элемент и волноводные узлы, рассмотренные выше, могут быть объединены в приемник несколькими способами. Выбор схемы определяет, как в приемнике устроена работа с боковыми полосами, насколько он чувствителен к шумам гетеродина и какой объем аппаратуры требуется на один приемный канал. Настоящий раздел последовательно рассматривает одноканальную двухполосную схему, балансную схему и схему с разделением боковых полос, после чего подробно анализируется качество разделения полос – величина, которая и составляет предмет глав 3–5.

1.6.1. Одноканальный двухполосный приемник

Простейшая схема (рис. 1.6) содержит один смеситель, на который через устройство ввода подаются сигнал и излучение гетеродина. Как показано в п. 1.2.1, на промежуточную частоту $f_{пч}$ преобразуются одновременно две полосы: верхняя ($f_г + f_{пч}$) и нижняя ($f_г - f_{пч}$). Если наблюдаемая спектральная линия лежит в одной из них, то вторая полоса вносит только шум, обусловленный излучением атмосферы, оптики и фоном источника, а не полезный сигнал. Такой приемник называют двухполосным (double sideband, DSB).

Отсюда два разных определения шумовой температуры. Двухполосная шумовая температура T_{DSB} получается при калибровке горячей и холодной нагрузками, излучение которых поступает в обе полосы; однополосная T_{SSB} характеризует чувствительность к сигналу, присутствующему лишь в одной полосе. При равных коэффициентах преобразования в обеих полосах $T_{SSB} = 2T_{DSB}$. Именно однополосное значение определяет время накопления при наблюдении спектральной линии, поэтому сравнение приемников разных схем корректно вести только в однополосных величинах; в литературе это различие нередко становится источником путаницы (п. 1.2.2).

1.6.2. Балансная схема

Балансный приемник содержит два смесителя, на которые сигнал и гетеродин подаются через гибридное соединение – синфазно-противофазное (180°) или квадратурное (90°) (рис. 1.14). Знак преобразования СИС-смесителя определяется полярностью напряжения смещения, поэтому смесители питаются раздельными цепями смещения, а сигналы промежуточной частоты

объединяются синфазным сумматором: при противоположной полярности смещения вклады принимаемого сигнала на выходе сумматора складываются, а амплитудный шум гетеродина, одинаково попадающий в оба плеча, взаимно вычитается [32]. При одинаковой полярности смещения картина обратная – на выходе выделяется шум гетеродина, что дает удобный способ его прямого измерения. Это принципиальное достоинство схемы: она ослабляет шум гетеродина на величину, определяемую балансом плеч, и тем самым снимает жесткие требования к спектральной чистоте источника накачки.

Второе практически важное достоинство балансной схемы связано со способом ввода мощности гетеродина. В одноканальном приемнике и в схеме с разделением боковых полос гетеродин вводится в сигнальный тракт через делитель пучка или направленный ответвитель со слабой связью: связь приходится делать малой, чтобы ответвитель не вносил заметных потерь сигнала и не ухудшал шумовую температуру, и в результате до смесителя доходит лишь несколько процентов мощности источника накачки, а остальное поглощается в согласованной нагрузке. В балансной схеме гетеродин подводится к свободному порту того же гибридного соединения, через которое проходит сигнал, так что практически вся доступная мощность гетеродина распределяется между двумя смесителями [32]. Требуемый уровень мощности источника накачки оказывается при этом почти на порядок ниже, чем в одноканальном или 2SB-приемнике. Это существенно в субмиллиметровом и терагерцовом диапазонах, где выходная мощность умножительных источников падает с частотой и становится основным ограничением при построении приемника (раздел 1.7).

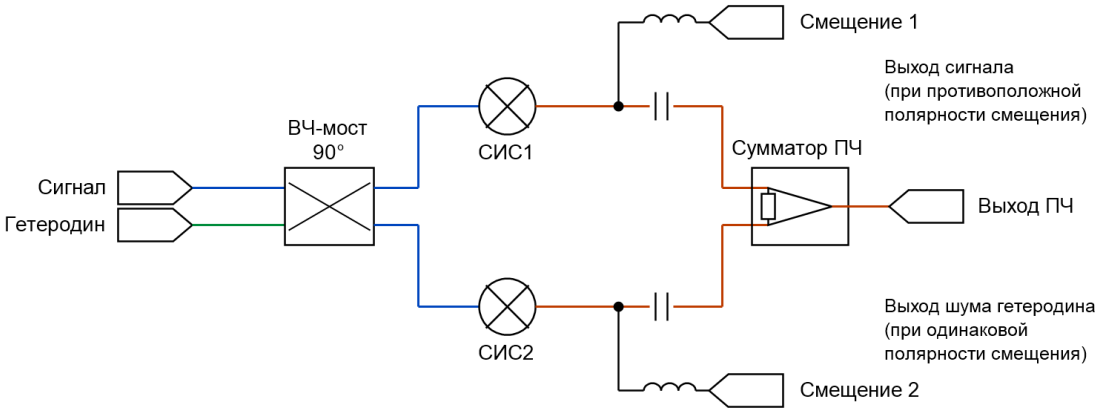


Рисунок 1.14 – Функциональная схема балансного приемника. Сигнал и излучение гетеродина подаются на квадратурный (90°) высокочастотный мост, который делит их поровну между двумя СИС-смесителями. Каждый смеситель питается своей цепью смещения, подводимой через развязывающую индуктивность; разделительные конденсаторы отделяют цепи постоянного тока от тракта промежуточной частоты. Сигналы промежуточной частоты складываются синфазным сумматором: при противоположной полярности смещения

смесителей на его выходе выделяется принимаемый сигнал, а шум гетеродина подавляется; при одинаковой полярности смещения на выходе выделяется шум гетеродина, что позволяет измерять его непосредственно.

Платой является удвоение числа смесителей и требование их идентичности: разбаланс по амплитуде и фазе между плечами уменьшает подавление шума гетеродина и вносит потери полезного сигнала. Кроме того, балансная схема остается двухполосной, так как она не разделяет боковые полосы, а лишь улучшает работу с гетеродином. По этой причине в субмиллиметровых астрономических приемниках балансные схемы используются реже, чем схема с разделением боковых полос. Тем не менее балансные СИС-смесители субмиллиметрового диапазона созданы и исследованы. Для диапазона 380–520 ГГц изготовлен балансный смеситель, все высокочастотные элементы которого выполнены на единой кремниевой мембране толщиной 9 мкм; переходы $Nb/AlO_x/Nb$ с золотыми балочными выводами установлены в волноводном блоке из теллуристой меди при 4,2 К, а сигналы промежуточной частоты усиливаются раздельно и складываются после усиления. Получена минимальная нескорректированная двухполосная шумовая температура приемника 70 К при подавлении шума гетеродина до 18 дБ в полосе 440–495 ГГц и полосе промежуточных частот 4–8 ГГц [112]. Для диапазона 787–950 ГГц (ALMA Band 10) реализован интегральный балансный смеситель, в волноводном блоке которого объединены квадратурный мост с широкими щелями в ответвляющих линиях, два одинаковых СИС-кристалла, цепи смещения и сумматор промежуточной частоты; в составе приемного картриджа он показал двухполосную шумовую температуру около 200 К на большей части диапазона без поправки на потери входного тракта при подавлении шума гетеродина более 15 дБ [113].

1.6.3. Схема с разделением боковых полос

В схеме с разделением боковых полос (sideband separating, 2SB) также используются два смесителя, но сигнал подается на них через квадратурный мост, а гетеродин – синфазно (рис. 1.15). Принимаемый сигнал делится мостом на две равные части с относительным сдвигом фазы 90°; после преобразования на промежуточной частоте вклады верхней и нижней боковых полос оказываются сдвинутыми по фазе в противоположных направлениях. Второй квадратурный мост, установленный в тракте промежуточной частоты, складывает сигналы смесителей так, что в одном его выходе синфазно складывается верхняя боковая полоса, а в другом – нижняя. На выходе приемника получаются два независимых спектра, соответствующих двум участкам входного диапазона, разнесенным на удвоенную промежуточную частоту.

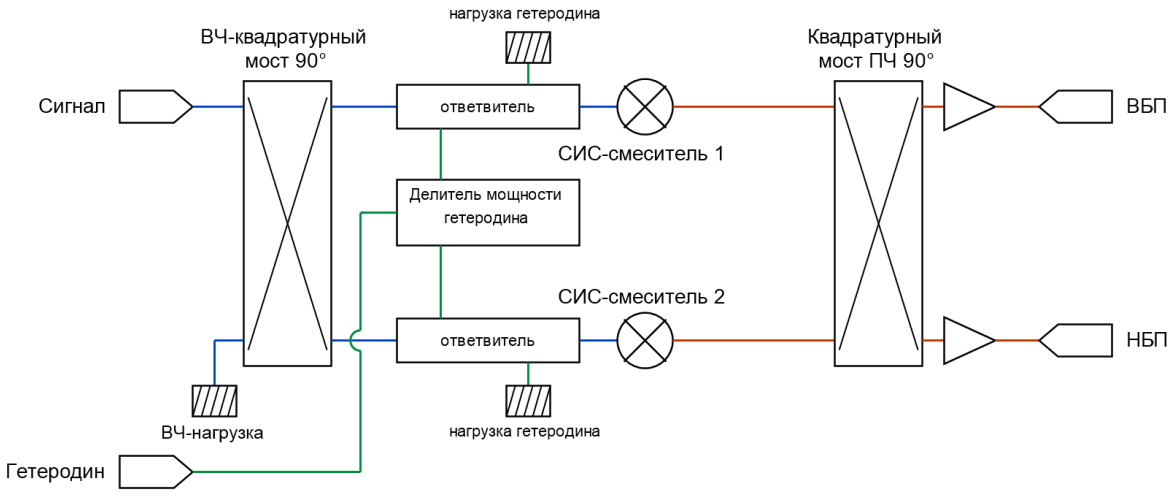


Рисунок 1.15 – Функциональная схема приемника с разделением боковых полос: входной сигнал делится квадратурным мостом между двумя СИС-смесителями, мощность гетеродина подводится синфазно через делитель и направленные ответвители, а сигналы промежуточной частоты складываются вторым квадратурным мостом, формируя раздельные выходы верхней (ВБП) и нижней (НБП) боковых полос. Неиспользуемые порты моста и ответвителей нагружены на согласованные нагрузки.

Качество работы такой схемы характеризуют коэффициентом подавления зеркальной полосы (sideband rejection ratio, SRR; в англоязычной литературе также встречается image rejection ratio, IRR), отношением мощностей наблюдаемого и зеркального сигнала на выходе приемника при их равной мощности на его входе [114]. В идеальной схеме подавление бесконечно, а в реальности оно ограничено неидентичностью плеч и отражениями в волноводном тракте.

1.6.4. Теория качества разделения полос

Классическое описание определяет уровень итогового качества разделения полос SRR зависящим от двух базовых параметров: разбаланса плеч по мощности ΔP и фазовой ошибки φ, включающей отклонения квадратурных мостов от 90° и разность электрических длин трактов. Подавление зеркальной полосы выражается через них соотношением

$$SRR = \frac{1 + a^2 + 2a\cos\varphi}{1 + a^2 - 2a\cos\varphi} \tag{1.5}$$

где коэффициент a – отношение амплитуд в двух плечах, связанное с разбалансом в децибелах как

$$a = 10^{\frac{\Delta P}{20}} \tag{1.6}$$

Результат расчета удобно представить в виде линий равного подавления на плоскости «амплитудный разбаланс – фазовая ошибка» (рис. 1.16). Из них следуют практические ориентиры: подавление 20 дБ требует амплитудного разбаланса не хуже 1,7 дБ при идеальной фазе или фазовой ошибки не более 11° при идеальной амплитуде, а для 30 дБ допуски ужесточаются примерно втрое – до 0,55 дБ и 3,6° соответственно. Требование одновременного выполнения обоих условий во всей рабочей полосе и определяет сложность проектирования 2SB-смесителя.

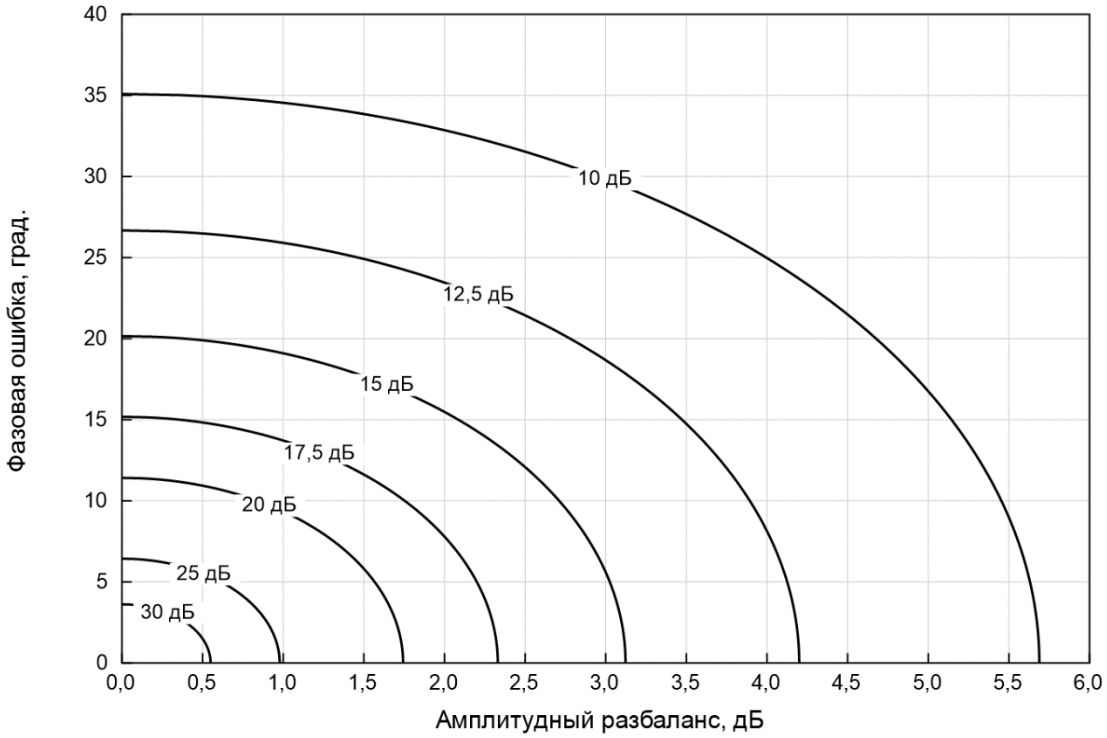


Рисунок 1.16 – Линии равного подавления зеркальной полосы на плоскости «амплитудный разбаланс – фазовая ошибка», рассчитанные по формуле (1.5). Каждая кривая отмечена соответствующим значением подавления; область между осями и кривой отвечает подавлению не хуже указанного. Способ представления аналогичен [32].

Стандартное описание, однако, оказывается недостаточным: измеренная зависимость подавления от частоты не является плавной, а содержит изрезанную структуру с размахом в десятки децибел. Представительные данные такого рода получены при серийном производстве приемников ALMA. Смесители с разделением боковых полос диапазонов 84–116 ГГц (Band 3) и 211–275 ГГц (Band 6) изготовлены и испытаны в количестве 146 и 158 экземпляров соответственно, причем подавление измерялось при перестройке гетеродина с шагом 4 ГГц и разрешении 100 МГц по промежуточной частоте [6]. При типичном значении около 15 дБ подавление меняется по частоте примерно от 10 до 22 дБ в диапазоне Band 3 и от 13 дБ до более

чем 35 дБ в Band 6, причем структура прослеживается вплоть до 100 МГц. Именно ее глубина, а не среднее значение, определяет выполнение спецификации ALMA, не менее 10 дБ на 90 % полосы и не менее 7 дБ во всей полосе. При этом квадратурные мосты были спроектированы так, что суммарный амплитудный разбаланс не превышал 2 дБ, что, согласно диаграмме на рис. 1.16, дает SRR не хуже 18 дБ. Та же картина наблюдается и в субмиллиметровом диапазоне: для модульного 2SB-смесителя диапазона 600–720 ГГц при амплитудном разбалансе моста промежуточной частоты не хуже ±0,3 дБ и фазовом не хуже ±2°, а разбалансе высокочастотного моста около 1 дБ расчетное подавление превышает 22 дБ во всей полосе, тогда как измеренное оказалось заметно ниже и сильно изрезанным по частоте [А5].

Причина установлена специально разработанными методами характеризации, которые приведены в главе 3: периоды наблюдаемой структуры, около 8,2 и 17 ГГц вблизи 650 ГГц, соответствуют удвоенным расстояниям от СИС-смесителей до высокочастотной нагрузки и до квадратурного моста [А5]. Иными словами, подавление ограничивается не разбалансом самих мостов, а стоячими волнами, возникающими из-за отражений от СИС-переходов, которые отражают заметную часть падающей мощности, от согласованной нагрузки и от портов моста. Симметрия схемы при этом существенна: отражение, одинаково действующее на оба плеча, не создает разбаланса, а отражение, проходящее через мост нечетное число раз, входит в плечи в противофазе и непосредственно ухудшает подавление. Косвенным подтверждением тому является сопоставление блоков из разных материалов: у блока с большими омическими потерями стоячие волны слабее и измеренное подавление лучше [А5].

Систематического описания, связывающего коэффициенты отражения отдельных элементов с частотной зависимостью подавления, в литературе нет. Построение такой модели и составляет содержание главы 3.

1.6.5. Выигрыш схемы 2SB по сравнению с двухполосной

Практический выигрыш схемы с разделением боковых полос зависит от условий наблюдений. При приеме спектральной линии двухполосный приемник принимает шум атмосферы из обеих полос, тогда как полезный сигнал приходит лишь из одной; приемник 2SB отбрасывает шум зеркальной полосы, и выигрыш тем больше, чем сильнее вклад атмосферы, то есть чем хуже прозрачность. Количественный расчет для условий плато Чахнантор и параметров приемников диапазона 602–720 ГГц приведен на рис. 1.17 [А5]. При идеальном 2SB-тракте отношение чувствительностей достигает примерно 1,5 при малой прозрачности и снижается до 1,2 при прозрачности 0,8; дополнительные потери 1,5 дБ, неизбежные при усложнении тракта,

уменьшают выигрыш до 1,2–0,9. В среднем для спектральных линий выигрыш составляет около 1,4, что эквивалентно сокращению времени наблюдений примерно вдвое [A5].

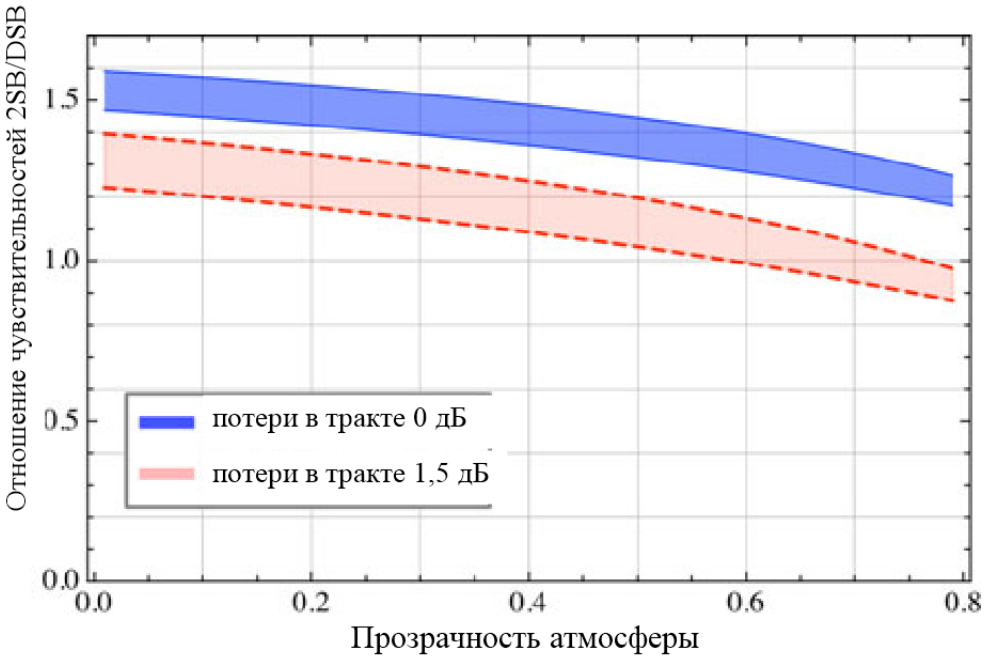


Рисунок 1.17 – Отношение чувствительностей приемников 2SB и DSB при наблюдении спектральных линий в зависимости от прозрачности атмосферы для диапазона 602–720 ГГц. Темная область соответствует идеальному тракту 2SB, светлая – дополнительным потерям 1,5 дБ; ширина областей отражает разброс шумовых температур изготовленных смесителей. Подписи переведены на русский язык. Заимствовано из [A5].

Для континуальных источников картина иная: сигнал присутствует в обеих полосах, и двухполосный прием его не теряет. В интерферометрическом режиме выигрыш 2SB уменьшается примерно в $\sqrt{2}$ раз, а в режиме полной мощности – вдвое, то есть здесь схема с разделением полос не дает преимущества по чувствительности [A5]. Тем не менее и для континуума она полезна: разделение полос устраняет наложение спектров двух участков диапазона, снимает неоднозначность при отождествлении линий в плотных спектрах, упрощает калибровку по атмосфере и снижает требования к знанию коэффициента усиления в зеркальной полосе.

1.6.6. Методы измерения подавления зеркальной полосы

Прямое измерение подавления состоит в подаче на вход приемника слабого монохроматического сигнала поочередно в каждую из боковых полос и в сравнении откликов на

двух выходах промежуточной частоты. Затруднение заключается в том, что для такого сравнения нужно знать относительные уровни пробных сигналов в верхней и нижней полосах, а на миллиметровых и субмиллиметровых волнах точно измерить мощности двух сигналов, разнесенных на удвоенную промежуточную частоту (для приемников ALMA это 8–24 ГГц), крайне трудно. Способ обойти это затруднение предложен в [114]: подавление зеркальной полосы приемника с разделением боковых полос определяется без знания уровней пробных сигналов, если дополнительно измерить отклик на широкополосный шум горячей и холодной нагрузок.

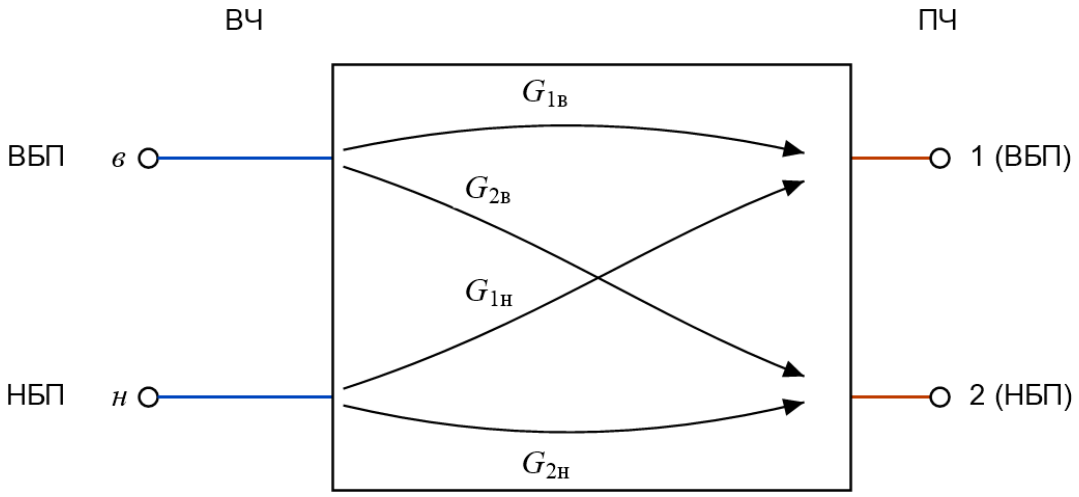


Рисунок 1.18 – Коэффициенты преобразования по мощности приемника с разделением боковых полос: $G_{1в}$ и $G_{1н}$ – преобразование на первый выход промежуточной частоты из верхней и нижней боковых полос, $G_{2в}$ и $G_{2н}$ – на второй выход. Входы верхней и нижней боковых полос физически представляют собой один и тот же волновод и показаны раздельно лишь для наглядности. Построено по схеме из [114].

Приемник описывается четырьмя коэффициентами преобразования по мощности: от входа в верхней (в) и нижней (н) боковых полосах к первому и второму выходам промежуточной частоты (рис. 1.18). Искомые коэффициенты подавления зеркальной полосы на этих выходах равны

$$R_1 = \frac{G_{1в}}{G_{1н}}, \quad R_2 = \frac{G_{2н}}{G_{2в}} \tag{1.7}$$

Измеряются три величины. При подаче монохроматического сигнала в верхнюю боковую полосу регистрируется отношение мощностей на выходах 1 и 2, при подаче в нижнюю – отношение мощностей на выходах 2 и 1:

$$M_{\text{в}} = \frac{G_{1\text{в}}}{G_{2\text{в}}}, \quad M_{\text{н}} = \frac{G_{2\text{н}}}{G_{1\text{н}}} \tag{1.8}$$

Затем холодная нагрузка на входе приемника заменяется горячей и измеряются приращения выходной мощности на обоих выходах, отношение которых дает третью величину:

$$M_{DSB} = \frac{\Delta P_1}{\Delta P_2} = \frac{G_{1\text{в}} + G_{1\text{н}}}{G_{2\text{в}} + G_{2\text{н}}} \tag{1.9}$$

Существенно, что $M_{\text{в}}$ и $M_{\text{н}}$ – это отношения откликов на один и тот же пробный сигнал, поэтому его абсолютный уровень из результата выпадает. Нормируя все коэффициенты преобразования на один из них и исключая их из трех записанных соотношений, получаем искомые подавления через одни лишь измеряемые величины:

$$R_1 = \frac{M_{\text{в}}(M_{\text{н}}M_{DSB} - 1)}{M_{\text{в}} - M_{DSB}}, \quad R_2 = \frac{M_{\text{н}}(M_{\text{в}} - M_{DSB})}{M_{\text{н}}M_{DSB} - 1} \tag{1.10}$$

Отсюда следует контрольное соотношение $R_1\ R_2 = M_{\text{в}}\ M_{\text{н}}$, удобное для проверки измерений. Метод остается применимым и при плохом подавлении, и при заметном вкладе преобразования из гармонических боковых полос $n\ f_{\text{г}} \pm f_{\text{пч}}$ при $n > 1$: для его учета измерение с нагрузками повторяют, установив перед входом наклонную дихроичную пластину, которая отражает обе рабочие боковые полосы и пропускает гармонические; измеренные при этом приращения мощности позволяют вычесть паразитный вклад и подставить исправленное значение M_{DSB} в те же формулы [114]. Для двухполосного приемника столь же простого и точного способа определить отношение боковых полос не существует – это еще один довод в пользу схемы с разделением полос при работе на одиночном телескопе [114].

Практические требования к измерению таковы [114]. Частоты пробных сигналов в двух полосах выбираются так, чтобы обе давали одну и ту же промежуточную частоту, а полоса измерительного фильтра промежуточной частоты должна быть меньше характерного масштаба структуры в частотных зависимостях усиления, шума и подавления. Уровень пробного сигнала выбирается достаточно малым, чтобы не насыщать смеситель и тракт промежуточной частоты, и достаточно большим, чтобы отклик в «чужом» канале уверенно превышал шум измерительной системы; показание, превышающее шумовую полку в H раз, при квадратичном детектировании исправляется множителем $(1 - 1/H)$, а при измерении анализатором спектра с огибающим детектором и логарифмической шкалой требует иной поправки.

Сканируя частоту пробного источника и перестраивая гетеродин, получают зависимость подавления от высокой частоты; в [A5] такая зависимость сшита из тринадцати полос промежуточных частот при шаге гетеродина 8 ГГц и разрешении 50 МГц.

Однако измерение подавления как такового не указывает на источник его ухудшения. Для этого разработаны методы раздельной характеризации разбалансов, использующие сам СИС-переход в качестве измерительного прибора [А5]. Высокочастотный баланс определяется по токам фотонно-стимулированного туннелирования: при малой мощности зависимость тока от падающей мощности описывается функцией Бесселя, и отношение токов накачки двух смесителей при подаче пробного сигнала через входной рупор дает непосредственно баланс мощностей в плечах. Тем же приемом, но при развертке частоты гетеродина, измеряется баланс тракта накачки. Баланс тракта промежуточной частоты определяется с использованием дробового шума самих переходов как калиброванного источника белого шума: измеряя выходные спектры при нескольких комбинациях напряжений смещения на двух смесителях, разделяют вклады прямого и перекрестного путей через мост.

Альтернативный подход – Фурье-спектрометрия отклика смесителя, дающая частотную характеристику приемного тракта, а также калибровка нагрузками, помещаемыми в зеркальную полосу. Основные источники погрешности во всех случаях – конечная развязка светоделителя, нестабильность мощности пробного источника, стоячие волны между источником и приемником и дрейф коэффициента усиления тракта промежуточной частоты за время измерения; характерная точность определения подавления составляет доли децибела при подавлении около 10 дБ и заметно ухудшается при подавлении свыше 25–30 дБ, когда измеряемый отклик в «чужом» канале сравним с шумом.

1.6.7. Цифровое разделение боковых полос

Ограничения аналоговой схемы можно частично обойти, перенеся операцию сложения сигналов в цифровую область. В этом случае сигналы двух смесителей оцифровываются раздельно, а суммирование с необходимыми амплитудными и фазовыми поправками выполняется в программируемой логике. Поправки определяются по калибровке с монохроматическим источником и учитывают частотную зависимость разбаланса, то есть компенсируют именно ту изрезанную структуру, которую невозможно устранить настройкой аналоговых элементов.

Этот метод основан на предположении, что основная часть дисбаланса представляет собой устойчивую во времени функцию частоты. Ее достаточно один раз измерить при калибровке по тестовому сигналу, после чего цифровой делитель в пределах точности калибровки становится почти идеальным. Основные вопросы таковы: 1) какого уровня компенсации можно достичь этим методом, 2) какова степень воспроизводимости калибровки во времени, 3) для какой конфигурации (с ПЧ мостом или без него) результаты будут более стабильны. Результаты этих

работ приведены в главе 5. Забегая вперед, можно сказать, что для прототипа приемника диапазона 602–720 ГГц с цифровым разделением получено среднее подавление около 45 дБ, причем лишь малая часть полосы опускается ниже 40 дБ [A7, A8].

1.6.8. Состояние дел по частотным диапазонам

Сводка реализаций схемы с разделением боковых полос приведена в таблице 1.4. Спецификация ALMA для диапазонов 1–8 требует подавления не менее 7 дБ во всей полосе и не менее 10 дБ в 80 % полосы [A8]; фактически достигнутые значения у приемников разных обсерваторий лежат, как правило, в пределах от 7 до 30 дБ и сильно меняются внутри рабочей полосы [A7].

Таблица 1.4 – Реализации схемы с разделением боковых полос

Диапазон, ГГц	**Инструмент**	**Достигнутое подавление**	**Особенности реализации**	**Ссылки**
84–500	ALMA, диапазоны 3–8	как правило, 7–30 дБ по полосе, в среднем 10–15 дБ	волноводные 2SB-приемники, серийное производство	[6, 102–106, A7]
85–116	Онсала, 20 м	около 15 дБ в среднем	волноводный 2SB, две поляризации	[43]
80–116	Нобеяма, 45 м	более 10 дБ в большей части полосы	двухлучевой 2SB	[66]
321–376	ASTE, DASH345	около 10 дБ и лучше	картридж 2SB	[45]
600–720	APEX, SEPIA660	более 20 дБ	модульный 2SB-блок	[A21, A23]
600–720	прототип для ALMA Band 9	более 11,5 дБ; более 15 дБ в 99 % полосы для золоченого блока	модульный 2SB-блок, исследование разбалансов	[A5]
800–950	прототип для APEX	более 15 дБ в 95 % полосы	первый волноводный 2SB-смеситель диапазона	[A2]
602–720	прототип с цифровым разделением либо цифровая компенсация аналогового 2SB	45,9 дБ в среднем	оцифровка выходов смесителей с обработкой в ПЛИС	[A7, A8]

Из таблицы видна отчетливая граница. До 500 ГГц схема с разделением боковых полос освоена промышленно: приемники ALMA изготовлены десятками экземпляров с воспроизводимыми параметрами. В диапазоне 600–720 ГГц существуют отдельные успешные реализации, но достигнутое подавление сильно меняется по полосе и зависит от материала и качества изготовления волноводного блока. Выше 800 ГГц до недавнего времени работающих волноводных 2SB-смесителей не было вовсе. Цифровые методы дают подавление свыше 40 дБ, однако они требуют оцифровки обоих выходов и не снимают вопроса о качестве аналогового тракта, от которого зависят потери и шумовая температура.

Отсюда следует постановка задач настоящей работы. Во-первых, необходима модель, связывающая коэффициенты отражения элементов волноводного тракта с частотной зависимостью подавления зеркальной полосы, – она позволит проектировать блок осознанно, а не подбором (глава 3). Во-вторых, требуется довести схему 2SB до диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц с воспроизводимым подавлением (глава 4). В-третьих, целесообразно оценить, какой выигрыш дает цифровое разделение полос поверх оптимизированного аналогового тракта (глава 5).

1.7. Источники гетеродина терагерцового диапазона

Все изложенное выше относилось к приемному тракту. Между тем рабочий диапазон гетеродинного приемника в конечном счете ограничен не смесителем, а источником гетеродина: смесительные элементы на СИС-переходах и на горячих электронах работают до нескольких терагерц, тогда как перестраиваемый источник накачки с достаточной мощностью и спектральной чистотой на частотах выше 2 ТГц до недавнего времени отсутствовал. Настоящий раздел рассматривает требования к гетеродину, существующие типы источников и причины, по которым для диапазона 2–5 ТГц практически безальтернативным решением оказывается квантово-каскадный лазер, а его применение, в свою очередь, требует фазовой стабилизации. Этот материал готовит главу 6.

1.7.1. Требования к гетеродину

Первое требование касается мощности накачки. Она определяется типом смесительного элемента (п. 1.4.6): диоду Шоттки нужны милливатты, СИС-смесителю – микроватты, смесителю на горячих электронах нужна мощность порядка микроватта [13, 32]. К этому добавляется способ ввода мощности: в одноканальном приемнике и в схеме с разделением боковых полос гетеродин подводится через ответвитель со слабой связью, и требуемая мощность источника оказывается примерно на порядок выше мощности, поглощаемой смесителем (п. 1.6.2). Практически это означает, что для СИС-приемника диапазона 0,6–1 ТГц источник должен давать десятки микроватт, аналогично для приемника на горячих электронах диапазона 4–5 ТГц, что уже учитывает потери в квазиоптическом тракте и на делителе пучка.

Второе требование – спектральная чистота. Ширина линии гетеродина непосредственно переносится на измеряемый спектр: она свертывается с исследуемой спектральной линией и ограничивает достижимое разрешение. Для обзоров молекулярных линий, где требуется разрешающая способность 10^6–10^7 (п. 1.1.2), на частоте около 2 ТГц это соответствует полосе 0,2–2 МГц, поэтому ширина линии гетеродина должна лежать на уровне 100 кГц и ниже, а его

частота должна быть известна с той же точностью. Отсюда следует требование фазовой привязки к опорному стандарту: только она одновременно сужает линию излучения и фиксирует абсолютное значение частоты. Для интерферометрии со сверхдлинными базами (п. 1.1.6) существенна и фазовая стабильность: некогерентность гетеродинов на разных станциях напрямую сокращает допустимое время когерентного накопления.

Третье требование касается величины амплитудного шума. Он переносится смесителем на промежуточную частоту и складывается с собственным шумом приемника, если схема не балансная (п. 1.6.2); у смесителей на горячих электронах, рабочая точка которых задается мощностью накачки, колебания мощности гетеродина дополнительно вызывают дрейф коэффициента преобразования и ухудшают стабильность (п. 1.2.6).

Четвертое требование связано с перестройкой: источник должен перекрывать весь рабочий диапазон приемника непрерывно, а не отдельными линиями. Наконец, для бортовых применений добавляются ограничения по массе, потребляемой мощности, ресурсу и отсутствию юстируемых и подвижных узлов; именно они отсеивают большинство лабораторных решений (п. 1.3.3).

1.7.2. Умножительные цепочки на диодах Шоттки

Стандартным источником гетеродина для частот до 2 ТГц является умножительная цепочка. Сигнал опорного синтезатора в диапазоне 10–20 ГГц усиливается твердотельным усилителем до уровня сотен милливатт и подается на каскад умножителей частоты на планарных диодах Шоттки из арсенида галлия – как правило, последовательность удвоителей и утроителей, каждый из которых выполнен в отдельном волноводном блоке. Вся цепочка работает при комнатной температуре и жестко привязана по фазе к опорному синтезатору, поэтому ширина линии и точность установки частоты определяются опорным стандартом и проблемы не составляют.

Ограничением является выходная мощность. Коэффициент полезного действия каждого каскада падает с частотой, и перемножение КПД по цепочке приводит к быстрому спаду: для лучших современных источников с объединением мощности на кристалле получено около 500 мВт на 180 ГГц, 110 мВт на 240 ГГц, около 2 мВт на 1,03 ТГц и 0,7 мВт на 1,64 ТГц [115]. Выше 2 ТГц доступная мощность падает до микроваттного уровня, а число каскадов и требования к согласованию делают цепочку непрактичной [79]. Это и определяет практический потолок технологии, составляющий около 2 ТГц.

Тем не менее именно умножительные цепочки обеспечили гетеродины практически всех летных субмиллиметровых приборов – от HIFI обсерватории Herschel до приборов SWI и MetOp-

SG (пп. 1.3.3, 1.4.1), а также лабораторных приемников на диодах Шоттки [80, 82]. Для настоящей работы существенно, что во всем диапазоне 0,2–1,2 ТГц, к которому относятся главы 3–5, умножительная цепочка представляет собой штатное и полностью освоенное техническое средство, и вопрос о гетеродине там не является ограничивающим.

1.7.3. Электровакуумные и полупроводниковые источники

Лампа обратной волны (ЛОВ) остается самым мощным перестраиваемым источником субмиллиметрового диапазона: набор ламп перекрывает интервал примерно от 30 ГГц до 1,5 ТГц при выходной мощности от долей до десятков милливатт и непрерывной электронной перестройке [96, 97]. Именно это сочетание делает ЛОВ удобным инструментом лабораторной спектроскопии материалов (п. 1.5.4). Для приемника, однако, ЛОВ малопригодна: необходимы источник питания на несколько киловольт и постоянный магнит, габариты и масса велики, а ресурс катода ограничен тысячами часов.

Полупроводниковые генераторы на диодах Ганна и лавинно-пролетных диодах дают десятки милливатт до 100–200 ГГц и доли милливатта вплоть до 300–400 ГГц. Самостоятельного значения как терагерцовый гетеродин они не имеют, но широко используются в качестве задающих генераторов умножительных цепочек.

Газовые лазеры с оптической накачкой на основе молекулярных газов, накачиваемых линиями CO_2-лазера, перекрывают диапазон примерно 0,3–8 ТГц, дают десятки милливатт и имеют ширину линии на уровне килогерц [116]. Их принципиальное ограничение заключается в дискретном наборе частот, жестко привязанном к колебательно-вращательным переходам рабочего газа: перестройка невозможна, и совпадение доступной лазерной линии с нужной частотой гетеродина маловероятно. Вместе с габаритами (резонаторы метровой длины) и потреблением в единицы киловатт это исключает бортовое применение, хотя именно такие лазеры служили гетеродином в первых лабораторных приемниках терагерцового диапазона.

1.7.4. Сверхпроводниковые источники

Принципиально иной подход основан на использовании генератора, изготавливаемого по той же тонкопленочной технологии, что и смеситель, и работающего при той же температуре. Таким источником является генератор на распределенном джозефсоновском переходе (flux-flow oscillator, FFO): длинный туннельный переход Nb–AlO_x–Nb, вдоль которого под действием магнитного поля и тока смещения движется цепочка джозефсоновских вихрей. Частота излучения задается напряжением на переходе через соотношение Джозефсона [92] и потому перестраивается непрерывно и безынерционно.

На основе FFO построен сверхпроводниковый интегральный приемник, в котором на одном кристалле объединены СИС-смеситель с квазиоптической антенной, генератор FFO и гармонический СИС-смеситель системы фазовой автоподстройки частоты [17, А10]. Рабочий диапазон FFO составляет примерно 250–750 ГГц, выходная мощность составляет единицы микроватт, чего достаточно для накачки расположенного рядом СИС-смесителя. Собственная ширина линии FFO составляет единицы–десятки мегагерц, поэтому фазовая стабилизация обязательна. Для нее при участии автора была разработана криогенная система ФАПЧ, все элементы которой расположены при 4,2 К: длина соединительных линий 50 см и полная задержка петли 4,5 нс обеспечивают полосу синхронизации 40 МГц и позволяют удерживать в когерентной составляющей более 60 % излучаемой мощности даже при ширине линии генератора около 11 МГц, что втрое больше, чем при ФАПЧ с комнатной электроникой [71].

Летная пригодность такого источника подтверждена: канал 480–650 ГГц аэростатного спектрометра TELIS построен на сверхпроводниковом интегральном приемнике и обеспечил шумовую температуру до 120 К в двухполосном режиме при спектральном разрешении существенно лучше 1 МГц [70]. Ограничение технологии связано с верхней частотой, она определяется щелевым напряжением ниобия, и продвижение выше 700 ГГц требует электродов из NbN или NbTiN, что наталкивается на те же трудности, что и в смесителях.

1.7.5. Квантово-каскадные лазеры терагерцового диапазона

Квантово-каскадный лазер (ККЛ) представляет собой полупроводниковый лазер на межподзонных переходах в сверхрешетке, в котором электрон последовательно проходит через десятки одинаковых каскадов, излучая фотон в каждом. Частота излучения определяется не шириной запрещенной зоны материала, а геометрией квантовых ям, то есть задается при проектировании структуры. Терагерцовый ККЛ впервые продемонстрирован в 2002 г. [18]; физика и конструкции таких лазеров подробно рассмотрены в обзоре [117].

Ключевым для терагерцового диапазона оказался выбор волновода. Применяются две конструкции: волновод на поверхностном плазмоне и волновод «металл–металл». Последний обеспечивает почти полное оптическое ограничение и потому более высокую рабочую температуру, но его субволновая выходная апертура дает широкую и изрезанную диаграмму направленности; волновод на поверхностном плазмоне дает лучший пучок ценой меньшего ограничения. Поскольку для гетеродина нужен пучок, близкий к гауссову, применяют решетки распределенной обратной связи третьего порядка и интегрированные рупоры.

Выходная мощность терагерцовых ККЛ лежит в пределах от десятков микроватт до единиц милливатт, что на несколько порядков больше, чем требуется одному смесителю на

горячих электронах, что позволяет питать от одного лазера целую матрицу смесителей. Рабочая температура непрерывного режима составляет 30–60 К, то есть необходим механический криоохладитель, но не жидкий гелий. Практические результаты таковы: гетеродин 4,7 ТГц спектрометра GREAT обсерватории SOFIA дает до 150 мкВт в почти гауссовом пучке и перестраивается в пределах от +2 до −4 ГГц относительно линии [OI] 4,7448 ТГц; он отработал шесть наблюдательных полетов в 2014–2015 гг. [118]. В аэростатной обсерватории GUSTO излучение одного ККЛ на 4,7 ТГц распределяется фазовой решеткой Фурье на восемь пучков накачки матрицы смесителей [68], а в спектрометре OSAS-B ККЛ с рабочей температурой около 60 К служит гетеродином канала 4,74 ТГц [72].

Ограничением ККЛ является именно частотная стабильность. Частота свободно генерирующего лазера дрейфует на десятки мегагерц из-за нестабильности тока накачки и температуры кристалла. Собственная ширина линии ККЛ мала, порядка сотен герц, но техническими шумами она уширяется до мегагерцового уровня. Поэтому применение ККЛ в качестве гетеродина спектрометра высокого разрешения практически невозможно без активной стабилизации частоты.

1.7.6. Методы стабилизации частоты ККЛ

Обзор методов фазовой стабилизации терагерцовых ККЛ выполнен автором в [A22]; ниже они классифицированы по способу получения сигнала биений с опорным источником.

Первый подход использует смеситель на горячих электронах для получения биений между излучением ККЛ и опорным сигналом. Первые демонстрации частотной и частичной фазовой привязки выполнены в 2005 г. для лазера на 3 ТГц [119] и в 2006 г. для двухмодового лазера [120]; устойчивая фазовая привязка одномодовых ККЛ получена в 2009 г. независимо двумя группами для 1,5 ТГц [121] и для 2,7 ТГц [21]. Метод чувствителен, поскольку смеситель на горячих электронах остается самым чувствительным в интервале 1,5–6 ТГц, но требует второго криостата с гелиевой температурой, что практически исключает бортовое применение.

Второй подход связан с привязкой к оптической частотной гребенке фемтосекундного лазера. В 2010 г. ККЛ на 2,7 ТГц был привязан к гребенке эрбиевого волоконного лазера с электрооптическим детектированием сигнала биений [22]; годом позже аналогичная схема с фотосмесителем на арсениде галлия применена к лазеру на 2,5 ТГц [A22]. Все элементы, кроме самого ККЛ, работают при комнатной температуре, однако фемтосекундный лазер с системой стабилизации сам по себе не является летным прибором.

Третий подход наиболее компактен: сигнал биений формируется непосредственно на гармоническом смесителе, работающем при комнатной температуре и питаемом опорным

сигналом с частотой около 200 ГГц. В 2013 г. таким способом на гармоническом смесителе на полупроводниковой сверхрешетке GaAs/AlAs был фазово привязан ККЛ на 3,4 ТГц с решеткой распределенной обратной связи третьего порядка [А24]; годом позже та же схема применена к лазеру на 4,7 ТГц [А22]. Со смесителями на диодах Шоттки получена привязка ККЛ на частотах 2,324 и 2,959 ТГц [122], а также на 2,5 ТГц [А22]. В последние годы тот же подход распространен на диапазон выше 3 ТГц и другими группами: со смесителем на диоде Шоттки, работающим на шестой и восьмой гармониках опорного сигнала около 600 ГГц, получена фазовая привязка ККЛ на частотах 3,5 и 4,7 ТГц при охлаждении лазеров механическими криоохладителями [123], а со смесителем на сверхрешетке при комнатной температуре – привязка ККЛ на 4,7 ТГц к 26-й гармонике опорного сигнала 182,6 ГГц [124]. Схема содержит только ККЛ в криостате, гармонический смеситель, опорный генератор и модуль ФАПЧ (рис. 1.19), и потому именно она наиболее пригодна для бортового прибора.

Четвертый подход состоит не в фазовой привязке, а в синхронизации излучением: в 2017 г. ККЛ на 1,7 ТГц был синхронизирован сигналом, сформированным фотосмесителем из телекоммуникационной частотной гребенки и заведенным непосредственно в резонатор лазера [125].

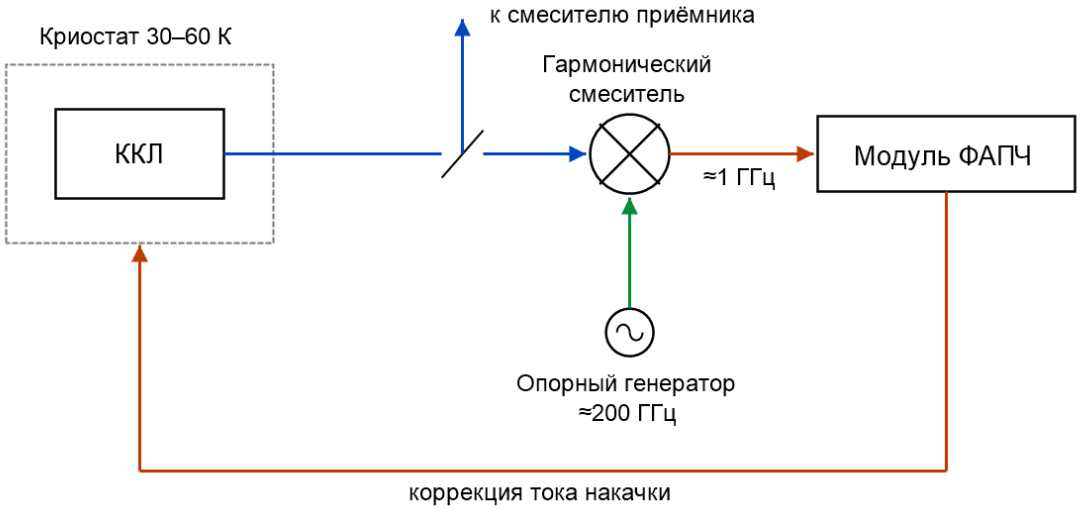


Рисунок 1.19 – Схема фазовой привязки квантово-каскадного лазера с гармоническим смесителем при комнатной температуре. Часть излучения ККЛ отводится делителем пучка на гармонический смеситель, куда подается опорный сигнал с частотой около 200 ГГц; сигнал биений на промежуточной частоте порядка 1 ГГц поступает в модуль ФАПЧ, который управляет током накачки лазера. В криостате находится только сам лазер. Построено по схеме из [А22].

Таким образом, фазовая синхронизация надежно освоена для ККЛ с частотами ниже 3 ТГц. В диапазоне 3–5 ТГц она долгое время была представлена единичными демонстрациями на

частотах 3,4 и 4,7 ТГц [А22, А24], и лишь в последние годы к этой задаче обратились другие группы [123, 124], что подтверждает ее актуальность. Трудность продвижения вверх по частоте состоит в том, что с ростом частоты растет требуемый номер гармоники опорного сигнала: при опоре около 200 ГГц для 4,7 ТГц необходима двадцать четвертая гармоника, а потери преобразования гармонического смесителя быстро растут с ее номером. Одновременно падает доля мощности лазера, которую удается завести в смеситель, и отношение сигнал/шум сигнала биений оказывается на пределе; растет и собственный частотный шум лазера, тогда как полоса петли ФАПЧ ограничена ее задержкой. Продвижение фазовой стабилизации в диапазон 3–5 ТГц и создание схемы, пригодной для бортового прибора, составляют содержание главы 6; там же проведено сопоставление с результатами работ [123, 124].

Таким образом, до 2 ТГц задача гетеродина решена умножительными цепочками, в диапазоне 0,25–0,75 ТГц им есть криогенная альтернатива в виде интегрального сверхпроводникового генератора, а выше 2 ТГц единственным перестраиваемым источником достаточной мощности остается квантово-каскадный лазер, применение которого упирается в стабилизацию частоты.

1.8. Выводы по главе и постановка задач диссертации

1.8.1. Нерешенные вопросы, выявленные обзором

Проведенный обзор позволяет выделить те вопросы, которые к началу настоящей работы оставались нерешенными и которые определили ее содержание.

Во-первых, отсутствовало систематическое описание влияния отражений на качество разделения боковых полос. Классическое описание (п. 1.6.4) связывает подавление зеркальной полосы только с амплитудным разбалансом плеч и фазовой ошибкой, тогда как измеренные частотные зависимости содержат изрезанную структуру с размахом в десятки децибел, периоды которой отвечают расстояниям между элементами волноводного тракта [6, А5]. Модели, которая связывала бы коэффициенты отражения отдельных элементов (СИС-переходов, согласованных нагрузок, портов квадратурного моста) с частотной зависимостью подавления и указывала бы, какие из них критичны, в литературе нет.

Во-вторых, в диапазонах 600–720 и 800–950 ГГц отсутствовали воспроизводимые смесители с разделением боковых полос. Как видно из таблицы 1.4, ниже 600 ГГц схема 2SB освоена и применяется серийно, тогда как выше этой границы известны лишь единичные прототипы, у которых заданный уровень подавления не удерживается во всей рабочей полосе.

В-третьих, данные по смесителям на туннельных переходах Nb/AlN/NbN в диапазоне 800–950 ГГц фрагментарны, а прямые методы измерения высокочастотных свойств пленок NbTiN, определяющих потери в согласующих микрополосковых линиях, до последнего времени отсутствовали: свойства пленок оценивались косвенно и на частотах, далеких от рабочих.

В-четвертых, применительно к цифровому разделению боковых полос оставался открытым вопрос, в какой мере цифровая компенсация способна заменить аналоговый квадратурный мост промежуточной частоты и насколько ее результаты устойчивы к системным погрешностям калибровки.

Наконец, к началу настоящей работы отсутствовала пригодная для приборного применения фазовая стабилизация квантово-каскадных лазеров на частотах 3–5 ТГц. Как показано в п. 1.7.6, надежная привязка была продемонстрирована лишь для частот ниже 3 ТГц, а схемы, использующие смеситель на горячих электронах или фемтосекундный лазер, слабо применимы для создания бортовых приборов. Появившиеся в последние годы работы других групп по фазовой синхронизации ККЛ на частоте 4,7 ТГц [123, 124] показывают, что эта задача остается актуальной.

1.8.2. Цель и задачи работы, структура диссертации

Целью настоящей работы является разработка и исследование малошумящих гетеродинных приемников миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн, включая проектирование волноводных смесителей с разделением боковых полос на основе туннельных переходов сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник, создание и испытание экспериментальных образцов смесителей, оптимизацию режимов их работы, а также разработку системы фазовой стабилизации опорного генератора на основе квантово-каскадного лазера как источника гетеродина для приемников диапазона 3–5 ТГц.

Для достижения этой цели решались следующие задачи.

1. Построить аналитическую модель преобразования принимаемого сигнала в волноводном смесителе с разделением боковых полос, учитывающую отражения от элементов тракта; установить, какие элементы вносят определяющий вклад в разбаланс, и указать пути уменьшения их влияния.

2. Спроектировать, изготовить и исследовать волноводные СИС-смесители с разделением боковых полос диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц, обеспечив подавление зеркальной полосы выше 15 дБ в основной части рабочей полосы.

3. Исследовать СИС-смесители на туннельных переходах Nb/AlN/NbN, встроенных в микрополосковую линию NbTiN/SiO_2/Al, для диапазона 800–950 ГГц и разработать метод прямого измерения высокочастотных свойств пленок NbTiN.

4. Исследовать цифровое разделение боковых полос на выходе аналогового приемника 2SB, в том числе в конфигурациях с квадратурным мостом промежуточной частоты и без него.

5. Разработать и экспериментально реализовать метод фазовой стабилизации квантово-каскадных лазеров диапазона 3–5 ТГц с использованием гармонического смесителя на полупроводниковой сверхрешетке GaAs/AlAs.

Решение перечисленных задач потребовало создания экспериментальных стендов и методик измерений чувствительности приемников, подавления зеркальной полосы, частотного отклика смесителей и высокочастотных параметров сверхпроводящих пленок; эти методики описываются в соответствующих главах.

Структура диссертации отвечает поставленным задачам. Глава 2 посвящена туннельным СИС-структурам и сверхпроводниковым пленкам для частот до 1 ТГц: смесителям на переходах Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением и дисперсионной Фурье-спектрометрии пленок NbTiN. Глава 3 составляет теоретическое ядро работы: в ней строится модель влияния отражений на качество разделения полос, рассматривается собственная асимметрия волноводной 2SB-структуры. Глава 4 описывает волноводные СИС-смесители с разделением боковых полос диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц и их внедрение в приемники SEPIA660 и CHAMP+ телескопа APEX. Глава 5 посвящена цифровому разделению боковых полос, глава 6 – фазовой стабилизации квантово-каскадного лазера как источника гетеродина для приемников диапазона 3–5 ТГц.

Тем самым обзор состояния проблемы, выполненный в настоящей главе, переходит в конкретную программу исследований, результаты которых излагаются в главах 2–6.

ГЛАВА 2. Туннельные СИС-структуры и сверхпроводниковые пленки для частот до 1 ТГц

Как показано в п. 1.5, продвижение СИС-приемников к частотам около 1 ТГц сталкивается с двумя физическими ограничениями. Первое связано с самим туннельным переходом: у классических переходов $Nb/AlO_x/Nb$ щелевое напряжение составляет около 2,8 мВ, и на частотах выше 700 ГГц ширина доступной области смещений – первой фотонной ступени, внутри которой выбирается рабочая точка смесителя, – быстро сокращается. Второе связано с согласующей микрополосковой линией: выше щелевой частоты ниобия (около 700 ГГц) потери в ниобиевых электродах резко возрастают, и их приходится заменять пленками с более высокой критической температурой, прежде всего NbTiN, высокочастотные свойства которых недостаточно хорошо известны.

В настоящей главе рассматриваются оба аспекта. В разделе 2.1 описаны разработка и исследование СИС-смесителей диапазона 790–950 ГГц на туннельных переходах Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением и высокой плотностью тока, встроенных в микрополосковую линию $NbTiN/SiO_2/Al$. В разделе 2.2 рассматривается внедрение этих смесителей в матричный приемник CHAMP+ телескопа APEX. Раздел 2.3 посвящен методу дисперсионной Фурье-спектрометрии, позволяющему непосредственно измерять высокочастотные свойства пленок NbTiN вблизи их щелевой частоты, и сопоставлению этого метода с терагерцовой спектроскопией во временной области.

2.1. СИС-смесители на туннельных переходах Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением, встроенные в микрополосковую линию $NbTiN/SiO_2/Al$

Смесители, описанные в данном разделе, разрабатывались для модернизации высокочастотной матрицы приемника CHAMP+ [39], установленного в 2006 г. на телескопе APEX (Atacama Pathfinder EXperiment) [10]. Телескоп расположен на высоте 5107 м на плато Чахнантор в чилийских Андах; по данным исследования площадки ALMA, медианное количество осажденной воды в атмосфере здесь (без учета «боливийской зимы») составляет около 1 мм, а в лучшей четверти времени – около 0,6 мм, что обеспечивает пропускание атмосферы в зените около 50 % в окнах 650 и 850 ГГц [39]. Эти условия и определили конфигурацию приемника.

CHAMP+ представляет собой двухцветную гетеродинную матрицу 2 × 7 элементов. Четырнадцать приемных элементов разделены на две подматрицы по семь элементов в гексагональной упаковке; подматрицы работают в ортогональных линейных поляризациях.

Диапазон перестройки составляет 620–720 ГГц для подматрицы окна 450 мкм и 790–950 ГГц для подматрицы окна 350 мкм. Расстояние между лучами на небе равно удвоенной ширине диаграммы направленности по половинной мощности, что при сканировании «на лету» с поворотом матрицы на 19,1° дает выборку с шагом в половину луча. Центральные элементы обеих подматриц совмещены на небе, что позволяет вести одновременные наблюдения в обоих диапазонах [39].

Входная оптика приемника охлаждается до 20 К и включает интерферометры Мартина–Паплетта, работающие как однополосные фильтры; зеркальная полоса нагружена на поглотитель при температуре 15–20 К. Сигнал гетеродина распределяется между семью смесителями подматрицы коллимирующими Фурье-решетками, совмещающими параболическое зеркало с фазовой дифракционной структурой; эффективность такого делителя превышает 70 %, так что на каждый смеситель приходится более 10 % введенной мощности гетеродина. Выходной сигнал промежуточной частоты каждого элемента усиливается криогенным HEMT (High Electron Mobility Transistor) усилителем с шумовой температурой около 4 К и далее обрабатывается многоканальным спектрометром MACS с суммарной полосой 32 ГГц [39].

Конструкция приемных блоков одинакова для обеих подматриц. На рис. 2.1 показана матрица диапазона 450 мкм: на лицевой стороне расположены семь рупорных антенн, на обратной – индивидуальные смесительные блоки с разъемами смещения и выходными разъемами промежуточной частоты. Высокочастотная матрица выполнена по той же схеме с соответствующим масштабированием волноводных элементов.

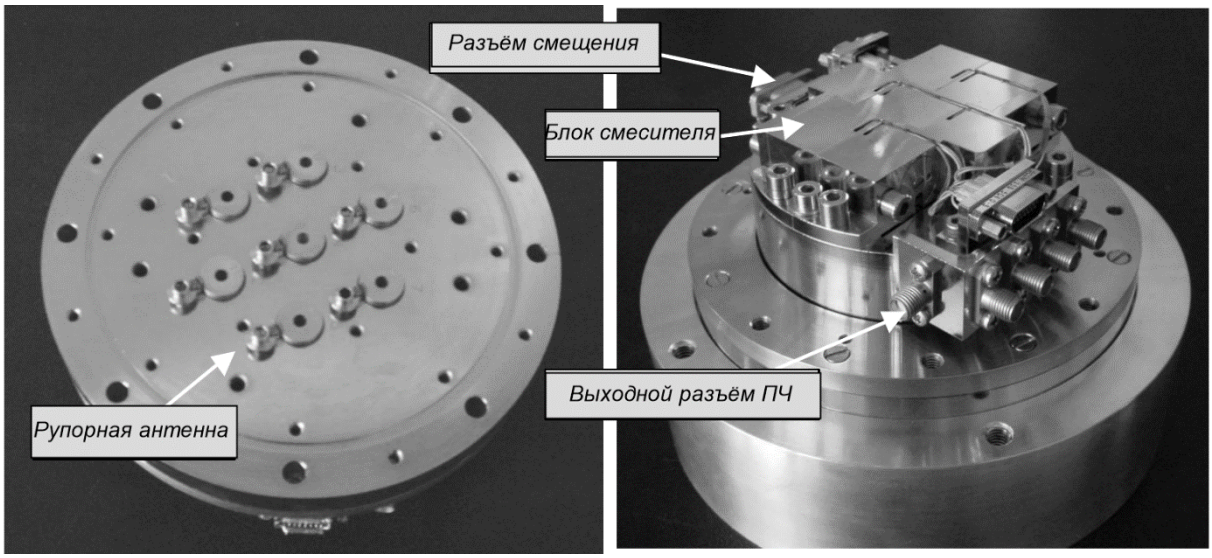


Рисунок 2.1 – Матрица смесителей приемника CHAMP+ диапазона 450 мкм: слева – лицевая сторона с семью рупорными антеннами, справа – вид с обратной стороны, на котором видны индивидуальные смесительные блоки, разъемы смещения и выходные разъемы промежуточной частоты. Подписи переведены на русский язык. Заимствовано из [39].

Одиночный смеситель (рис. 2.2, слева) состоит из гофрированной рупорной антенны и заднего блока, стягиваемых гайкой из фосфористой бронзы. Прорези гайки выполнены так, что она прижимает полость короткозамыкателя с постоянным усилием и после охлаждения до 4,2 К. В заднем блоке выполнены волноводная полость с фиксированным короткозамыкателем и поперечный канал для подложки. Используется волновод пониженной высоты: 400 × 100 мкм для низкочастотного диапазона и 300 × 75 мкм для высокочастотного. В канал вклеивается кварцевая подложка толщиной 40 мкм, на которой сформированы СИС-переход, сверхпроводниковые согласующие элементы, трансформирующие импеданс волноводного зонда в импеданс перехода, и заградительные фильтры, разделяющие сигнальный тракт и цепи промежуточной частоты и постоянного тока (рис. 2.2, справа). Одна сторона подложки соединяется с корпусом, другая – с центральным штырем коаксиального разъема промежуточной частоты. Такая конструкция позволяет извлекать отдельный смеситель из матрицы без ее разборки и аналогична конструкции смесителей ALMA [39].

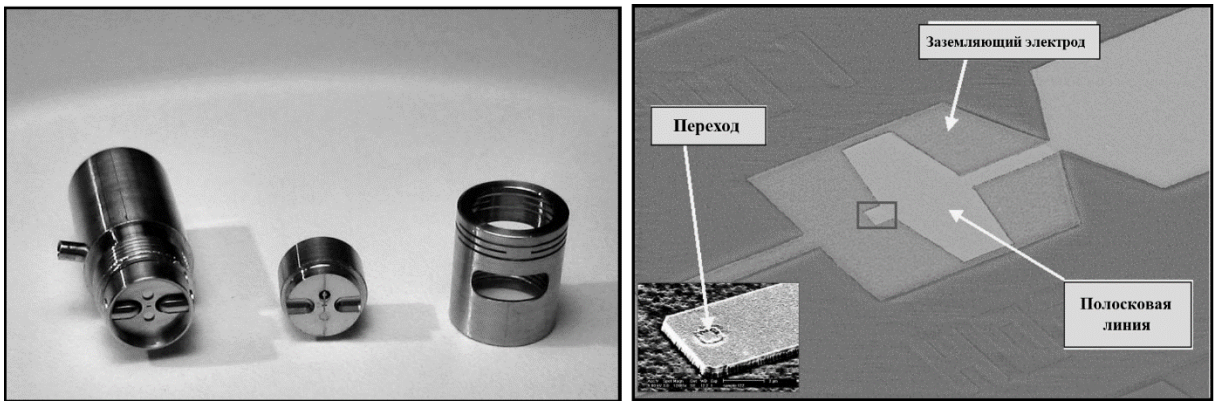


Рисунок 2.2 – Смеситель приемника CHAMP+ в разобранном виде (слева) и снимок центральной части подложки смесителя диапазона 450 мкм, полученный в растровом электронном микроскопе (справа): видны СИС-переход, полосковые согласующие структуры и волноводный зонд. Подписи переведены на русский язык. Заимствовано из [39].

Магнитное поле, необходимое для подавления джозефсоновского тока, подводится к переходу цилиндрическими концентраторами, установленными перпендикулярно каналу подложки; поле в каждом смесителе создается собственной сверхпроводниковой катушкой, что позволяет настраивать элементы матрицы независимо. Для управления смесителями используются 16 независимых блоков, обеспечивающих стабильное смещение, защиту переходов, питание катушек и нагрев для удаления захваченного магнитного потока [39].

В исходном варианте приемника смесители низкочастотного диапазона были выполнены по технологии, разработанной для приемников ALMA диапазона 9 [8]: переход $Nb/AlO_x/Nb$, встроенный в микрополосковую линию $Nb/SiO_2/Nb$. Высокочастотный диапазон лежит выше

щелевой частоты ниобия, поэтому в нем использовалась микрополосковая линия $NbTiN/SiO_2/Al$ и переход $Nb/AlO_x/Nb$ с плотностью тока 8 кА/см² в двухпереходной схеме настройки, по технологии, близкой к технологии смесителей диапазона 3 инструмента HIFI. Наименьшая шумовая температура высокочастотных смесителей составляла около 250 К на частоте 800 ГГц и возрастала к верхнему краю диапазона [39]. Для низкочастотной подматрицы использовались смесители, являвшиеся результатом нескольких лет разработки для ALMA; для высокочастотной же была выполнена единственная итерация проектирования, без последующей оптимизации. Поэтому характеристики высокочастотных смесителей уступали лучшим устройствам того же диапазона – смесителям HIFI и ALMA диапазона 10 [126, 127].

Целью описываемой работы была разработка новых двухполосных СИС-смесителей диапазона 790–950 ГГц с повышенным щелевым напряжением для модернизации высокочастотной подматрицы CHAMP+ [A1]. Дополнительная цель состояла в освоении технологии переходов с повышенной щелью для последующего применения на частотах выше 1 ТГц.

2.1.1. Дизайн и изготовление чипа СИС-смесителя

Выбор структуры смесителя определяется двумя физическими соображениями. Первое касается ширины рабочего участка вольт-амперной характеристики (ВАХ). Смешение в СИС-переходе происходит за счет туннелирования квазичастиц с поглощением фотонов гетеродина, и рабочая точка выбирается на первой фотонной ступени ниже щелевого напряжения V_g, в интервале напряжений $V_g - hf/e < V < V_g$, где h – постоянная Планка, f – частота гетеродина, e – заряд электрона [5]. Если энергия кванта превышает eV_g, нижняя граница этого интервала определяется уже зеркальной ступенью, лежащей при напряжении $hf/e - V_g$, и ширина доступного для смещения интервала составляет

$$\Delta V = V_g - \left|\frac{hf}{e} - V_g\right| = 2V_g - \frac{hf}{e}, \quad \text{при} \quad \frac{hf}{e} > V_g. \tag{2.1}$$

На частоте 950 ГГц величина hf/e равна 3,93 мВ, что превышает щелевое напряжение как ниобиевых переходов (около 2,8 мВ), так и описываемых ниже переходов Nb/AlN/NbN (3,15 мВ). Согласно (2.1), при этом ширина рабочего интервала составляет 1,67 мВ для переходов с ниобиевыми электродами и 2,37 мВ для переходов Nb/AlN/NbN, то есть увеличивается на 0,7 мВ. Выигрыш существен еще и потому, что в середине фотонной ступени расположена особенность, связанная со ступенью Шапиро первого порядка при напряжении $V_1 = hf/2e$, которая затрудняет выбор рабочей точки. На более высоких частотах выигрыш в 0,7 мВ становится еще более

значимым. Так, например, на частоте около 1,15 ТГц интервал (2.1) для ниобиевых переходов сужается до 0,84 мВ, тогда как для переходов Nb/AlN/NbN он остается равным примерно 1,5 мВ.

Второе соображение касается полосы приема. Собственная емкость туннельного перехода C шунтирует его нормальное сопротивление R_n, и мгновенная полоса согласования, достижимая с данным переходом, обратно пропорциональна параметру

$$\omega R_n C = 2\pi f (R_n A) C_s, \qquad (2.2)$$

где A – площадь перехода, C_s – удельная емкость. Как видно из (2.2), параметр $\omega R_n C$ не зависит от площади и определяется произведением $R_n A$, обратно пропорциональным плотности туннельного тока J_g, и слабо зависящей от J_g удельной емкостью. Поэтому переход к высокой плотности тока, достижимой с барьером AlN (п. 1.5.2), прямо расширяет полосу смесителя.

Для получения широкой полосы использована двухпереходная схема настройки [128, 129] – так называемая твин-структура из двух идентичных переходов площадью по 0,5 мкм², включенных параллельно и разнесенных вдоль микрополосковой линии. Отрезок линии между переходами компенсирует их емкость в широкой полосе частот с двумя максимумами по краям, что позволяет получить широкий отклик. Переходы связаны с электрическим полем основной моды прямоугольного волновода сечением 300 × 75 мкм через волноводный зонд.

Туннельные переходы Nb/AlN/NbN с высокой плотностью тока встроены в микрополосковую линию, нижний электрод (заземляющая плоскость) которой выполнен из пленки NbTiN толщиной 300 нм, а верхний – из пленки Al толщиной 500 нм [130]. Электроды разделены слоем изолятора SiO_2 толщиной 250 нм. Слой Nb перехода нанесен на пленку NbTiN, а слой NbN контактирует с верхним алюминиевым электродом. Разрез приемной структуры показан на рис. 2.3, б. Края перехода и прилегающая к нему поверхность нижнего электрода дополнительно изолированы слоем Nb_2O_5, полученным анодированием. На рис. 2.3, а приведена типичная ВАХ двойного смесителя из более поздней партии, изготовленной по той же технологии на кварцевой подложке.

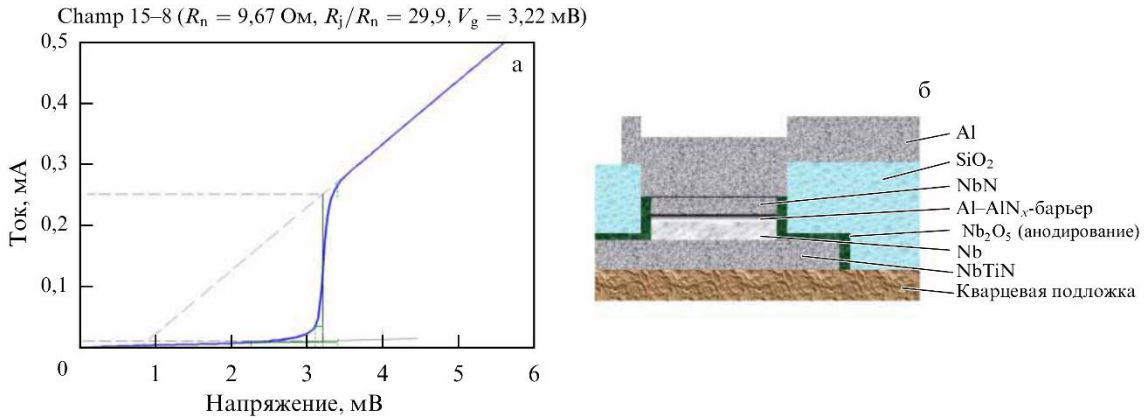


Рисунок 2.3 – Туннельные переходы Nb/AlN/NbN на кварцевой подложке: а – ВАХ двойного смесителя (образец Champ 15-8; площадь каждого перехода 0,37 мкм², R_nA = 7 Ом·мкм², J_c = 34 кА/см², V_g = 3,22 мВ, R_j/R_n = 29,9), критический ток подавлен магнитным полем; б – разрез приемной структуры: переход Nb/AlN/NbN встроен в микрополосковую линию с нижним электродом из NbTiN и верхним электродом из Al.

Изготовление структуры выполнялось в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН и включало несколько операций. Сначала на подложку из плавленого кварца при комнатной температуре методом распыления на постоянном токе мишени NbTi в атмосфере азота наносилась пленка NbTiN. Критическая температура пленки T_c составила около 14,1 К, удельное сопротивление при комнатной температуре – около 85 мкОм·см. Для такой пленки щелевая частота

$$f_g = \frac{2\Delta}{h} \approx \frac{\alpha k_B T_c}{h}, \tag{2.3}$$

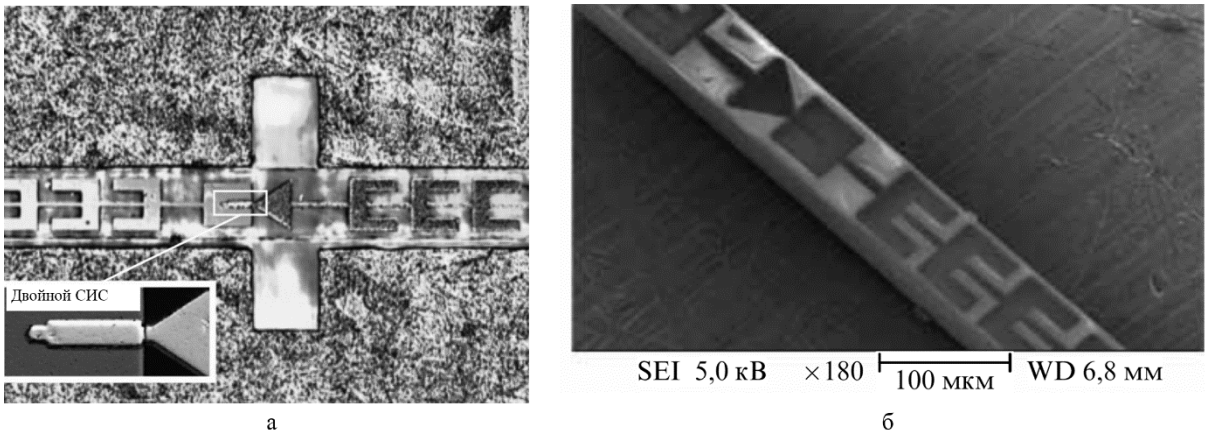
где Δ – энергетическая щель, k_B – постоянная Больцмана, $\alpha = 2\Delta/k_BT_c$, составляет от 1,04 ТГц в пределе слабой связи (α = 3,53) до 1,1–1,2 ТГц с учетом сильной связи, характерной для NbTiN (α = 3,7–4,0, п. 1.5.3). Таким образом, весь рабочий диапазон смесителя лежит ниже щелевой частоты заземляющего электрода. Рисунок нижнего электрода формировался реактивным ионным травлением.

Туннельные переходы изготавливались из трехслойной структуры Nb/AlN/NbN с произведением нормального сопротивления на площадь R_nA = 7 Ом·мкм², что соответствует плотности туннельного тока $J_g \approx 30$ кА/см²; толщины слоев Nb и NbN составляли по 100 нм. Барьер AlN выращен непосредственно после нанесения слоя Al толщиной 7 нм нитридизацией в высокочастотном магнетронном разряде. Образцы закреплялись на заземленном столике, поддерживаемом при температуре 20 °C, который располагался непосредственно над высокочастотным магнетронным источником с алюминиевой мишенью диаметром 5 дюймов на расстоянии 14 см от него. Для получения барьера с высокой плотностью тока разряд зажигался при удельной мощности 0,7 Вт/см² и давлении азота 4,5 Па; время нитридизации составляло

около 40 с. Затем при комнатной температуре методом реактивного магнетронного распыления на постоянном токе в смеси Ar + 9 % N_2 при удельной мощности 1,8 Вт/см² наносился слой NbN.

Переходы круглой формы площадью около 0,5 мкм² задавались фотолитографией в глубоком ультрафиолете. Переходы формировались из трехслойной структуры последовательно: реактивным ионным травлением слоя NbN в CF_4, высокочастотным распылением слоев AlN/Al в аргоновой плазме и реактивным ионным травлением слоя Nb в CF_4. Изоляция переходов выполнялась слоем SiO_2 толщиной 250 нм методом самосовмещенной взрывной литографии. На завершающем этапе методом магнетронного распыления на постоянном токе наносился верхний электрод микрополосковой линии из Al толщиной 500 нм. После этого подложка механической полировкой утонялась до 40 мкм.

Фотография центральной части смесителя, установленного в волноводе, приведена на рис. 2.4, а, снимок чипа, полученный в растровом электронном микроскопе, – на рис. 2.4, б [А10]. Переходы встроены в микрополосковую линию шириной 4,5 мкм на расстоянии 6,5 мкм друг от друга и связаны с волноводным зондом трансформатором импеданса размером 7 × 27 мкм, рассчитанным специально на переходы с высокой плотностью тока. Концептуально конструкция согласующей структуры и волноводного узла повторяет исходный вариант высокочастотных смесителей CHAMP+.



а б

Рисунок 2.4 – Смесительный чип: а – фотография чипа, установленного в волноводе (в центре – волноводный зонд, слева и справа – заградительные фильтры; на вставке в увеличенном масштабе показана двухпереходная (твин) структура); б – снимок чипа в растровом электронном микроскопе.

Параметры изготовленных переходов сопоставлены в таблице 2.1 с параметрами переходов Nb/AlN/NbN той же площади, изготовленных ранее по близкой технологии на кремниевых подложках со слоем Nb толщиной 200 нм [131, 132] (см. также п. 1.5.2).

Таблица 2.1 – Параметры туннельных переходов Nb/AlN/NbN площадью порядка 1 мкм²

Параметр	Переходы [131, 132]		Данная работа
Подложка / нижний электрод перехода	Si / Nb 200 нм	Si / Nb 200 нм	кварц, NbTiN / Nb 100 нм
R_nA, Ом·мкм²	100	30	7
V_g, мВ	3,5	3,7	3,15
R_j/R_n	> 30	>30	20–30

В таблице 2.1 R_j – подщелевое сопротивление, измеренное при напряжении 2 мВ; отношение R_j/R_n характеризует качество туннельного барьера. Как видно из таблицы, переходы, изготовленные на пленке NbTiN со значительно более тонким слоем Nb, имеют щелевое напряжение V_g = 3,15 мВ, а параметр качества достигает 30. Уровень V_g однороден по пластине. В более поздних партиях, изготовленных на кварцевых подложках с нижним электродом из NbTiN, получены переходы с V_g = 3,22 мВ и $R_j/R_n \approx 30$ при J_g = 34 кА/см² (рис. 2.3, а), то есть по качеству не уступающие переходам на кремниевых подложках. Выход годных переходов был высоким – более 90 %, хотя разброс площади переходов достигал примерно 20 %.

Даже сниженное значение V_g = 3,15 мВ сохраняет все отмеченные выше преимущества перед ниобиевыми переходами. Высокая плотность тока, в свою очередь, обеспечивает малое значение параметра (2.2). При R_nA = 7 Ом·мкм² и удельной емкости около 80 фФ/мкм² (см. п. 2.1.2) емкость одного перехода равна примерно 40 фФ, нормальное сопротивление – 14 Ом, а параметр ωR_nC на центральной частоте диапазона 870 ГГц составляет около 3. Для перехода Nb/AlO_x/Nb с плотностью тока 8 кА/см², использованного в исходных смесителях, та же оценка (при $R_nA \approx 25$ Ом·мкм² и $C_s \approx 75$ фФ/мкм²) дает значение около 10, то есть при прочих равных условиях полоса согласования расширяется примерно втрое.

Удельная емкость переходов с барьером AlN как функция плотности тока известна с заметной неопределенностью. Для переходов Nb/AlN/Nb в [133] принималось C_s = 60 фФ/мкм² при J_c = 56 кА/см², в [134] измерено C_s = 85 фФ/мкм² при J_c = 50 кА/см², а для переходов NbN/AlN/NbN в [135, 136] получена оценка C_s > 100 фФ/мкм² при J_c > 20 кА/см². Чтобы учесть эту неопределенность, а также технологический разброс размеров микрополосковой линии и параметров переходов, на пластине было размещено несколько модификаций согласующей структуры, рассчитанных на разные значения C_s.

2.1.2. Результаты измерений

Широкополосность согласования излучения с переходами оценивалась методом Фурье-спектроскопии. Излучение широкополосного теплового источника (глобара) пропускалось через

интерферометр Майкельсона, в качестве детектора которого использовался СИС-смеситель; регистрировалось изменение постоянного тока через переход в зависимости от положения подвижного зеркала. Фурье-преобразование полученной интерферограммы дает спектральную характеристику прямого отклика смесителя. Одновременно в программе CST Microwave Studio выполнялось трехмерное электромагнитное моделирование полной модели смесителя, включающей согласующую структуру, подложку и волноводную полость с короткозамыкателем.

Измеренный и рассчитанный отклики сопоставлены на рис. 2.5. Наилучшее согласие расчета с измерением достигается при удельной емкости C_s = 80 фФ/мкм², что согласуется с приведенными выше литературными данными для переходов с барьером AlN близкой плотности тока. Ширина отклика превышает 200 ГГц; вместе с тем максимум отклика смещен к нижнему краю рабочего диапазона, и для лучшего покрытия диапазона 790–950 ГГц согласующую структуру следует перестроить в сторону более высоких частот. Расчетные отклики отдельных переходов (штриховые кривые на рис. 2.5) показывают, как распределяется энергия между переходами двойной структуры: второй переход обеспечивает отклик в нижней части полосы с максимумом около 715 ГГц, первый – в верхней с максимумом около 905 ГГц. Именно это распределение и обеспечивает расширение полосы по сравнению с одноперходной схемой.

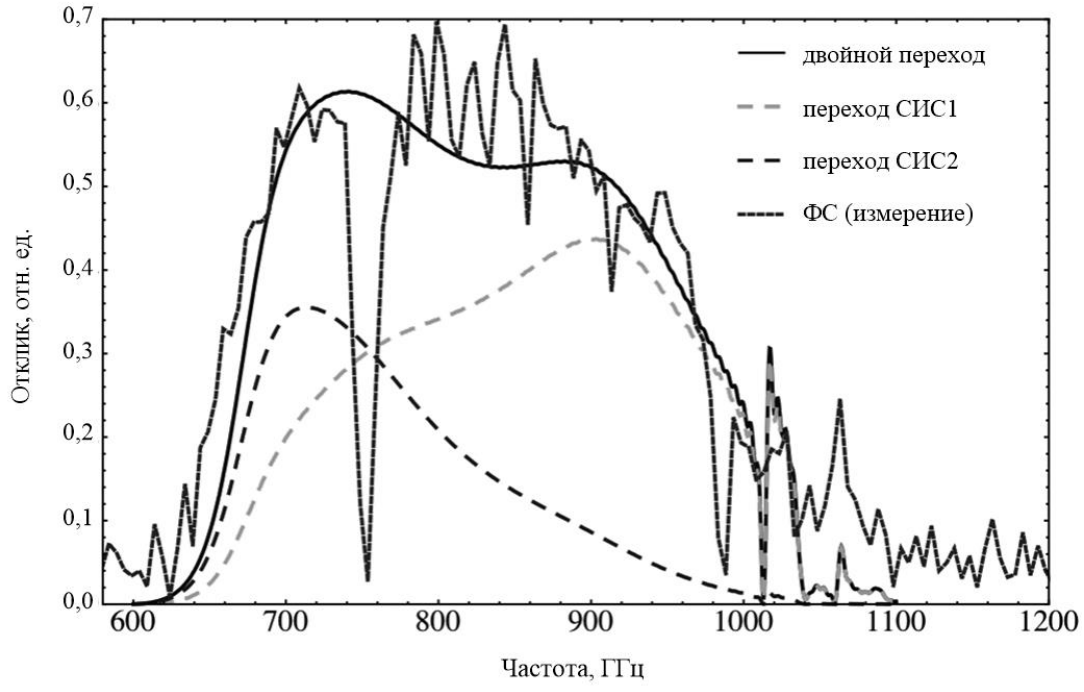


Рисунок 2.5 – Спектральный отклик смесителя с двухпереходной структурой: измерение на Фурье-спектрометре (ФС) и результаты электромагнитного моделирования отклика двойного перехода и отдельных переходов СИС1 и СИС2. Провалы вблизи 750 ГГц и около 1 ТГц обусловлены линиями поглощения водяного пара.

Шумовая температура приемника измерялась методом Y-фактора с использованием в качестве горячей нагрузки поглотителя при комнатной температуре ($T_г$ = 300 К) и в качестве холодной – поглотителя, погруженного в жидкий азот ($T_х$ = 77 К).

Сигнал гетеродина вводился через лавсановый (майларовый) делитель пучка толщиной 12 мкм с пропусканием t = 0,88. Шумовой вклад делителя пучка исключался по формуле

$$T_{ш,кор} = tT_ш - (1 - t)T_{окр}, \quad (2.4)$$

где $T_ш$ – шумовая температура, найденная по измеренному Y-фактору, $T_{окр}$ – температура окружающей среды, при которой находится делитель пучка. Каждая точка на приведенных ниже графиках представляет собой двухполосную шумовую температуру, усредненную по полосе промежуточных частот 4–12 ГГц.

Первые измерения показали, что для лучших образцов шумовая температура составляет около 240 К в нижней части диапазона 800–950 ГГц и возрастает до 550 К на его верхнем краю; с другим гетеродином на частотах 680 и 720 ГГц были получены значения 900 и 350 К соответственно. Результаты последующих измерений трех смесителей с пластины 15-09 в более широком диапазоне частот гетеродина, 680–945 ГГц, приведены на рис. 2.6; данные скорректированы на потери во входном окне криостата и в делителе пучка. Характеристики трех смесителей близки, что свидетельствует о хорошей воспроизводимости технологии. Минимальная шумовая температура, около 125–135 К, достигается вблизи 730 ГГц; на частотах 800–810 ГГц она составляет 175–195 К и возрастает до 350–440 К на частоте 945 ГГц. В лучших точках шумовая температура приближается к уровню $3hf/k_B$, показанному на рис. 2.6 пунктиром: на частоте 730 ГГц этот уровень равен примерно 105 К. На частоте 810 ГГц шумовая температура соответствует примерно $4{,}5hf/k_B$, на частоте 945 ГГц – $8–10hf/k_B$. Рабочий диапазон смесителя превышает 250 ГГц, а частотная зависимость шумовой температуры качественно согласуется с данными Фурье-спектроскопии (рис. 2.5): минимум шумовой температуры приходится на область наибольшего отклика.

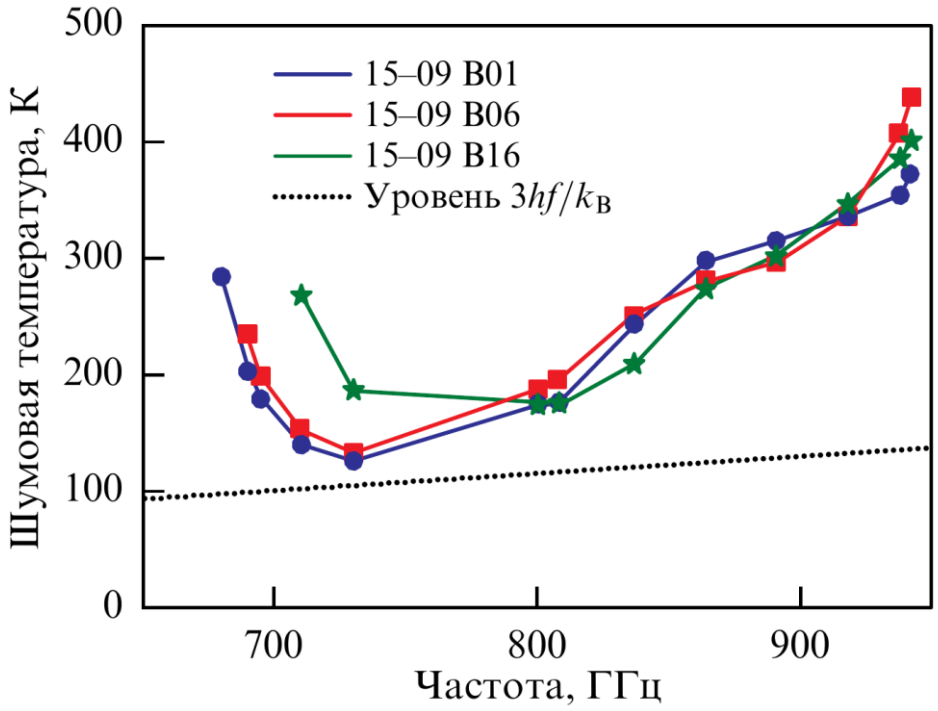


Рисунок 2.6 – Двухполосная шумовая температура трех СИС-смесителей с пластины 15-09 (образцы B01, B06, B16) в зависимости от частоты гетеродина, скорректированная на потери во входном окне криостата и в делителе пучка. Пунктирная линия – уровень $3hf/k_B$.

Отдельного рассмотрения заслуживает подавление джозефсоновского тока. Для двойных структур с переходами субмикронной площади оно затруднено различием формы и площади двух переходов: минимумы зависимости критического тока от магнитного поля у них не совпадают. Поэтому подавление предпочтительно вести во втором или даже третьем минимуме этой зависимости, которые, как правило, более пологие, чем первый. Вместе с тем известно, что слишком сильное магнитное поле уменьшает щелевое напряжение и может снижать отклик смесителя на высоких частотах за счет влияния поля на согласующие линии [137]; оба эффекта ухудшают характеристики смесителя.

Для исследованных смесителей требуемые магнитные поля того же порядка, что и в [137]. Тем не менее, в отличие от [137], второй минимум не только обеспечивает лучшее подавление критического тока, чем первый, – особенности, связанные со ступенями Шапиро, на зависимости Y-фактора от напряжения выражены слабее (рис. 2.7), – но и дает в среднем на 6 % более низкую шумовую температуру [А1]. Провалы Y-фактора вблизи 1,65–1,7 мВ на рис. 2.7 соответствуют первой ступени Шапиро $V_1 = hf/2e$, лежащей для частоты гетеродина 810 ГГц при 1,68 мВ, то есть точно в середине фотонной ступени. Отсутствие ухудшения во втором минимуме объясняется высокой критической температурой пленки NbTiN: влияние магнитного поля на ее поверхностный импеданс проявляется на частотах выше рабочего диапазона. Это подтверждается тем, что отклик на Фурье-спектрометре при увеличении поля не ухудшается, в

отличие от результатов [137]. Дополнительный вклад в снижение шумовой температуры, по-видимому, вносит уменьшение подщелевого тока во втором минимуме – примерно на 5 % при напряжении 2 мВ (нижняя вставка на рис. 2.7), связанное с более полным подавлением джозефсоновского тока.

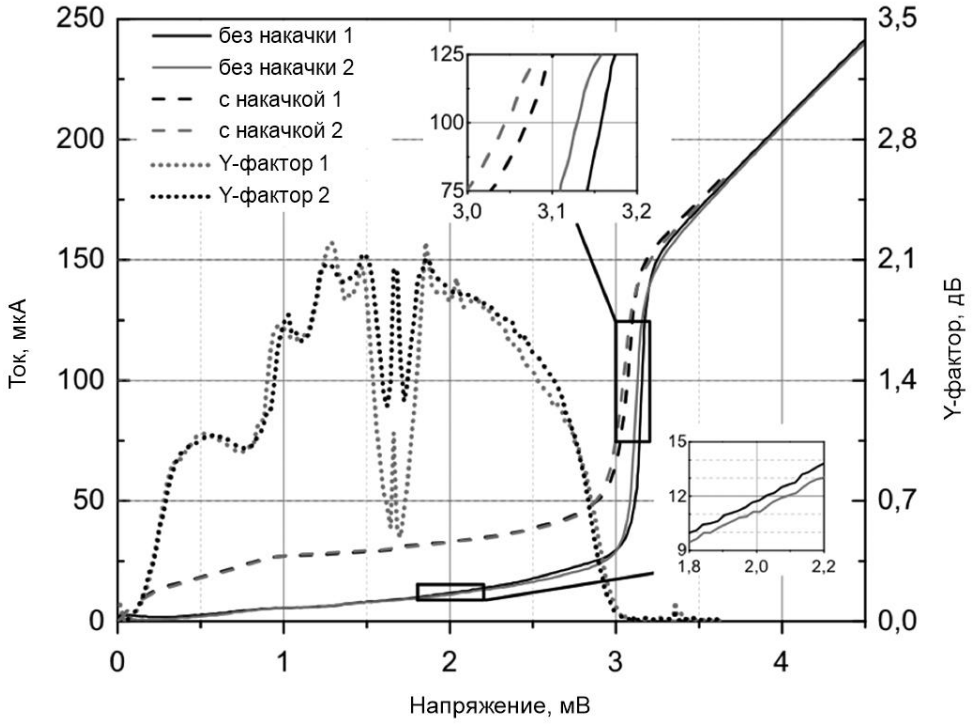


Рисунок 2.7 – Вольт-амперные характеристики одного из смесителей без накачки (сплошные линии) и при мощности гетеродина, соответствующей минимальной шумовой температуре (штриховые линии), и нескорректированный Y-фактор, измеренный с нагрузками 77/300 К (пунктир). Индекс «1» соответствует первому минимуму подавления критического тока (серые кривые), индекс «2» – второму (черные кривые). На верхней вставке показано уменьшение щелевого напряжения при накачке гетеродином и при увеличении магнитного поля, на нижней – подщелевой ток вблизи 2 мВ для двух минимумов. Частота гетеродина 810 ГГц.

Шумовая температура в третьем минимуме не измерялась, поскольку подавление критического тока в нем было нестабильным: выше второго минимума зависимость критического тока от поля $I_c(H)$ перестает быть гладкой и содержит резкие скачки, как если бы переход переключался – иногда с гистерезисом – между различными ветвями $I_c(H)$. Такое поведение наблюдалось ранее и у ряда смесителей ALMA диапазона 9 на переходах Nb/AlN/Nb с высокой плотностью тока и было отнесено к свойствам самих переходов. Наиболее вероятная его причина – захват магнитного потока или неоднородное распределение сверхтока вблизи перехода, приводящие к локальному зависящему от поля подавлению сверхпроводимости.

Существенный вопрос для выбранной технологии – разогрев перехода мощностью гетеродина. В структуре, где слой Nb с меньшей энергетической щелью заключен между двумя сверхпроводниками с большей щелью – NbTiN снизу и NbN сверху (за тонким барьером AlN), – можно было ожидать дополнительного разогрева, аналогичного описанному в [130, 138]. Механизм такого разогрева состоит в захвате горячих квазичастиц в слое Nb: заряд переносится из Nb в NbTiN и NbN, тогда как перенос энергии блокируется андреевским отражением [139], что приводит к локальному нагреву электронной подсистемы.

У специально изготовленных тестовых переходов площадью 5 мкм² ВАХ без накачки действительно имеют участок с отрицательным наклоном вблизи щели, чего не наблюдается у смесительных переходов на рис. 2.7 благодаря их значительно меньшей площади. Такой участок и зависящее от мощности гетеродина уменьшение щелевого напряжения можно было бы объяснить андреевским отражением [138]. Однако в данном случае электронные подсистемы слоев Nb и NbN разделены барьером и смещены друг относительно друга напряжением смещения. Условия переноса горячих электронов из слоя Nb, а вместе с ними и андреевское отражение, должны поэтому зависеть от полярности смещения, что привело бы к асимметрии ВАХ. Измеренные ВАХ полностью симметричны. Следовательно, наблюдаемый разогрев связан, по-видимому, не с андреевским отражением, а с резистивными свойствами слоев смесительной структуры.

При мощности гетеродина, соответствующей минимальной шумовой температуре, щелевое напряжение уменьшается на $dV_g \approx 0{,}1$ мВ (кривые с накачкой и без нее на рис. 2.7, верхняя вставка). Для сопоставления с другими технологиями в таблице 2.2 приведены данные для смесителей с барьерами AlN и AlO_x. При малых наблюдаемых значениях dV_g можно считать, что эта величина пропорциональна как площади перехода, так и плотности тока, то есть полному току через переход. Поэтому для сравнения использована нормированная величина

$$dV_g^* = dV_g \left(\frac{A_0}{A}\right)\left(\frac{J_0}{J_c}\right), \tag{2.5}$$

где $A_0 = 1$ мкм², $J_0 = 30$ кА/см², а A – площадь одного перехода (в двойной структуре их два).

Таблица 2.2 – Уменьшение щелевого напряжения при накачке гетеродином для смесителей различных технологий

Смеситель (диапазон, ГГц)	Переход	Микрополосковая линия	Площадь перехода, мкм²; схема	J_g, кА/см²	dV_g, мВ	dV_g^*, мВ
ALMA, диапазон 9, тип 1 (602–720)	Nb/AlN/Nb	$Nb/SiO_2/Al$	0,25; одиночный	56	0,03	0,06
ALMA, диапазон 9, тип 2 (602–720)	$Nb/AlO_x/Nb$	$Nb/SiO_2/Al$	0,25; одиночный	30	0,01	0,04
ALMA, диапазон 10 (787–950) [140]	$Nb/AlO_x/Nb$	$NbTiN/SiO_2/Al$	0,86; двойной	10	0,06	0,21
CHAMP+, тип 1 (790–950), данная работа	Nb/AlN/NbN	$NbTiN/SiO_2/Al$	0,5; двойной	30	0,1	0,2
CHAMP+, тип 2 (790–950), данная работа	Nb/AlN/Nb	$NbTiN/SiO_2/Al$	0,5; двойной	21	0,05	0,14

Примечание – Данные для смесителей ALMA диапазона 9 получены при лабораторных измерениях картриджей, поставленных для ALMA; «CHAMP+, тип 2» – смесители, изготовленные по той же технологии, что и описанные в данном разделе, но с заменой слоя NbN слоем Nb.

Как видно из таблицы 2.2, после нормировки различие между технологией с повышенной щелью и остальными технологиями становится небольшим. Несмотря на ожидавшийся захват горячих квазичастиц, значение dV_g^* для смесителей на переходах Nb/AlN/NbN лишь незначительно отличается от значения для смесителей ALMA диапазона 10, где такой механизм отсутствует. Для дополнительной оценки роли слоя NbN были изготовлены смесители по той же технологии, но со слоем NbN, замененным слоем Nb («CHAMP+, тип 2» в таблице 2.2). Нормированный разогрев у них ниже (0,14 мВ против 0,2 мВ), то есть вклад слоя NbN в разогрев перехода больше, чем вклад слоя Nb, однако определяющим ограничением он не является. Это различие, по-видимому, связано с различием теплопроводности и высокочастотного сопротивления пленок Nb и NbN.

Оптимальный уровень накачки, определяемый как отношение тока, наведенного гетеродином, к току на щели I_g, составил всего 16–18 %, что ниже типичного значения 20–25 % для одиночных СИС-смесителей. Это объясняется неравномерной накачкой двух переходов двойной структуры; тот же эффект наблюдается и в других двухпереходных структурах [140]. Благодаря высокому V_g уменьшение ширины фотонной ступени на $2dV_g$ не является критичным: даже на наивысшей частоте 950 ГГц согласно (2.1) ступень сужается лишь с 2,4 до 2,2 мВ, и оптимальная рабочая точка остается далеко от щели.

Чтобы оценить ухудшение шумовой температуры из-за разогрева, измерения были повторены при пониженной температуре ванны. При охлаждении смесителя до 2 К щелевое напряжение возрастает на 0,1 мВ, то есть ровно на величину его уменьшения под действием гетеродина при оптимальной накачке. В этих условиях шумовая температура оказалась на 10 % ниже, чем при 4,2 К (рис. 2.8). Эта оценка является приближенной: хотя среднее щелевое

напряжение перехода при накачке и температуре 2 К совпадает со значением без накачки при 4,2 К, распределение температуры между электродами в двух случаях различно. При 2 К и включенном гетеродине щель слоя NbN соответствует температуре, близкой к 2 К, поскольку этот слой эффективно охлаждается через алюминиевый электрод, и, следовательно, превышает свою величину при 4,2 К. Щель же слоя Nb, наоборот, уменьшена по сравнению со значением при 4,2 К вследствие нагрева гетеродином, поскольку среднее V_g остается тем же. Отметим также, что подщелевой ток вблизи 2 мВ при 2 К на 10–13 % ниже, чем при 4,2 К, что сопоставимо с изменением шумовой температуры. Таким образом, выигрыш в 10 % следует рассматривать как верхнюю оценку вклада разогрева в шумовую температуру смесителя. Более детальное исследование эффекта нагрева для приведенной технологии СИС-смесителей приведено в работе [A19].

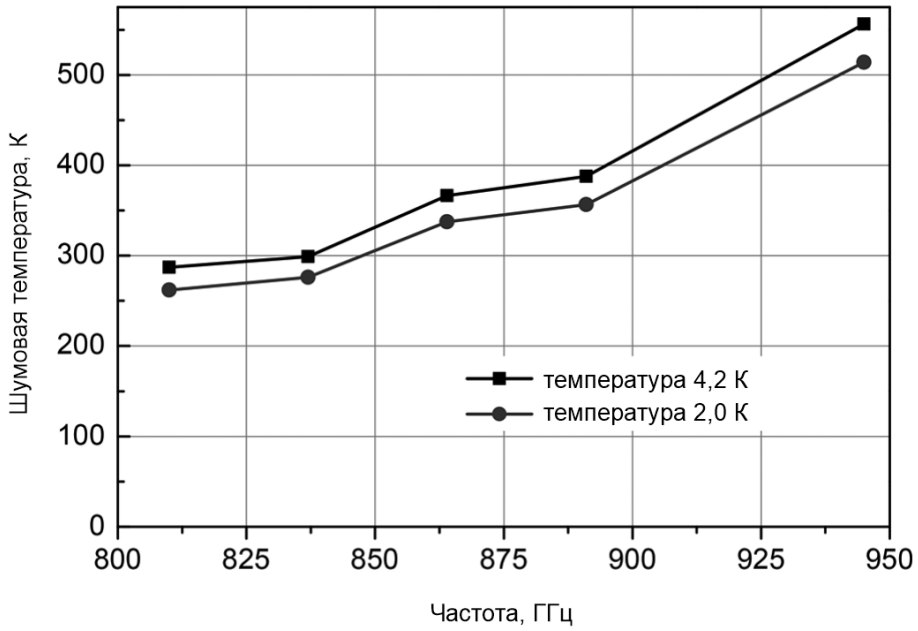


Рисунок 2.8 – Двухполосная шумовая температура приемника, скорректированная на потери в делителе пучка, при температуре ванны 4,2 К (квадраты) и 2 К (кружки).

Шумовая температура уже первых образцов смесителей с переходами повышенной щели на 10 % ниже, чем в среднем у высокочастотных смесителей CHAMP+, установленных на телескопе APEX, а применение смесителей последующих партий (рис. 2.6) позволило повысить чувствительность высокочастотного диапазона CHAMP+ в 1,3–1,5 раза. Вместе с тем у первых образцов шумовая температура примерно в 1,5 раза выше, чем у лучших смесителей ALMA диапазона 10 [126]. Это различие может быть обусловлено потерями на высоких частотах в электродах микрополосковой линии из NbTiN и Al, качество которых требует отдельной проверки. Прямое измерение высокочастотных свойств пленок NbTiN составляет предмет раздела 2.3. Кроме того, отклик смесителя целесообразно сместить в сторону более высоких

частот, а исключительно широкая полоса, продемонстрированная двухпереходной схемой, делает привлекательным переход к более простой в эксплуатации однопереходной схеме при сохранении достаточной полосы.

Результаты проведенной работы использовались для разработки новых перспективных дизайнов для этого диапазона частот.

Результаты раздела 2.1 можно сформулировать следующим образом. По сравнению со смесителями на переходах $Nb/AlO_x/Nb$ технология переходов Nb/AlN/NbN, встроенных в микрополосковую линию $NbTiN/SiO_2/Al$, обладает следующими преимуществами:

– более высокое щелевое напряжение V_g = 3,15 мВ расширяет рабочий интервал смещения на высоких частотах на 0,7 мВ; на частоте 1,15 ТГц его ширина составляет почти 1,5 мВ против 0,84 мВ для ниобиевых переходов;

– высокая плотность тока (около 30 кА/см²) позволяет создавать смесители с очень широкой полосой: ширина отклика двухпереходного смесителя превышает 200 ГГц, а удельная емкость переходов, определенная по совокупности измерений и расчета, составляет 80 фФ/мкм²;

– высокая критическая температура пленки NbTiN делает выгодным подавление критического тока во втором минимуме: оно дает в среднем на 6 % более низкую шумовую температуру без ухудшения высокочастотного отклика;

– разогрев перехода мощностью гетеродина ($dV_g \approx 0{,}1$ мВ) не является критичным для работы смесителя: нормированная величина разогрева близка к значениям для других технологий, а его вклад в шумовую температуру не превышает 10 %.

Достигнутая двухполосная шумовая температура, скорректированная на потери во входном тракте, составляет 125–195 К в диапазоне 700–810 ГГц и возрастает до 350–440 К на верхнем краю диапазона 790–950 ГГц, в лучших точках приближаясь к уровню $3hf/k_B$. Это позволило повысить чувствительность высокочастотного диапазона CHAMP+ в 1,3–1,5 раза по сравнению с исходными смесителями. Эти результаты послужили основой для модернизации высокочастотной подматрицы CHAMP+, рассматриваемой в разделе 2.2.

2.2. Внедрение: модернизация матричного приемника CHAMP+ на телескопе APEX

В разделе 2.1 описаны конструкция и характеристики отдельного смесителя на туннельных переходах Nb/AlN/NbN. В настоящем разделе рассматривается применение этих смесителей в составе семиэлементной матрицы приемника CHAMP+, работающей на телескопе APEX, и оценивается выигрыш в чувствительности инструмента, полученный в результате модернизации [A16, A36].

Телескоп APEX с 12-метровым главным зеркалом расположен на плато Чахнантор в чилийских Андах на высоте 5107 м, в непосредственной близости от интерферометра ALMA (рис. 2.9) [10]. Конструкция и основные параметры приемника CHAMP+ описаны в разделе 2.1; обе семиэлементные подматрицы размещены в общем криостате (рис. 2.10) [39].



Рисунок 2.9 – Телескоп APEX на плато Чахнантор (Чили, высота 5107 м). Фото сделано во время рабочего визита.

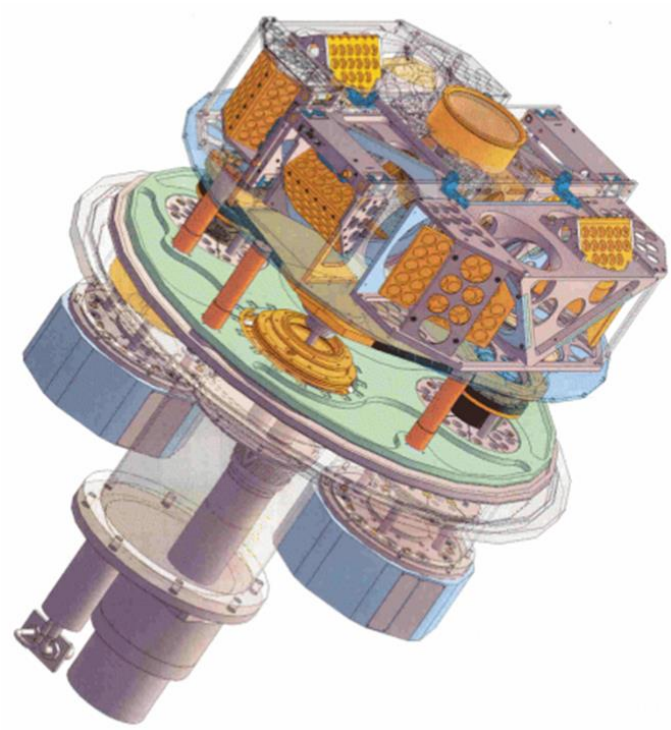


Рисунок 2.10 – Трехмерная модель криогенной части приемника CHAMP+: две подматрицы по семь смесителей с оптикой ввода сигнала и гетеродина. Заимствовано из [39].

Необходимость модернизации определялась характеристиками исходных смесителей. Шумовая температура высокочастотных смесителей, изготовленных по предварительному дизайну без последующей оптимизации, составляла 300–400 К в нижней части диапазона 790–950 ГГц и примерно вдвое больше на его верхнем краю. Смесители низкочастотной подматрицы

на переходах Nb/AlO_x/Nb имели узкую полосу согласования, и их чувствительность резко ухудшалась к краям диапазона 600–720 ГГц. Новые смесители обеих подматриц – всего 14, по семь в каждом диапазоне – были установлены в приемник на телескопе в январе 2017 г. Для низкочастотной подматрицы использовались смесители на переходах Nb/AlN/Nb с высокой плотностью тока, отобранные из производства приемников ALMA диапазона 9 [8]; их шумовая температура составляет 60–120 К во всем диапазоне, что лучше исходной на 30 % в середине диапазона и в несколько раз на его краях [А36]. Ниже подробно рассматривается высокочастотная подматрица, смесители которой разработаны в рамках настоящей работы.

2.2.1. Смесители высокочастотной матрицы (790–950 ГГц)

Для высокочастотной подматрицы были изготовлены смесители по технологии, описанной в п. 2.1.1: двойные туннельные переходы Nb/AlN/NbN площадью 0,5 мкм², встроенные в микрополосковую линию NbTiN/SiO_2/Al. Переходы имеют R_nA = 7 Ом·мкм², что соответствует $J_c \approx 30$ кА/см², параметр качества R_j/R_n = 25–30 и щелевое напряжение $V_g \approx 3{,}15$–3,2 мВ [А16, А36]. Из изготовленной партии по результатам лабораторных измерений были отобраны семь смесителей; их размещение по элементам матрицы и основные характеристики приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Смесители высокочастотной подматрицы CHAMP+

Элемент матрицы	Переход	Напряжение смещения, мВ	$T_ш$ при 800 ГГц, К	$T_ш$ при 864 ГГц, К	$T_ш$ при 938 ГГц, К
1	B51	2,25	≈ 170	≈ 270	≈ 400
2	B11	2,45	≈ 175	≈ 245	≈ 350
3	B59	2,25	≈ 185	≈ 265	≈ 375
4 (центр.)	B03	2,15	≈ 160	≈ 270	≈ 400
5	B04	2,15	≈ 200	≈ 270	≈ 400
6	B39	2,25	≈ 225	≈ 260	≈ 375
7	B54	2,30	≈ 220	≈ 325	–

Примечание – Приведена двухполосная шумовая температура в лучшей точке полосы ПЧ 4–12 ГГц, скорректированная на потери в делителе пучка (далее на рис. 2.13, б); значения определены по графику с точностью около 5 К. Прочерк – измерения не проводились.

Вольт-амперные характеристики смесителя центрального элемента матрицы показаны на рис. 2.11. На характеристике без подавления критического тока виден участок, соответствующий последовательному сопротивлению около 1 Ом, которое вносит контакт на серебряной пасте. Кривая с накачкой соответствует оптимальной мощности гетеродина; уровень накачки –

отношение тока, наведенного гетеродином, к току на щели – составляет около 16 %, что согласуется с данными п. 2.1.2 для двухпереходных структур. Зависимость Y-фактора от напряжения смещения показывает широкий интервал напряжений, пригодный для выбора рабочей точки. Особенность вблизи 1,65 мВ, связанная с первой ступенью Шапиро ($V_1 = hf/2e$ = 1,65 мВ на частоте 800 ГГц), лежит в середине фотонной ступени. Благодаря повышенному щелевому напряжению (3,15 мВ против 2,8 мВ у переходов с ниобиевыми электродами) интервал смещения по обе стороны от этой особенности остается достаточно широким: как показано в п. 2.1.1, на частоте 950 ГГц выигрыш в ширине рабочего интервала составляет около 0,7 мВ.

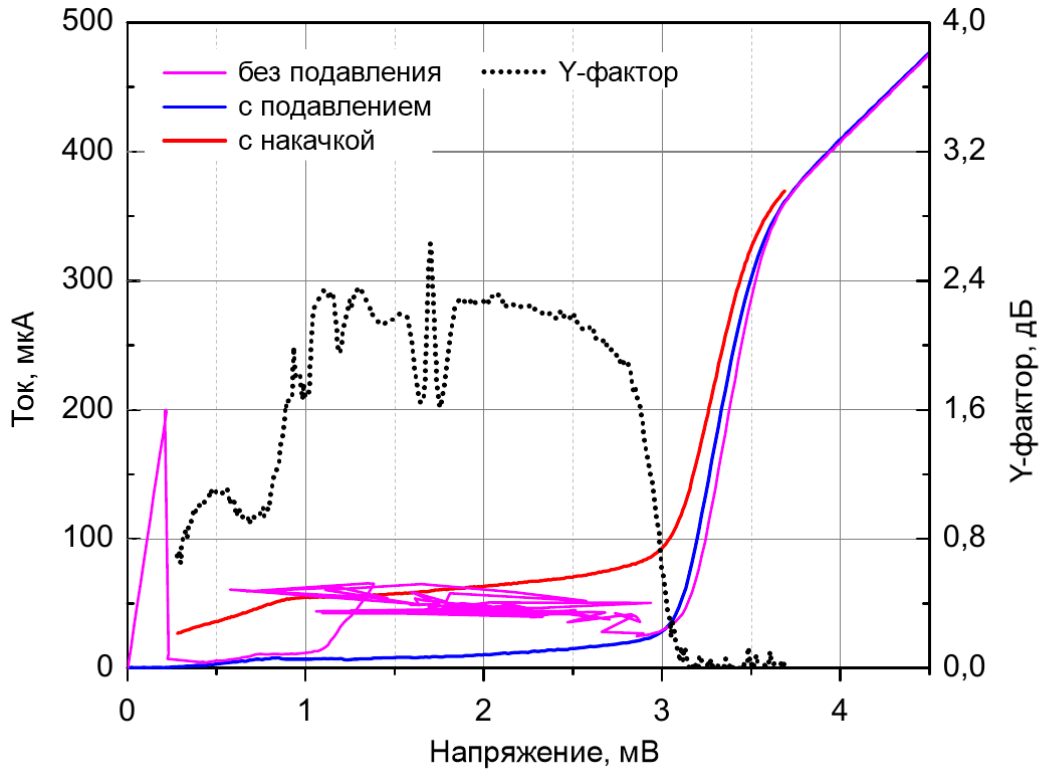


Рисунок 2.11 – Вольт-амперные характеристики смесителя центрального элемента высокочастотной подматрицы: без подавления критического тока, с подавлением критического тока и с накачкой гетеродином оптимальной мощности; пунктир – нескорректированный Y-фактор, измеренный с нагрузками 77/300 К. Частота гетеродина 800 ГГц.

Двухполосная шумовая температура всех семи новых смесителей, усредненная по полосе ПЧ 4–12 ГГц, приведена на рис. 2.12 в сопоставлении с исходными смесителями. Данные скорректированы на потери в делителе пучка (около 10 %) и на вклад гетеродина, работающего при температуре 300 К. Для исходных смесителей данные ограничены частотой 880 ГГц, что связано с диапазоном перестройки лабораторного гетеродина на лампе обратной волны, имевшегося на момент их измерений. Поэтому для сравнения во всем диапазоне был повторно измерен смеситель, работавший ранее в центральном элементе матрицы и извлеченный из

приемника при модернизации. Результат повторного измерения совпадает с исходными данными в нижней части диапазона и показывает рост шумовой температуры до 716 К на частоте 938 ГГц. Для всех новых смесителей критический ток подавлялся во втором минимуме, что, как показано в п. 2.1.2, дает более низкую шумовую температуру без ухудшения высокочастотного отклика.

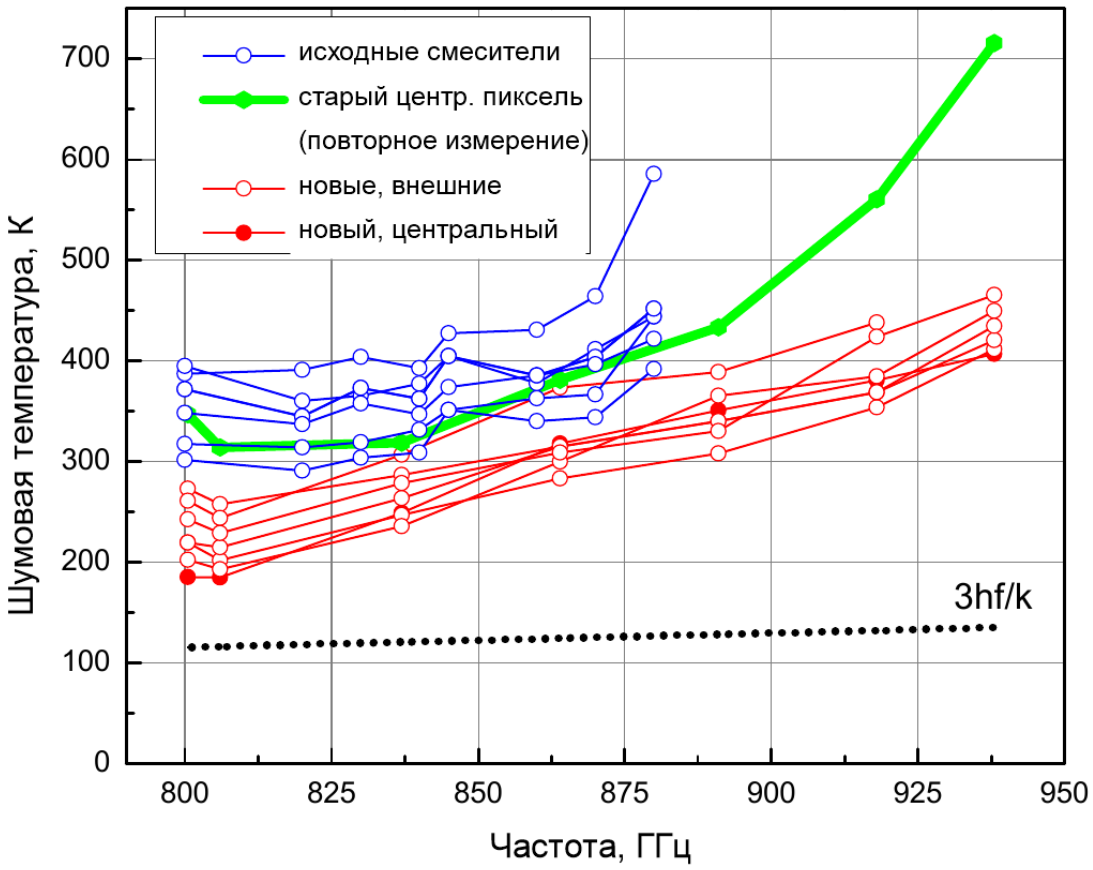


Рисунок 2.12 – Двухполосная шумовая температура исходных и новых смесителей высокочастотной подматрицы CHAMP+ в зависимости от частоты гетеродина, усредненная по полосе ПЧ 4–12 ГГц и скорректированная на потери в делителе пучка и на вклад гетеродина; пунктир – уровень $3hf/k_B$.

Шумовая температура новых смесителей составляет около 200 К в нижней части диапазона и возрастает до 400–460 К на его верхнем краю. Для центрального элемента матрицы она равна 203, 283 и 407 К на частотах 800, 864 и 938 ГГц, тогда как у исходного смесителя этого элемента – 345, 381 и 716 К соответственно, то есть улучшение составляет приблизительно 1,4–1,8 раза. Разброс характеристик семи смесителей невелик, что подтверждает воспроизводимость технологии.

На рис. 2.13, а показана зависимость шумовой температуры от промежуточной частоты для одного из смесителей при различных частотах гетеродина. В большей части полосы ПЧ шумовая температура меняется слабо, однако на ряде частот гетеродина наблюдается ее рост на

краях полосы, прежде всего в области 4–6 ГГц. Он обусловлен шумом лабораторного гетеродина, а отдельные пики – резонансами в тестовом рупоре. Этот вклад не связан со смесителем, но завышает усредненные по полосе ПЧ значения на рис. 2.12. Для оценки характеристик смесителей без него на рис. 2.13, б приведена шумовая температура в лучшей точке полосы ПЧ. Она ниже усредненной, но взаимное расположение кривых для разных смесителей сохраняется. Эти данные характеризуют чувствительность приемника при наблюдениях отдельных спектральных линий, занимающих небольшую часть полосы ПЧ.

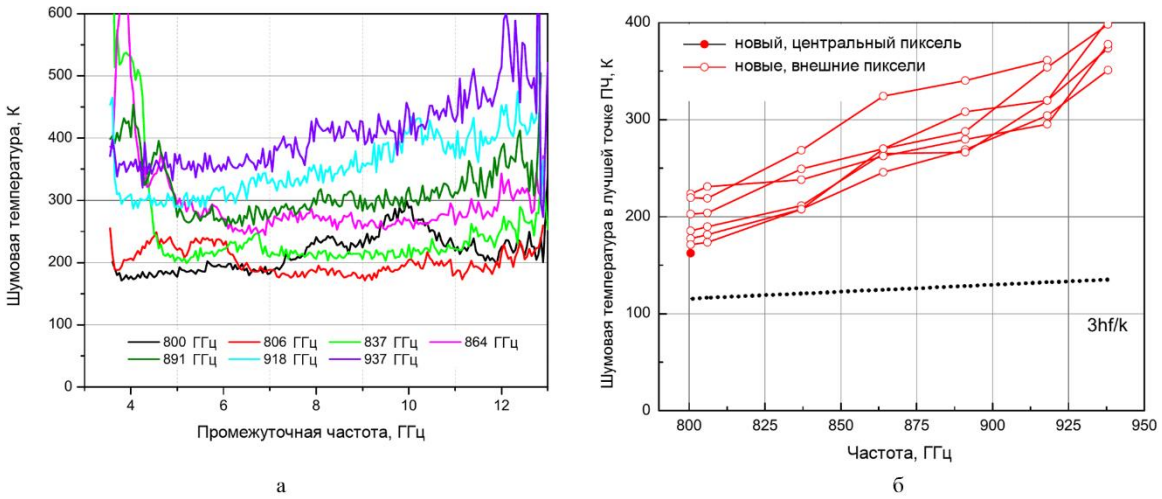


Рисунок 2.13 – Шумовая температура смесителей высокочастотной подматрицы: а – в зависимости от промежуточной частоты при различных частотах гетеродина для одного из смесителей матрицы; б – в лучшей точке полосы ПЧ в зависимости от частоты гетеродина (центральный пиксель испытан только на частоте 800 ГГц). Данные скорректированы на потери в делителе пучка.

2.2.2. Замена смесителей на телескопе и итоговый выигрыш

Замена смесителей выполнялась на телескопе. Для доступа к смесителям с картриджа подматрицы снималась линзовая матрица (рис. 2.14, а) и открывался доступ к блоку рупоров со смесителями (рис. 2.14, б, в). Модульная конструкция смесителей, описанная в разделе 2.1, позволяет извлекать их из матрицы по отдельности (рис. 2.14, г, д). Оба картриджа, подготовленные к замене смесителей, показаны на рис. 2.14, е.

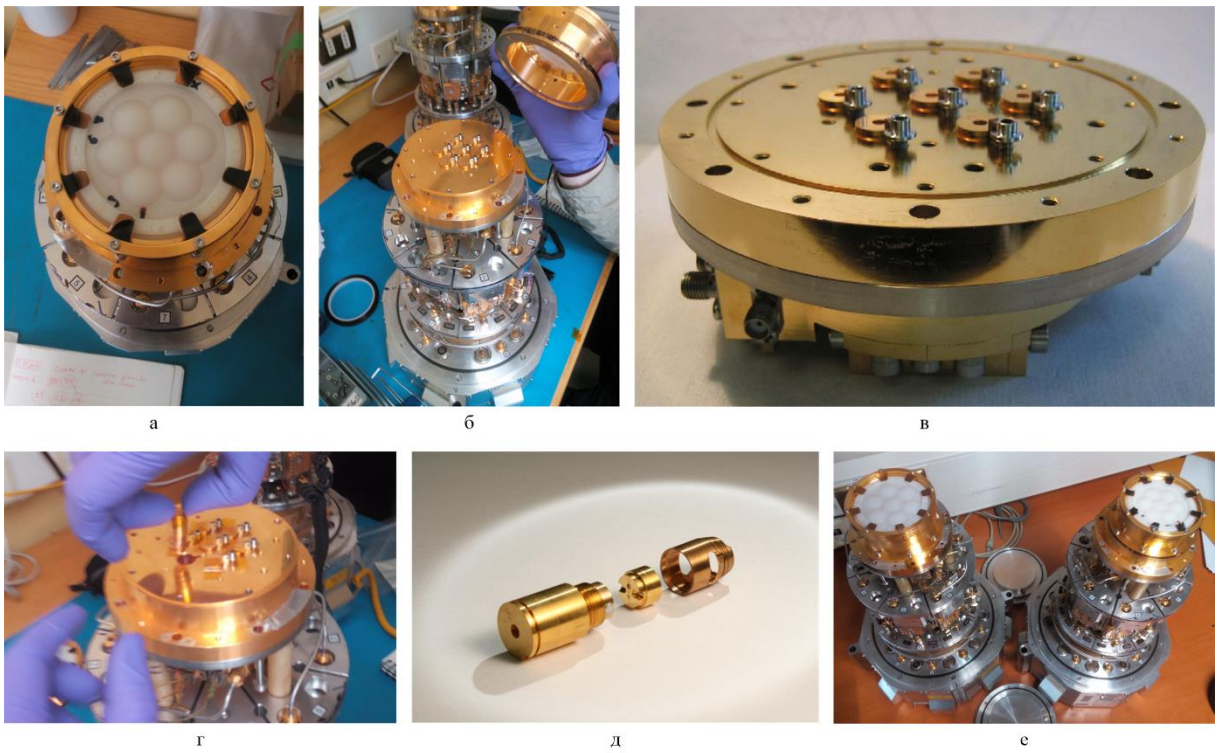


Рисунок 2.14 – Замена смесителей приемника CHAMP+ на телескопе APEX: а – линзовая матрица в верхней части картриджа; б – открытый блок рупоров со смесителями; в – блок рупоров высокочастотной подматрицы (790–950 ГГц) [A16]; г – извлечение смесителя; д – смеситель в разобранном виде; е – картриджи обеих подматриц, подготовленные к замене смесителей.

После установки новых смесителей и первого охлаждения приемника на телескопе были измерены вольт-амперные характеристики всех элементов матрицы (рис. 2.15). Все смесители оказались работоспособными.

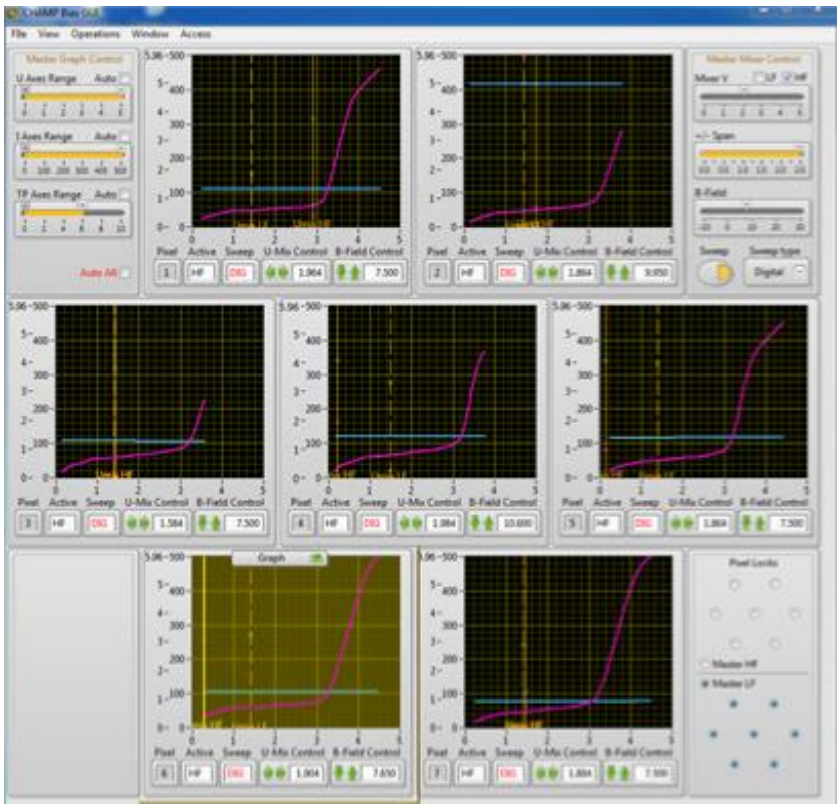


Рисунок 2.15 – Вольт-амперные характеристики семи смесителей высокочастотной подматрицы при первом охлаждении приемника на телескопе (снимок экрана программы управления смещением).

По совокупности данных рис. 2.12 и таблицы 2.3 модернизация повысила чувствительность высокочастотной подматрицы CHAMP+ в 1,3–1,5 раза, в среднем примерно в 1,4 раза [A16, A36]. Для спектральных наблюдений это означает соответствующее сокращение времени наблюдения примерно в 2 раза. Эта оценка относится к случаю, когда системная температура определяется в основном шумом приемника; вклад атмосферы, который на частотах 800–950 ГГц может быть сопоставим с шумом приемника, уменьшает выигрыш.

Достигнутые характеристики можно сопоставить с лучшими СИС-смесителями того же диапазона. Смесители низкочастотной подматрицы соответствуют мировому уровню. Смесители высокочастотной подматрицы еще уступают смесителям ALMA диапазона 10 [126] и инструмента HIFI [127]. Возможными причинами являются потери в электродах микрополосковой линии из NbTiN и Al, прямое измерение высокочастотных свойств которых рассматривается в разделе 2.3, а также неоптимальное положение отклика двухпереходной структуры относительно рабочего диапазона (п. 2.1.2). Полученные результаты были использованы при разработке новых вариантов смесителей этого диапазона [A13].

Результаты раздела 2.2 состоят в следующем:

– модернизация матричного приемника CHAMP+ выполнена: 14 новых СИС-смесителей установлены в обе подматрицы приемника на телескопе APEX и работают в штатном режиме с 2017 г.;

– чувствительность высокочастотной подматрицы (790–950 ГГц) повышена в 1,3–1,5 раза, что соответствует примерно двукратному увеличению скорости картографирования; двухполосная шумовая температура новых смесителей составляет около 200 К на нижнем краю диапазона и 400–460 К на верхнем;

– чувствительность низкочастотной подматрицы (600–720 ГГц) повышена на 30 % в середине диапазона и в несколько раз на его краях, рабочий диапазон заметно расширен;

– технология смесителей на туннельных переходах Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением, встроенных в микрополосковую линию NbTiN/SiO_2/Al, подтверждена в условиях штатной эксплуатации на телескопе.

2.3. Дисперсионная Фурье-спектрометрия как метод контроля качества пленок NbTiN в терагерцовом диапазоне

Результаты разделов 2.1 и 2.2 показывают, что шумовая температура смесителей диапазона 790–950 ГГц на переходах Nb/AlN/NbN, несмотря на выигрыш по сравнению с исходными смесителями CHAMP+, остается выше, чем у лучших смесителей того же диапазона, и одной из возможных причин являются потери в электродах микрополосковой линии. Выше щелевой частоты ниобия нижний электрод линии выполняется из NbTiN, щелевая частота которого $2\Delta/h$ составляет 1,1–1,2 ТГц [126, 130]. Поскольку рабочий диапазон смесителя лишь на 15–25 % ниже этой частоты, потери в линии чувствительны к величине щели, к плотности состояний внутри щели и к проводимости пленки в нормальном состоянии. Постоянно-токовые измерения критической температуры T_c, проводимости и отношения сопротивлений RRR не дают прямой информации об этих свойствах на рабочих частотах. Поэтому для обеспечения качества смесителей требуется метод, позволяющий измерять высокочастотные свойства пленки той же толщины, что и в смесителе (300–360 нм), непосредственно вблизи ее щелевой частоты и после каждой технологической операции.

Существующие методы этой задачи полностью не решают (см. п. 1.5.4). Терагерцовая спектроскопия во временной области (ТДС) на пропускание требует пленок, толщина которых меньше лондоновской глубины проникновения, $d < \lambda_L$, тогда как электроды микрополосковых линий имеют толщину $d > \lambda_L$; это затрудняет перенос результатов на реальные структуры. Спектроскопия на лампах обратной волны ограничена частотами около 1,5 ТГц и требует последовательной смены набора источников. Резонаторные методы позволяют измерять

поверхностное сопротивление толстых пленок, но на частотах в единицы и десятки гигагерц, далеких от щелевой частоты [A14]. Измерения в отражении методом ТДС затруднены требованиями к стабильности: изменение коэффициента отражения при переходе толстой пленки NbTiN в сверхпроводящее состояние составляет лишь около 1 %.

В настоящем разделе описывается метод дисперсионной Фурье-спектрометрии (ДФС), разработанный для решения этой задачи [A3, A4]. Метод основан на схеме дисперсионной Фурье-спектроскопии [141], в которой исследуемый образец включается в одно из плеч интерферометра Майкельсона, и позволяет измерять отражение от поверхности толстой пленки в диапазоне частот от 0,3 до 2–3 ТГц, включая область щели.

2.3.1. Описание метода

Схема дисперсионного Фурье-спектрометра приведена на рис. 2.16. Излучение широкополосного теплового источника (глобара) модулируется механическим модулятором и направляется на делитель пучка. Одна часть излучения отражается от подвижного зеркала, другая – от исследуемой пленки, установленной в криостате и выполняющей роль неподвижного зеркала интерферометра. Отраженные пучки объединяются на делителе пучка, и суммарная мощность регистрируется охлаждаемым болометром с синхронным детектированием. Зависимость мощности от положения подвижного зеркала образует интерферограмму. Фотография установки приведена на рис. 2.17, держатель образца – на рис. 2.18.

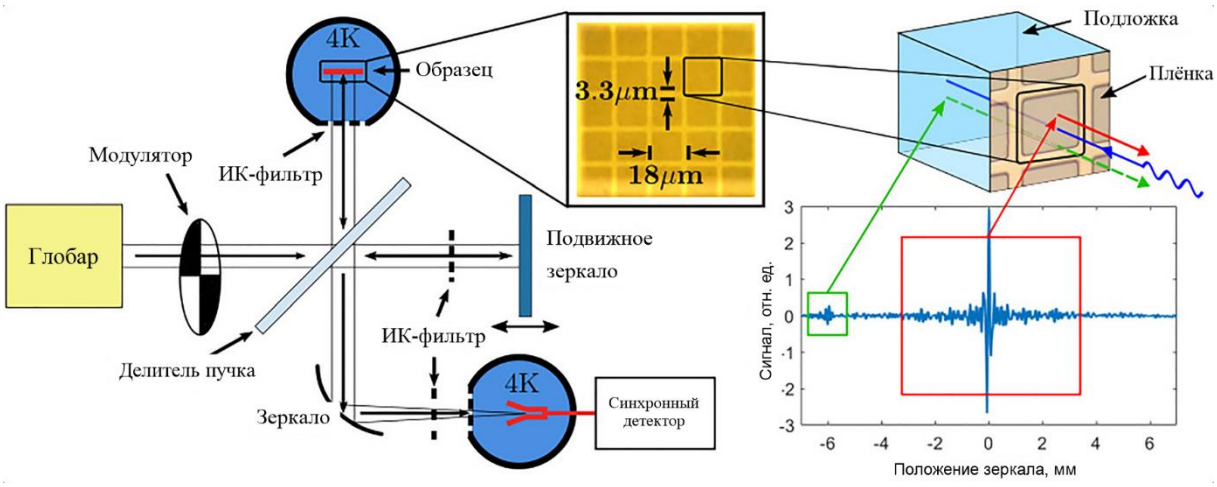


Рисунок 2.16 – Схема дисперсионного Фурье-спектрометра (слева) и выделение участка интерферограммы, относящегося к исследуемой пленке (справа). На вставке – фотография фрагмента сетчатой пленки и схема одной ее ячейки: излучение, отраженное от пленки (красная стрелка), формирует центральный пик интерферограммы, отражение от задней поверхности подложки (зеленая стрелка) – дополнительный пик, смещенный по положению зеркала.

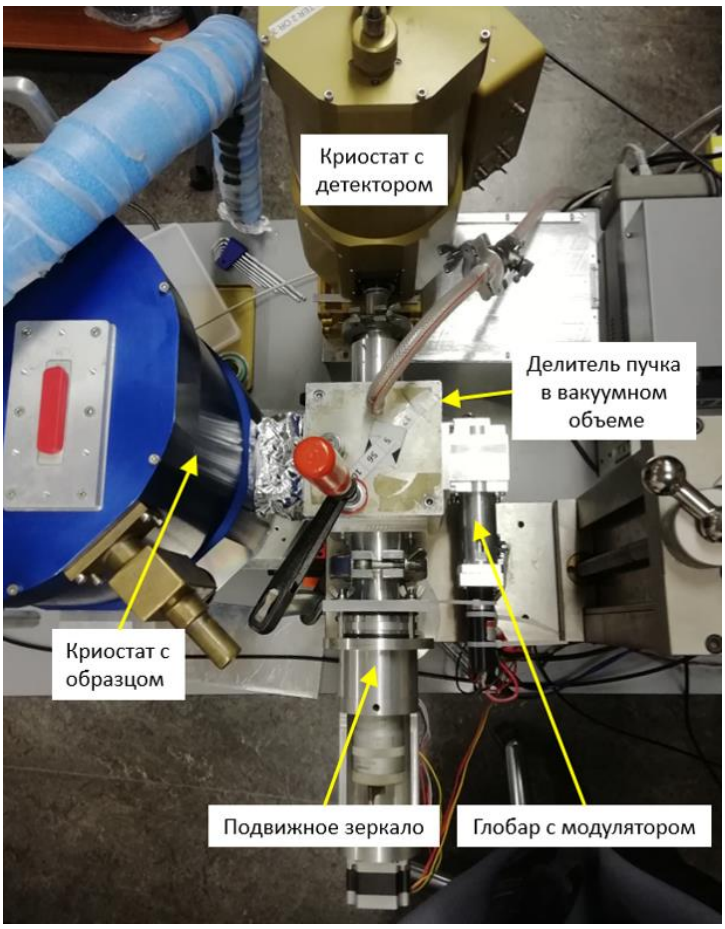


Рисунок 2.17 – Фото экспериментальной установки.

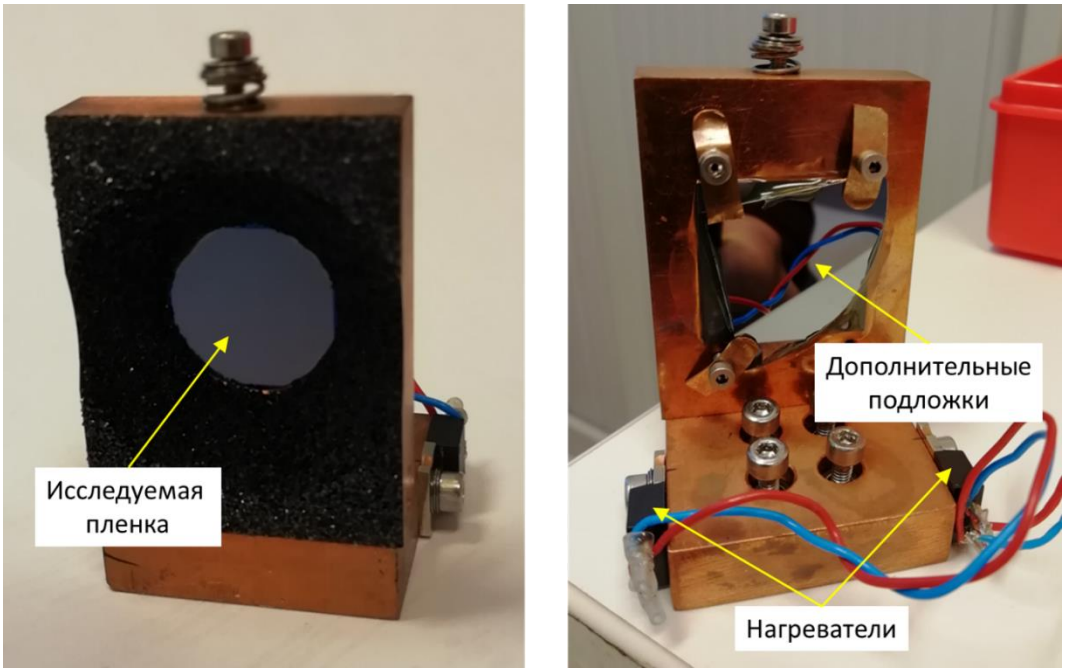


Рисунок 2.18 – Держатель образца с установленной измеряемой пленкой на подложке. Слева – вид спереди, черный материал – поглотитель для минимизации паразитных отражений. Справа – вид сзади, показаны дополнительные подложки, по бокам опоры расположены нагреватели.

Главная особенность схемы состоит в том, что отражения от различных оптических границ разнесены по положению подвижного зеркала, то есть во временной области. Отражение от поверхности пленки дает центральный пик интерферограммы, отражение от задней поверхности подложки – пик, смещенный на удвоенную оптическую толщину подложки (рис. 2.16, справа). Выделяя участок интерферограммы, соответствующий пленке, и выполняя его Фурье-преобразование, получают спектр излучения, отраженного только от поверхности пленки, без вклада подложки и других элементов установки.

Полученный спектр определяется не только пленкой, но и спектральными характеристиками источника, делителя пучка, фильтров и детектора, а также линиями поглощения водяного пара. Эти вклады исключаются сравнением спектров, измеренных при одной и той же настройке установки в сверхпроводящем ($T < T_c$) и нормальном ($T > T_c$) состояниях пленки. Мерой свойств пленки служит контраст – нормированная разность спектров

$$\tilde{S} = \frac{S_s - S_n}{S_n}, \tag{2.6}$$

где S_s и S_n – спектры мощности при $T < T_c$ и $T > T_c$. Интенсивность спектра, восстановленного из интерферограммы, пропорциональна произведению амплитуд полей в двух плечах интерферометра, то есть $\sqrt{R}$, где R – коэффициент отражения пленки по мощности. Поэтому контраст (2.6) представляет собой относительное изменение $\sqrt{R}$ при переходе пленки из нормального в сверхпроводящее состояние.

Качественный вид зависимости контраста от частоты определяется физикой сверхпроводника. На частотах ниже щелевой, $f < f_g$, кванты излучения не разрушают куперовские пары, поверхностное сопротивление сверхпроводника мало, и отражение в сверхпроводящем состоянии выше, чем в нормальном, – контраст положителен. Выше щелевой частоты, $f > f_g$, начинается поглощение с разрывом пар; высокая плотность состояний вблизи края щели приводит к тому, что поглощение в сверхпроводящем состоянии превышает поглощение в нормальном, и контраст становится отрицательным. При $f \gg f_g$ отражение сверхпроводника приближается к отражению нормального металла, и контраст стремится к нулю. Частота перехода контраста через ноль непосредственно указывает на положение щели, а форма кривой вблизи нее содержит информацию о качестве пленки.

Для количественного определения параметров пленки измеренный контраст сопоставляется с расчетным. Расчет выполняется в пять этапов [А3]. На первом этапе вычисляется высокочастотная проводимость пленки в нормальном состоянии по модели Друде:

$$\sigma_n(f) = \frac{\sigma}{1 - 2\pi i f \tau}, \tag{2.7}$$

где σ – проводимость в нормальном состоянии непосредственно выше T_c, τ – время релаксации электронов, i – мнимая единица. На втором этапе рассчитывается отношение проводимостей в сверхпроводящем и нормальном состояниях

$$\frac{\sigma_s}{\sigma_n} = F(f, d, T, \alpha, \delta, \tau), \tag{2.8}$$

где функция F определяется теорией Маттиса–Бардина [12] в локальном пределе с приближением, справедливым для сверхпроводников с сильной связью [142]. Коэффициент сильной связи $\alpha = 2\Delta_0/k_BT_c$ связывает энергетическую щель $2\Delta_0$ с критической температурой: для ниобия $\alpha \approx 3{,}53$, что соответствует теории БКШ, тогда как для соединений ниобия с азотом ожидаются значения $\alpha > 3{,}53$. Для описания реальных пленок модель дополнена комплексным параметром щели [143]

$$\Delta = \Delta_0(1 + i\delta), \tag{2.9}$$

мнимая часть которого описывает состояния внутри щели, размывающие край щели в плотности состояний. Проводимость в сверхпроводящем состоянии σ_s получается умножением (2.8) на (2.7). На третьем этапе вычисляется поверхностный импеданс пленки толщиной d в нормальном и сверхпроводящем состояниях:

$$Z_s(f) = \sqrt{\frac{2\pi i f \mu_0}{\sigma}}\, cth\left(\sqrt{2\pi i f \mu_0 \sigma}\, d\right), \tag{2.10}$$

где σ – комплексная проводимость в соответствующем состоянии, μ_0 – магнитная постоянная. Локальное выражение (2.10) применимо, поскольку длина свободного пробега электронов в исследуемых пленках меньше 1 нм, то есть в 40 (Nb) и 200 (NbTiN) раз меньше толщины скин-слоя. На четвертом этапе определяется коэффициент отражения. Для сплошной пленки

$$R = \left|\frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}\right|^2, \tag{2.11}$$

где $Z_0 = 377$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства. Для сетчатых пленок, описанных в п. 2.3.2, коэффициент отражения рассчитывается электродинамическим моделированием (CST Microwave Studio) одной ячейки сетки с периодическими граничными условиями Флоке; в модель входят поверхностный импеданс (2.10), трехмерная геометрия ячейки и параметры подложки. На пятом этапе по коэффициентам отражения в двух состояниях по формуле (2.6) вычисляется контраст.

Параметрами подгонки являются σ, α, δ и τ, и каждый из них влияет на кривую контраста по-своему. Проводимость σ задает уровень контраста на низких частотах. Коэффициент α определяет щелевую частоту $f_g = \alpha k_B T_c/h$ (см. (2.3)) и тем самым смещает кривую вдоль оси

частот. Параметр δ определяет крутизну перехода контраста через ноль вблизи щели. Время релаксации τ влияет главным образом на форму кривой выше щели и глубину ее минимума (около 0,9 ТГц для Nb и 1,5 ТГц для NbTiN). Благодаря такому разделению ролей параметры определяются однозначно.

Подгонка выполнялась минимизацией среднеквадратичного отклонения расчетного контраста от измеренного в три этапа. Начальные значения σ и α брались по результатам DC-измерений, δ и τ – по литературным данным. Затем для каждого параметра выполнялось моделирование методом Монте-Карло и находился минимум среднеквадратичного отклонения; процедура повторялась итерационно до нахождения глобального минимума. Наконец, погрешности параметров оценивались повторным моделированием методом Монте-Карло как значения, при которых среднеквадратичное отклонение возрастает на 10 % [А3].

2.3.2. Подготовка эксперимента

В установке (рис. 2.16) использовались глобар в качестве широкополосного источника, механический модулятор и синхронный детектор, делитель пучка из лавсановой пленки толщиной 55 мкм, инфракрасные фильтры и болометр, охлаждаемый до 4 К, с эквивалентной мощностью шума около $1{,}2\cdot10^{-13}$ Вт/Гц$^{1/2}$. Исследуемая пленка помещалась в криостат, позволяющий изменять ее температуру от 4,5 К до значений выше критической температуры T_c; для пленок NbTiN измерения в нормальном состоянии выполнялись при 15–16 К, в сверхпроводящем – при 4,6–6 К.

Для отделения отражения от задней поверхности подложки к ее тыльной стороне прижимались дополнительные пластины из материала подложки, так что суммарная толщина превышала 2 мм. Соответствующий пик интерферограммы смещался за пределы используемого участка, и для Фурье-преобразования выделялся центральный участок шириной около ±4 мм по положению зеркала. При этом разрешение по частоте составляло менее 20 ГГц, что достаточно для изучения плавно меняющегося с частотой отражения пленки.

Пример измеренных спектров приведен на рис. 2.19. Их форма определяется в основном спектральной функцией делителя пучка (нуль около 1,9 ТГц), инфракрасными фильтрами и линиями поглощения водяного пара, а различие спектров в двух состояниях составляет единицы процентов. Точки, в которых спектральная плотность ниже порогового уровня, исключались из обработки. В основной области интереса – вблизи щелевой частоты, около 1 ТГц, – точность определения контраста составляет около 0,2 %; на более высоких частотах она снижается из-за падения мощности сигнала и поглощения в атмосфере.

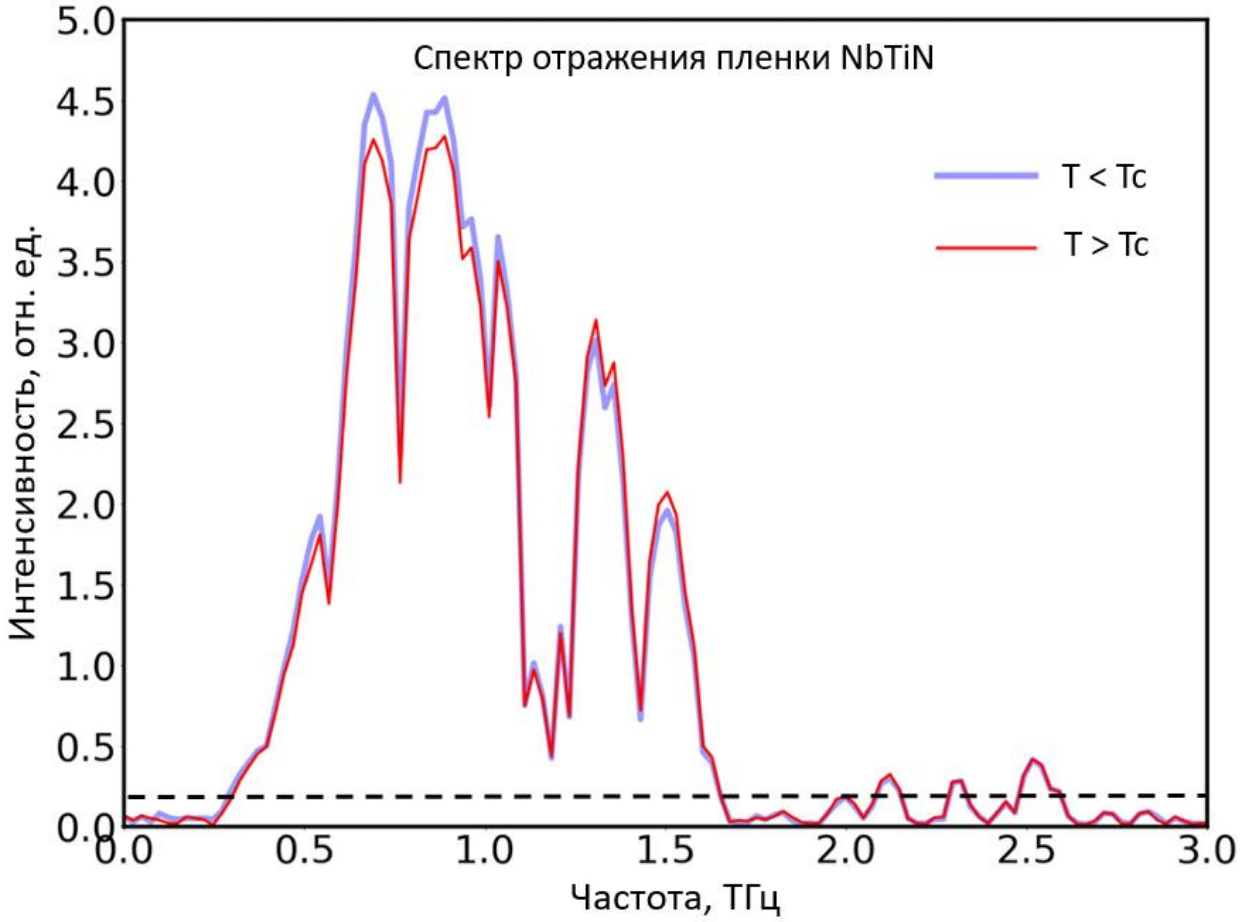


Рисунок 2.19 – Спектры излучения, отраженного от пленки NbTiN, в сверхпроводящем ($T < T_c$) и нормальном ($T > T_c$) состояниях. Пунктир – пороговый уровень отношения сигнал/шум.

Оценки по формулам (2.7)–(2.11) показывают, что для сплошных толстых пленок ($d > \lambda_L$) контраст ниже щели составляет лишь около 0,1 % для Nb и около 2 % для NbTiN. Для его увеличения, а одновременно и для проверки влияния технологических операций формирования рисунка, наряду со сплошными исследовались сетчатые пленки (вставка на рис. 2.16). Ширина полос сетки составляла 3–4 мкм, что надежно воспроизводится используемой технологией, а период – 18 мкм, что меньше $c/(10f_c)$ при основной частоте интереса f_c = 1,5 ТГц; поэтому сетка ведет себя как однородная пленка с пониженной эффективной проводимостью. Эффективная проводимость сетки примерно в 5 раз ниже, чем у сплошной пленки, и контраст возрастает соответственно. Для NbTiN выигрыш несколько меньше из-за более сильного отражения от подложки; все свойства подложки учитываются в электродинамическом моделировании. Кроме того, при изготовлении смесителей рисунок нижнего электрода линии формируется реактивным ионным травлением или взрывной литографией, и сетчатые пленки позволяют непосредственно проверить, как эти операции влияют на высокочастотные свойства пленки.

Исследованные образцы перечислены в таблице 2.4. Пленки Nb наносились на кремниевые подложки при комнатной температуре магнетронным распылением на постоянном

токе в атмосфере аргона. Пленки NbTiN толщиной 360 нм наносились реактивным магнетронным распылением на постоянном токе в смеси азота и аргона при комнатной температуре по той же технологии, что и нижний электрод смесителей, описанных в разделе 2.1 [А1]. Подложками служили кремний и плавленый кварц: кварц используется в смесителях, а кремний дешевле и удобнее для многократных технологических экспериментов, поэтому важно было установить, переносимы ли результаты с одной подложки на другую. Сетчатые пленки № 5 и № 6 были нанесены в одном цикле распыления, сплошные пленки № 3 и № 4 – позднее по аналогичной технологии. Сетка формировалась реактивным ионным травлением. Для каждой пленки четырехзондовым методом измерялись T_c, проводимость при комнатной температуре $\sigma_{300\ К}$ и при температуре непосредственно выше T_c σ_{dc}, а также $RRR = \sigma_{dc}/\sigma_{300\ К}$.

Таблица 2.4 – Исследованные пленки

Образец	Материал	Подложка	d, нм	Тип пленки	$\sigma_{300\ К}$, См/м
1	Nb	кремний	70	сетчатая	$6{,}7\cdot10^6$
2	Nb	кремний	200	сетчатая	$6{,}3\cdot10^6$
3, 4	NbTiN	кремний, кварц	360	сплошная	$9{,}3\cdot10^5$
5	NbTiN	кремний	360	сетчатая	$9{,}3\cdot10^5$
6	NbTiN	кварц	360	сетчатая	$9{,}3\cdot10^5$

2.3.3. Результаты измерений

Метод был проверен на пленках ниобия – сверхпроводника с хорошо известными свойствами. Критическая температура пленок толщиной 70 и 200 нм составила 9,0 и 9,35 К соответственно, что типично для тонких пленок Nb. Измеренный контраст и его подгонка приведены на рис. 2.20. Контраст пленки толщиной 70 нм значительно выше, чем у пленки 200 нм, вследствие ее большего сопротивления в нормальном состоянии. Кривые хорошо описываются моделью (2.6)–(2.11); полученные параметры приведены в таблице 2.5. Для обеих пленок $\alpha = 3{,}52 \pm 0{,}02$, что практически совпадает со значением теории БКШ 3,53; значения δ и τ согласуются с литературными. Щелевая частота, рассчитанная по (2.3), составляет 0,66 и 0,69 ТГц, и сдвиг кривой контраста при повышении температуры от 4,7 до 6 К (рис. 2.20) соответствует уменьшению щели с ростом температуры.

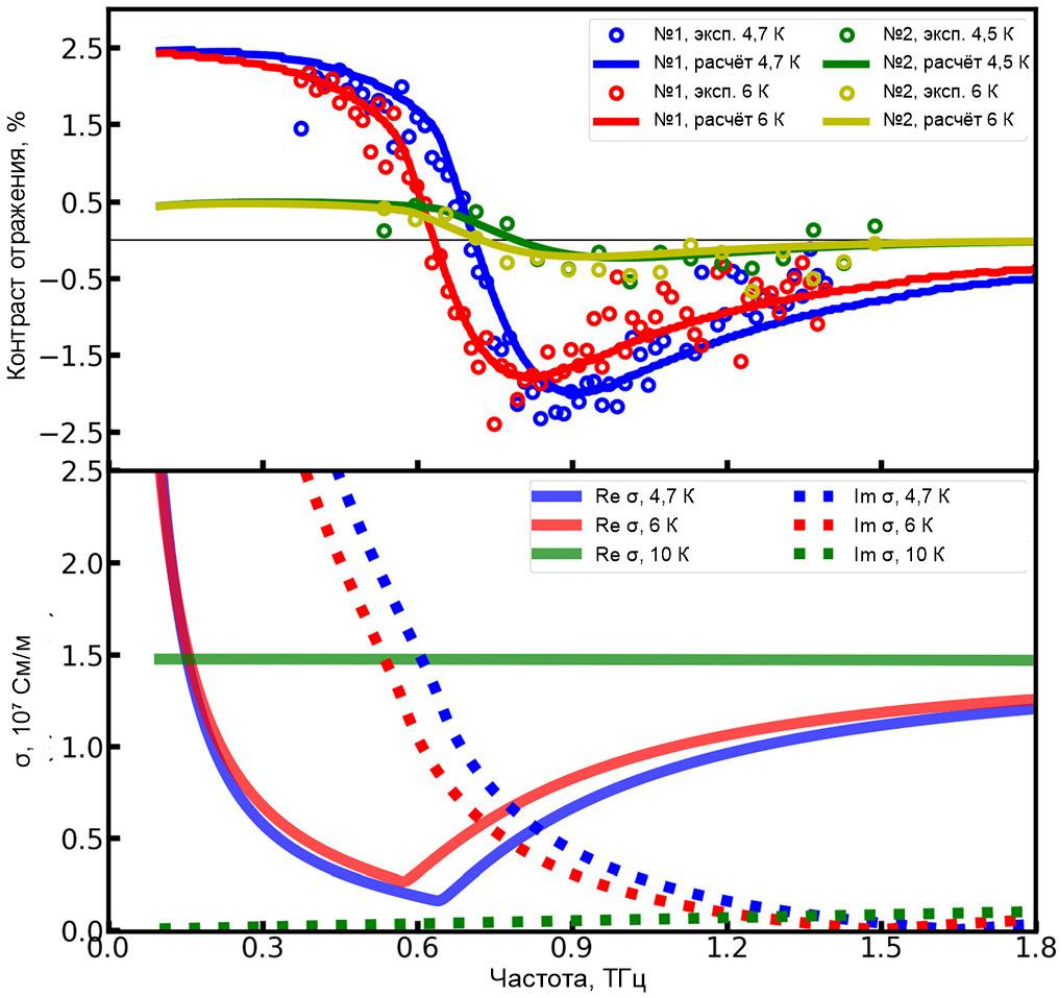


Рисунок 2.20 – Пленки Nb № 1 и № 2: вверху – измеренный контраст (кружки) и результат подгонки (линии) при различных температурах; внизу – действительная (сплошные линии) и мнимая (пунктир) части восстановленной проводимости пленки № 1 в сверхпроводящем и нормальном (10 К) состояниях.

Важным результатом проверки является значение проводимости в нормальном состоянии. По данным подгонки $\sigma = 1{,}5 \cdot 10^7$ См/м для обеих пленок, что заметно ниже результатов DC-измерений при низкой температуре, $2{,}1 \cdot 10^7$ и $2{,}5 \cdot 10^7$ См/м. Это различие объясняется тем, что при DC-измерении ток протекает по пути наименьшего сопротивления, и измеряется проводимость лишь локальной части пленки, тогда как высокочастотное измерение дает проводимость, усредненную по всей освещаемой площади. Следовательно, при расчете сверхпроводниковых согласующих цепей следует использовать высокочастотные, а не DC-значения проводимости.

Результаты для пленок NbTiN приведены на рис. 2.21. Контраст пленок NbTiN значительно выше, чем пленок Nb, вследствие их меньшей проводимости. Кривые для сплошных пленок на кремнии и кварце (№ 3 и № 4) практически совпали, поэтому на рисунке показана одна из них. Подгонка выполнялась так же, как для Nb; результаты для пленок № 3 и № 4 объединены.

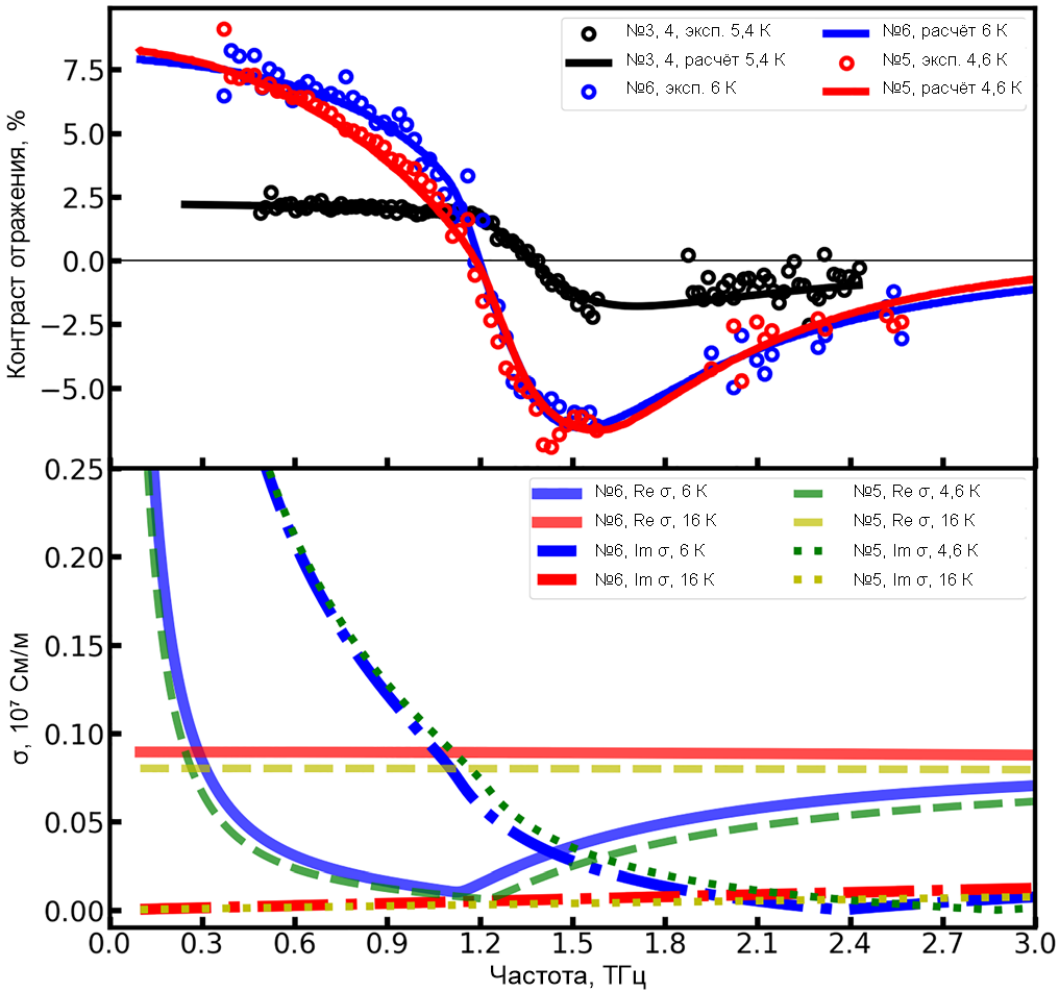


Рисунок 2.21 – Пленки NbTiN: вверху – измеренный контраст (кружки) и результат подгонки (линии) для сплошных пленок № 3, 4 и сетчатых пленок № 5 (кремний) и № 6 (кварц); внизу – действительная (сплошные линии) и мнимая (пунктир) части восстановленной проводимости сетчатых пленок в сверхпроводящем и нормальном (16 К) состояниях.

Таблица 2.5 – Параметры пленок по данным DC-измерений и подгонки контраста

Образец	T_c, К	σ_{dc}, 10^5 См/м	RRR	σ, 10^5 См/м	α	δ	f_g, ТГц
1 (Nb)	9,0 ± 0,05	208	3,1	150 ± 14	3,52 ± 0,02	$(5,0 \pm 1,7)\cdot10^{-3}$	0,66
2 (Nb)	9,35 ± 0,05	250	4,0	150 ± 14	3,52 ± 0,02	$(5,0 \pm 1,7)\cdot10^{-3}$	0,69
3, 4 (NbTiN)	14,7 ± 0,1	9,1	0,98	6,5 ± 0,7	3,86 ± 0,04	$(2,0 \pm 1,5)\cdot10^{-2}$	1,18
5 (NbTiN)	14,65 ± 0,1	9,1	1,01	8,0 ± 0,7	4,02 ± 0,04	$(1,0 \pm 1,5)\cdot10^{-2}$	1,23
6 (NbTiN)	14,6 ± 0,1	9,4	1,01	8,9 ± 0,7	3,71 ± 0,04	$(1,5 \pm 1,5)\cdot10^{-2}$	1,13

Примечание – T_c, σ_{dc} и RRR получены из DC-измерений; σ, α и δ – из подгонки контраста [А3]; щелевая частота f_g рассчитана по формуле (2.3). Время релаксации по результатам подгонки составляет 4 ± 5 фс для Nb и 5–10 фс (± 5 фс) для NbTiN.

Полученные значения τ = 5–10 фс хорошо согласуются с литературным значением около 10 фс, а δ – с данными [143]. Для всех пленок NbTiN коэффициент α = 3,71–4,02 превышает

значение 3,53, характерное для ниобия, что подтверждает сильную связь в NbTiN; полученные значения лежат в пределах, известных из литературы для соединений ниобия с азотом. Соответствующая щелевая частота составляет 1,13–1,23 ТГц, а RRR ≈ 1, как и ожидается для NbTiN.

Сопоставление параметров пленок приводит к трем выводам. Во-первых, критическая температура всех пленок NbTiN практически одинакова (14,6–14,7 К), а щелевая частота сетчатой пленки на кремнии даже выше, чем сплошной. Следовательно, технологические операции формирования рисунка не ухудшают высокочастотных свойств пленки NbTiN, и такие пленки пригодны для нижнего электрода смесителей на частотах до 1 ТГц. Во-вторых, сетчатая пленка на кремнии (№ 5) имеет более высокое α, чем нанесенная в том же цикле пленка на кварце (№ 6), при практически одинаковой T_c. Более высокая щель пленки на кремнии объясняется лучшим соответствием кристаллической структуры NbTiN и кремния по сравнению с аморфным кварцем. В-третьих, это различие не выявляется DC-измерениями T_c, то есть метод ДФС чувствителен к свойствам пленки, недоступным для постоянно-токовой диагностики, и может служить эффективным средством контроля качества сверхпроводниковых структур.

Влияние способа формирования рисунка было исследовано подробнее [А4]. Для сплошных пленок на кварце и кремнии, нанесенных в одном технологическом цикле, кривые контраста практически совпали, и щель по результатам подгонки составила $2\Delta/hc \approx 39$ см$^{-1}$, что соответствует 1,17 ТГц. Это означает, что отработку технологии сплошных пленок можно вести на кремниевых подложках с заключительной проверкой на кварце. На рис. 2.22 приведены кривые контраста сетчатых пленок, изготовленных разными способами. Две пленки – на кварце и на кремнии – нанесены в одном цикле, и сетка в них сформирована взрывной литографией; третья пленка на кремнии нанесена отдельно и имеет несколько меньшую толщину, а сетка в ней сформирована реактивным ионным травлением.

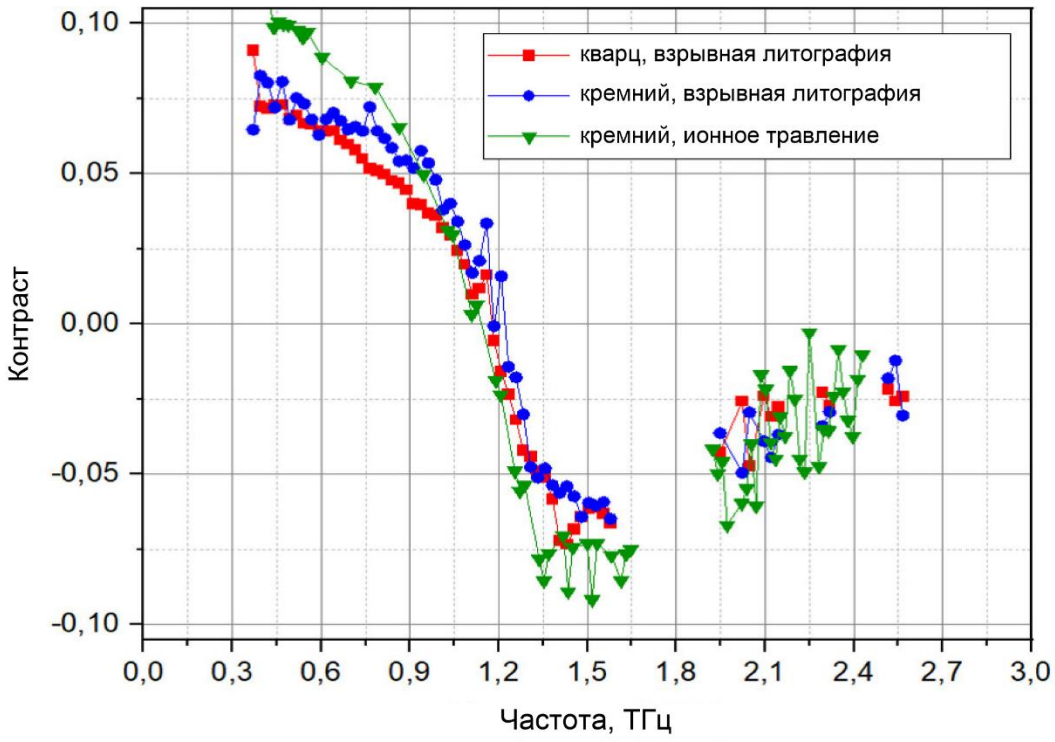


Рисунок 2.22 – Контраст сетчатых пленок NbTiN, изготовленных разными способами: на кварце и на кремнии с сеткой, сформированной взрывной литографией (одновременное нанесение), и на кремнии с сеткой, сформированной реактивным ионным травлением.

Для сетчатых пленок оценить качество непосредственно по виду кривой контраста труднее, поскольку сетка вносит дисперсию, зависящую также от свойств подложки; однако эта дисперсия учитывается при моделировании, и параметры, полученные подгонкой, объективны. Щель по результатам подгонки составила $2\Delta/hc$ = 37 и 41 см$^{-1}$ (1,11 и 1,23 ТГц) для пленок, сформированных взрывной литографией на кварце и на кремнии соответственно, и 39 см$^{-1}$ (1,17 ТГц) для пленки, сформированной травлением на кремнии. Контраст третьей пленки несколько выше вследствие ее меньшей толщины. Таким образом, взрывная литография и реактивное ионное травление обеспечивают практически одинаковое качество пленки с небольшим преимуществом взрывной литографии. Полученные значения щели достаточны для изготовления смесителей на частотах до 1 ТГц, однако для смесителей диапазона около 1,2 ТГц качество пленок может оказаться недостаточным.

2.3.4. Сравнение с измерениями методом терагерцовой спектроскопии во временной области

Для независимой проверки результатов ДФС пленки NbTiN, изготовленные по той же технологии, были исследованы методом ТДС на пропускание (спектрометр TeraView TPS 3000) [А4]. Для этого была изготовлена отдельная пара пленок – сплошная и сетчатая – на кремниевой

подложке с T_c = 14,1–14,6 К. Комплексная проводимость в нормальном и сверхпроводящем состояниях восстанавливалась из спектров коэффициента пропускания системы «пленка + подложка» с использованием модели Друде для нормального состояния и теории Маттиса–Бардина для сверхпроводящего. Для сплошной пленки получено 2Δ (4,2 К) = 4,71 ± 0,25 мэВ, что соответствует 38 $см^{-1}$ (1,14 ТГц), и $2\Delta/k_BT_c$ = 4,0; для сетчатой пленки – 41 $см^{-1}$ (1,23 ТГц). Эти значения совпадают с результатами ДФС (37–41 $см^{-1}$) в пределах погрешности. Оба метода определяют щель с погрешностью в несколько процентов. ТДС обеспечивает лучшее отношение сигнал/шум, поскольку измеряется пропускание, а не малое изменение отражения; ДФС, в свою очередь, измеряет отражение непосредственно от поверхности толстой пленки, то есть от той ее части, которая работает в микрополосковой линии.

Метод ТДС был далее применен для систематической оптимизации технологии пленок NbTiN толщиной около 330 нм в диапазоне 0,2–2,5 ТГц при температурах 4–15 К [А12]. Изменяя давление азота при реактивном распылении, удалось найти условия, при которых получены пленки с $\sigma_0 = 1{,}1\cdot10^6$ См/м, λ_L = 280 нм и T_c = 14,4 К; при этом максимум T_c и минимум λ_L достигаются при разных давлениях азота, то есть параметры пленки находятся в компромиссе. Для описания спектров использовалась модель Циммермана [99], учитывающая конечное время рассеяния квазичастиц. Та же модель, примененная к данным ДФС (рис. 2.21), описывает их с разумной точностью во всем диапазоне частот при T_c = 14,7 К, Δ_0 = 2,4 мэВ и $\sigma_0 = 8\cdot10^5$ См/м, что совпадает с результатами п. 2.3.3; учет состояний внутри щели по [143] улучшает согласие вблизи 1–1,2 ТГц, что независимо подтверждает необходимость параметра δ в модели (2.9). Параметры, полученные методом ТДС, отличаются от DC-значений примерно на 10 %, и для моделирования сверхпроводниковых устройств на высоких частотах следует использовать именно высокочастотные данные – тот же вывод, что был сделан по результатам ДФС для пленок Nb.

Методом ТДС было исследовано также влияние слоев, используемых в технологии смесителя (см. рис. 2.3, б), на свойства пленок NbTiN толщиной около 340 нм [А11]: буферного слоя Al_2O_3 между подложкой и пленкой, стоп-слоя Al толщиной 7 нм на поверхности пленки и анодирования. Оказалось, что T_c, σ_0 и λ_L пленок на буферном слое совпадают с параметрами пленки на кремнии в пределах погрешности, а щель несколько ниже. Стоп-слой Al и анодирование вызывают лишь небольшое уменьшение щели и увеличение λ_L, по-видимому, вследствие эффекта близости; эти изменения сравнимы с погрешностью измерений. Отработанная таким образом технология была использована при изготовлении смесителей на диапазон 1,0–1,1 ТГц.

Сводка значений щели пленок NbTiN, полученных двумя методами, приведена в таблице 2.6.

Таблица 2.6 – Энергетическая щель пленок NbTiN по данным ДФС и ТДС

Метод, работа	Пленка	d, нм	2Δ, мэВ	2Δ/h, ТГц
ДФС [А3]	сплошная, кремний и кварц	360	4,9	1,18
ДФС [А3]	сетчатая, кремний	360	5,1	1,23
ДФС [А3]	сетчатая, кварц	360	4,7	1,13
ДФС [А4]	сплошная, кремний и кварц	360	4,8	1,17
ДФС [А4]	сетчатая, кварц, взрывная литография	360	4,6	1,11
ДФС [А4]	сетчатая, кремний, взрывная литография	360	5,1	1,23
ДФС [А4]	сетчатая, кремний, ионное травление	< 360	4,8	1,17
ТДС [А4]	сплошная, кремний	336	4,7	1,14
ТДС [А4]	сетчатая, кремний	336	5,1	1,23
ТДС [А12]	сплошная, кремний (оптимальный режим)	338	5,2	1,26
ТДС [А11]	сплошная, буферный слой Al_2O_3	330	5,0	1,21
ТДС [А11]	то же, с анодированием	340	4,7	1,14
ТДС [А11]	то же, со стоп-слоем Al	340	4,8	1,16

Примечание – Для ДФС [А3] 2Δ рассчитана по α и T_c (таблица 2.5); для ДФС [А4] и ТДС [А4] – по значениям 2Δ/hc; для ТДС [А11, А12] приведены значения $2\Delta_0$, экстраполированные к нулевой температуре.

Как видно из таблицы 2.6, щель пленок NbTiN, изготовленных по технологии, используемой для смесителей, составляет 4,6–5,2 мэВ (1,11–1,26 ТГц), и результаты двух методов согласуются между собой в пределах нескольких процентов, сопоставимых с разбросом между пленками разных технологических циклов. Методы дополняют друг друга. ДФС является отражательным методом, пригодным для толстых пленок и для структур, моделирующих реальные линии (сетчатых пленок), и измеряет именно поверхность, работающую в микрополосковой линии. ТДС благодаря лучшему отношению сигнал/шум удобна для систематической оптимизации режимов напыления. Дальнейшим развитием ДФС является измерение верхнего электрода линии – пленки NbTiN, нанесенной на слой SiO_2 толщиной 250–300 нм, – через подложку, а также анализ дисперсии отражения с использованием соотношений Крамерса–Кронига.

Результаты раздела 2.3 состоят в следующем:

– разработан метод дисперсионной Фурье-спектрометрии для прямого измерения высокочастотных свойств толстых ($d > \lambda_L$) сверхпроводящих пленок в отражении на частотах от 0,3 до 2–3 ТГц, включая область щели; выделение отражения от поверхности пленки во

временной области и нормировка спектров сверхпроводящего и нормального состояний исключают влияние подложки и спектральных характеристик установки;

– разработана модель, связывающая измеряемый контраст с проводимостью в нормальном состоянии, коэффициентом сильной связи, комплексным параметром щели и временем релаксации; метод проверен на пленках Nb ($\alpha = 3{,}52$ в согласии с теорией БКШ) и применен к пленкам NbTiN, для которых получено $\alpha = 3{,}71$–$4{,}02$ и щелевая частота 1,13–1,23 ТГц, что подтверждает пригодность пленок для смесителей на частотах до 1 ТГц;

– установлено, что высокочастотная проводимость пленок может существенно (до 1,7 раза для Nb) отличаться от DC-значений, и для проектирования согласующих цепей следует использовать высокочастотные данные;

– показано, что операции формирования рисунка (реактивное ионное травление, взрывная литография) не ухудшают высокочастотных свойств пленок NbTiN, а материал подложки влияет на щель пленки, что не выявляется DC-измерениями;

– результаты ДФС согласуются с данными ТДС в пределах нескольких процентов, что обосновывает применение обоих методов для контроля технологии сверхпроводниковых приемных структур терагерцового диапазона.

Выводы по главе 2

В главе исследованы туннельные СИС-структуры и сверхпроводниковые пленки для приемников на частотах до 1 ТГц: разработаны и исследованы СИС-смесители диапазона 790–950 ГГц на туннельных переходах Nb/AlN/NbN с повышенным щелевым напряжением, встроенных в микрополосковую линию $NbTiN/SiO_2/Al$, выполнено их внедрение в матричный приемник CHAMP+ телескопа APEX и разработан метод дисперсионной Фурье-спектрометрии для контроля высокочастотных свойств пленок NbTiN. Основные результаты главы состоят в следующем.

Показано, что СИС-смесители на основе туннельных переходов Nb/AlN/NbN, встроенных в микрополосковую линию $NbTiN/SiO_2/Al$, эффективно работают в диапазоне 800–950 ГГц и имеют ряд преимуществ по сравнению с туннельными СИС-переходами на основе барьера AlO_x на частотах выше щелевой частоты ниобия. Высокое щелевое напряжение (3,15–3,22 мВ против 2,8 мВ) обеспечивает более широкую область рабочих напряжений на высоких частотах: интервал напряжений смещения расширяется на 0,7 мВ (на частоте 950 ГГц – с 1,67 до 2,37 мВ, на частоте 1,15 ТГц – с 0,84 до почти 1,5 мВ). Увеличение плотности тока до 30 кА/см² уменьшает параметр $\omega R_n C$ примерно втрое и расширяет входную полосу смесителя до 250 ГГц.

По совокупности измерений на Фурье-спектрометре и электродинамического моделирования определена удельная емкость переходов, 80 фФ/мкм².

Показано, что разогрев перехода мощностью гетеродина, ожидавшийся вследствие захвата квазичастиц в слое Nb, заключенном между сверхпроводниками с большей щелью, не является критичным: уменьшение щелевого напряжения при оптимальной накачке составляет около 0,1 мВ, нормированная величина разогрева близка к значениям для смесителей других технологий, а его вклад в шумовую температуру, оцененный по измерениям при температуре 2 К, не превышает 10 %. Симметрия вольт-амперных характеристик указывает на то, что разогрев определяется резистивными свойствами слоев структуры, а не андреевским отражением.

Достигнутая двухполосная шумовая температура смесителей, скорректированная на потери во входном тракте, составляет 125–195 К в диапазоне 700–810 ГГц и возрастает до 350–440 К на верхнем краю диапазона 790–950 ГГц, в лучших точках приближаясь к уровню $3hf/k_B$.

Разработанные смесители внедрены в матричный приемник CHAMP+ телескопа APEX: в 2017 г. заменены все 14 смесителей обеих подматриц. Чувствительность высокочастотной подматрицы (790–950 ГГц) повышена в 1,3–1,5 раза, что соответствует примерно двукратному увеличению скорости картографирования; смесители работают на телескопе в штатном режиме, что подтверждает применимость технологии переходов Nb/AlN/NbN в условиях реальной эксплуатации. Результаты использованы при разработке новых вариантов смесителей этого диапазона.

Разработан метод дисперсионной Фурье-спектрометрии для прямого измерения высокочастотных свойств толстых ($d > \lambda_L$) сверхпроводящих пленок в отражении на частотах до 2–3 ТГц, включая область щели, и модель, связывающая измеряемый контраст отражения с проводимостью пленки в нормальном состоянии, коэффициентом сильной связи, комплексным параметром щели и временем релаксации. Метод проверен на пленках Nb ($\alpha = 3{,}52$ в согласии с теорией БКШ) и применен к пленкам NbTiN толщиной 360 нм, для которых получены $\alpha = 3{,}71$–$4{,}02$ и щелевая частота 1,13–1,23 ТГц. Тем самым показано, что метод дисперсионной Фурье-спектрометрии эффективен для исследования высокочастотных свойств сверхпроводящих пленок NbTiN толщиной до 360 нм на частотах до 2 ТГц.

С помощью разработанного метода установлено, что высокочастотная проводимость пленок может существенно отличаться от значений, измеренных на постоянном токе, что операции формирования рисунка (реактивное ионное травление и взрывная литография) не ухудшают высокочастотных свойств пленок NbTiN, а материал подложки влияет на их щель; эти различия не выявляются DC-измерениями. Результаты Фурье-спектрометрии согласуются с данными терагерцовой спектроскопии во временной области в пределах нескольких процентов,

что обосновывает применение обоих методов для контроля технологии сверхпроводниковых приемных структур.

Результаты главы обосновывают положения 3 и 4, выносимые на защиту, и пункты 4 и 6 научной новизны. Они опубликованы в работах [A1, A3, A4, A10, A11, A12, A13, A16, A19, A27, A36].

Личный вклад автора. Автор участвовал в постановке задачи по СИС-смесителям. Большая часть испытаний и экспериментальные исследования смесителей, включая измерения при пониженной температуре и анализ разогрева переходов, проведены лично автором. Туннельные структуры изготовлены в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН П.Н. Дмитриевым и В.П. Кошельцом; проектирование и СВЧ-расчет смесителей выполнены А.М. Барышевым и К.И. Рудаковым; замена смесителей на телескопе APEX выполнена при участии автора. Постановка задачи по исследованию пленок NbTiN методом дисперсионной Фурье-спектрометрии выполнена совместно с А.М. Барышевым и Р. Хеспером, подготовка и проведение эксперимента выполнены лично автором при активном участии Б. Лап (Университет Гронингена); численное моделирование и теоретическое описание выполнены А.М. Барышевым, К.И. Рудаковым и Ф.В. Ханом. Измерения методом терагерцовой спектроскопии во временной области выполнены Е.С. Жуковой (МФТИ). Пленки Nb и NbTiN изготовлены П.Н. Дмитриевым и А.М. Чекушкиным.

ГЛАВА 3. Волноводные структуры смесителей с разделением боковых полос: теория и методы проектирования

В данной главе проведено детальное исследование эффективности подавления зеркальной полосы в волноводном СИС-смесителе с разделением боковых полос в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах и предложены методы улучшения этого параметра при проектировании смесителей.

Формула (1.5) и рисунок 1.16 в главе 1 позволяют составить «бюджет» разбалансов приемника. При разбалансе каждого из узлов – квадратурных мостов ВЧ и ПЧ, смесителей – на уровне долей децибела и единиц градусов они предсказывают подавление выше 20 дБ. Практика разработки СИС-приемников с разделением боковых полос это предсказание не подтвердила. При серийном производстве смесителей ALMA диапазонов 3 и 6 и смесителей обсерватории NOEMA разбаланс отдельных узлов был снижен до уровня ниже 0,5 дБ, и суммарный разбаланс, оценивавшийся в 1,5 дБ, должен был обеспечить подавление лучше 20 дБ во всем диапазоне; в действительности же в худших точках подавление составляло лишь около 10 дБ, и выполнение спецификации ALMA (SRR не менее 10 дБ) оказалось трудной задачей [6, 144–146, A9]. Та же картина наблюдалась в субмиллиметровом диапазоне: для модульного смесителя диапазона 600–720 ГГц при разбалансе моста ПЧ не хуже ±0,3 дБ и ±2°, а моста ВЧ – около 1 дБ, расчетное подавление превышало 22 дБ во всем диапазоне, тогда как измеренное в худших точках составляло 11,5–12 дБ и имело отчетливо периодическую частотную зависимость [A5, A41].

Выяснению причины этого расхождения и разработке на этой основе методов проектирования посвящена настоящая глава. В разделе 3.1 строится аналитическая модель, связывающая коэффициенты отражения одиночных СИС-смесителей и согласованной нагрузки, а также изоляцию квадратурного моста с балансом плеч и коэффициентом подавления зеркальной полосы; показано, что модель допускает приведенную форму, из которой следуют граничная оценка подавления и требования к элементам волноводного тракта. В разделе 3.2 модель проверяется сопоставлением с полным электродинамическим моделированием цельной волноводной структуры смесителя, а также с результатами измерений смесителей диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц. Раздел 3.3 посвящен экспериментальным методам анализа баланса приемника на основе СИС-смесителей, позволяющим раздельно определить баланс трактов ВЧ, гетеродина и ПЧ в собранном приемнике, а также методу измерения подавления путем инверсии смещения одного из смесителей. Результаты главы обосновывают положение 1, выносимое на защиту.

3.1. Аналитическая модель коэффициента подавления зеркального канала: вклад отражений от одиночных смесителей, согласованной нагрузки и квадратурного моста

3.1.1. Стандартная модель СИС-смесителя с разделением боковых полос

Для начала рассмотрим стандартную модель, описывающую преобразование сигнала в СИС-смесителе с разделением боковых полос [32]. Подробная схема приведена на рис. 3.1. Принимаемый сигнал содержит составляющие в верхней (ВБП) и нижней (НБП) боковых полосах на частотах $f_г + f_п$ и $f_г - f_п$, где $f_г$ – частота гетеродина, $f_п$ – промежуточная частота. Квадратурный мост высокочастотного (ВЧ) тракта делит сигнал между двумя смесителями так, что сигнал на втором смесителе (СИС-2) отстает по фазе на 90° от сигнала на первом (СИС-1). Сигнал гетеродина подводится к обоим смесителям синфазно через делитель и направленные ответвители. Обозначим через t_k коэффициент передачи принимаемого сигнала к k-му смесителю, через θ_k – набег фазы (фазовую задержку) сигнала на этом пути, через φ_k – набег фазы сигнала гетеродина на пути к тому же смесителю (k = 1, 2). Используется зависимость от времени вида $\exp(i\omega t)$, поэтому набегу фазы θ отвечает множитель $\exp(-i\theta)$, а положительный набег фазы означает запаздывание сигнала. На схеме приведены также обозначения, используемые в аналитической модели п. 3.1.4: номера портов квадратурного моста 1–4, коэффициенты передачи моста по прямым ($S_{31}^м$, $S_{42}^м$) и перекрестным ($S_{41}^м$, $S_{32}^м$) путям, его изоляция ($S_{21}^м$, $S_{43}^м$), коэффициент передачи ответвителей гетеродина по основному тракту $S_о$, коэффициенты отражения смесителей Γ_1, Γ_2 и нагрузки $\Gamma_н$, коэффициенты связи со смесителями T_1, T_2.

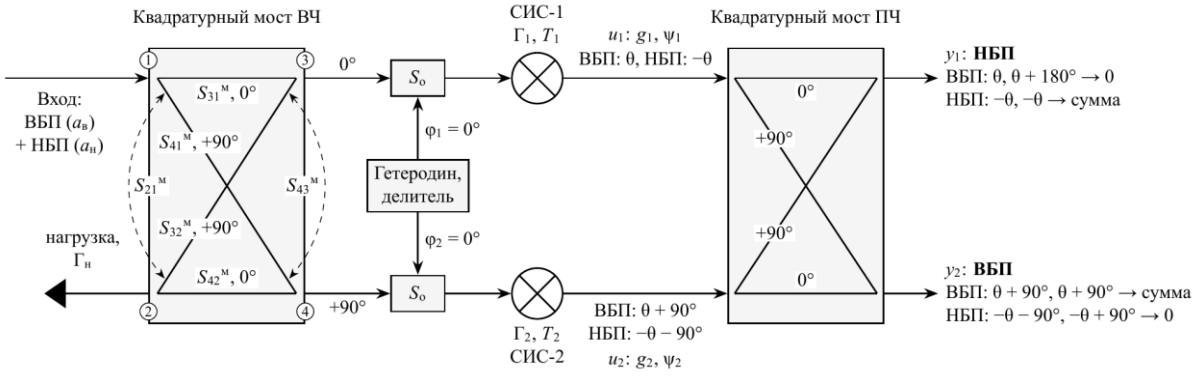


Рисунок 3.1 – Схема приемника с разделением боковых полос с указанием набегов фазы составляющих сигнала (положительное значение соответствует отставанию) и обозначений аналитической модели: 1–4 – порты квадратурного моста ВЧ; $S_{31}^м$, $S_{42}^м$ и $S_{41}^м$, $S_{32}^м$ – коэффициенты передачи моста по прямым и перекрестным путям; $S_{21}^м$, $S_{43}^м$ – изоляция моста (штриховые линии); $S_о$ – ответвители гетеродина; $\Gamma_н$, Γ_1, Γ_2 – коэффициенты отражения нагрузки и смесителей; T_1, T_2 – коэффициенты связи со смесителями; θ – набег фазы

принимаемого сигнала на пути к смесителю СИС-1; u_1, u_2 – сигналы ПЧ смесителей; y_1, y_2 – выходы моста ПЧ; ВБП, НБП – верхняя и нижняя боковые полосы.

Проследим преобразование сигнала по схеме рис. 3.1. Квадратурный мост ВЧ делит принимаемый сигнал почти поровну между смесителями, и на входе k-го смесителя действуют принимаемый сигнал s_k и сигнал гетеродина l_k:

$$s_k = |t_k^{\text{в}}| a_{\text{в}} e^{i(\omega_{\text{в}} t - \theta_k^{\text{в}})} + |t_k^{\text{н}}| a_{\text{н}} e^{i(\omega_{\text{н}} t - \theta_k^{\text{н}})}, \qquad l_k = L\, e^{i(\omega_{\text{г}} t - \varphi_k)}, \tag{3.1}$$

где $a_{\text{в}}$ и $a_{\text{н}}$ – амплитуды принимаемого сигнала в верхней и нижней боковых полосах, $\omega_{\text{в}} = 2\pi(f_{\text{г}} + f_{\text{п}})$, $\omega_{\text{н}} = 2\pi(f_{\text{г}} - f_{\text{п}})$, $\omega_{\text{г}} = 2\pi f_{\text{г}}$, L – амплитуда гетеродина, $\theta_k^{\text{в}}$ и $\theta_k^{\text{н}}$ соответствуют набегу фазы сигнала верхней и нижней полосы, а модули $|t_k^{\text{в}}|$ и $|t_k^{\text{н}}|$ отображают амплитудные передачи квадратурного ВЧ моста для верхней и нижней полосы соответственно. Отношение $|t_1|/|t_2|$ определяет амплитудный разбаланс ВЧ моста, а разность $\theta_2 - \theta_1 - 90°$ задает фазовый разбаланс. Обычно модули и фазы коэффициентов передачи моста в пределах рабочей полосы слабо зависят от частоты, поэтому иногда $|t_k|$ и θ_k для краткости считаются одинаковыми на частотах обеих боковых полос, это же упрощение приведено в последующем изложении стандартной модели. В идеальной схеме $|t_1| = |t_2| = 1/\sqrt{2}$ и $\theta_2 - \theta_1 = +90°$: обе боковые полосы приходят на второй смеситель с отставанием по фазе на 90° относительно первого, так что на входах смесителей принимаемый сигнал еще не разделен по полосам – они различаются лишь частотой.

Разделение боковых полос осуществляется благодаря преобразованию частоты в смесителях. СИС-смеситель – нелинейный элемент, ток которого содержит составляющую, пропорциональную произведению принимаемого сигнала и сигнала гетеродина; из нее выделяется составляющая разностной (промежуточной) частоты $\omega_{\text{п}} = 2\pi f_{\text{п}}$. Для верхней боковой полосы разностная частота $\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{г}} = \omega_{\text{п}}$ образуется произведением $s_k l_k^*$, и набег фазы сигнала ПЧ равен $\theta_k - \varphi_k$. Для нижней боковой полосы частота гетеродина выше частоты сигнала, и положительная промежуточная частота $\omega_{\text{г}} - \omega_{\text{н}} = \omega_{\text{п}}$ образуется произведением $s_k^* l_k$; набег фазы сигнала ПЧ соответственно равен $(\varphi_k - \theta_k)$, то есть набег фазы принимаемого сигнала входит в него с обратным знаком. Объединяя амплитуду гетеродина и эффективность преобразования смесителя, а также набег фазы ψ_k в тракте ПЧ до моста ПЧ в комплексный коэффициент преобразования $g_k = |g_k|\exp(-i\psi_k)$, получаем сигналы на выходах смесителей

$$u_k^{\text{в}} = |g_k t_k| a_{\text{в}} e^{i(\omega_{\text{п}} t - \theta_k + \varphi_k - \psi_k)}, \qquad u_k^{\text{н}} = |g_k t_k| a_{\text{н}} e^{i(\omega_{\text{п}} t + \theta_k - \varphi_k - \psi_k)}, \tag{3.2}$$

Важно отметить, что параметр g_k содержит в себе коэффициент усиления каждого одиночного СИС-смесителя. Изменение знака фазы нижней боковой полосы при преобразовании – ключевое свойство, на котором основано разделение полос. В идеальной схеме $\theta_2 - \theta_1 = +90°$, $\varphi_1 = \varphi_2$, $\psi_1 = \psi_2$, $|g_1 t_1| = |g_2 t_2|$, так что после преобразования сигнал ПЧ второго смесителя для

верхней полосы отстает на 90° от сигнала первого, а для нижней – опережает его на 90°. Именно эти набеги фазы указаны на рис. 3.1 на выходах смесителей: θ и θ + 90° для верхней полосы, −θ и −θ − 90° для нижней (при $\varphi_k = \psi_k = 0$ и $\theta_1 = \theta$). Таким образом, квадратурный сдвиг, одинаковый для обеих полос на входах смесителей, превращается на промежуточной частоте в сдвиги противоположного знака.

Сигналы ПЧ $u_k = u_k^{в} + u_k^{н}$ поступают на входы квадратурного моста ПЧ. Мост ПЧ не изменяет фазу в прямых путях (от первого смесителя к первому выходу и от второго – ко второму) и вносит дополнительный набег фазы 90° (отставание) в перекрестных путях:

$$y_1 = \frac{u_1 + u_2 e^{-i\pi/2}}{\sqrt{2}}, \qquad y_2 = \frac{u_1 e^{-i\pi/2} + u_2}{\sqrt{2}}. \tag{3.3}$$

Подставляя (3.2) в (3.3), нетрудно убедиться, что на втором выходе составляющие верхней полосы складываются синфазно, а составляющие нижней – в противофазе и взаимно уничтожаются; на первом выходе – наоборот. Второй выход моста ПЧ становится, таким образом, выходом верхней боковой полосы, первый – нижней [32].

В реальной схеме плечи неидентичны. Обозначим через $a = |g_2 t_2|/|g_1 t_1|$ отношение амплитуд сигналов двух плеч, включающее разбаланс моста ВЧ, различие коэффициентов преобразования смесителей и разбаланс моста ПЧ, через $\delta_{ВЧ} = \theta_2 - \theta_1 - 90°$ – фазовую ошибку тракта ВЧ, через $\delta_г = \varphi_2 - \varphi_1$ – разность фаз гетеродина на смесителях, через $\delta_{ПЧ}$ – суммарную фазовую ошибку тракта ПЧ, включающую разность $\psi_2 - \psi_1$ и фазовую ошибку моста ПЧ. Тогда отношение мощностей верхней (полезной) и нижней (зеркальной) полос на втором выходе

$$\mathrm{SRR}_2 = \frac{\left|1 + a\, e^{i\Delta\varphi_в}\right|^2}{\left|1 - a\, e^{i\Delta\varphi_н}\right|^2}, \tag{3.4}$$

где фазовые ошибки для верхней и нижней полос равны

$$\Delta\varphi_в = \delta_{ВЧ} - \delta_г + \delta_{ПЧ}, \qquad \Delta\varphi_н = -\delta_{ВЧ} + \delta_г + \delta_{ПЧ}.$$

Числитель (3.4) при малых разбалансах близок к четырем и слабо зависит от фазовых ошибок; подавление определяется прежде всего знаменателем, то есть просачиванием зеркальной полосы. Если фазовые ошибки одного происхождения, $|\cos\Delta\varphi_в| = |\cos\Delta\varphi_н| = \cos\Delta\varphi$, и выражение (3.4) переходит в классическую формулу (1.5) главы 1 [32]:

$$\mathrm{SRR} = \frac{1 + a^2 + 2a\cos\Delta\varphi}{1 + a^2 - 2a\cos\Delta\varphi}. \tag{3.5}$$

Из (3.4) следуют два полезных вывода. Во-первых, фазовые ошибки гетеродина и тракта ВЧ входят в коэффициент подавления с противоположными знаками. Во-вторых, относительный

знак ошибок трактов ВЧ и ПЧ для двух выходов различен, поэтому подавление на выходах верхней и нижней боковых полос, вообще говоря, неодинаково.

Для анализа высокочастотной части схемы удобно ввести комплексный баланс плеч

$$B = \frac{S_{31}}{iS_{41}} = \frac{1}{a_{\text{ВЧ}}} e^{i\delta_{\text{ВЧ}}}, \tag{3.6}$$

где S_{31} и S_{41} – коэффициенты передачи от входа волноводной структуры к смесителям СИС-1 и СИС-2 (t_1 и t_2 в обозначениях (3.2)), $a_{\text{ВЧ}} = |S_{41}|/|S_{31}|$ – амплитудный баланс тракта ВЧ. В идеальной структуре при фазировке рис. 3.1 сигнал перекрестного плеча квадратурного моста отстает от сигнала прямого плеча на 90°, $S_{41} = -iS_{31}$ и B = 1. Если остальные элементы приемника идеальны, подстановка (3.6) в (3.4) дает

$$\text{SRR} = \frac{1}{|\varepsilon|^2}, \qquad \varepsilon = \frac{1-B}{1+B}, \tag{3.7}$$

где ε – комплексный «вектор ошибки», обращающийся в нуль для идеальной структуры. При малых разбалансах $\varepsilon \approx [(a_{\text{ВЧ}} - 1) - i\delta_{\text{ВЧ}}]/2$: действительная часть ε определяется амплитудной, мнимая – фазовой ошибкой. Подавлению 20 дБ соответствует |ε| = 0,1, что при идеальной фазе достигается при амплитудном разбалансе 1,7 дБ, а при идеальной амплитуде – при фазовой ошибке 11,4°. Примененное к самому квадратурному мосту с коэффициентами передачи $S_{31}^{\text{м}}$ и $S_{41}^{\text{м}}$ по прямому и перекрестному путям, выражение (3.7) определяет вклад моста в подавление:

$$\text{SRR}_{\text{м}} = \frac{1}{|\varepsilon_{\text{м}}|^2} = \frac{|S_{41}^{\text{м}} - iS_{31}^{\text{м}}|^2}{|S_{41}^{\text{м}} + iS_{31}^{\text{м}}|^2}. \tag{3.8}$$

Величина $\text{SRR}_{\text{м}}$ – это подавление, которое обеспечил бы приемник, все элементы которого, кроме моста, идеальны; она задает верхний предел подавления для данной конструкции моста. Отметим, что в публикациях [147, 148, А9] использовалась обратная величина – уровень зеркального канала, выражаемый отрицательным числом децибел; в настоящей работе SRR всюду понимается как положительная величина, а на графиках, заимствованных из этих работ, по оси ординат отложен уровень зеркального канала, равный −SRR.

Выведенные формулы соответствуют стандартному описанию и не учитывают отражений от элементов СИС-смесителя. Модель с отражениями представлена ниже.

3.1.2. Волноводная структура смесителя с разделением боковых полос

Смесители с разделением боковых полос, рассматриваемые в настоящей работе, построены по классической схеме с квадратурным мостом (рис. 3.1). Все высокочастотные элементы – квадратурный мост, направленные ответвители и делитель гетеродина,

согласованные нагрузки – объединены в одном разъемном волноводном блоке, плоскость разъема которого проходит через середины широких стенок волноводов (Е-плоскость), где поперечная составляющая поверхностного тока основной волны TE_{10} обращается в нуль. Во всех разработках использована модульная концепция [А2, А5, А9, А23]: волноводный блок, рупоры сигнала и гетеродина и держатели одиночных СИС-смесителей выполнены как самостоятельные узлы, которые могут испытываться и заменяться независимо. Это позволяет предварительно измерить каждый смеситель в двухполосном режиме, подобрать пары смесителей с близкими характеристиками и исследовать волноводный блок в сборе.

Для иллюстративного примера можно рассмотреть волноводную структуру блока диапазона 600–720 ГГц, показанную на рис. 3.2. Принимаемый сигнал поступает на вход 5 и делится квадратурным мостом 4 на две части, которые через основные тракты направленных ответвителей гетеродина 3 поступают к смесителям СИС-1 и СИС-2 (их положение обозначено цифрой 7). Сигнал гетеродина подается на вход 1, делится пополам Т-образным делителем и вводится в сигнальные тракты через ответвители со слабой связью; бóльшая часть его мощности проходит к нагрузкам гетеродина 2. Четвертое плечо квадратурного моста нагружено на высокочастотную нагрузку 6, которая поглощает отраженные от смесителей сигналы и сигналы, просачивающиеся через мост. Сечение волноводов этого блока составляет 310 × 145 мкм (частота отсечки f_c = 484 ГГц).

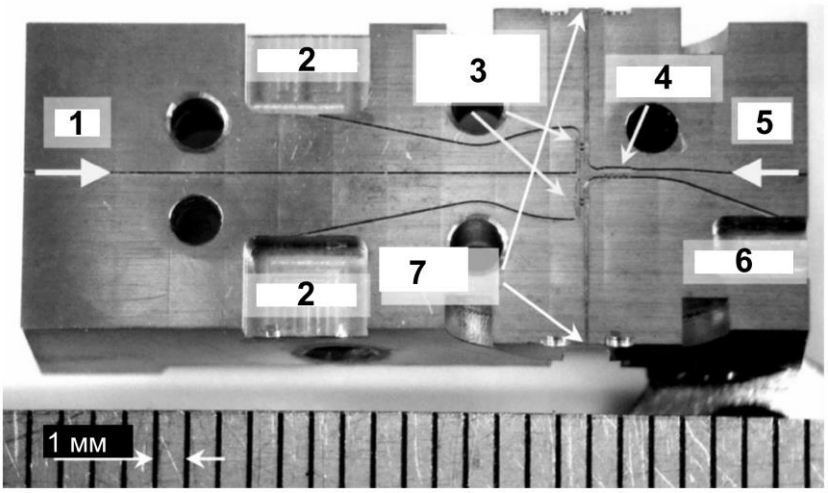


Рисунок 3.2 – Фотография половины волноводного блока смесителя диапазона 600–720 ГГц предыдущего поколения: 1 – вход сигнала гетеродина; 2 – нагрузки гетеродина; 3 – направленные ответвители гетеродина; 4 – квадратурный мост; 5 – вход принимаемого сигнала; 6 – высокочастотная нагрузка; 7 – положение СИС-смесителей после установки их держателей (показано стрелками); внизу – миллиметровая шкала.

В идеальной структуре все элементы согласованы, и сигнал проходит к смесителям без отражений. В реальной структуре это не так. Прежде всего, значительную часть падающей

мощности отражают сами СИС-смесители: при типичных параметрах согласующих цепей коэффициент отражения по мощности составляет от −3 до −10 дБ [149, А5, А23]. Это свойство принципиально трудно устранить: собственная емкость туннельного перехода ограничивает достижимое широкополосное согласование (ограничение Боде–Фано) [150], а согласующая структура смесителя оптимизируется прежде всего по шумовой температуре и ширине полосы, а не по входному согласованию. Порты квадратурного моста имеют конечные отражения и конечную изоляцию (развязку) между выходами, нагрузки – конечное отражение. Таким образом, волноводный блок представляет собой систему частично отражающих элементов, соединенных отрезками волноводов длиной в десятки миллиметров, и задача состоит в том, чтобы определить, какие из возникающих в нем отраженных волн влияют на качество разделения полос.

3.1.3. Симметричные и несимметричные пути отражений

В волноводном блоке существует множество замкнутых путей, по которым могут устанавливаться стоячие волны. Основные из них: 1) смесители – квадратурный мост – высокочастотная нагрузка; 2) смеситель – квадратурный мост; 3) смеситель – ответвитель гетеродина; 4) смеситель – ответвитель – делитель гетеродина; 5) делитель гетеродина – ответвитель; 6) делитель гетеродина – нагрузка гетеродина. Каждый из путей имеет хотя бы один сильно отражающий конец: смеситель или выходной порт делителя гетеродина. Последний, как бездиссипативное трехплечевое соединение, не может быть одновременно согласован по выходам и обеспечить их развязку; в реальных конструкциях отражение по его выходам и развязка между ними составляют около −6 дБ (п. 3.1.7).

Существенно, однако, что на подавление зеркальной полосы влияют не все отражения, а только те, которые по-разному изменяют сигналы в двух плечах, то есть изменяют баланс (3.6). Пути 3–6, а также отражения от выходных портов моста в пути 2 зеркально симметричны относительно плоскости симметрии блока: при симметричном изготовлении структуры и одинаковых смесителях они вносят одинаковые поправки в S_{31} и S_{41} и баланс не нарушают [А23]. Такие отражения по-прежнему нежелательны – они приводят к неравномерности частотной характеристики, – но на SRR в первом приближении не влияют. Единственный элемент, нарушающий зеркальную симметрию структуры для принимаемого сигнала, – сам квадратурный мост: именно эта собственная асимметрия структуры и порождает несимметричные пути отражений. Можно выделить два главных таких пути: путь 1 и часть пути 2, проходящая через изоляцию моста (рис. 3.3 и 3.4).

Первый путь связан с высокочастотной нагрузкой. Сигналы, отраженные от обоих смесителей, возвращаются в мост; поскольку при прямом проходе они были сдвинуты друг относительно друга на 90° и при обратном проходе сдвигаются еще на 90°, в порте 2 (нагрузка) они складываются синфазно, а во входном порте 1 взаимно гасятся. В результате вся отраженная смесителями мощность направляется к нагрузке, а отраженная нагрузкой часть снова делится мостом между смесителями. Подсчет фазовых сдвигов показывает, что если вернувшаяся волна приходит на один смеситель в фазе с прямым сигналом, то на другой – точно в противофазе: векторы ошибки в двух плечах противоположны, и их влияние на баланс максимально.

Второй путь – переход сигнала, отраженного от одного смесителя, к другому смесителю через изоляцию моста (параметры $S_{43} = S_{34}$, «разворот» в мосте). Подсчет фазовых сдвигов здесь иной, но результат тот же: векторы ошибки в двух плечах противоположны. Скорость вращения фазы этой ошибки с частотой отличается от первого пути, поскольку длина пути иная.

Аналогичным способом можно учесть и более слабые отражения, например от направленных ответвителей; в модели, изложенной ниже, они не учитываются.

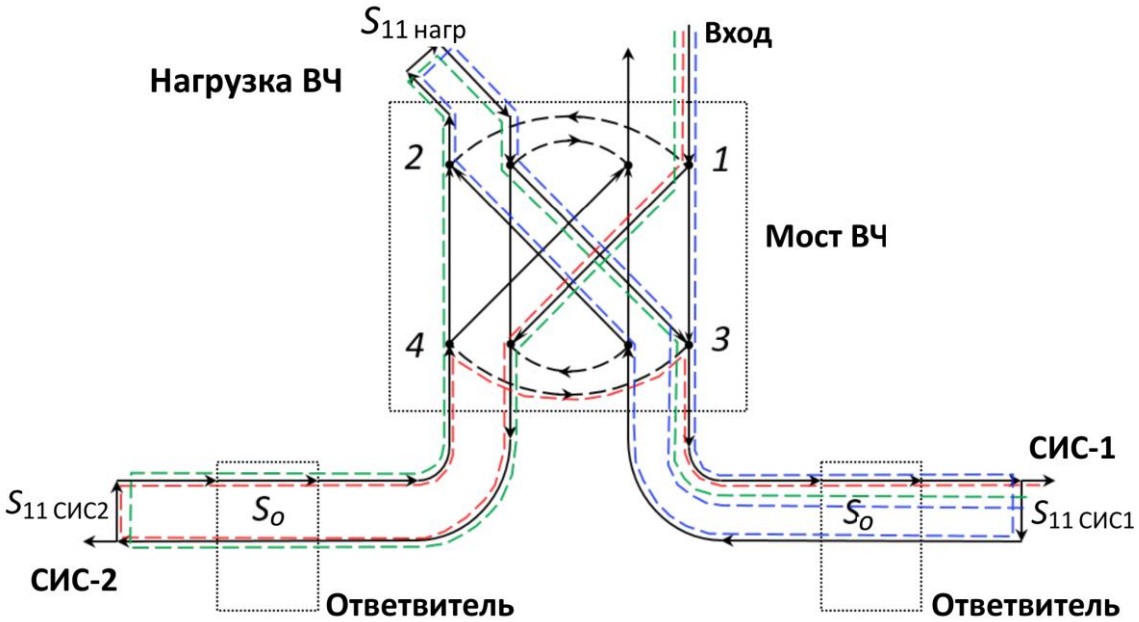


Рисунок 3.3 – Схема путей принимаемого сигнала в волноводной структуре: 1–4 – порты квадратурного моста; сплошные линии – прямые пути к смесителям; штриховые линии – первый несимметричный путь (отражение от смесителя, затем от высокочастотной нагрузки) для волн, отраженных от СИС-1 и от СИС-2; штрихпунктирная линия – второй несимметричный путь (отражение от СИС-2 и переход к СИС-1 через изоляцию моста). Показаны пути сигнала, приходящие к смесителю СИС-1; пути к СИС-2 симметричны.

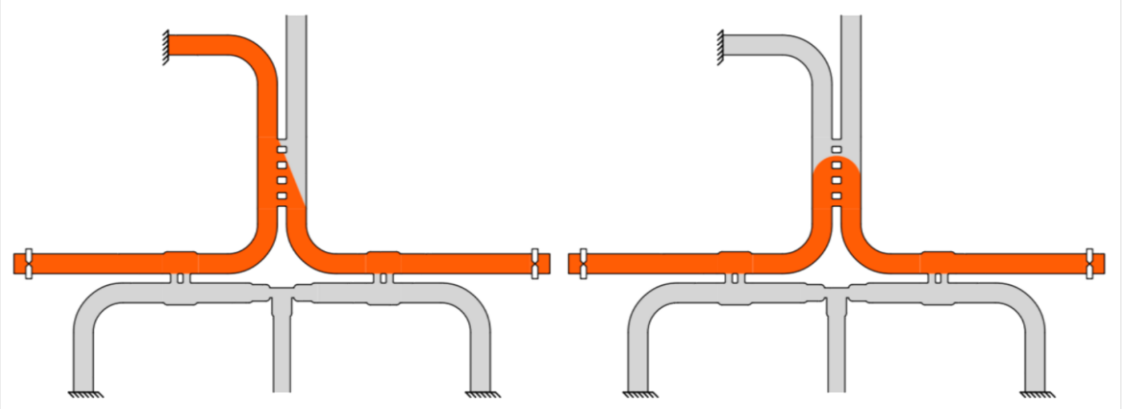


Рисунок 3.4 – Два несимметричных пути отражений в волноводной структуре смесителя (выделены цветом): слева – первый путь, включающий отражение от высокочастотной нагрузки; справа – второй путь, включающий разворот через изоляцию квадратурного моста.

3.1.4. Аналитическая модель учета отражений

Запишем сигнал, приходящий к смесителю СИС-1, в виде суммы прямой волны и волн, испытавших одно несимметричное отражение [А9]. Прямая волна

$$S_{31}^{(1)} = S_{31}^{\text{м}} S_{\text{о}} T_1, \tag{3.9}$$

где $S_{31}^{\text{м}}$ – коэффициент передачи моста по прямому пути ($S_{31}^{\text{м}} = S_{13}^{\text{м}} = S_{42}^{\text{м}} = S_{24}^{\text{м}}$ в силу симметрии), $S_{\text{о}}$ – коэффициент передачи направленного ответвителя гетеродина по основному тракту, $T_1 = (1 - |\Gamma_1|^2)^{1/2}$ – коэффициент связи с первым смесителем, Γ_1 – его коэффициент отражения. Все величины являются комплексными функциями частоты.

Первый путь дает две волны: отраженную от СИС-1 и отраженную от СИС-2, каждая из которых затем отражается от нагрузки:

$$S_{31}^{(2)} = S_{31}^{\text{м}} S_{\text{о}} \Gamma_1 S_{\text{о}} S_{41}^{\text{м}} \Gamma_{\text{н}} S_{41}^{\text{м}} S_{\text{о}} T_1 e^{-i\beta L_1}, \tag{3.10}$$

$$S_{31}^{(3)} = S_{41}^{\text{м}} S_{\text{о}} \Gamma_2 S_{\text{о}} S_{31}^{\text{м}} \Gamma_{\text{н}} S_{41}^{\text{м}} S_{\text{о}} T_1 e^{-i\beta L_1}, \tag{3.11}$$

где $S_{41}^{\text{м}}$ – коэффициент передачи моста по перекрестному пути ($S_{41}^{\text{м}} = S_{14}^{\text{м}} = S_{23}^{\text{м}} = S_{32}^{\text{м}}$), $\Gamma_{\text{н}}$ – коэффициент отражения высокочастотной нагрузки, Γ_2 – коэффициент отражения второго смесителя, L_1 – полная длина пути волны от смесителей до нагрузки и обратно (около 50 мм для блока диапазона 211–275 ГГц), β – постоянная распространения волны ТЕ_{10}. Второй путь дает волну, отраженную от СИС-2 и прошедшую к СИС-1 через изоляцию моста:

$$S_{31}^{(4)} = S_{41}^{\text{м}} S_{\text{о}} \Gamma_2 S_{\text{о}} S_{21}^{\text{м}} S_{\text{о}} T_1 e^{-i\beta L_2}, \tag{3.12}$$

где $S_{21}^{м} = S_{43}^{м}$ – изоляция моста, L_2 – длина пути СИС-2 – мост – СИС-1 (около 33 мм). Полный коэффициент передачи к первому смесителю

$$S_{31} = S_{31}^{(1)} + S_{31}^{(2)} + S_{31}^{(3)} + S_{31}^{(4)}. \tag{3.13}$$

Коэффициент передачи ко второму смесителю записывается аналогично, с заменой $S_{31}^{м} \leftrightarrow S_{41}^{м}$ и индексов смесителей $1 \leftrightarrow 2$:

$$S_{41}^{(1)} = S_{41}^{м} S_0 T_2, \tag{3.14}$$

$$S_{41}^{(2)} = S_{41}^{м} S_0 \Gamma_2 S_0 S_{31}^{м} \Gamma_н S_{31}^{м} S_0 T_2 e^{-i\beta L_1}, \tag{3.15}$$

$$S_{41}^{(3)} = S_{31}^{м} S_0 \Gamma_1 S_0 S_{41}^{м} \Gamma_н S_{31}^{м} S_0 T_2 e^{-i\beta L_1}, \tag{3.16}$$

$$S_{41}^{(4)} = S_{31}^{м} S_0 \Gamma_1 S_0 S_{21}^{м} S_0 T_2 e^{-i\beta L_2}, \tag{3.17}$$

$$S_{41} = S_{41}^{(1)} + S_{41}^{(2)} + S_{41}^{(3)} + S_{41}^{(4)}. \tag{3.18}$$

Фазовые множители учитывают дисперсию волновода:

$$\beta(f) = \frac{2\pi f}{V_ф} = \frac{2\pi}{c}\sqrt{f^2 - f_c^2}, \qquad V_ф = \frac{c}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}}, \tag{3.19}$$

где c – скорость света, $V_ф$ – фазовая скорость, f_c – частота отсечки волновода. Омические потери в волноводах учитываются заменой β на $\beta - i\alpha$, где α – погонное затухание.

Модель (3.9)–(3.19) учитывает только отражения первого порядка и только несимметричные вклады. Поэтому S_{31} и S_{41} не совпадают с точными S-параметрами структуры: симметричные отражения, одинаково изменяющие оба коэффициента, в них опущены. По отдельности эти величины интереса не представляют, однако их отношение дает правильные значения амплитудного и фазового баланса и, следовательно, SRR.

3.1.5. Приведенная форма модели и граничная оценка подавления

Модель (3.9)–(3.19) допускает существенное упрощение, раскрывающее ее физическое содержание. Положим, как и при электродинамическом моделировании (раздел 3.2), что смесители одинаковы: $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma$, $T_1 = T_2 = T$. Тогда вклады (3.10) и (3.11) равны друг другу – отраженные от обоих смесителей волны приходят к нагрузке в фазе, – и коэффициенты передачи принимают вид

$$S_{31} = S_{31}^{м} S_0 T \left[1 + 2(S_{41}^{м})^2 S_0^2 \Gamma \Gamma_н e^{-i\beta L_1} + \frac{S_{41}^{м} S_{21}^{м}}{S_{31}^{м}} S_0^2 \Gamma e^{-i\beta L_2}\right], \tag{3.20}$$

$$S_{41} = S_{41}^{\text{м}} S_{\text{o}} T \left[1 + 2(S_{31}^{\text{м}})^2 S_{\text{o}}^2 \Gamma \Gamma_{\text{н}} e^{-i\beta L_1} + \frac{S_{31}^{\text{м}} S_{21}^{\text{м}}}{S_{41}^{\text{м}}} S_{\text{o}}^2 \Gamma e^{-i\beta L_2}\right]. \quad (3.21)$$

Слагаемые, обусловленные отражениями, малы, и в них с достаточной точностью можно использовать соотношения для идеального моста: $S_{41}^{\text{м}} = -iS_{31}^{\text{м}}$, $|S_{31}^{\text{м}}|^2 = 1/2$. Тогда $(S_{41}^{\text{м}})^2 = -(S_{31}^{\text{м}})^2$, $S_{41}^{\text{м}}/S_{31}^{\text{м}} = -i$, $S_{31}^{\text{м}}/S_{41}^{\text{м}} = i$, и оба выражения содержат одни и те же величины

$$\varepsilon_1 = 2(S_{31}^{\text{м}})^2 S_{\text{o}}^2 \Gamma \Gamma_{\text{н}} e^{-i\beta L_1}, \qquad \varepsilon_2 = iS_{21}^{\text{м}} S_{\text{o}}^2 \Gamma e^{-i\beta L_2}, \quad (3.22)$$

входящие в квадратные скобки (3.20) и (3.21) с противоположными знаками. Для баланса (3.6) получаем

$$B = B_{\text{м}} \frac{1 - \varepsilon_1 - \varepsilon_2}{1 + \varepsilon_1 + \varepsilon_2}, \quad (3.23)$$

где $B_{\text{м}} = S_{31}^{\text{м}}/(iS_{41}^{\text{м}})$ – собственный баланс моста. Выражение (3.23) описывает главный физический результат: оба механизма вносят в плечи схемы ошибки одинаковой величины и противоположного знака, что и обеспечивает их максимальное влияние на баланс. Подставляя (3.23) в (3.7), получаем точное в рамках модели соотношение для вектора ошибки всей структуры

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{\text{м}} + \varepsilon_1 + \varepsilon_2}{1 + \varepsilon_{\text{м}}(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)} \approx \varepsilon_{\text{м}} + \varepsilon_1 + \varepsilon_2, \quad (3.24)$$

и, следовательно,

$$\text{SRR} \approx \frac{1}{|\varepsilon_{\text{м}} + \varepsilon_1 + \varepsilon_2|^2}. \quad (3.25)$$

Таким образом, вклады моста и двух механизмов отражения в подавление зеркальной полосы складываются как векторы на комплексной плоскости. Модули векторов ошибки, обусловленных отражениями, равны

$$|\varepsilon_1| = |S_{\text{o}}|^2 |\Gamma| |\Gamma_{\text{н}}|, \qquad |\varepsilon_2| = |S_{\text{o}}|^2 |\Gamma| |S_{21}^{\text{м}}|. \quad (3.26)$$

Из (3.22)–(3.26) следует ряд важных выводов.

Во-первых, вклад каждого механизма пропорционален произведению коэффициента отражения смесителя на коэффициент отражения нагрузки (первый механизм) либо на изоляцию моста (второй механизм). Отражение смесителя входит в оба вклада общим множителем. Поэтому ухудшение подавления исчезает, если сделать пренебрежимо малым либо отражение смесителей, либо одновременно отражение нагрузки и изоляцию моста; в частности, оно исчезает, если малы любые две из трех величин $|\Gamma|$, $|\Gamma_{\text{н}}|$, $|S_{21}^{\text{м}}|$ [A23].

Во-вторых, если мост идеален ($\varepsilon_{\text{м}} = 0$) и действует только один механизм, модуль вектора ошибки от частоты не зависит, и подавление постоянно: отражения приводят лишь к общему ухудшению SRR, но не к его периодичности. Периодическая структура возникает при

одновременном действии обоих механизмов, векторы ошибки которых вращаются с разной скоростью. В этом случае

$$\frac{1}{(|\varepsilon_1| + |\varepsilon_2|)^2} \le \mathrm{SRR} \le \frac{1}{(|\varepsilon_1| - |\varepsilon_2|)^2}, \tag{3.27}$$

и подавление колеблется между этими границами с периодом, определяемым разностью длин путей $L_1 - L_2$. Этот результат объясняет наблюдение, сделанное при электродинамическом моделировании [A9, A23]: каждый из механизмов в отдельности приводит лишь к общему ухудшению подавления, и только их совместное действие дает интерференционную картину в частотной зависимости SRR.

В-третьих, векторы ошибки вращаются при изменении частоты, и скорость этого вращения задает периоды частотной зависимости баланса. Здесь следует различать две скорости. Пространственная картина стоячей волны на фиксированной частоте определяется фазовой скоростью: расстояние между соседними узлами равно половине длины волны в волноводе, $V_ф/(2f)$. Период же по частоте определяется тем, насколько быстро набег фазы βL_k изменяется при перестройке частоты, то есть производной, которая согласно (3.19) равна $d\beta/df = 2\pi f/[c(f^2 - f_c^2)^{1/2}] = 2\pi/V_{гр}$, где $V_{гр} = c[1 - (f_c/f)^2]^{1/2} = c^2/V_ф$ – групповая скорость. Поэтому фаза вектора ошибки ε_k поворачивается на 2π при изменении частоты на $\Delta f_k = V_{гр}/L_k$ (k = 1, 2).

Иными словами, период равен обратному времени групповой задержки на пути L_k. Здесь L_k – полная длина пути волны туда и обратно, то есть удвоенное расстояние d_k от смесителей до высокочастотной нагрузки (k = 1) или до квадратурного моста (k = 2); через расстояние до отражающего элемента период выражается как $\Delta f_k = V_{гр}/(2d_k)$. Различие двух скоростей в волноводе существенно: например, при f = 650 ГГц и f_c = 484 ГГц $V_{гр} \approx 0{,}67c$, тогда как $V_ф \approx 1{,}5c$. Баланс плеч (3.23) колеблется с периодами Δf_1 и Δf_2. В частотной зависимости SRR при идеальном мосте присутствует лишь разностный период $V_{гр}/(L_1 - L_2)$, однако при наличии статического разбаланса ε_0 (моста, смесителей, моста ПЧ) перекрестные члены вида $2\mathrm{Re}(\varepsilon_0\varepsilon_k^*)$ в $|\varepsilon|^2$ дают в SRR и периоды Δf_1, Δf_2. Измерение периодов позволяет, таким образом, определить длины путей, ответственных за ухудшение подавления, и тем самым отождествить механизм (п. 3.2.4).

В-четвертых, поскольку фазы векторов ошибки быстро вращаются с частотой (периоды Δf_k составляют единицы–десятки гигагерц, то есть сравнимы с шириной полосы ПЧ), в пределах рабочего диапазона неизбежно найдутся частоты, где все векторы сложатся синфазно. Отсюда следует граничная оценка минимального подавления в диапазоне:

$$\mathrm{SRR}_{\min} = \frac{1}{[|\varepsilon_м| + |S_о|^2|\Gamma|(|\Gamma_н| + |S_{21}^м|)]^2}. \tag{3.28}$$

Приведем численный пример для структуры диапазона 211–275 ГГц. При отражении смесителей −6,8 дБ ($|\Gamma| = 0{,}46$), отражении нагрузки −20 дБ ($|\Gamma_н| = 0{,}1$), изоляции моста −26 дБ ($|S_{21}^м| = 0{,}05$), потерях в ответвителе 0,1 дБ ($|S_o|^2 \approx 1$) и собственном подавлении моста $SRR_м = 26$ дБ ($|\varepsilon_м| = 0{,}05$) получаем $|\varepsilon_1| = 0{,}046$ и $|\varepsilon_2| = 0{,}023$. Каждый из механизмов в отдельности ограничил бы подавление уровнями 26,8 и 32,8 дБ, их совместное действие – диапазоном от 23,3 до 32,8 дБ, а с учетом собственного разбаланса моста граничная оценка (3.28) составляет 18,5 дБ. Иными словами, реалистичные отражения снижают гарантированный уровень подавления с 26 до примерно 18,5 дБ. Частотная зависимость подавления, рассчитанная по (3.25) для этих параметров, показана на рис. 3.5.

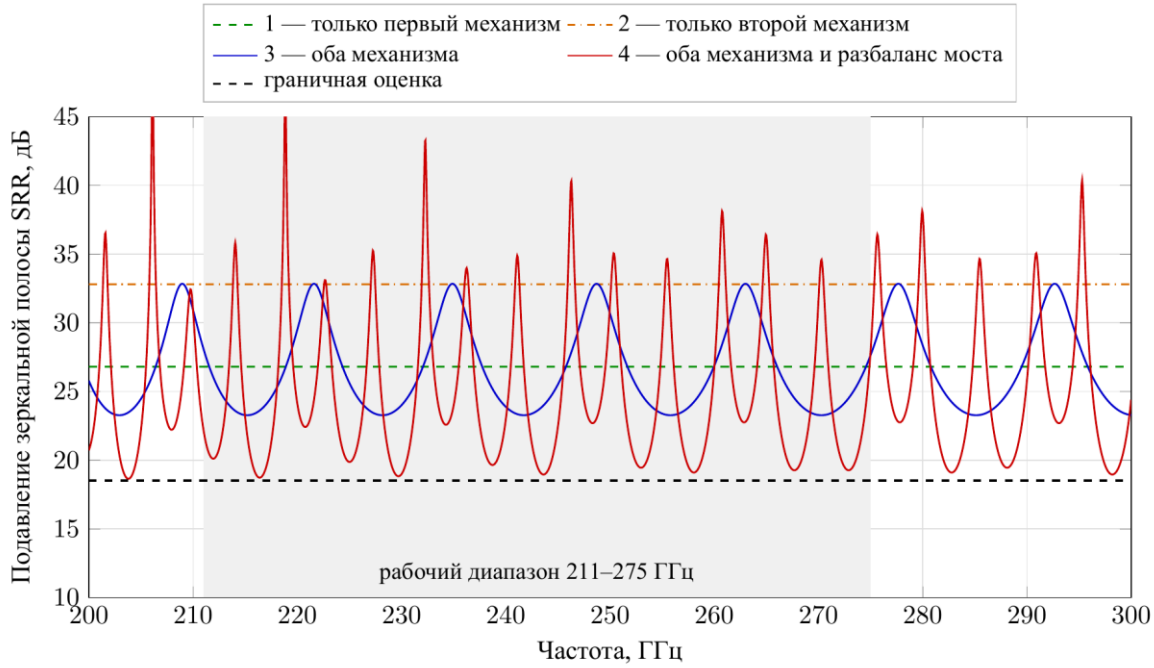


Рисунок 3.5 – Частотная зависимость подавления зеркальной полосы, рассчитанная по формуле (3.25) для параметров структуры диапазона 211–275 ГГц ($L_1 = 50$ мм, $L_2 = 33$ мм, $f_c = 150$ ГГц, $|\Gamma|^2 = -6{,}8$ дБ, $|\Gamma_н|^2 = -20$ дБ, $|S_{21}^м|^2 = -26$ дБ): 1 – только первый механизм; 2 – только второй механизм; 3 – оба механизма при идеальном мосте; 4 – оба механизма и собственный разбаланс моста $|\varepsilon_м| = 0{,}05$ ($SRR_м = 26$ дБ). Штриховая линия – граничная оценка (3.28).

Расчет граничной оценки (3.28) в зависимости от отражения нагрузки при различных значениях изоляции моста показывает, что при реалистичных отражениях смесителей подавление выше 20 дБ может быть гарантировано только при одновременном выполнении двух условий: изоляция моста должна быть не хуже −25 дБ, а отражение нагрузки – на уровне −30 дБ и ниже. Улучшение одной из величин при сохранении другой быстро перестает давать выигрыш: вклад второго механизма, не зависящий от нагрузки, ограничивает эффект от улучшения нагрузки, и наоборот.

3.1.6. Баланс мощности гетеродина

Сигнал гетеродина поступает к смесителям через делитель и направленные ответвители по зеркально симметричным путям и в идеальной структуре приходит к ним синфазно и с равными амплитудами. Симметричные стоячие волны (пути 3–6, п. 3.1.3) этого не нарушают. Однако сигнал гетеродина, отраженный от смесителей, проходит через основные тракты ответвителей и попадает в мост через порты 3 и 4 синфазно. Мост делит эту мощность поровну между нагрузкой (порт 2) и входным портом 1; отраженная нагрузкой часть возвращается к смесителям по прямому и перекрестному путям моста, то есть со взаимным сдвигом фаз 90°. Та же собственная асимметрия структуры приводит, таким образом, к разбалансу накачки. Расчет, аналогичный (3.20)–(3.23), дает для отношения комплексных амплитуд гетеродина на смесителях

$$\frac{U_{г1}}{U_{г2}} \approx 1 - 2F, \qquad F = (S_{31}^{м})^2 S_0^2 \Gamma \Gamma_{н} e^{-i\beta L_1}, \qquad |2F| = |\varepsilon_1|. \tag{3.29}$$

Из (3.29) следуют три свойства разбаланса гетеродина. Во-первых, его вызывает только первый механизм: второй механизм для сигнала гетеродина симметричен, поскольку волна, отраженная от СИС-1 и прошедшая через изоляцию моста к СИС-2, в точности эквивалентна волне, прошедшей от СИС-2 к СИС-1. Во-вторых, поскольку к нагрузке направляется лишь половина отраженной мощности, ошибка в каждом плече в $1/\sqrt{2} \approx 0{,}7$ раза меньше, чем для принимаемого сигнала, а ошибки в двух плечах сдвинуты по фазе на 90°, а не на 180°; в результате ошибка отношения амплитуд гетеродина вдвое меньше ошибки баланса принимаемого сигнала, обусловленной первым механизмом ($2|\varepsilon_1|$). В-третьих, разбаланс гетеродина колеблется с тем же периодом Δf_1, что и первая составляющая баланса принимаемого сигнала.

Как следует из (3.4), фазовая ошибка гетеродина $\Delta\varphi_г$ непосредственно входит в разность фаз сигналов ПЧ двух смесителей, тогда как амплитудная ошибка сказывается на коэффициенте преобразования лишь слабо, поскольку вблизи оптимальной накачки смеситель находится в режиме относительного насыщения [А9]. Поэтому разбаланс гетеродина добавляет к сумме (3.25) вектор ошибки $\varepsilon_г \approx i\Delta\varphi_г/2$, модуль которого не превышает $|\varepsilon_1|/2$. При отражении смесителей −3,3 дБ и нагрузки −20 дБ имеем $|\varepsilon_1| \approx 0{,}07$, то есть фазовая ошибка гетеродина достигает ±4°, а амплитудная – ±0,6 дБ, что по порядку величины согласуется с результатами полного электродинамического моделирования (п. 3.2.2).

Половина отраженной мощности гетеродина выходит через входной порт и при согласованном входе излучается рупором. Если же на входе установлен волноводный ортомодовый преобразователь с отражением около −20 дБ, это отражение также создает несимметричную добавку к накачке смесителей; при равных по величине отражениях

преобразователя и нагрузки, находящихся на равных расстояниях от моста, их вклады могут взаимно компенсироваться, в общем же случае картина усложняется [А9]. Для принимаемого сигнала отражение от входного порта существенно менее критично: волны первого механизма, как показано выше, во входном порте гасятся, и к нему приходит лишь их малая разностная составляющая. Тем не менее при снижении отражения нагрузки до −30 дБ отражение входного тракта для конкретного приемника необходимо учитывать.

3.1.7. Следствия модели и рекомендации по проектированию

Модель выделяет три величины, определяющие вклад отражений в разбаланс: отражение смесителей, отражение высокочастотной нагрузки и изоляцию квадратурного моста. Отражение смесителей, как отмечено в п. 3.1.2, трудно уменьшить без ущерба для их шумовой температуры и полосы. Следовательно, при проектировании волноводной структуры основное внимание должно уделяться:

– минимизации изоляции и входного отражения квадратурного моста, в том числе ценой некоторого ухудшения его амплитудного и фазового баланса;

– минимизации отражения высокочастотной нагрузки;

– сохранению собственного баланса моста в пределах около 1 дБ и 1°: дальнейшее его улучшение при наличии отражений дает убывающий выигрыш.

Граничная оценка (3.28) позволяет сформулировать эти требования количественно. Чтобы гарантировать подавление не ниже требуемого значения $\mathrm{SRR}_{\text{тр}}$, должно выполняться условие

$$|\Gamma_{\text{н}}| + |S_{21}^{\text{м}}| \le \frac{\mathrm{SRR}_{\text{тр}}^{-1/2} - |\varepsilon_{\text{м}}|}{|S_{\text{о}}|^2 |\Gamma|}. \tag{3.30}$$

Например, для $\mathrm{SRR}_{\text{тр}}$ = 20 дБ, $\mathrm{SRR}_{\text{м}}$ = 30 дБ и отражения смесителей −6,8 дБ правая часть (3.30) равна 0,15. При изоляции моста −26 дБ это допускает отражение нагрузки до −20 дБ, то есть не оставляет запаса на прочие источники разбаланса – различие коэффициентов преобразования смесителей, разбаланс гетеродина и моста ПЧ, каждый из которых расходует часть «бюджета ошибок» (3.25). При отражении нагрузки −30 дБ запас по модулю вектора ошибки составляет около 0,03, что соответствует, например, различию коэффициентов преобразования смесителей около 0,5 дБ. Отсюда следуют практические требования, использованные в настоящей работе: изоляция и входное отражение квадратурного моста – не хуже −24…−26 дБ, отражение высокочастотной нагрузки – не хуже −30 дБ при рабочей температуре 4 К.

На основе модели были сформулированы и следующие рекомендации по проектированию остальных элементов волноводной структуры; они применялись при разработке всех волноводных блоков, описанных в настоящей работе.

Квадратурный мост. Изоляция и входное отражение моста тесно связаны между собой, а в хорошо сбалансированном мосте – и с фазовым балансом: минимизация фазовой ошибки при прочих равных условиях гарантирует низкие отражение и изоляцию [A9]. Размеры моста (в основном ширины и положения щелей связи) оптимизируются по критерию минимума $|S_{11}^{M}|$ и $|S_{21}^{M}|$ при сохранении баланса в пределах около 1 дБ и 0,5°. Между этими требованиями существует компромисс: для моста диапазона 600–720 ГГц найден набор параметров, улучшающий собственное подавление моста почти на 5 дБ в центре диапазона, но ценой ухудшения входного отражения примерно на ту же величину; предпочтение было отдано варианту с меньшим отражением [A37]. Для расширения полосы число щелей моста может быть увеличено, а при ограничении на минимальную ширину щели – увеличена высота волновода в области моста [148, 151]. Мост выполняется прямым, без изгибов и расширений, чтобы исключить возбуждение запертых мод вблизи второй частоты отсечки [152].

Высокочастотная нагрузка. В смесителях диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц нагрузки выполнены в виде волновода, входящего под малым углом (около 20°) в полость, заполненную поглотителем Eccosorb MF-112 [153, A5]. Расчетное отражение такой нагрузки не превышает −30 дБ, однако свойства поглотителя при 4 К известны недостаточно: для близкого материала MF-116 при подготовке производства приемников ALMA диапазона 5 наблюдалось уменьшение поглощения при охлаждении до 4 К примерно на порядок [A37], что отчасти расходится с более ранними измерениями [108]. Поэтому перед нагрузкой вводился распределенный аттенюатор – отрезок волновода длиной около 20 мм, свернутый в меандр и при необходимости покрытый высокоомной пленкой титана толщиной около 0,8 мкм; затухание в таком волноводе составляет не менее 0,2 дБ/мм, что улучшает эффективное отражение нагрузки примерно на 8 дБ за счет двукратного прохода [A23, A37]. Для диапазона 211–275 ГГц разработана криогенная нагрузка на основе ножевой вставки [154].

Ответвитель гетеродина. Ответвитель находится в сигнальном тракте между мостом и смесителем, поэтому его входное отражение минимизируется (до −30 дБ в расчете для диапазона 600–720 ГГц [A37]), чтобы подавить обычную стоячую волну между ответвителем и сильно отражающим смесителем. Коэффициент связи ответвителя выбирается низким: −13 дБ в диапазонах 600–720 и 800–950 ГГц и −16 дБ в диапазоне 211–275 ГГц вместо −9 дБ в предыдущем поколении смесителей [32]. Это уменьшает потери сигнала (до 0,25 и 0,1 дБ соответственно) и стоячую волну на пути смеситель – ответвитель – делитель гетеродина и стало возможным благодаря возросшей мощности современных источников гетеродина. Важна также

направленность ответвителя: половина мощности гетеродина, ответвленной в направлении моста, выходит через входной рупор и может создавать стоячие волны на элементах входной оптики – окне криостата, инфракрасных фильтрах, вторичном зеркале телескопа [A37], а другая половина через нагрузку вносит вклад в разбаланс гетеродина (п. 3.2.2).

Делитель гетеродина. Делитель выполняется в виде Т-образного разветвления в Е-плоскости с согласующими секциями во всех трех плечах. Будучи бездиссипативным трехплечевым устройством, он не может одновременно иметь согласованные выходы и развязку между ними; поскольку оба фактора одинаково влияют на стоячие волны гетеродина, их уровни выбираются примерно равными (около −6 дБ) [A9, A37]. Эти стоячие волны симметричны и на баланс не влияют. Входное отражение делителя минимизируется (ниже −18 дБ в диапазоне 211–275 ГГц и ниже −30 дБ в диапазоне 800–950 ГГц), чтобы избежать стоячей волны между блоком и источником гетеродина [A2, A9].

Сечение волноводов и материал блока. Омические потери в волноводах ослабляют отраженные волны – волноводы начинают работать как распределенная нагрузка, – но одновременно увеличивают шумовую температуру приемника. Поэтому правильный путь состоит не в увеличении потерь, а в уменьшении отражений при минимальных потерях. Сечение волноводов выбирается максимально возможным при сохранении одномодового режима, а рабочий диапазон – в верхней части одномодового диапазона: волновод 400 × 200 мкм имеет почти вдвое меньшие погонные потери, чем использовавшийся ранее волновод 310 × 145 мкм [A23]. На субмиллиметровых частотах при криогенных температурах медь находится в режиме аномального скин-эффекта: для меди с отношением сопротивлений RRR = 106 на частоте 650 ГГц отношение длины свободного пробега электронов к классической толщине скин-слоя составляет около 515 при 4 К [155, 156, A5]. Расчет по методике [157] дает для волновода 310 × 145 мкм на частоте 650 ГГц при 4 К погонные потери 59 дБ/м, то есть 0,7 дБ на длине 12 мм от рупора до смесителя, что согласуется с измерениями на тестовых волноводных блоках (0,6–0,7 дБ для сплава CuTe и бескислородной меди) [A5]; для волновода 304 × 152 мкм на частоте 870 ГГц аналогичный расчет дает 49,5 дБ/м, или 0,6 дБ на длине 12 мм [A2]. Электролитическое золочение увеличивает потери примерно вдвое (1,5 дБ на тестовом блоке) [A5], поэтому для волноводных блоков выбран сплав CuTeP (C14500) без покрытия [A2, A5].

Технологические ограничения и допуски. Волноводные блоки изготавливаются прецизионным фрезерованием с точностью 2–3 мкм. Минимальная ширина щелей и радиусы внутренних скруглений определяются доступными фрезами: при фрезах диаметром 100 мкм минимальная ширина щели составляет около 105–108 мкм [147, 148], при фрезах диаметром 70 мкм с отношением диаметра к длине 1:3 – 72 мкм [A37]. Наружные углы структуры скругляются радиусом около 10 мкм, что облегчает удаление заусенцев и снижает локальную концентрацию

токов [А37]. Разделение полос основано на точной компенсации больших сигналов и поэтому чувствительно к любому нарушению симметрии: сравнение прототипов показывает, что тщательное изготовление без заусенцев повышает достижимое подавление на 5 дБ и более [А23].

Подбор пар смесителей и взаимная компенсация разбалансов. Поскольку векторы ошибки складываются с учетом фаз (3.25), различные источники разбаланса могут частично компенсировать друг друга (п. 3.2.3). Модульная конструкция позволяет предварительно измерить смесители в двухполосном режиме и подобрать пары. Вместе с тем опыт показывает, что простое совпадение коэффициентов преобразования смесителей не гарантирует наилучшего подавления: лучшие результаты получены для смесителей, изготовленных в соседних точках одной пластины, что указывает на роль фазовых характеристик их согласующих структур [А23]. Небольшой разбаланс может быть скомпенсирован подстройкой напряжений смещения смесителей (п. 3.3.4).

Сложение векторов ошибки (3.25) позволяет единообразно учитывать все источники разбаланса: различие коэффициентов преобразования смесителей, разбаланс гетеродина, разбаланс моста ПЧ. В наихудшем случае складываются их модули; в реальном приемнике относительные фазы вкладов меняются с частотой, и отдельные вклады могут частично компенсировать друг друга. Аналогичные несимметричные отражения возникают и в тракте промежуточной частоты между смесителями, мостом ПЧ и усилителями (п. 3.3.3).

3.2. Верификация модели численным моделированием и измерениями

Модель раздела 3.1 основана на двух допущениях: что определяющий вклад в разбаланс вносят только два несимметричных пути отражений, и что достаточно учитывать отражения первого порядка. Оба допущения требуют проверки. В настоящем разделе модель сопоставляется, во-первых, с результатами полного трехмерного электродинамического моделирования волноводной структуры, в котором учитываются все отражения и все пути, и, во-вторых, с результатами измерений баланса и подавления зеркальной полосы смесителей диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц.

3.2.1. Методика электродинамического моделирования и моделируемая структура

Полное электродинамическое моделирование выполнялось для описанной ниже волноводной структуры смесителя диапазона 211–275 ГГц в программе HFSS [А9]; для структуры диапазона 600–720 ГГц использовалась программа CST Microwave Studio [А37]. Модель включает квадратурный мост, ответвители и делитель гетеродина, волноводы, соединяющие элементы, и порты смесителей и нагрузок. Отражения смесителей и нагрузки

имитировались уменьшением высоты соответствующих портов. Ступенчатое изменение высоты волновода создает широкополосное отражение почти постоянного уровня: при неизменной ширине волновода характеристическое сопротивление волны TE_{10} пропорционально высоте b, поэтому для перехода от высоты b к высоте b′ коэффициент отражения с точностью до реактивности, обусловленной краевыми полями ступеньки [158], равен

$$\Gamma \approx \frac{b' - b}{b' + b}. \tag{3.31}$$

Значения, рассчитанные по (3.31) для b = 500 мкм, и результаты электродинамического моделирования приведены в таблице 3.1. Первые три уровня использовались для имитации отражения смесителей в реалистичном диапазоне от −3,4 до −9,2 дБ, четвертый – для имитации нагрузки с отражением около −20 дБ.

Таблица 3.1 – Коэффициент отражения от ступенчатого уменьшения высоты волновода 1000 × 500 мкм

Уровень	Высота b′, мкм	$\lvert\Gamma\rvert^2$ по (3.31), дБ	$\lvert\Gamma\rvert^2$ по данным моделирования, дБ
1	100	−3,5	−3,35…−3,45
2	190	−7,0	−6,58…−6,80
3	250	−9,5	−9,09…−9,36
4	410	−20,1	−19,80…−19,97

Расхождение значений в пределах 0,1–0,4 дБ обусловлено реактивностью ступеньки; в интересующем диапазоне уровни отражения практически не зависят от частоты, что и требуется для проверки модели.

Объектом моделирования служила волноводная структура смесителя с разделением боковых полос диапазона 211–275 ГГц, спроектированная с применением рекомендаций п. 3.1.7 [147, А9]. Структура выполнена в модульной конструкции в виде разъемного блока с волноводами 1000 × 500 мкм, изготавливаемого фрезерованием; минимальный диаметр фрезы 100 мкм, внутренние скругления выполнены радиусом не менее 50 мкм. Сечение волноводов (частота отсечки f_c = 150 ГГц) выбрано так, чтобы рабочий диапазон находился в верхней части одномодового диапазона волновода, где потери минимальны, и чтобы обеспечить совместимость с разработанными ранее двухполосными смесителями. Топология основных элементов приведена в [147].

Квадратурный мост выполнен в виде направленного ответвителя с семью щелями связи. Масштабирование пятищелевого моста диапазона 600–720 ГГц на частоты 211–275 ГГц ожидаемо не обеспечило требуемой полосы, и число щелей было увеличено до семи [147].

Коэффициенты передачи $|S_{31}^{м}|^2$ и $|S_{41}^{м}|^2$ близки к −3 дБ, входное отражение и изоляция не превышают в рабочем диапазоне −25 дБ (изоляция – ниже −26 дБ), амплитудный баланс находится в пределах ±1 дБ, фазовая ошибка – в пределах ±0,3…0,4°. Собственное подавление моста, рассчитанное по (3.8), не опускается ниже 25 дБ; наихудшее значение (25,4 дБ) достигается в центре диапазона вблизи 240 ГГц и определяется в основном амплитудным разбалансом.

Направленный ответвитель гетеродина выполнен с двумя щелями связи; размер волновода в области связи увеличен для расширения рабочей полосы. Коэффициент ответвления составляет около −16 дБ. Делитель гетеродина выполнен в виде Т-образного разветвления с согласующими секциями во всех трех плечах; его входное отражение не превышает −18 дБ, а отражение по выходам и развязка между ними составляют около −6 дБ. В блоке предусмотрены полости для трех нагрузок: высокочастотной и двух нагрузок гетеродина.

3.2.2. Результаты моделирования полной структуры

Рассчитанный баланс принимаемого сигнала для всей структуры приведен на рис. 3.6. По сравнению с собственным балансом моста он резко ухудшается, особенно по фазе: при отражении смесителей −3,3 дБ амплитудный баланс колеблется в пределах около ±1,7 дБ, а фазовый – в пределах около ±11° относительно значений для моста; при отражении −9,2 дБ размах колебаний примерно вдвое меньше. Эти значения близки к оценкам по (3.23): $2(|\varepsilon_1| + |\varepsilon_2|) \approx 0{,}2$ и 0,1 соответственно. Период колебаний составляет около 4 ГГц, что в соответствии с соотношением $\Delta f_1 = V_{гр}/L_1$ (п. 3.1.5) отвечает длине пути $L_1 \approx 50$ мм; нерегулярность колебаний указывает на присутствие нескольких составляющих с разными периодами. Колебания настолько быстры, что избежать неблагоприятных участков невозможно даже в пределах полосы ПЧ шириной 4 ГГц. В результате подавление зеркальной полосы снижается с не менее 25 дБ для одного моста до примерно 16 и 19 дБ в худших точках рабочего диапазона при отражении смесителей −3,3 и −9,2 дБ соответственно.

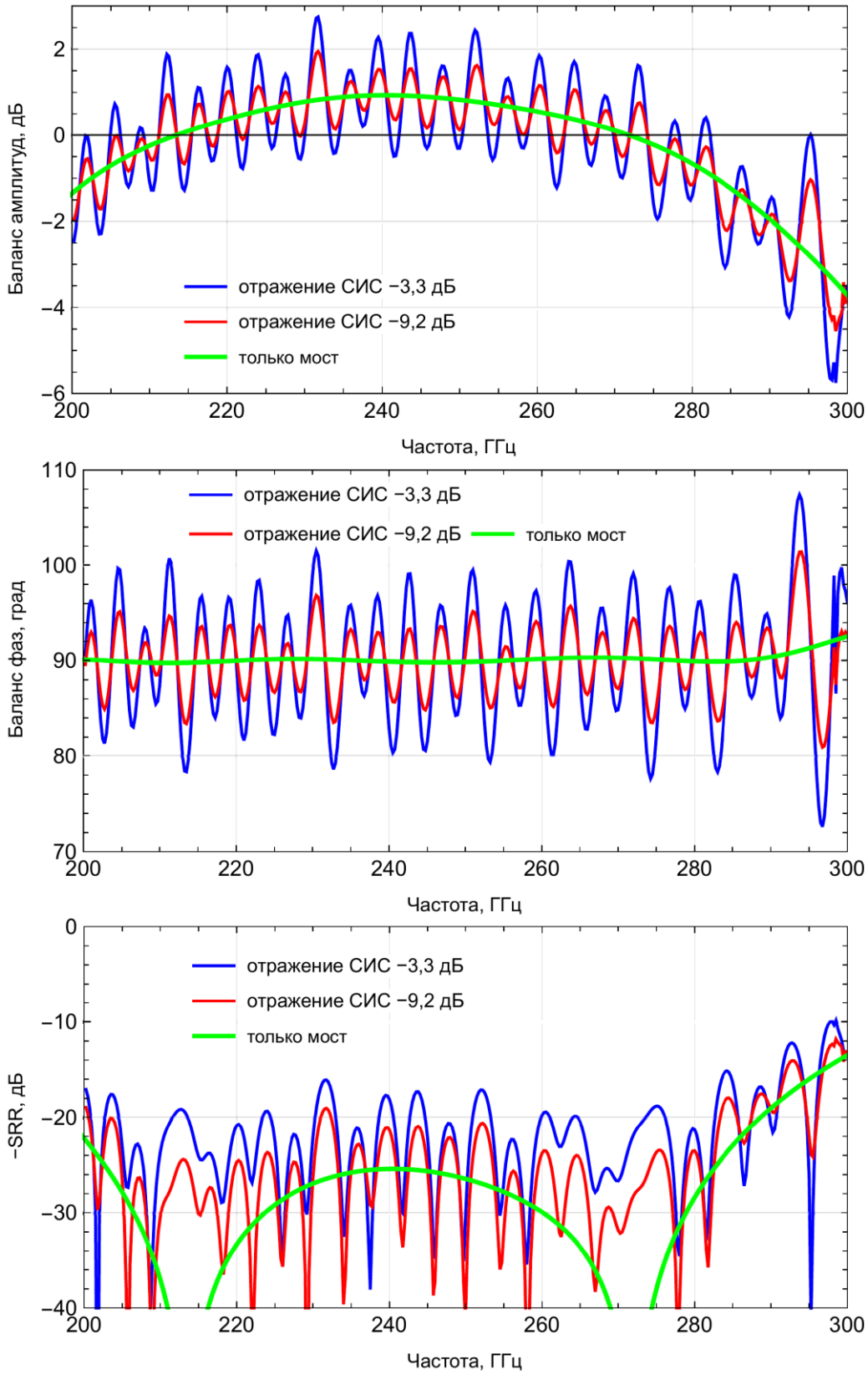


Рисунок 3.6 – Амплитудный (вверху) и фазовый (в середине) баланс принимаемого сигнала между смесителями и уровень зеркального канала (внизу) для всей волноводной структуры диапазона 211–275 ГГц по результатам электродинамического моделирования: синие кривые – отражение смесителей −3,3 дБ, красные – −9,2 дБ; отражение нагрузки около −20 дБ; зеленые кривые – собственные характеристики моста.

Рассчитанный баланс сигнала гетеродина (рис. 3.7) подтверждает выводы п. 3.1.6. Колебания имеют тот же характер и период, что и для принимаемого сигнала, а их размах примерно вдвое меньше: при отражении смесителей −3,3 дБ амплитудный разбаланс в большей части рабочего диапазона составляет ±0,7 дБ, а фазовый – ±5° (в отдельных точках до ±1 дБ и ±7°), что по порядку величины согласуется с оценкой $|\varepsilon_1| \approx 0{,}07$ (±0,6 дБ, ±4°). Невосприимчивость баланса гетеродина ко второму механизму подтверждается прямым расчетом: при практически идеальной нагрузке (отражение −70 дБ) и сохраненном отражении от смесителей −3,3 дБ первый механизм исключается, второй же сохраняется в прежнем виде, однако амплитудный разбаланс гетеродина не превышает 0,1 дБ, а фазовый – 0,6°. Особенности вблизи 300 ГГц связаны с возбуждением высшего типа волны в расширенной секции ответвителя и лежат вне рабочего диапазона. Отметим, что при уменьшении отражения от смесителей с −3,3 до −9,2 дБ разбаланс гетеродина уменьшается заметно медленнее, чем следует из (3.29). По-видимому, это связано с дополнительным вкладом, не зависящим от отражения от смесителей: из-за конечной направленности ответвителя часть мощности гетеродина ответвляется непосредственно в сторону моста и затем, подобно отраженной от смесителей волне, попадает в нагрузку и возвращается к смесителям несимметрично. Этот вклад также пропорционален отражению от нагрузки.

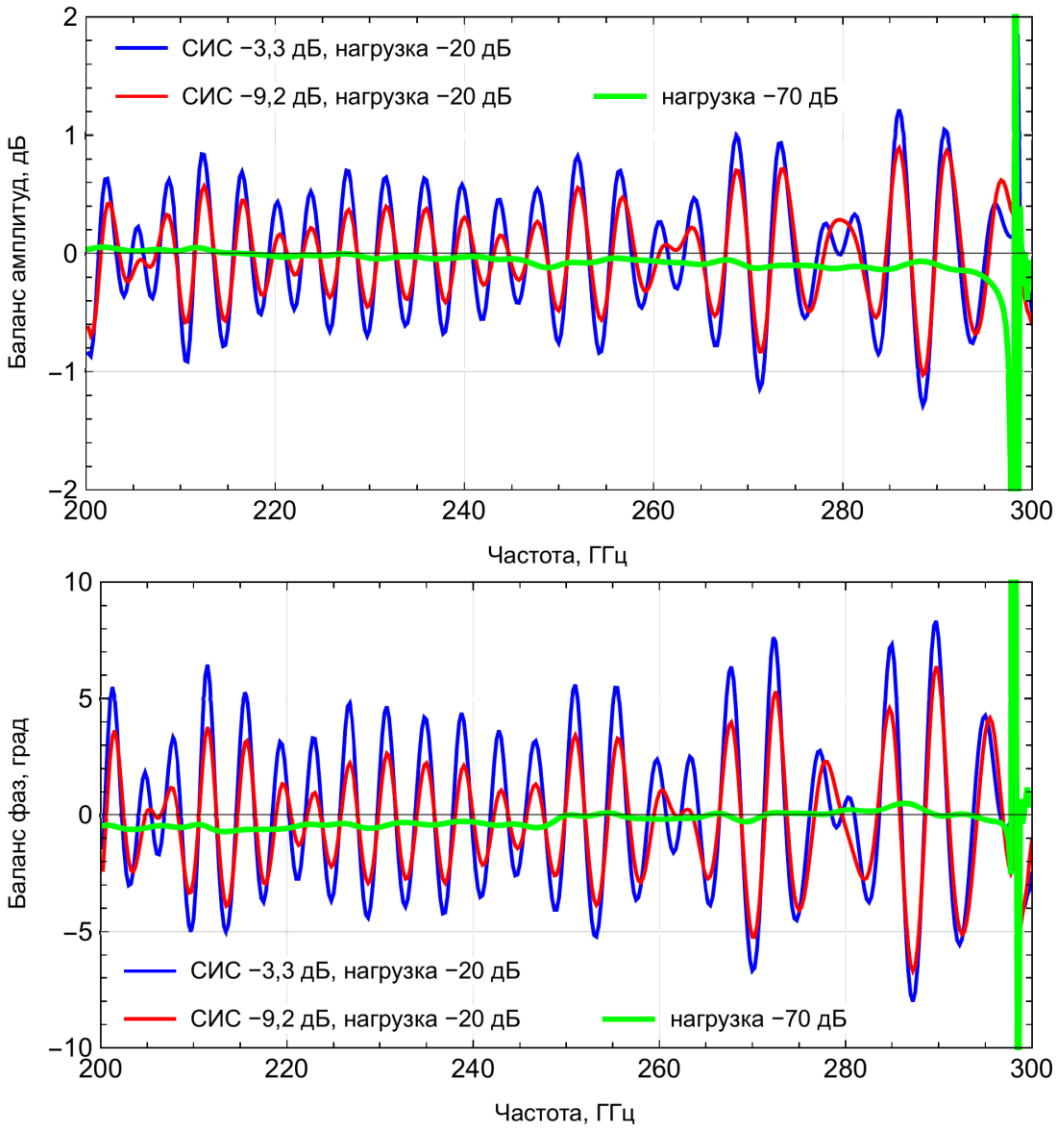


Рисунок 3.7 – Амплитудный (вверху) и фазовый (внизу) баланс сигнала гетеродина между смесителями по результатам электродинамического моделирования структуры диапазона 211–275 ГГц: синие кривые – отражение смесителей −3,3 дБ и нагрузки −20 дБ; красные – −9,2 и −20 дБ; зеленые – −3,3 и −70 дБ (первый механизм исключен) [А9].

3.2.3. Сравнение аналитической модели с результатами моделирования

Амплитудный и фазовый баланс и подавление зеркальной полосы, рассчитанные по модели (3.9)–(3.19) с использованием S-параметров отдельных элементов (моста и ответвителей), сопоставлены на рис. 3.8 с результатами полного электродинамического моделирования структуры [А9]. Модель воспроизводит положение экстремумов, периоды и размах колебаний баланса, а также форму частотной зависимости подавления: наблюдается полное качественное и хорошее количественное согласие. Небольшие расхождения объясняются более слабыми отражениями, не учтенными в модели (например, от ответвителей гетеродина), и отражениями второго порядка. Их влияние, однако, невелико. Следовательно, два несимметричных механизма,

рассмотренные в разделе 3.1, действительно определяют баланс волноводной структуры, и аналитическая модель может использоваться при проектировании: она требует моделирования лишь отдельных элементов, а не всей структуры, что многократно ускоряет оптимизацию; полное моделирование сохраняется для окончательной проверки.

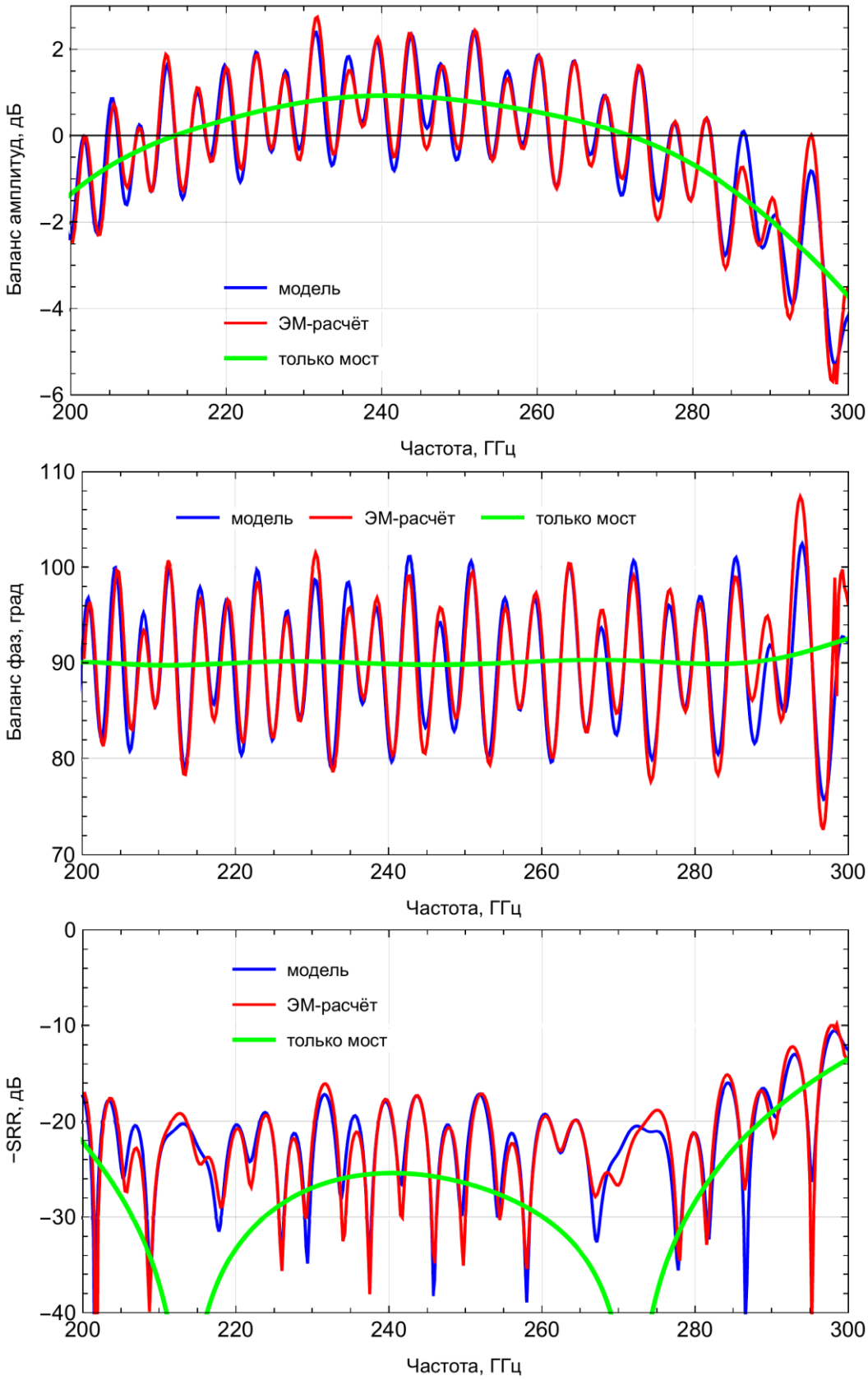


Рисунок 3.8 – Сравнение амплитудного (вверху) и фазового (в середине) баланса и уровня зеркального канала (внизу), рассчитанных по аналитической модели (синие кривые) и полученных электродинамическим моделированием всей структуры (красные кривые), для отражения смесителей −3,3 дБ и нагрузки −20 дБ; зеленые кривые – вклад одного моста.

Результаты моделирования полной структуры диапазона 211–275 ГГц с учетом реалистичных отражений и разбалансов показаны на рис. 3.9. При отражении смесителей −6,7 дБ и нагрузки −20 дБ (кривая 1) подавление в худших точках снижается до 18 дБ при типичных значениях в максимумах уровня зеркального канала 19,5–22 дБ. Учет фазового разбаланса гетеродина 5°, оцененного по рис. 3.7, снижает подавление в худших точках еще на 1–2 дБ (кривая 2). Различие коэффициентов передачи плеч около 1 дБ (множитель 1,1 по амплитуде), которое может быть вызвано разбросом параметров смесителей и допусками изготовления, в зависимости от знака либо частично компенсирует собственный разбаланс моста (кривая 3), либо складывается с ним (кривая 4); во втором случае подавление в худших точках снижается до 14,5 дБ. Этот пример наглядно показывает, насколько сложной становится частотная зависимость подавления даже при учете лишь нескольких параметров, и одновременно – что ее наихудшие значения надежно оцениваются по (3.28). При собственном подавлении моста в наихудшей точке 25,4 дБ и изоляции −26 дБ оценка для условий кривой 1 дает 18,2 дБ при ≈18 дБ в моделировании. С учетом фазового разбаланса гетеродина 5° (вектор ошибки $\varepsilon_г = \Delta\varphi_г/2 \approx 0{,}044$, кривая 2) оценка составляет 15,6 дБ при ≈16,7 дБ в моделировании, а при дополнительном различии плеч в 1,1 раза, складывающемся с разбалансом моста (вектор ошибки $(1{,}1 - 1)/(1{,}1 + 1) \approx 0{,}048$, кривая 4), – 13,4 дБ при ≈14,5 дБ. Для отражения смесителей −3,3 и −9,2 дБ (рис. 3.6) оценка равна 16,1 и 19,5 дБ при ≈16 и ≈19 дБ в моделировании. Во всех случаях оценка не превышает результатов полного моделирования и отличается от них не более чем на 2 дБ; этого и следовало ожидать, поскольку она соответствует синфазному сложению всех векторов ошибки, которое в конечном диапазоне частот достигается не точно.

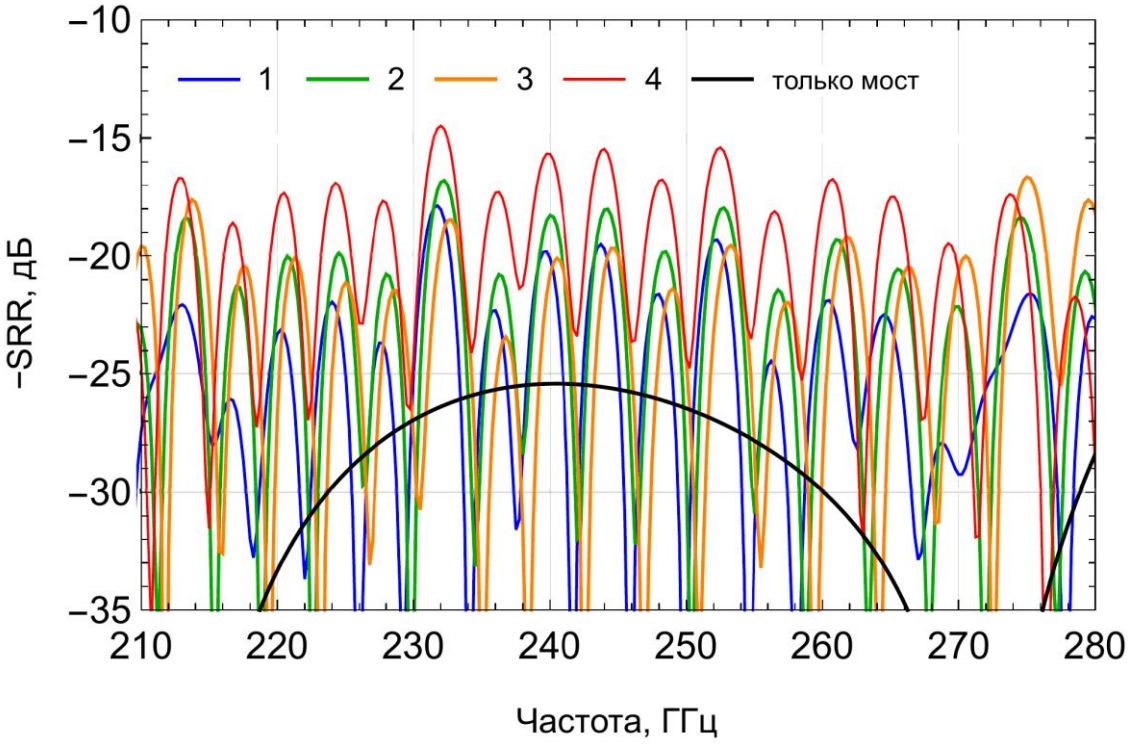


Рисунок 3.9 – Уровень зеркального канала (−SRR) для структуры диапазона 211–275 ГГц при различных условиях: 1 – учтены только отражения смесителей (−6,7 дБ) и нагрузки (−20 дБ); 2 – дополнительно фазовый разбаланс гетеродина 5°; 3 и 4 – дополнительно различие коэффициентов передачи плеч в 1,1 раза, соответственно частично компенсирующее собственный разбаланс моста и складывающееся с ним; черная кривая – вклад одного моста.

Таким образом, при реалистичных отражениях смесителей и нагрузки подавление, которое обеспечил бы один мост (не менее 25 дБ), снижается до уровня около 18 дБ. Основной резерв улучшения – снижение отражения нагрузки: как показано в [154], переход от −20 к −30 дБ повышает подавление в худших точках примерно на 4 дБ. Проведенный анализ объясняет и трудности выполнения спецификации 10 дБ у ряда приемников ALMA при практически идеально сбалансированных мостах ВЧ и ПЧ.

3.2.4. Экспериментальная проверка

Экспериментальная проверка модели выполнена на модульном смесителе с разделением боковых полос диапазона 600–720 ГГц [А5, А41, А43], волноводная структура которого (рис. 3.2) повторяет структуру монолитного смесителя предыдущего поколения [32, 159]: сечение волноводов 310 × 145 мкм, пятищелевой квадратурный мост с изоляцией около −18 дБ, ответвители гетеродина с двумя щелями связи, Т-образный делитель гетеродина; отраженная от смесителей мощность поглощается нагрузкой из Eccosorb MF-112. Конструкция и

характеристики этого смесителя подробно рассмотрены в главе 4; здесь приводятся результаты, относящиеся к проверке модели.

Баланс принимаемого сигнала и сигнала гетеродина измерялся в собранном приемнике при рабочей температуре 4 К по токам накачки СИС-переходов (методика описана в п. 3.3.2) для двух одинаковых по геометрии волноводных блоков – из сплава CuTe и из бронзы с электролитическим золочением; смесители в обоих случаях были одни и те же. Результаты приведены на рис. 3.10. Баланс принимаемого сигнала содержит две отчетливо различимые периодические составляющие с периодами около 8,2 и 17 ГГц вблизи 650 ГГц. Согласно соотношению $\Delta f_k = V_{гр}/L_k$ (п. 3.1.5), при групповой скорости в волноводе шириной 310 мкм (f_c = 484 ГГц) им соответствуют длины путей 24 и 11,7 мм, которые очень близки к удвоенным расстояниям от смесителей до высокочастотной нагрузки и до квадратурного моста (рис. 3.2) – то есть к длинам L_1 и L_2 первого и второго механизмов. Баланс гетеродина содержит только составляющую с периодом около 8,2 ГГц, а составляющая с периодом 17 ГГц в нем отсутствует – в полном соответствии с выводом п. 3.1.6 о том, что второй механизм на баланс гетеродина не влияет [А5, А9]. Периодическая структура баланса гетеродина, наблюдавшаяся еще в первых измерениях этого смесителя [А43], получила, таким образом, объяснение.

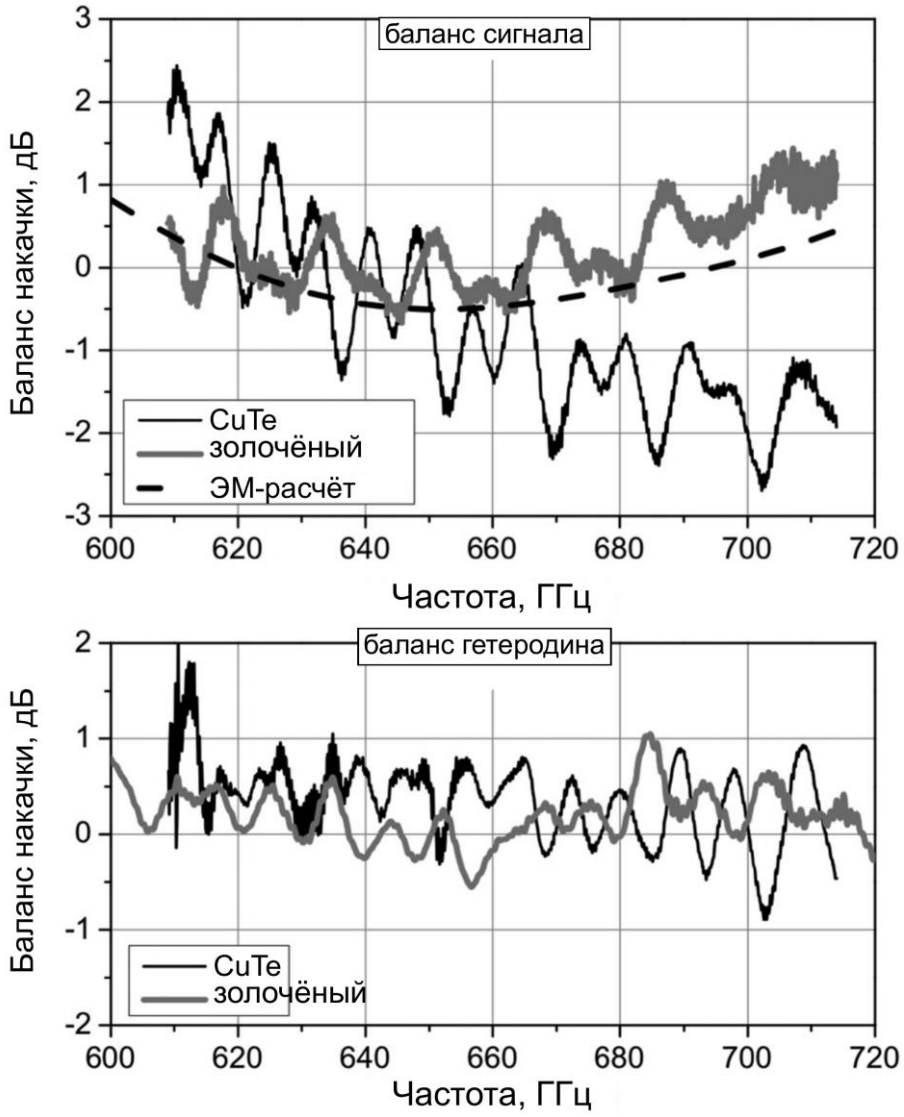


Рисунок 3.10 – Баланс накачки двух смесителей, измеренный как отношение приращений тока смесителей при напряжении смещения 2 мВ при развертке частоты пробного сигнала: вверху – баланс принимаемого сигнала (ввод через рупор сигнала), внизу – баланс гетеродина (ввод через порт гетеродина); черные кривые – блок из CuTe, серые – золоченый блок; штриховая кривая – расчетный баланс квадратурного моста. Отклонение кривой для блока из CuTe от расчетной обусловлено ошибкой изготовления моста по глубине.

Подавление зеркальной полосы для обоих блоков приведено на рис. 3.11. Для блока из CuTe оно не опускается ниже 11,5 дБ во всем диапазоне и имеет квазипериодическую структуру с периодом около 8 ГГц, соответствующим длине пути смеситель – нагрузка – смеситель; для золоченого блока подавление превышает 15 дБ в 99 % точек и в среднем составляет около 20 дБ [А5, А41]. Шумовая температура при этом изменяется в обратном направлении: для блока из CuTe однополосная шумовая температура составляет 200–380 К, тогда как для золоченого блока она значительно выше; оценка по шумовой температуре дает потери в волноводной структуре 1,5 и 3,5 дБ соответственно. Эта антикорреляция шумовой температуры и подавления [А37]

естественно объясняется моделью: потери в волноводах ослабляют волны, прошедшие по путям первого и второго механизмов, уменьшая $|\varepsilon_1|$ и $|\varepsilon_2|$, но одновременно ухудшают чувствительность. Количественно размах колебаний баланса для двух блоков различается примерно вдвое, а нижние уровни подавления – на 6 дБ (12 и 18 дБ), что соответствует (3.25) при определяющем вкладе отражений. Оценка по разности потерь в блоках дает несколько меньшее различие амплитуд отраженных волн (около 60 % для пути длиной 24 мм и 25 % для пути 11,7 мм); причина этого расхождения требует дополнительного исследования [А5]. Частотная структура подавления с периодом, соответствующим пути смеситель – нагрузка, согласуется с выводом п. 3.1.5: при наличии статического разбаланса в SRR проявляется период первого механизма. Из этих результатов следует важный практический вывод: подавление в блоке из CuTe ограничено разбалансом тракта ВЧ, а не ПЧ, и для его повышения необходимо уменьшить отражение нагрузки [А41], а согласно модели – и изоляцию моста, не увеличивая потерь.

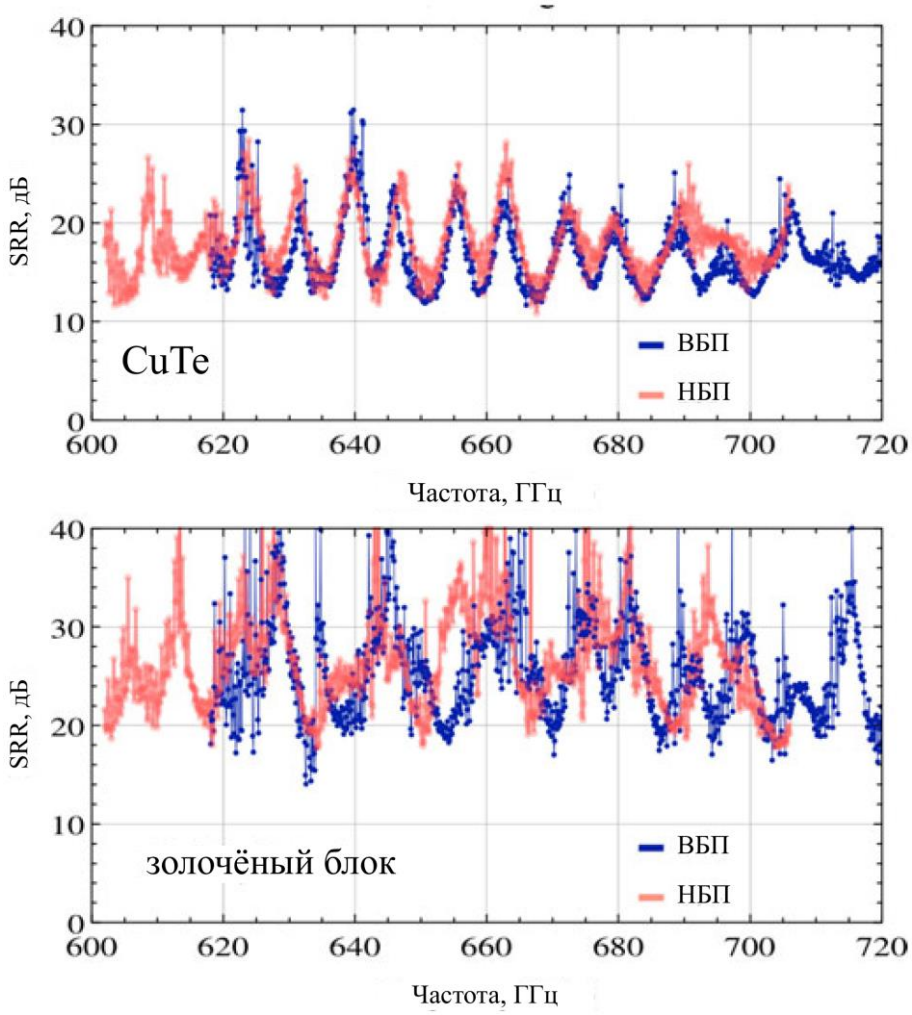


Рисунок 3.11 – Подавление зеркальной полосы смесителя диапазона 600–720 ГГц для верхней (ВБП) и нижней (НБП) боковых полос: вверху – блок из CuTe, внизу – золоченый блок. Каждая кривая составлена из 13 полос ПЧ, измеренных при частотах гетеродина с шагом 8 ГГц; разрешение 50 МГц.

Решающей проверкой модели стали смесители нового поколения, спроектированные по рекомендациям п. 3.1.7. В новой волноводной структуре диапазона 600–720 ГГц [A23, A37] сечение волноводов увеличено до 400 × 200 мкм, изоляция и входное отражение квадратурного моста снижены до уровня ниже −24 дБ (против −18 дБ в предыдущем поколении) при балансе ±0,4 дБ и ±0,4°, связь ответвителей гетеродина ослаблена до −13 дБ, а перед нагрузками введены распределенные аттенюаторы. В результате шумовая температура возросла по сравнению с суммой шумовых температур отдельных смесителей лишь на 20–30 К (потери около 0,5 дБ), и одновременно на трех из четырех изготовленных блоков при хорошо подобранных парах смесителей получено подавление выше 15 дБ практически во всем диапазоне; на четвертом блоке наихудшее значение составило около 13 дБ [A23]. Антикорреляция шумовой температуры и подавления, характерная для предыдущего поколения, тем самым преодолена. Нанесение титанового покрытия на волноводы распределенных аттенюаторов не дало заметного улучшения подавления; следовательно, основной эффект обусловлен ослаблением несимметричных интерференционных эффектов – прежде всего за счет снижения изоляции и входного отражения моста, – а вклад дополнительного затухания в волноводах, ведущих к нагрузкам, по-видимому, невелик [A23]. После исключения мелкомасштабной (менее 1 ГГц) структуры, обусловленной трактом ПЧ, сглаживанием в скользящем окне шириной 2 ГГц подавление, определяемое трактом ВЧ, составляет не менее 18 дБ во всем диапазоне (рис. 3.12).

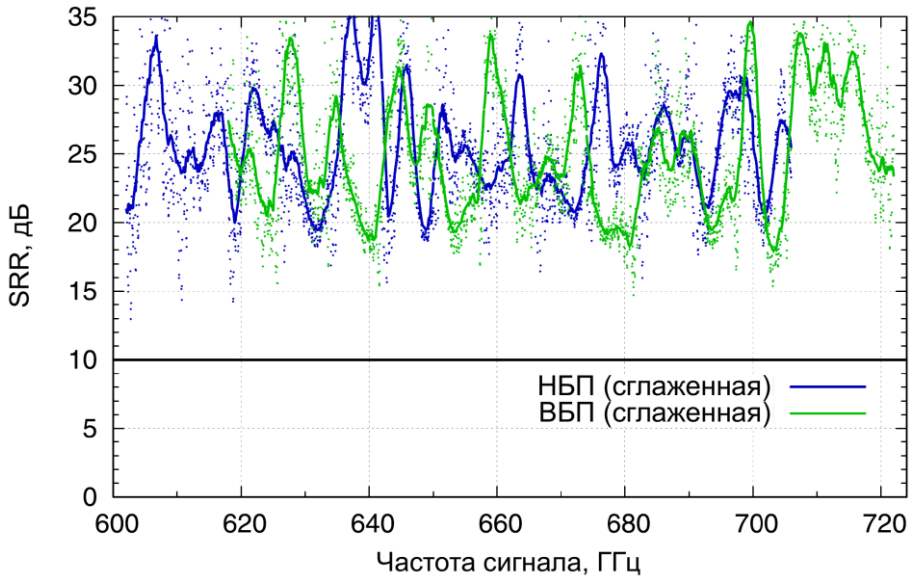


Рисунок 3.12 – Подавление зеркальной полосы смесителя нового поколения диапазона 600–720 ГГц после сглаживания в скользящем окне шириной 2 ГГц (кривые) и исходные данные (точки) для нижней и верхней боковых полос.

Те же принципы были применены при проектировании первого волноводного СИС-смесителя с разделением боковых полос диапазона 800–950 ГГц [A2]: волновод 304 × 152 мкм,

пятищелевой мост с входным отражением и изоляцией ниже −24 дБ и балансом ±0,4 дБ и ±0,4°, ответвители гетеродина −13 дБ, нагрузки с длинными волноводами-меандрами. Получено подавление выше 15 дБ в 95 % рабочей полосы, а потери в волноводной структуре, оцененные по шумовой температуре, не превышают расчетных 0,6 дБ. Подробно этот смеситель рассматривается в главе 4. Параметры волноводных структур смесителей разных поколений сведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Основные параметры волноводных структур смесителей с разделением боковых полос

Диапазон, ГГц	Сечение волновода, мкм	Число щелей моста	$\lvert S_{11}^{м}\rvert^2$, $\lvert S_{21}^{м}\rvert^2$, дБ	Баланс моста	$SRR_м$, дБ	Связь ответвителя, дБ	Нагрузки
600–720, прежнее поколение [159, А5]	310 × 145	5	≈ −18	≈ 1 дБ	≈ 27	−9	MF-112 в полости
600–720 [А23, А37]	400 × 200	5	< −24	±0,4 дБ; ±0,4°	≥ 33	−13	MF-112 и распределенный аттенюатор
800–950 [А2]	304 × 152	5	< −24	±0,4 дБ; ±0,4°	≥ 33	−13	поглотитель и волноводы-меандры
211–275 [147, А9]	1000 × 500	7	< −25	±1 дБ; ±0,4°	≥ 25	−16	ножевые вставки [154]

Примечание – Для моста предыдущего поколения приведены изоляция по [А23] и наихудшее собственное подавление по результатам моделирования [А37].

3.3. Экспериментальные методы анализа баланса приемника с разделением полос на основе СИС-смесителей

Расхождение между подавлением, ожидаемым по характеристикам отдельных узлов, и измеренным подавлением (см. вводную часть главы) показывает, что взаимодействие элементов в собранном приемнике может вносить разбаланс того же порядка, что и сами элементы. Поэтому для анализа приемника с разделением полос необходимы методы, позволяющие определять баланс его трактов непосредственно в рабочем состоянии – при температуре 4 К, с установленными СИС-смесителями и штатным трактом ПЧ. В настоящем разделе описаны разработанные для этой цели методы: измерение баланса тракта ВЧ и тракта гетеродина по токам накачки СИС-переходов, измерение баланса тракта ПЧ с использованием дробового шума СИС-переходов и метод измерения подавления зеркальной полосы путем инверсии смещения одного из смесителей [А5, А43]. Общей идеей всех методов является использование самих СИС-переходов в качестве встроенных измерительных приборов: детекторов мощности ВЧ и калиброванных источников шума ПЧ.

3.3.1. Измерение коэффициента подавления зеркальной полосы

Подавление зеркальной полосы измерялось стандартным методом [114], описанным в п. 1.6.6: слабый монохроматический пробный сигнал поочередно вводится в верхнюю и нижнюю боковые полосы, и измеряются отношения мощностей на двух выходах ПЧ; третьей измеряемой величиной служит отношение приращений выходной мощности при смене горячей (300 К) и холодной (77 К) нагрузок на входе приемника. По этим трем отношениям подавление на обоих выходах вычисляется по формулам (1.10) без знания абсолютного уровня пробного сигнала. Пробный сигнал вводился через делитель пучка (например, из лавсановой пленки толщиной 6 мкм с коэффициентом ответвления около 6 % в диапазоне 800–950 ГГц [А2]) в рупор приемника, смотрящий на горячую или холодную нагрузку. Для получения частотной зависимости подавления во всем диапазоне 600–720 ГГц спектры на выходах ПЧ 4–12 ГГц измерялись с разрешением около 50 МГц при 13 частотах гетеродина с шагом 8 ГГц, и полученные участки сшивались в непрерывную кривую [А5, А43]. Уровень пробного сигнала выбирается достаточно малым, чтобы не насыщать смеситель и тракт ПЧ; фазовые шумы и паразитные гармоники источника гетеродина могут приводить к ложным провалам подавления в отдельных точках, которые следует отличать от свойств приемника [А2].

Стандартный метод дает точные результаты, но имеет два недостатка. Во-первых, он требует наличия обоих выходов ПЧ и поэтому неприменим к однополосному приемнику с одним выходом ПЧ на поляризацию – именно такая конфигурация с полосой ПЧ 4–12 ГГц рассматривалась для модернизации приемников ALMA диапазона 9, поскольку коррелятор обрабатывает лишь 8 ГГц полосы ПЧ на поляризацию [А43]. Во-вторых, при каждой частоте гетеродина требуется калибровка горячей и холодной нагрузками в обеих полосах ПЧ, что занимает много времени и исключает оптимизацию подавления подстройкой режима смесителей в реальном времени. Оба недостатка устраняет метод инверсии смещения, описанный в п. 3.3.4.

3.3.2. Баланс трактов ВЧ и гетеродина по токам накачки СИС-переходов

Метод основан на том, что при фиксированном напряжении смещения на первой фотонной ступени приращение постоянного тока СИС-перехода при слабой накачке пропорционально мощности излучения, поглощенной переходом [5]. Согласно теории Тьена–Гордона [90], ток перехода под действием излучения частоты f равен сумме токов автономной вольт-амперной характеристики I_0, смещенных на кратные hf/e и взвешенных квадратами функций Бесселя $J_n^2(\alpha)$, где $\alpha = eU_\omega/(hf)$, U_ω – амплитуда высокочастотного напряжения на переходе. При $\alpha \ll 1$ из этого следует

$$\Delta I(V) \approx \frac{\alpha^2}{4}\left[I_0\left(V+\frac{hf}{e}\right)+I_0\left(V-\frac{hf}{e}\right)-2I_0(V)\right] \propto P, \quad (3.32)$$

где P – поглощенная мощность. Если пробный сигнал вводится в приемник через рупор принимаемого сигнала, отношение приращений токов двух смесителей при одном и том же напряжении смещения дает отношение мощностей, дошедших до смесителей, то есть амплитудный баланс тракта ВЧ:

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I_2} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{|S_{31}|^2}{|S_{41}|^2}. \quad (3.33)$$

Это отношение не зависит от частоты и абсолютной мощности пробного сигнала. При вводе сигнала через порт гетеродина тем же способом измеряется баланс тракта гетеродина. Измерения проводились при напряжении смещения 2 мВ, а уровень накачки поддерживался ниже 20 % тока на щели, где зависимость (3.32) линейна по мощности [А5]. В качестве источника пробного сигнала использовался источник гетеродина, частота которого перестраивалась во всем рабочем диапазоне. Для корректности измерений переходы должны иметь близкие вольт-амперные характеристики; измеряемый баланс включает и различие коэффициентов связи смесителей с волноводом, то есть характеризует тракт ВЧ вместе со смесителями. Метод дает только амплитудный баланс; фазовый баланс им не определяется.

Результаты, полученные этим методом для смесителя диапазона 600–720 ГГц, приведены на рис. 3.10 (п. 3.2.4). Уже в первых измерениях прототипа баланс трактов ВЧ и гетеродина находился в пределах ±1,5 дБ и имел периодическую частотную зависимость, указывавшую на стоячие волны [А43]. Разбаланс гетеродина до 1 дБ (20 %) допустим, поскольку вблизи оптимальной накачки шумовая температура СИС-смесителя слабо зависит от мощности гетеродина; небольшой разбаланс может быть также скомпенсирован подстройкой напряжений смещения смесителей, возможно, ценой некоторого ухудшения шумовой температуры [А43]. Анализ периодов баланса, измеренного этим методом, позволил отождествить механизмы разбаланса (п. 3.2.4).

3.3.3. Баланс тракта ПЧ с использованием дробового шума СИС-переходов

Мост ПЧ, используемый в смесителях диапазона 600–720 ГГц, имеет, по данным изготовителя, амплитудный разбаланс не более ±0,3 дБ и фазовый не более ±2° в полосе 4–12 ГГц [160]. Однако в собранном приемнике баланс тракта ПЧ определяется не только мостом, но и отражениями между смесителями, мостом, изоляторами и усилителями, соединенными отрезками кабелей (рис. 3.13). Для его измерения разработан метод, в котором оба СИС-перехода используются как калиброванные источники белого шума, подобно калибровке усилителей ПЧ

по дробовому шуму [161, 162]. При смещении выше щелевого напряжения уровень дробового шума перехода известен: его эквивалентная шумовая температура на выходе приблизительно равна $eV/(2k_B)$ и пропорциональна напряжению смещения.

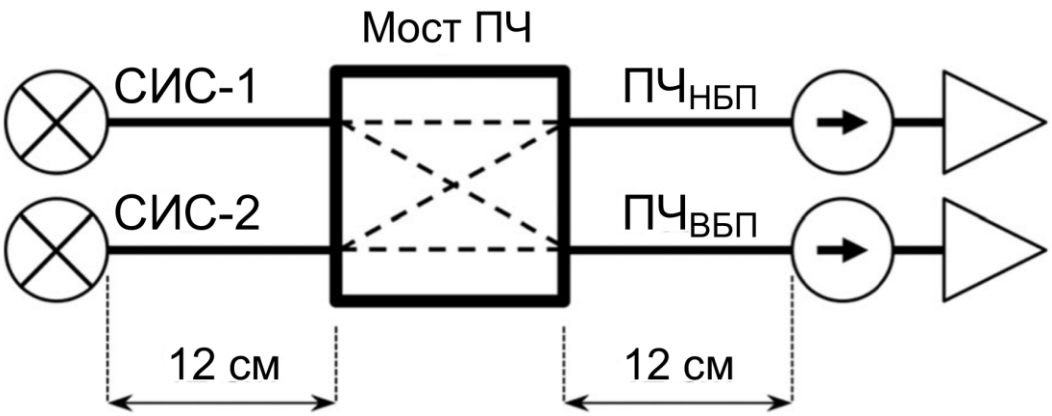


Рисунок 3.13 – Структурная схема тракта ПЧ приемника с разделением боковых полос: смесители СИС-1 и СИС-2, квадратурный мост ПЧ, изоляторы и усилители ПЧ, соединенные кабелями длиной около 12 см.

Переходы смещаются в область выше щели (5 и 8 мВ), и спектры на выходе ПЧ измеряются при трех из четырех комбинаций смещений: 5 и 5 мВ, 5 и 8 мВ, 8 и 5 мВ (первое значение относится к СИС-1, второе – к СИС-2). Для выхода верхней боковой полосы спектры можно представить в виде

$$P_{55} = (P_1 G_1 + P_2 G_2 + P_N) G_{\text{ПЧ}}, \tag{3.34}$$

$$P_{58} = (P_1 G_1 + K P_2 G_2 + P_N) G_{\text{ПЧ}}, \qquad P_{85} = (K P_1 G_1 + P_2 G_2 + P_N) G_{\text{ПЧ}}, \tag{3.35}$$

где G_1 и G_2 – коэффициенты передачи по мощности от смесителей СИС-1 и СИС-2 к данному выходу моста ПЧ; P_1 и P_2 – мощности дробового шума смесителей при смещении 5 мВ; K – отношение мощностей дробового шума при смещениях 8 и 5 мВ; P_N – шум усилителей ПЧ; $G_{\text{ПЧ}}$ – коэффициент усиления тракта после моста. Если переходы подобраны с одинаковыми вольт-амперными характеристиками (одинаковым током на щели), то $P_1 = P_2$, и из (3.34) и (3.35) следует

$$\frac{G_1}{G_2} = \frac{P_{85} - P_{55}}{P_{58} - P_{55}}, \tag{3.36}$$

то есть отношение коэффициентов передачи по «диагональному» (90°) и «прямому» (0°) путям моста ПЧ к данному выходу, не зависящее ни от шума, ни от усиления последующих каскадов. Аналогичное отношение определяется для выхода нижней боковой полосы. Смещая оба перехода одновременно на 5 и на 8 мВ, тем же способом можно определить шумовую температуру тракта ПЧ: для смесителя диапазона 600–720 ГГц она составила 7–12 К в полосе 4–12 ГГц.

Измеренные отношения (3.36) для смесителя диапазона 600–720 ГГц приведены на рис. 3.14. Разбаланс тракта ПЧ оказался значительно больше, чем разбаланс самого моста: до 2 дБ в первых измерениях [А43] и до 3 дБ с периодической структурой с периодом около 400 МГц в последующих [А5]. Этот период соответствует электрической длине около 50 см в кабелях с фторопластовым заполнением. Поскольку смесители соединены с мостом ПЧ кабелями длиной около 12 см, и кабели такой же длины соединяют мост с изоляторами, периодическая структура обусловлена отражениями от изоляторов, моста и смесителей, взаимодействующими через мост, – то есть механизмом, аналогичным несимметричным отражениям в тракте ВЧ. Существенно, что подавление зеркальной полосы, представленное как функция промежуточной частоты (рис. 3.14, внизу), содержит сходную периодическую структуру: отражения в тракте ПЧ непосредственно сказываются на качестве разделения полос. Вместе с тем разбаланс, измеренный этим методом, может быть завышен: при смещениях 5 и 8 мВ выходное сопротивление СИС-переходов в несколько раз отличается от его значения в рабочей точке, так что в реальном режиме рассогласования и соответствующие отражения меньше.

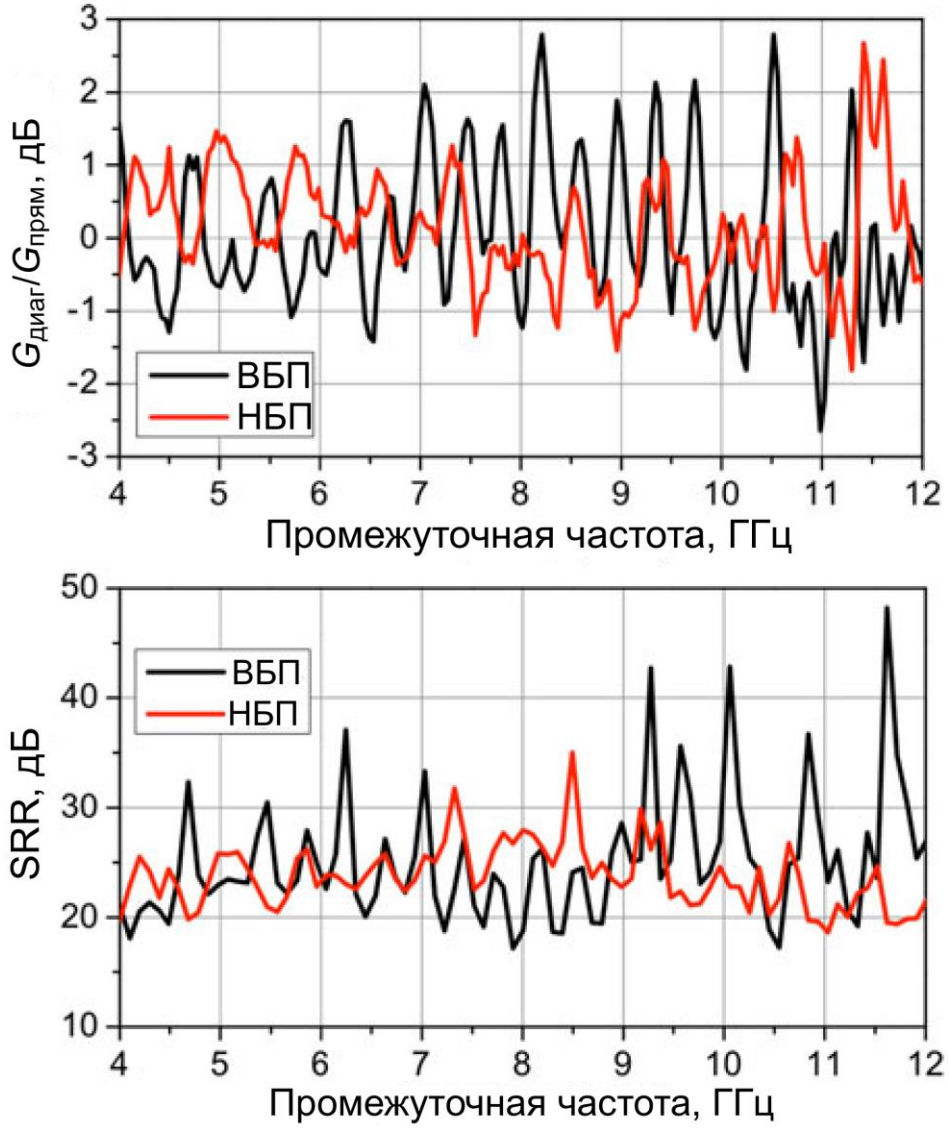


Рисунок 3.14 – Вверху – отношение коэффициентов передачи моста ПЧ по диагональному и прямому путям от смесителей к выходам ПЧ, измеренное по дробовому шуму СИС-переходов (черная кривая – выход ВБП, красная – НБП); внизу – подавление зеркальной полосы как функция промежуточной частоты при частоте гетеродина 614 ГГц; золоченый волноводный блок.

Роль отражений в тракте ПЧ наглядно проявилась при исключении изоляторов, необходимых для создания компактных многоэлементных приемников. Замена изоляторов и штатных усилителей ПЧ (входное отражение около −4 дБ) усилителями с улучшенным входным согласованием (около −10 дБ, в худшей точке −7 дБ) и встроенным узлом подачи смещения уменьшила шумовую температуру примерно на 10 К за счет исключения потерь в изоляторах, но снизила подавление в худших точках примерно на 5 дБ, до уровня спецификации 10 дБ. При этом неравномерность коэффициентов передачи тракта ПЧ, измеренная по дробовому шуму (рис. 3.15), заметно не возросла. Следовательно, ухудшение подавления связано не с простыми стоячими волнами, а, по-видимому, с несимметричными отражениями, аналогичными

рассмотренным в разделе 3.1; ситуация в тракте ПЧ сложнее, поскольку оба конца тракта – смесители и усилители – отражают значительную часть мощности.

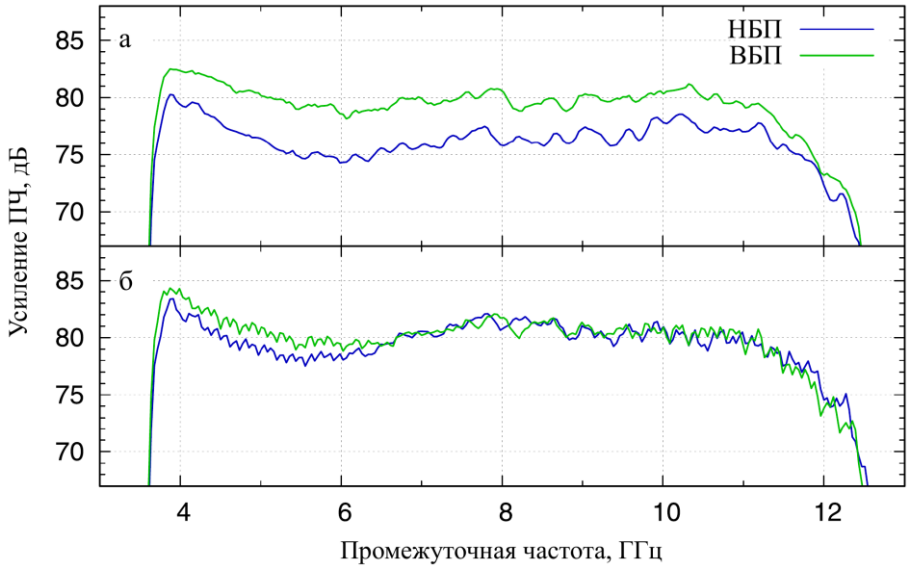


Рисунок 3.15 – Коэффициенты передачи от смесителей к выходам приемника, измеренные по дробовому шуму при смещении обоих смесителей выше щели на двух напряжениях: а – с изоляторами ПЧ и штатными усилителями; б – без изоляторов, с усилителями с улучшенным входным согласованием.

Описанный метод позволяет оценивать разбаланс тракта ПЧ и сравнивать различные мосты и тракты ПЧ непосредственно в рабочем приемнике и может служить стандартной проверкой исправности («тестом здоровья») любого приемника с разделением боковых полос на основе СИС-смесителей.

3.3.4. Метод инверсии смещения смесителя

Вольт-амперная характеристика СИС-перехода антисимметрична, поэтому при изменении полярности напряжения смещения сигнал ПЧ смесителя приобретает дополнительный сдвиг фазы 180°. В обозначениях (3.2) это эквивалентно замене ψ_k на $\psi_k + \pi$ для смесителя с инвертированным смещением. Как следует из (3.3), такой сдвиг меняет местами боковые полосы на выходах моста ПЧ: выход верхней боковой полосы становится выходом нижней, и наоборот. Это свойство позволяет построить метод измерения подавления, использующий лишь один выход ПЧ и одну частоту пробного сигнала.

Пусть пробный сигнал введен в нижнюю боковую полосу, а измеряется мощность на выходе ПЧ верхней полосы (выход 1 в обозначениях рис. 1.18). При нормальном смещении обоих смесителей на этот выход проходит лишь просочившийся зеркальный сигнал, характеризуемый коэффициентом передачи $G_{1н}$ (обозначения рис. 1.18); при инвертированном смещении одного

из смесителей тот же сигнал оказывается на этом выходе полезным, и его мощность определяется коэффициентом передачи $G_{1н}^*$. Отношение этих мощностей

$$R_1^* = \frac{G_{1н}^*}{G_{1н}}, \qquad R_2^* = \frac{G_{2в}^*}{G_{2в}} \tag{3.37}$$

дает оценку подавления на первом выходе; аналогично для второго выхода с пробным сигналом в верхней полосе. Величины (3.37) определяются только инверсией напряжения смещения, без переключения выходов ПЧ и без перестройки частоты пробного сигнала между полосами, которая обычно вносит неконтролируемое изменение его мощности.

Покажем, что величина R_1^* близка к величине подавления $R_1 = G_{1в}/G_{1н}$, определяемой стандартным методом. Согласно (1.10), $R_1 = M_в(M_н M_{DSB} - 1)/(M_в - M_{DSB})$, где $M_в = G_{1в}/G_{2в}$, $M_н = G_{2н}/G_{1н}$, $M_{DSB} = (G_{1в} + G_{1н})/(G_{2в} + G_{2н})$. Величину M_{DSB} можно представить как произведение двух множителей: отношения коэффициентов передачи от входа приемника до выходов моста ПЧ, близкого к единице при сбалансированных мостах и подобранных смесителях, и отношения коэффициентов усиления трактов ПЧ после моста $G_{ПЧ1}/G_{ПЧ2}$. Последнее может заметно отличаться от единицы, но на подавление не влияет и из формул (1.10) выпадает. При подавлении порядка 10 дБ и выше $M_в$, $M_н \gg 1$ и $M_в \gg M_{DSB}$, и формула (1.10) упрощается:

$$R_1 \approx M_н M_{DSB} = \frac{G_{2н}}{G_{1н}} M_{DSB} \tag{3.38}$$

с относительной погрешностью порядка $1/R_1$ (10 %, или 0,4 дБ, при подавлении 10 дБ). Произведение $G_{2н}M_{DSB}$ описывает полезный сигнал нижней полосы, пересчитанный с выхода 2 на выход 1 с помощью калибровочного множителя M_{DSB}, то есть практически совпадает с $G_{1н}^*$. Отсюда $R_1^* \approx R_1$. Качественно это объясняется тем, что обе величины имеют общий знаменатель – коэффициент просачивания зеркальной полосы $G_{1н}$, который очень чувствителен к малым амплитудным и фазовым разбалансам x (он пропорционален x^2, $x \ll 1$), тогда как относительное изменение полезного сигнала мало (порядка x^2). Именно $G_{1н}$ определяет резкие особенности частотной зависимости подавления.

Подавление, измеренное стандартным методом и методом инверсии смещения для смесителя диапазона 600–720 ГГц при частоте гетеродина 614 ГГц, сопоставлено на рис. 3.16. Кривые практически совпадают во всей полосе ПЧ 4–12 ГГц, различие не превышает 1,5 дБ. Метод инверсии смещения, таким образом, достаточно точен и может использоваться для характеризации приемника. Он быстр, работает с одним выходом ПЧ и потому пригоден для однополосного приемника; кроме того, инверсия смещения позволяет в таком приемнике выбирать наблюдаемую боковую полосу без изменения аппаратуры.

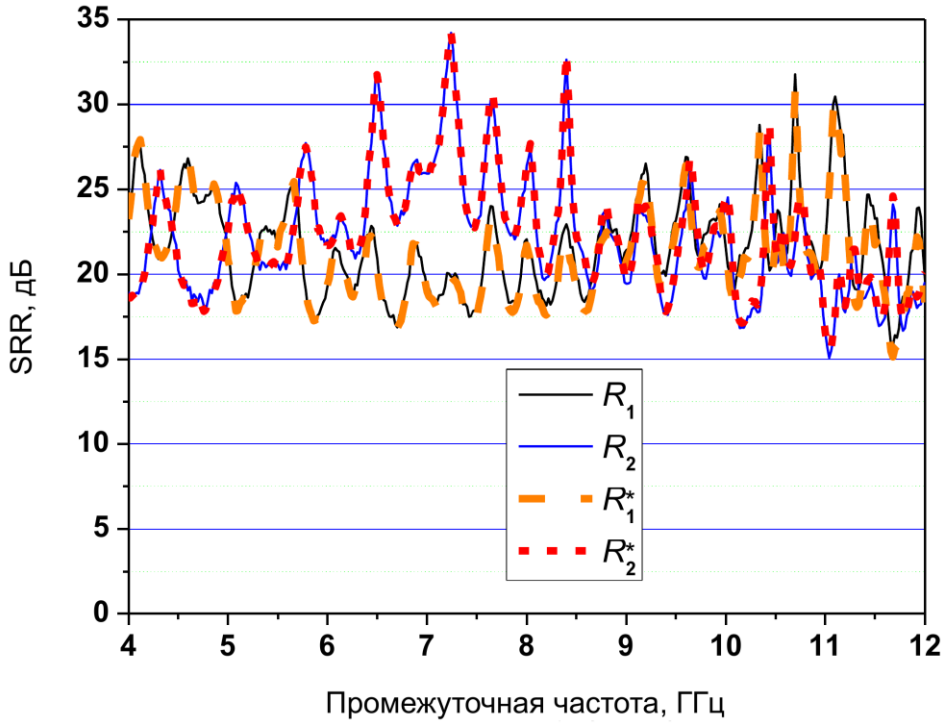


Рисунок 3.16 – Подавление зеркальной полосы в полосе ПЧ при частоте гетеродина 614 ГГц: R_1, R_2 – стандартный метод (выходы ВБП и НБП); R_1^*, R_2^* – метод инверсии смещения.

Быстрота метода открывает возможность оптимизации подавления в реальном времени. Коэффициент преобразования СИС-смесителя можно слегка изменять напряжением смещения, компенсируя тем самым небольшой разбаланс смесителей или мостов. На рис. 3.17 показаны мощности на выходах ПЧ при вводе слабого пробного сигнала в верхнюю боковую полосу при фиксированных частотах гетеродина и пробного сигнала: смещение одного смесителя поддерживается постоянным, а смещение другого изменяется; переключение выходов осуществляется инверсией смещения одного из смесителей. Мощность полезной полосы (кривые 1 и 3) практически не меняется, тогда как мощность зеркальной полосы (кривые 2 и 4) имеет отчетливый минимум, глубина которого соответствует подавлению около 30 дБ. Подавление может быть, таким образом, оптимизировано подстройкой смещения; оптимальные для подавления напряжения, однако, не обязательно совпадают с оптимальными по шумовой температуре.

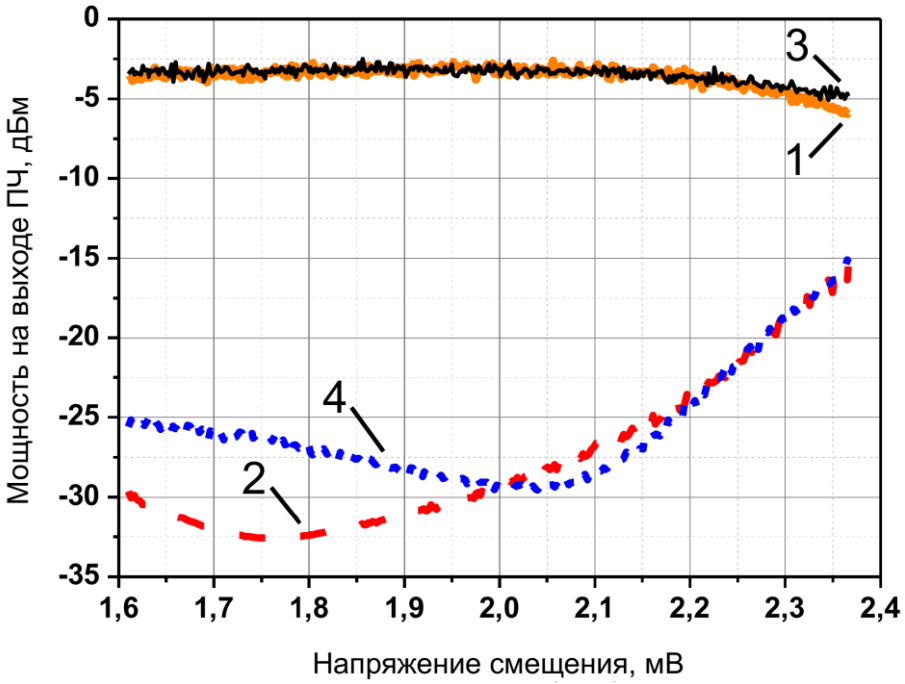


Рисунок 3.17 – Зависимость мощности на выходах ПЧ от напряжения смещения смесителей при вводе пробного сигнала в верхнюю боковую полосу: 1, 2 – мощность ВБП и НБП при изменении смещения СИС-1; 3, 4 – то же при изменении смещения СИС-2. Переключение полос выполнено инверсией смещения одного из смесителей.

Методы, описанные в пп. 3.3.2–3.3.4, дополняют друг друга. Измерения по токам накачки определяют баланс трактов ВЧ и гетеродина, измерения по дробовому шуму – баланс тракта ПЧ, а метод инверсии смещения позволяет быстро определить и оптимизировать итоговое подавление. Вместе они образуют набор средств для диагностики собранного приемника с разделением полос, с помощью которого были выявлены и отождествлены механизмы разбаланса, рассмотренные в разделе 3.1.

Выводы по главе 3

В главе построена теория, объясняющая ограничения подавления зеркальной полосы в волноводных смесителях с разделением боковых полос, проверена ее применимость и разработаны на ее основе методы проектирования и диагностики таких смесителей. Основные результаты главы приведены ниже.

Выведено выражение для коэффициента подавления зеркальной полосы через амплитудный разбаланс и фазовые ошибки трактов ВЧ, гетеродина и ПЧ. Показано, что фазовые ошибки гетеродина и тракта ВЧ входят в подавление с противоположными знаками, а подавление на выходах верхней и нижней боковых полос, вообще говоря, различно. Введено представление

разбаланса комплексным вектором ошибки, при котором подавление равно $1/|\varepsilon|^2$, а вклады отдельных узлов складываются как векторы.

Разработана аналитическая модель, описывающая влияние отражений в волноводном смесителе на баланс плеч и подавление зеркальной полосы. Показано, что качество разделения боковых полос в волноводных смесителях определяется не только амплитудным и фазовым балансом отдельных элементов, но также уровнем отражений сигнала от всех элементов смесителя. Из всего множества стоячих волн в волноводном блоке на подавление влияют лишь отражения, проходящие через квадратурный мост – единственный элемент, нарушающий зеркальную симметрию структуры. Таких путей два: через высокочастотную нагрузку и через изоляцию моста. Оба механизма вносят в плечи схемы ошибки одинаковой величины и противоположного знака и потому максимально ухудшают подавление.

Получена приведенная форма модели, согласно которой подавление определяется суммой векторов ошибки моста и двух механизмов отражения, причем модули последних равны произведению коэффициента отражения смесителей на коэффициент отражения нагрузки и на изоляцию моста соответственно. Отсюда следуют граничная оценка минимального подавления в рабочем диапазоне и объяснение того, почему каждый из механизмов в отдельности приводит лишь к общему ухудшению подавления, а их совместное действие – к интерференционной картине с периодами, определяемыми длинами путей. Поскольку отражение СИС-смесителей (от −3 до −10 дБ) трудно уменьшить без ущерба для их чувствительности, наибольшее влияние на качество разделения полос оказывают величина отражения сигнала от волноводных нагрузок, а также величина изоляции волноводного квадратурного моста. Показано также, что баланс гетеродина нарушается только первым механизмом, причем вдвое слабее, чем баланс принимаемого сигнала.

Сформулированы требования и рекомендации по проектированию: изоляция и входное отражение квадратурного моста – не хуже −24…−26 дБ, в том числе ценой некоторого ухудшения его баланса; отражение высокочастотной нагрузки – не хуже −30 дБ при 4 К; слабая связь ответвителей гетеродина (−13…−16 дБ) при малом входном отражении; максимальное сечение волноводов и медные блоки без золочения для минимизации потерь в режиме аномального скин-эффекта.

Модель верифицирована полным электродинамическим моделированием волноводной структуры смесителя диапазона 211–275 ГГц: она воспроизводит частотные зависимости амплитудного и фазового баланса и подавления, а граничная оценка отличается от наихудших значений подавления, полученных моделированием, не более чем на 2 дБ во всех рассмотренных случаях. При реалистичных отражениях смесителей и нагрузки подавление, обеспечиваемое мостом (не менее 25 дБ), снижается до уровня около 18 дБ.

Модель подтверждена экспериментально. В балансе накачки смесителей диапазона 600–720 ГГц наблюдаются периоды 8,2 и 17 ГГц, соответствующие удвоенным расстояниям смеситель – нагрузка (24 мм) и смеситель – мост (11,7 мм), а в балансе гетеродина – только первый из них, как и предсказывает модель. Антикорреляция шумовой температуры и подавления в блоках с разными потерями объяснена ослаблением отраженных волн в волноводах. Смесители нового поколения, спроектированные по сформулированным рекомендациям, обеспечивают подавление выше 15 дБ во всем диапазоне 600–720 ГГц при потерях в волноводной структуре около 0,5 дБ и выше 15 дБ в 95 % диапазона 800–950 ГГц.

Разработаны экспериментальные методы анализа баланса приемника с разделением полос на основе СИС-смесителей, использующие сами смесители как встроенные измерительные приборы: измерение баланса трактов ВЧ и гетеродина по токам накачки, измерение баланса тракта ПЧ по дробовому шуму и метод измерения подавления путем инверсии смещения одного из смесителей. Последний требует лишь одного выхода ПЧ, не нуждается в калибровке горячей и холодной нагрузками, дает результаты, отличающиеся от стандартного метода не более чем на 1,5 дБ, и позволяет оптимизировать подавление подстройкой напряжений смещения. С помощью этих методов показано, что отражения в тракте ПЧ создают разбаланс до 2–3 дБ с периодом около 400 МГц.

Результаты главы обосновывают положение 1, выносимое на защиту, и пункт 1 научной новизны; рекомендации по проектированию использованы при разработке смесителей, описанных в главе 4. Результаты опубликованы в работах [А2, А5, А9, А23, А37, А41, А43].

Личный вклад автора. Аналитическая модель влияния отражений на подавление зеркальной полосы и ее приведенная форма разработаны лично автором. Автору принадлежит ведущая роль в воплощении и внедрении концепции минимизации отражений при проектировании волноводной части СИС-смесителей с разделением боковых полос, которая была реализована совместно с коллегами (Р. Хеспером и А.М. Барышевым) для диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц. Численная верификация модели проведена совместно с И.В. Третьяковым. Методы измерения баланса трактов ВЧ, гетеродина и ПЧ по токам накачки и дробовому шуму СИС-переходов и метод измерения подавления путем инверсии смещения смесителя разработаны автором совместно с А.М. Барышевым и Р. Хеспером и экспериментально отработаны с Я. Барховым; испытания и исследования смесителей диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц, результаты которых использованы для проверки модели, выполнены автором совместно с А.М. Барышевым, Р. Хеспером и Я. Барховым.

ГЛАВА 4. Волноводные СИС-смесители с разделением боковых полос диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц

В главах 2 и 3 рассмотрены элементная база и теоретические основы приемников с разделением боковых полос: СИС-смесители на переходах Nb/AlN/NbN для диапазона 800–950 ГГц и модель, связывающая качество разделения полос с отражениями в волноводной структуре. Настоящая глава посвящена практической реализации этих результатов, а именно разработке, исследованию и внедрению волноводных СИС-смесителей с разделением боковых полос для двух наиболее высокочастотных окон прозрачности атмосферы, доступных для наземной радиоастрономии: 600–720 и 800–950 ГГц.

К началу работы в этих диапазонах использовались только двухполосные приемники: на них построены серийные приемники диапазонов 9 и 10 обсерватории ALMA и приемники одиночных телескопов, в том числе APEX (п. 1.6.8, таблица 1.4), тогда как на частотах примерно до 500 ГГц схема с разделением полос уже стала стандартом. Между тем именно на высоких частотах выигрыш от разделения полос наиболее велик. Шум атмосферы поступает в двухполосный приемник из обеих боковых полос, тогда как спектральная линия – только из одной; при пропускании атмосферы в зените от 0,1 до 0,6, характерном для окна 600–720 ГГц на плато Чахнантор, подавление зеркальной полосы повышает чувствительность при наблюдении спектральных линий в среднем примерно в 1,4 раза, что эквивалентно сокращению времени наблюдения почти вдвое (п. 1.6.5, рис. 1.17). Для окна 800–950 ГГц выигрыш того же порядка (п. 4.2.1). Перевод действующего приемника из двухполосного режима в режим разделения полос дает, таким образом, эффект, сопоставимый с вводом в строй нового инструмента, без изменения антенной системы и криогенного оборудования.

Реализация этого выигрыша на частотах выше 600 ГГц наталкивается на три взаимосвязанные трудности. Во-первых, дополнительные потери в более сложном волноводном тракте приемника с разделением полос непосредственно снижают выигрыш: потери 1,5 дБ практически сводят его на нет (рис. 1.17), а потери в волноводах растут с частотой, и при криогенных температурах металл находится в режиме аномального скин-эффекта. Во-вторых, подавление зеркальной полосы ограничено не столько собственным балансом квадратурного моста, сколько несимметричными отражениями в волноводной структуре (глава 3), а потери в волноводах ослабляют отраженные волны и тем самым маскируют этот эффект: малые потери и высокое подавление оказываются в противоречии, если структура не спроектирована с учетом отражений. В-третьих, подавление зависит от согласованности двух СИС-смесителей, которую нельзя обеспечить без возможности испытывать и заменять их по отдельности; опыт

монолитного смесителя диапазона 600–720 ГГц [159] показал, что высокая степень интеграции делает это невозможным.

Задача главы заключается в том, чтобы спроектировать, изготовить и исследовать волноводные СИС-смесители с разделением боковых полос диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц с подавлением зеркальной полосы выше 15 дБ в основной части рабочей полосы при минимальных потерях в волноводной структуре и внедрить их в приемники действующих телескопов. В разделе 4.1 описаны два поколения модульного смесителя диапазона 600–720 ГГц: исследование первого поколения выявило ограничения прежней волноводной структуры, а второе поколение спроектировано по рекомендациям главы 3. В разделе 4.2 те же принципы перенесены в диапазон 800–950 ГГц, где создан первый волноводный СИС-смеситель с разделением полос. В разделе 4.3 описано внедрение смесителей диапазона 600–720 ГГц в штатный приемник SEPIA660 телескопа APEX и результаты его научной верификации. Теория разделения полос и методы измерения баланса приемника изложены в главе 3 и в настоящей главе не повторяются.

Результаты главы опубликованы в работах [A1, A2, A5, A6, A20, A21, A23, A37, A41, A43].

4.1. Модульная архитектура 2SB-приемника 600–720 ГГц

В настоящем разделе описан модульный СИС-смеситель с разделением боковых полос диапазона 600–720 ГГц (диапазон 9 обсерватории ALMA). Смеситель первого поколения объединил новую модульную конструкцию с волноводной структурой, унаследованной от монолитного смесителя [159]; его исследование выявило ограничения этой структуры и послужило экспериментальной основой модели отражений, построенной в главе 3. Смеситель второго поколения получил волноводную структуру, спроектированную заново по рекомендациям п. 3.1.7, и стал основой приемника SEPIA660 телескопа APEX (раздел 4.3). Раздел посвящен конструкции смесителя, практической реализации рекомендаций по проектированию и достигнутым характеристикам. Результаты опубликованы в работах [A5, A23, A37, A41, A43].

4.1.1. Концепция модульной конструкции

СИС-приемник миллиметрового или субмиллиметрового диапазона состоит из нескольких критических узлов, и при его проектировании приходится выбирать между двумя подходами. Высокая степень интеграции дает компактность, малые потери и возможность встроить в блок смесителя элементы тракта промежуточной частоты [144, 145, 159]; ценой является сложность изготовления и невозможность испытать и заменить отдельные элементы.

Модульное построение, при котором приемник собирается из независимо испытанных блоков [104, 163], снижает технологические риски, но удлиняет волноводные тракты. Оптимальное соотношение интеграции и модульности должно определяться для каждого приемника отдельно [А5].

Первый смеситель с разделением боковых полос диапазона 600–720 ГГц, созданный для исследования возможности перевода приемников диапазона 9 ALMA в режим 2SB, имел монолитную конструкцию с очень высокой степенью интеграции [159]. Квадратурный мост ВЧ, ответвители гетеродина, рупор гетеродина, согласованные нагрузки, СИС-переходы, катушки и магнитопроводы для подавления эффекта Джозефсона, цепи подачи смещения были объединены в одном разъемном блоке; отдельной деталью оставался только гофрированный рупор принимаемого сигнала. Опыт работы с этим смесителем выявил два недостатка такого решения. Во-первых, блок требует механической обработки в сильно различающихся масштабах, и получить блоки требуемого качества оказалось очень трудно. Во-вторых, СИС-смесители невозможно испытать по отдельности до установки в блок и заменить по одному, а именно это необходимо для подбора пары смесителей с близкими коэффициентами преобразования, от которого зависит подавление зеркальной полосы. Главным уроком монолитного смесителя стала, таким образом, необходимость модульной конструкции [А5, А41].

Модульный смеситель (рис. 4.1 и 4.2) построен вокруг стандартных держателей СИС-смесителей, применяемых в серийных двухполосных приемниках диапазона 9 ALMA [8, 164]. Эти держатели компактны, допускают многократную установку и легко монтируются на стандартный рупор диапазона 9 для испытаний в двухполосном режиме. Поскольку переходы находятся в том же высокочастотном окружении, что и в двухполосном смесителе, новая разработка смесительного элемента не требуется: используются ранее созданные СИС-элементы, и любое их усовершенствование сразу переносится в приемник с разделением полос [А41]. Смеситель состоит из следующих основных частей:

– центрального разъемного блока, содержащего волноводную структуру (квадратурный мост, ответвители и делитель гетеродина) и согласованные нагрузки;

– гофрированного рупора принимаемого сигнала;

– диагонального рупора гетеродина, расположенного на противоположной грани блока;

– двух держателей смесителей, каждый с одним СИС-элементом;

– двух боковых модулей, каждый из которых содержит сверхпроводящую катушку магнитного поля, основную часть магнитопроводов, контакт нагревателя, термометр и небольшую печатную плату с разъемом nano-D, на который выведены все сигналы постоянного тока;

– подпружиненных колпачков, прижимающих держатели смесителей к блоку;

– цанги, которой смеситель крепится за рупор в блоке оптики;

– мелких деталей для фиксации разъемов и выводов.

Габаритные размеры собранного смесителя составляют 45 × 21 × 53 мм, что позволяет устанавливать его в существующий блок оптики приемника диапазона 9 с минимальной доработкой.

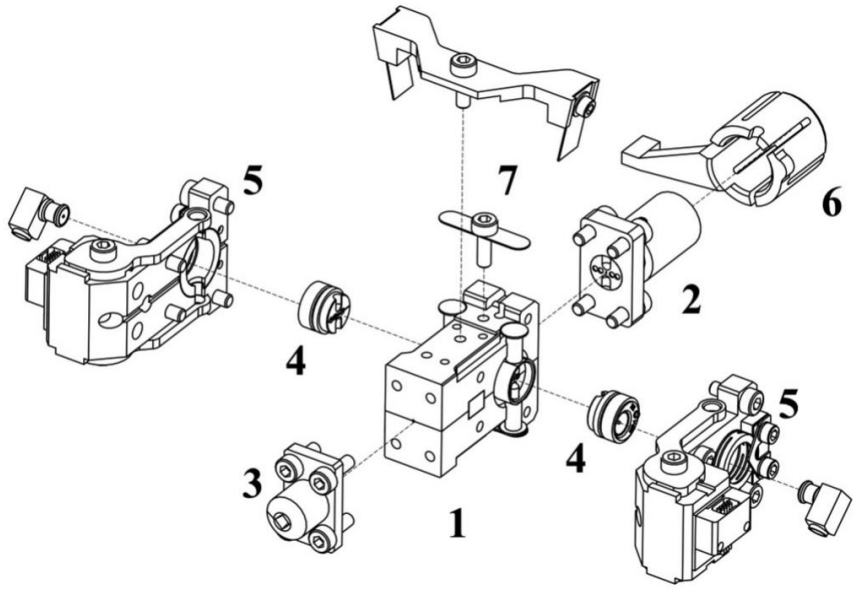


Рисунок 4.1 – Модульный смеситель с разделением боковых полос в разобранном виде: 1 – центральный разъемный блок с волноводной структурой и нагрузками; 2 – гофрированный рупор принимаемого сигнала; 3 – диагональный рупор гетеродина; 4 – держатели смесителей; 5 – боковые модули с катушкой магнитного поля, магнитопроводами, контактом нагревателя, термометром, платой с разъемом nano-D и подпружиненными прижимными колпачками; 6 – цанга для крепления смесителя в блоке оптики; 7 – скобы для фиксации разъемов. Угловые разъемы GPO в правом нижнем и левом верхнем углах показывают способ подключения кабелей ПЧ.

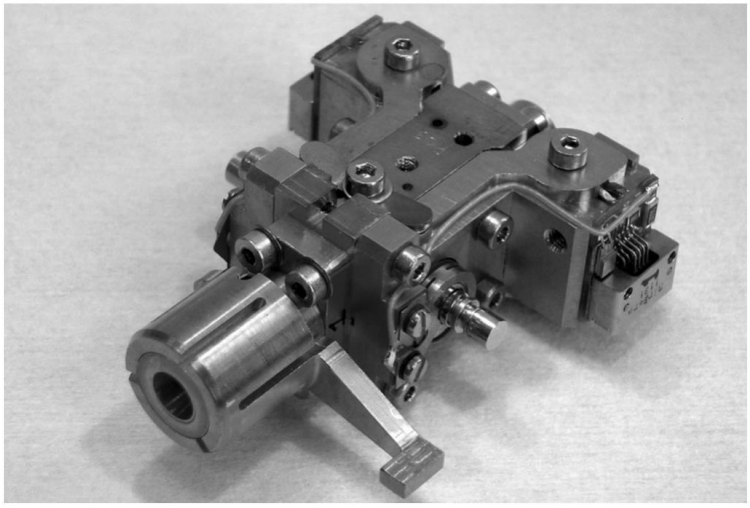


Рисунок 4.2 – Фотография собранного модульного смесителя. Слева – гофрированный рупор принимаемого сигнала; рупор гетеродина расположен на противоположной грани и на снимке не виден. В центре – один из стандартных держателей смесителей диапазона 9 ALMA с нагрузкой 50 Ом на разъеме GPO, защищающей СИС-переход от статического разряда.

Магнитное поле для подавления эффекта Джозефсона создается сверхпроводящей катушкой, размещенной в боковом модуле, и подводится к переходу составным магнитопроводом из сплава Vacoflux. Внутренние полюсные наконечники проходят внутри посадочного кольца, которым держатель смесителя стыкуется с центральным блоком, и одновременно задают угловое положение держателя. Перекрестная магнитная связь между катушками двух смесителей составляет около 4 %, что приемлемо для независимой настройки полей. Тепловая связь между нагревателями, служащими для удаления захваченного магнитного потока, достаточно мала: поток в одном смесителе можно сбросить, не выводя второй смеситель из сверхпроводящего состояния.

Рупор принимаемого сигнала совмещается с волноводом центрального блока с точностью 5 мкм под визуальным контролем с помощью микроскопа. Этого достаточно для пренебрежимо малого отражения на стыке, что подтверждается воспроизводимостью чувствительности приемника после многократных пересборок.

Модульная конструкция определила весь дальнейший ход работы. Она позволила испытывать волноводные блоки, изготовленные из разных материалов, с одной и той же парой смесителей и одним и тем же трактом ПЧ и тем самым выделить вклад самой волноводной структуры; заменить волноводную структуру новой, не меняя остальных узлов; исследовать влияние подбора пар смесителей на подавление зеркальной полосы.

4.1.2. Одиночный СИС-смеситель диапазона 600–720 ГГц

Модульный смеситель с разделением боковых полос построен на основе двух одиночных СИС-смесителей, разработанных ранее для серийных двухполосных приемников диапазона 9 ALMA [8]. Стоит отдельно кратко пояснить детали их устройства, так как их конструкция и характеристики во многом определяют конструкцию и свойства смесителя с разделением полос.

Одиночный смеситель (рис. 4.3) состоит из рупора, держателя СИС-элемента и подпружиненной накидной гайки, стягивающей их между собой. Рупор – конический гофрированный; он формирует пучок, близкий к гауссову, с высокой эффективностью связи (98 %). Для упрощения изготовления рупор спроектирован с наименьшей длиной образующей, при которой диаграмма направленности еще не ухудшается, что уменьшает число канавок [165]. Держатель содержит СИС-элемент, установленный в волноводе перед фиксированным короткозамыкателем, миниатюрный коаксиальный разъем GPO для вывода сигнала ПЧ и небольшой резистор-нагреватель, позволяющий кратковременно поднять температуру смесителя выше критической, чтобы удалить магнитный поток, захваченный сверхпроводящей пленкой вблизи перехода. Держатель совмещается с рупором точно изготовленным центрирующим кольцом. Сквозь кольцо проходят два полюсных наконечника, которые подводят магнитное поле возможно ближе к переходу и одновременно задают угловое положение держателя относительно рупора.

В двухполосном приемнике смеситель устанавливается в корпус, закрепляемый в блоке оптики. Корпус содержит сверхпроводящую катушку для подавления джозефсоновского тока, магнитопроводы, подводящие поле к полюсным наконечникам смесителя, и кремниевый диодный термометр. При установке смесителя разъем ПЧ держателя стыкуется вслепую с переходом GPO–SMA через коаксиальную вставку, а нагреватель подключается пружинным контактом. В модульном смесителе с разделением полос (п. 4.1.1) от этой конструкции взяты держатели СИС-элементов и гофрированный рупор; место рупора на стыке с держателями занимает центральный волноводный блок, а функции корпуса выполняют боковые модули.

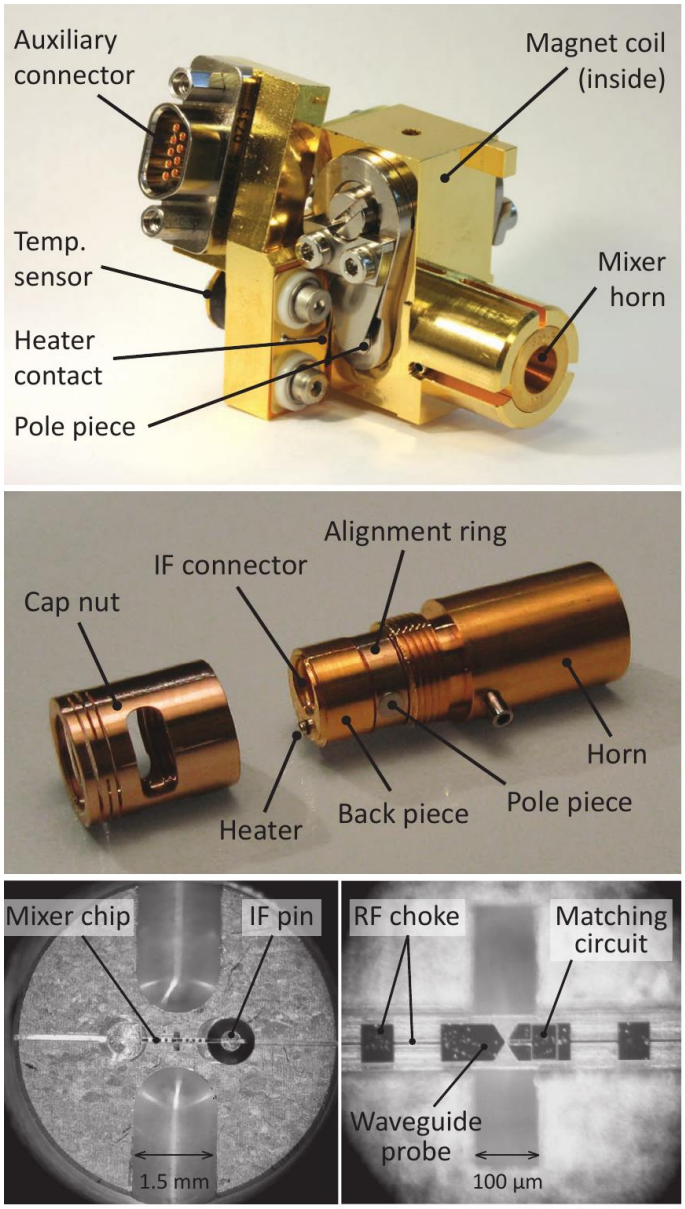


Рисунок 4.3 – Одиночный СИС-смеситель диапазона 9 ALMA. Вверху – смеситель в корпусе двухполосного приемника: Auxiliary connector – разъем вспомогательных цепей; Magnet coil (inside) – катушка магнитного поля (внутри); Temp. sensor – термометр; Heater contact – контакт нагревателя; Pole piece – полюсный наконечник; Mixer horn – рупор. В середине – смеситель со снятой накидной гайкой (Cap nut): Horn – рупор; Back piece – держатель СИС-элемента; Alignment ring – центрирующее кольцо; IF connector – разъем ПЧ; Heater – нагреватель. Внизу – держатель с установленным чипом (слева) и центральная часть чипа (справа): Mixer chip – чип смесителя; IF pin – вывод ПЧ; RF choke – заградительный фильтр; Matching circuit – согласующая цепь; Waveguide probe – волноводный зонд. Заимствовано из [8].

4.1.3. Предварительный отбор смесительных элементов

Для смесителя с разделением полос использованы СИС-элементы на туннельных переходах Nb/AlN/Nb с высокой плотностью тока, изготовленные в Техническом университете Делфта при производстве приемников диапазона 9 ALMA [8, 166]. Удвоенная двухполосная шумовая температура смесителей, использованных в большинстве описанных ниже измерений, составляет от 140 К в нижней части диапазона до примерно 235 К на частоте 710 ГГц (см. п. 4.1.7); это значение соответствует однополосной шумовой температуре, которую имел бы приемник с разделением полос при идеальной волноводной структуре без потерь.

Каждый СИС-элемент перед установкой в блок с разделением полос испытывался отдельно в двухполосном режиме на стандартном рупоре диапазона 9: измерялись вольт-амперная характеристика, шумовая температура и коэффициент преобразования. По результатам этих измерений подбирались пары смесителей с близкими характеристиками; влияние подбора на подавление зеркальной полосы рассматривается в п. 4.1.11.

Чтобы убедиться, что волноводная структура не искажает частотный отклик смесителей, спектральный отклик одних и тех же двух СИС-элементов был измерен на Фурье-спектрометре сначала в двухполосной конфигурации, а затем в составе блока с разделением полос [А43]. Отклик регистрировался по току смещения смесителя, поэтому мост ПЧ в этих измерениях не участвует. Результаты приведены на рис. 4.4. Отклик через блок с разделением полос практически повторяет отклик отдельных смесителей: волноводная структура, включающая квадратурный мост и ответвители гетеродина, не вносит заметных частотных искажений и перекрывает требуемый диапазон 600–720 ГГц.

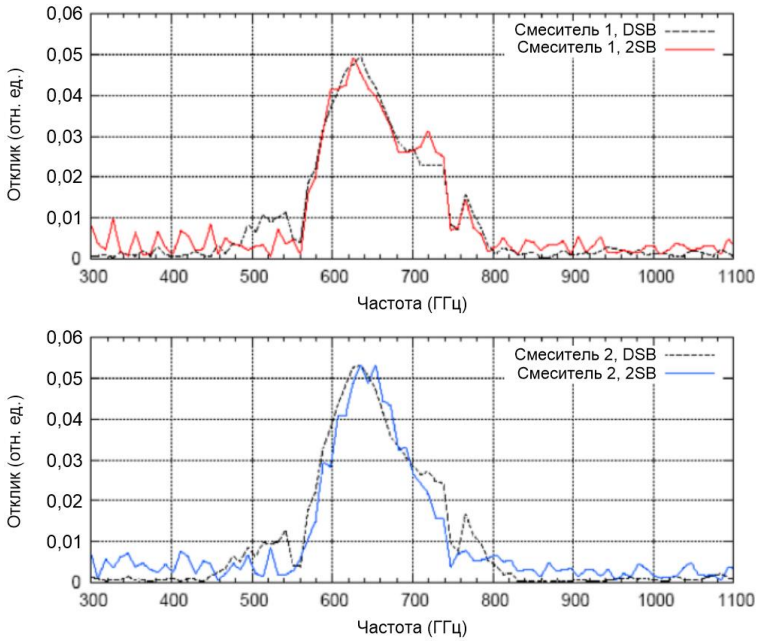


Рисунок 4.4 – Спектральный отклик двух СИС-смесителей, измеренный на Фурье-спектрометре по току смещения: штриховые линии – в двухполосной конфигурации (DSB), сплошные – в составе блока с разделением боковых полос (2SB); вверху – смеситель 1, внизу – смеситель 2.

4.1.4. Волноводная структура первого поколения

Волноводная структура смесителя первого поколения (рис. 3.2) почти полностью повторяет структуру монолитного смесителя [159]. Сечение волноводов составляет 310 × 145 мкм (частота отсечки 484 ГГц). Квадратурный мост выполнен в виде ответвителя с пятью щелями связи, ответвители гетеродина – с двумя щелями и коэффициентом связи около −9 дБ (12 %), делитель гетеродина – в виде согласованного Т-образного разветвления в Е-плоскости. Мощность гетеродина, оставшаяся после ответвителей, поглощается двумя согласованными нагрузками гетеродина. Мощность, отраженная от смесителей, при равенстве амплитуд и фаз отраженных волн выходит из моста в плечо высокочастотной нагрузки. Расчетные характеристики моста и ответвителей приведены в таблице 3.2: изоляция моста составляет около −18 дБ, амплитудный разбаланс – около 1 дБ.

Нагрузки выполнены в виде волновода, входящего под малым углом (около 20°) в сравнительно большой блок поглотителя Eccosorb MF-112. В блоках поглотителя сделаны узкие прорези, благодаря которым блок за счет небольшой упругой деформации плотно прижимается к выходу волновода.

Существенное отличие от монолитного смесителя состоит в длине волноводных трактов. В монолитном блоке путь сигнала от рупора до смесителей составлял около 6 мм; в модульном

блоке, где требуется место для стыковочных узлов и крепежа, он вырос примерно до 12 мм. Как показано ниже, это обстоятельство оказалось важным.

Центральные блоки были изготовлены прецизионным фрезерованием в двух вариантах: из медно-теллурового сплава CuTe (CuTeP, марка C14500) без покрытия и из бронзы с электролитическим золочением толщиной 2 мкм без промежуточного подслоя. Все остальные узлы приемника, включая СИС-смесители и мост ПЧ, в измерениях с обоими блоками были одни и те же.

4.1.5. Оптика картриджа

Смеситель с разделением боковых полос предназначен для установки в картридж приемника диапазона 9 ALMA и использует его оптику. Ниже описана оптическая система картриджа [8] и указано, какие ее элементы сохраняются, а какие изменяются при переходе к разделению полос.

Картридж. Приемники ALMA выполнены в виде независимых блоков – картриджей – с единым механическим, тепловым и электрическим интерфейсом к криостату телескопа. Картридж служит несущей конструкцией и обеспечивает тепловой контакт узлов приемника со ступенями криостата с температурами 110, 15 и 4 К (рис. 4.5). На ступени 4 К расположены блок оптики со смесителями, изоляторы и малошумящие усилители ПЧ, на ступени 15 К – инфракрасные фильтры тракта гетеродина, на ступени 110 К – оконечные умножители гетеродина с зеркалами. Конструкция обеспечивает доступ к большинству критических узлов; все узлы устанавливаются без механической юстировки, и смесители могут быть заменены без существенной разборки картриджа.

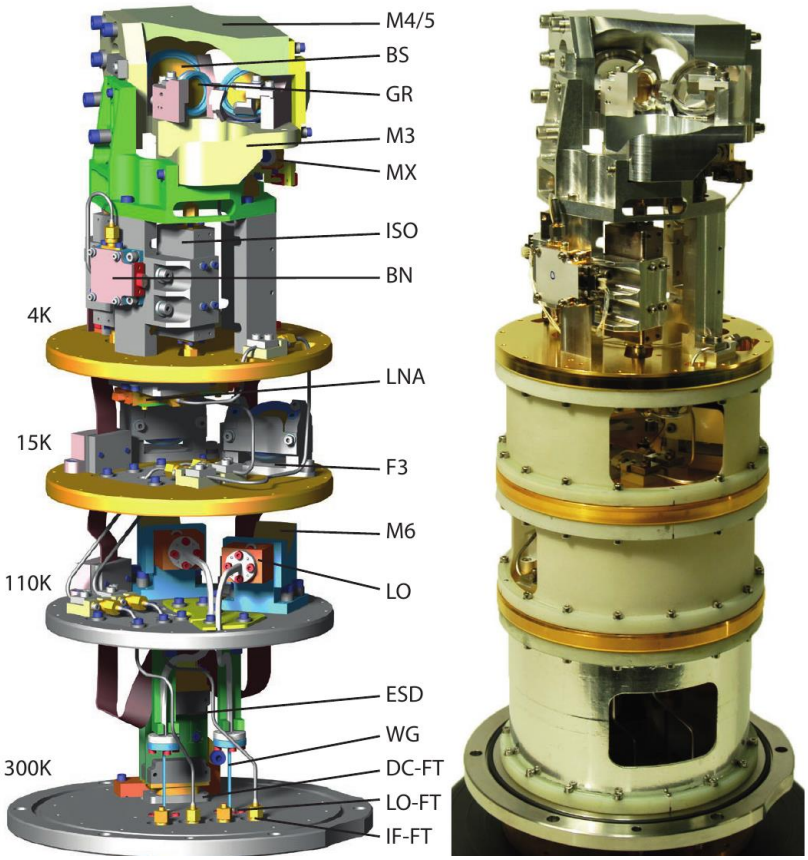


Рисунок 4.5 – Картридж приемника диапазона 9 ALMA: трехмерная модель (слева, стеклопластиковые опорные кольца не показаны) и фотография собранного приемника (справа). Ступень 4 К: M4/5 и M3 – верхняя и нижняя части блока оптики; BS – делитель пучка; GR – поляризационная сетка; MX – смесители; ISO – изоляторы; BN – блоки цепей смещения; LNA – малошумящие усилители. Ступень 15 К: F3 – инфракрасные фильтры тракта гетеродина. Ступень 110 К: LO – умножители гетеродина; M6 – зеркала гетеродина. Вакуумный фланец (300 К): ESD – плата защиты от статического электричества; WG – волновод гетеродина; DC-FT, LO-FT, IF-FT – вводы цепей постоянного тока, гетеродина и ПЧ. Заимствовано из [8].

Окно и фильтры. Излучение, собранное телескопом, попадает в криостат через вакуумное окно – кварцевую пластину с просветляющим покрытием, оптимизированным для диапазона 9. На радиационных экранах с температурами 110 и 15 К установлены инфракрасные фильтры из нескольких слоев вспененного фторопласта [8, 167]. Окно и фильтры не входят в состав картриджа, но являются частью его оптического тракта.

Оптическая схема. Оптика диапазона 9 является составной частью оптики приемного комплекса ALMA [168]; в отличие от низкочастотных диапазонов, вся согласующая и поляризационная оптика размещена внутри криостата. Схема показана на рис. 4.6. Пучок от телескопа попадает на первое зеркало M3 и затем на поляризационную сетку G, разделяющую его на две ортогональные линейно поляризованные составляющие P0 и P1. После сетки каждая составляющая фокусируется вторым зеркалом (M4 и M4′) в рупор своего смесителя. В

двухполосном приемнике перед рупором смесителя установлен делитель пучка BS с коэффициентом отражения 5 %, через который вводится излучение гетеродина; пучок гетеродина формируется рупором LH на ступени 110 К и фокусируется в рупор смесителя двумя зеркалами, M6 и M5. Все зеркала представляют собой внеосевые эллипсоиды. Поскольку картридж расположен в стороне от оси телескопа, входной пучок составляет с осью картриджа угол 0,94°. Мощность гетеродина, прошедшая сквозь делители пучка, и излучение из неиспользуемого четвертого плеча поляризатора поглощаются нагрузками.

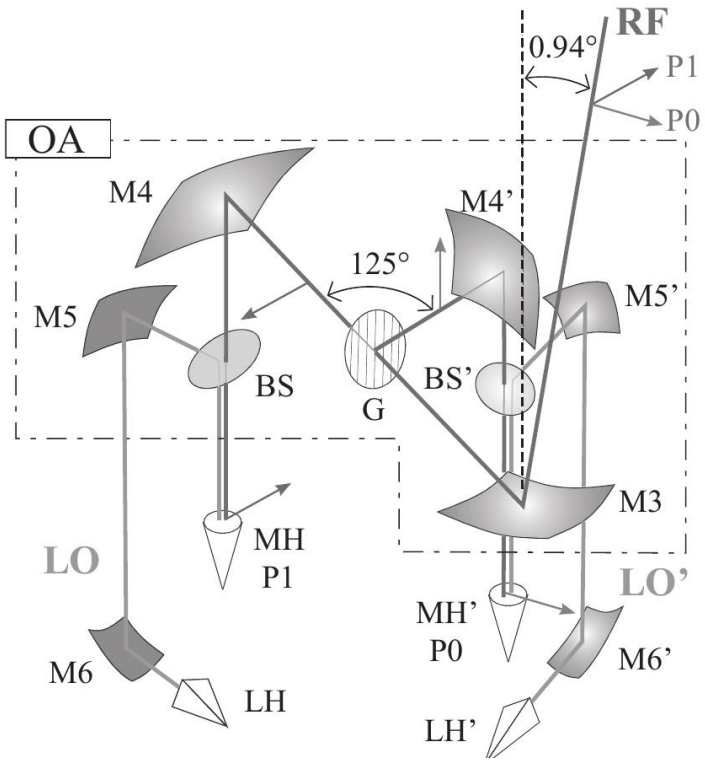


Рисунок 4.6 – Оптическая схема картриджа диапазона 9 ALMA: RF – входной пучок от телескопа; M3 – первое зеркало; G – поляризационная сетка; P0, P1 – поляризационные составляющие; M4 – зеркало, фокусирующее пучок в рупор смесителя MH; BS – делитель пучка для ввода гетеродина; LH – рупор гетеродина; M6, M5 – зеркала гетеродина. Элементы второй поляризации обозначены штрихом. Штрихпунктирной линией обведен блок оптики (OA), целиком находящийся при температуре 4 К. Заимствовано из [8].

Фокусные расстояния зеркал определены в геометрическом приближении, а их размеры – из анализа методом гауссовых пучков: апертуры рассчитаны на пучок шириной в пять радиусов перетяжки для тракта сигнала и в четыре радиуса для тракта гетеродина [165]. Вся система проверена расчетом методом физической оптики [169].

Характеристики пучка. Параметры пучка каждого приемника определялись сканированием амплитуды и фазы поля в ближней зоне для обеих поляризаций с последующим пересчетом в дальнюю зону; динамический диапазон измерений составляет около 70 дБ.

Типичная диаграмма направленности показана на рис. 4.7. Первые боковые лепестки лежат ниже −22 дБ относительно максимума. По результатам измерений 62 картриджей апертурная эффективность составляет 81,9 ± 0,9 % при эффективности по переливу 95,5 ± 0,8 % и эффективности по распределению поля на апертуре 87,8 ± 1,5 %; поляризационная эффективность равна 98,0 ± 0,2 %, а уровень кросс-поляризации составляет от −17 до −18 дБ [8, 169].

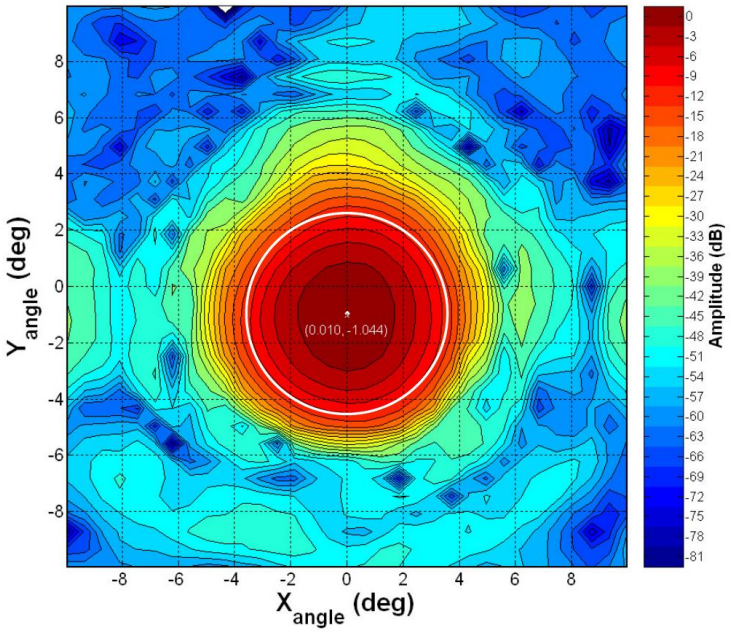


Рисунок 4.7 – Типичная диаграмма направленности картриджа диапазона 9 ALMA на основной поляризации в дальней зоне (шкала амплитуды в децибелах). Белая окружность – угловой размер вторичного зеркала телескопа. Заимствовано из [8].

Изменения при переходе к разделению полос. Тракт принимаемого сигнала – окно, фильтры, зеркало M3, поляризационная сетка и зеркала M4 – в приемнике с разделением боковых полос сохраняется без изменений, а на входе смесителя используется тот же гофрированный рупор. Поэтому характеристики пучка, приведенные выше, полностью относятся и к приемнику с разделением полос, а положение блока смесителя в картридже задается положением рупора сигнала. Изменяется только тракт гетеродина: сложение сигнала и гетеродина выполняется не делителем пучка, а волноводными ответвителями внутри блока смесителя, и пучок гетеродина должен быть направлен в диагональный рупор гетеродина на противоположной грани блока. Соответствующая доработка картриджа описана ниже.

4.1.6. Тракт промежуточной частоты и доработка картриджа диапазона 9 ALMA

Смеситель разрабатывался в расчете на модернизацию существующих двухполосных приемников диапазона 9 ALMA [8] с минимальными изменениями и с повторным использованием большинства их узлов [A41]. Криогенная часть доработанного картриджа показана на рис. 4.8. Оптика сигнала сохранена без изменений, и положение смесителей определяется положением рупоров сигнала. Изменена оптика гетеродина: поскольку сложение сигнала и гетеродина выполняется волноводными ответвителями внутри блока смесителя, излучение гетеродина подводится к блоку через отдельный рупор на противоположной грани, для чего в картридже установлены новые зеркала гетеродина.

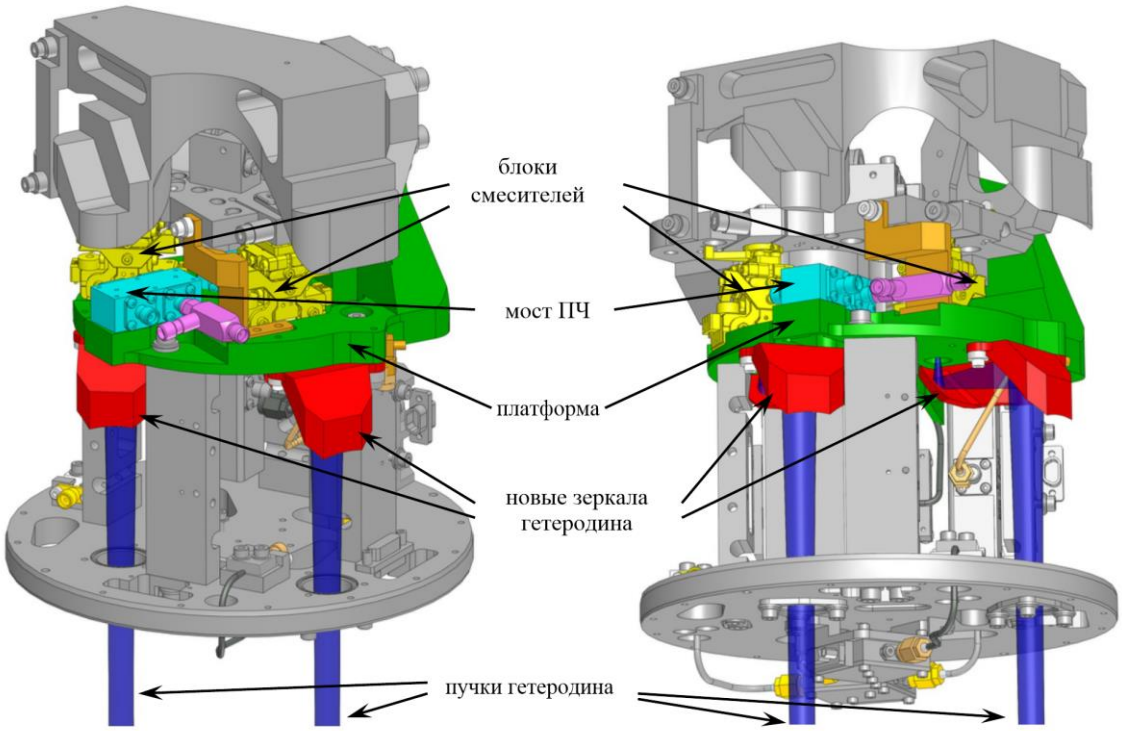


Рисунок 4.8 – Уровень 4 К картриджа приемника диапазона 9 ALMA, доработанного для режима с разделением боковых полос (два ракурса). Обозначены новые узлы: блоки смесителей, мост ПЧ, опорная платформа, новые зеркала гетеродина и ход пучков гетеродина. Кабели ПЧ, изоляторы, усилители и жгуты цепей постоянного тока не показаны. Над блоками смесителей расположен блок зеркал сигнала, оставленный без изменений.

Выходные сигналы смесителей в полосе ПЧ 4–12 ГГц подаются по полужестким кабелям одинаковой длины на входы квадратурного моста ПЧ, разработанного в Астрономическом центре Йебес (Испания) [160]. По данным изготовителя, амплитудный разбаланс моста не превышает ±0,3 дБ, фазовый – ±2° в полосе 4–12 ГГц. Кабели изготавливаются с точностью по длине лучше 1 мм, что соответствует фазовой ошибке до 3° на верхнем краю полосы ПЧ [A43].

За мостом следуют изоляторы 4–12 ГГц и криогенные усилители [170], применяемые в серийных приемниках диапазона 9; по сравнению с двухполосным приемником число усилителей на одну поляризацию удваивается, поскольку верхняя и нижняя боковые полосы выводятся раздельно. Структурная схема тракта ПЧ приведена на рис. 3.13.

Все испытания смесителей, описанные в настоящем разделе, проводились в модифицированном экземпляре картриджа приемника диапазона 9 ALMA. Шумовая температура определялась методом Y-фактора с нагрузками при температурах 300 и 77 К, подавление зеркальной полосы – стандартным методом [114] (п. 3.3.1).

4.1.7. Шумовая температура и потери в волноводной структуре

Однополосная шумовая температура приемника с блоками из сплава CuTe и с золоченым блоком приведена на рис. 4.9. Каждая точка соответствует шумовой температуре, усредненной по полосе ПЧ шириной 8 ГГц при данной частоте гетеродина; тонкими серыми линиями показано распределение шумовой температуры внутри полос ПЧ, измеренное с разрешением около 50 МГц. Отсутствие резких особенностей на этих кривых свидетельствует о равномерности характеристик приемника в полосе ПЧ.

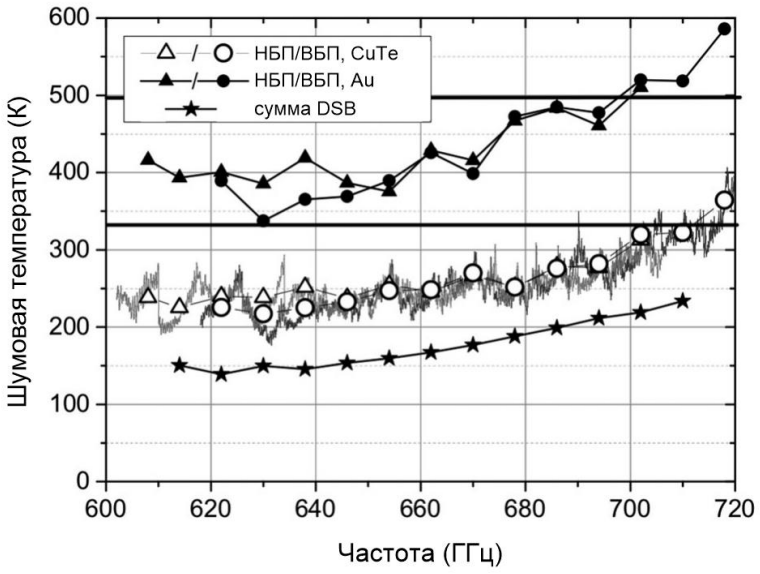


Рисунок 4.9 – Однополосная шумовая температура (без поправок) приемника с волноводным блоком из CuTe (светлые кружки и треугольники) и с золоченым блоком (темные кружки и треугольники) для нижней (НБП) и верхней (ВБП) боковых полос в сравнении с суммой двухполосных шумовых температур использованных СИС-смесителей (звездочки). Тонкие серые кривые – распределение шумовой температуры внутри полос ПЧ. Горизонтальные линии – спецификация ALMA: не выше 336 К в 80 % диапазона и не выше 500 К во всем диапазоне.

С блоком из CuTe шумовая температура составляет 200–380 К и не превышает 336 К в 95 % диапазона 600–720 ГГц. Тем самым выполнена спецификация ALMA для диапазона 9, согласно которой однополосная шумовая температура не должна превышать 336 К в 80 % диапазона и 500 К во всем диапазоне [171]. С золоченым блоком шумовая температура значительно выше – от примерно 340 К в лучших точках до почти 600 К на верхнем краю диапазона – и спецификации не удовлетворяет.

Вклад волноводной структуры в шумовую температуру можно оценить, сравнив результаты с суммой двухполосных шумовых температур тех же СИС-смесителей, измеренных по отдельности (звездочки на рис. 4.9): эта сумма соответствует шумовой температуре приемника с идеальной волноводной структурой без потерь. Превышение составляет около 40 % для блока из CuTe и около 120 % для золоченого блока. Поскольку все элементы высокочастотного тракта находятся при температуре 4 К и их собственное тепловое излучение пренебрежимо мало, рост шумовой температуры обусловлен только ослаблением принимаемого сигнала, которое составляет, следовательно, 1,5 и 3,5 дБ соответственно. При этом в двухполосных измерениях гетеродин вводился делителем пучка с коэффициентом ответвления 5 %, находящимся при температуре 4 К (потери сигнала 0,2 дБ), а в блоке с разделением полос сигнал проходит через ответвитель гетеродина с коэффициентом связи 12 % (потери 0,5 дБ). Различие в 0,3 дБ объясняет лишь малую часть эффекта; остальное – 1,2 дБ для блока из CuTe и 3,2 дБ для золоченого блока – представляет собой потери в волноводах. Уровень потерь практически постоянен во всем диапазоне, что указывает на их омическую природу.

К такому же выводу привели уже первые испытания модульного смесителя, в которых шумовая температура превышала ожидаемую в 1,8–2 раза. Дополнительные измерения со стандартным двухполосным смесителем диапазона 9 показали, что оптика, СИС-смесители и тракт ПЧ работают правильно и не являются причиной роста шумовой температуры. Частотно-независимый характер превышения исключал такие дефекты, как неточное совмещение половин блока, зазоры и ошибки обработки: по данным электродинамического моделирования они проявляются резонансными особенностями. Кроме того, измерения Y-фактора при вводе сигнала через порт гетеродина дали дополнительные потери, возрастающие приблизительно пропорционально длине волноводного пути.

Для прямого определения потерь были изготовлены тестовые блоки с прямым волноводом того же сечения 310 × 145 мкм длиной 12 мм, что примерно равно длине пути от рупора до СИС-смесителей в блоке с разделением полос. Тестовые блоки изготавливались фрезерованием из сплава CuTe, бескислородной меди (марка C10200, чистота 99,95 %) и бронзы; часть блоков затем была покрыта золотом. Тестовый блок устанавливался между рупором и двухполосным СИС-смесителем и находился при температуре 4 К; потери определялись по росту шумовой

температуры приемника относительно измерения без блока. Наименьшие потери, 0,6–0,7 дБ (50–60 дБ/м), получены как для сплава CuTe, так и для бескислородной меди. Для блоков с электролитическим золочением потери составили около 1,5 дБ (125 дБ/м).

Эти значения согласуются с теоретической оценкой. Стандартный расчет для классического скин-эффекта [172] дает для медного волновода сечением 310 × 145 мкм на частоте 650 ГГц при комнатной температуре (проводимость $5{,}85 \cdot 10^7$ См/м) потери 75,8 дБ/м. При охлаждении потери должны уменьшаться, однако на этих частотах при температуре 4 К медь находится в режиме глубокого аномального скин-эффекта (п. 3.1.7), и расчет по методике [155, 157] дает 59 дБ/м, то есть 0,7 дБ на длине 12 мм. Совпадение с результатами для тестовых блоков показывает, что измеренные потери близки к фундаментальному пределу для медного волновода данного сечения при криогенной температуре; близость результатов для сплава CuTe и чистой меди позволяет применять расчет, выполненный для меди, к сплаву CuTe.

Потери в волноводном блоке смесителя превышают потери в тестовом блоке той же длины и из того же материала на 0,5 дБ для сплава CuTe и на 1,7 дБ для золоченого блока. Вероятные причины – более сложная форма структуры, шероховатость стенок и качество стыка половин блока. Для фрезерованных поверхностей CuTe шероховатость R_a оценена приблизительно в 100 нм [173]; при электролитическом золочении она должна быть еще выше. Результаты измерений и расчетов сведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Потери в волноводе сечением 310 × 145 мкм на частотах около 650 ГГц

Объект	Погонные потери, дБ/м	Потери на длине 12 мм, дБ
Расчет: медь, классический скин-эффект, 300 К [172]	75,8	0,9
Расчет: медь, аномальный скин-эффект, 4 К [155, 157]	59	0,7
Тестовый блок: CuTe, бескислородная медь, 4 К	50–60	0,6–0,7
Тестовый блок: электролитическое золочение, 4 К	≈ 125	≈ 1,5
Блок смесителя из CuTe, 4 К	–	1,2
Блок смесителя золоченый, 4 К	–	3,2

Из этих результатов следуют выводы, определившие дальнейшую разработку. Во-первых, волноводные блоки для частот выше 600 ГГц следует изготавливать из меди или слаболегированного медного сплава без покрытия; электролитическое золочение, традиционно применяемое для защиты волноводных блоков, увеличивает потери более чем вдвое. Во-вторых, даже при идеальном материале потери в волноводе сечением 310 × 145 мкм на длине 12 мм

составляют 0,7 дБ, что сопоставимо со всем выигрышем, ожидаемым от разделения полос (рис. 1.17). Нижний край рабочего диапазона (600 ГГц) в таком волноводе близок к частоте отсечки, вблизи которой потери резко возрастают; потери возрастают и при уменьшении высоты волновода. Следовательно, сечение волноводов должно быть увеличено настолько, насколько это допускает одномодовый режим.

4.1.8. Подавление зеркальной полосы и ограничения первого поколения

Частотные зависимости подавления зеркальной полосы для блока из CuTe и золоченого блока приведены в главе 3 (рис. 3.11). С блоком из CuTe подавление не опускается ниже 11,5 дБ во всем диапазоне; с золоченым блоком оно превышает 15 дБ в 99 % точек и в среднем составляет около 20 дБ. Измерения выполнены при фиксированном напряжении смещения обоих смесителей 2 мВ, без оптимизации подавления подстройкой смещений. Спецификация ALMA (не менее 10 дБ) выполнена в обоих случаях.

Вместе с тем полученное подавление существенно ниже ожидавшегося. При разбалансе моста ПЧ ±0,3 дБ [160] и расчетном разбалансе моста ВЧ 1 дБ [159] подавление должно было превышать 22 дБ во всем диапазоне. Результат для золоченого блока показывает, что различие коэффициентов преобразования смесителей и разбаланс моста ПЧ достаточно малы, чтобы обеспечить подавление на уровне 20 дБ; следовательно, в приемнике с блоком из CuTe подавление ограничивает сам волноводный блок.

Причина этого ограничения установлена в главе 3. Баланс принимаемого сигнала в собранном блоке нарушается несимметричными отражениями: волны, отраженные от СИС-смесителей, возвращаются к ним через высокочастотную нагрузку и через изоляцию квадратурного моста с противоположными знаками ошибки в двух плечах (пп. 3.1.3, 3.2.4). Потери в волноводах ослабляют эти волны, поэтому золоченый блок с большими потерями обеспечивает лучшее подавление, но худшую шумовую температуру. Расчеты для упрощенной модели исходной структуры подтверждают масштаб эффекта: при отражении смесителей −10 дБ и нагрузок −20 дБ вклад волноводной структуры в подавление снижается с почти 30 дБ до примерно 20 дБ, причем наихудшее значение подавления в диапазоне монотонно улучшается с уменьшением отражения высокочастотной нагрузки.

Смеситель первого поколения, таким образом, ставил перед выбором: либо низкая шумовая температура при подавлении около 12 дБ (блок из CuTe), либо подавление 15–20 дБ при недопустимо высокой шумовой температуре (золоченый блок). Чтобы получить то и другое одновременно, отражения следует не гасить потерями в волноводах, а устранять их источники. Эта задача решена в волноводной структуре второго поколения.

4.1.9. Волноводная структура второго поколения: реализация рекомендаций п. 3.1.7

Новая волноводная структура разработана практически заново на основе рекомендаций п. 3.1.7. Общий принцип состоит в том, чтобы минимизировать волноводные резистивные потери и потери на отражение и увеличить поглощение в нагрузках. Исходные требования были сформулированы следующим образом:

– потери в волноводах должны быть минимальными, что достигается как выбором материала, так и размерами волноводов;

– отражение волноводных нагрузок в рабочих условиях не должно превышать −30 дБ;

– все волноводные элементы оптимизируются по минимуму входных и выходных отражений, при необходимости ценой амплитудного и фазового баланса.

Собственный баланс квадратурного моста, который традиционно служит главным критерием оптимизации, сознательно отнесен к требованиям второй очереди: подавление зеркальной полосы значительно менее чувствительно к небольшому разбалансу моста, чем к несимметричным отражениям, а заметный вклад в амплитудный разбаланс в любом случае вносят сами смесители, так что дальнейшее улучшение баланса моста по сути не дает улучшений для всей системы.

Каждый из шести путей, на которых в структуре возникают стоячие волны (п. 3.1.3), имеет хотя бы один сильно отражающий конец – смеситель или выход делителя гетеродина. Поскольку ни то ни другое улучшить нелегко, отражения следует уменьшать на другом конце пути. Для путей 2, 3 и 5 (смеситель – мост, смеситель – ответвитель и делитель – ответвитель) это достигается минимизацией входных отражений моста и ответвителя; для пути 4 (смеситель – ответвитель – делитель), оба конца которого отражают, – ослаблением связи ответвителя; для путей 1 и 6 (смесители – мост – высокочастотная нагрузка и делитель – нагрузка гетеродина) – уменьшением отражения нагрузок [А37]. Меры, относящиеся к симметричным путям 3–6, на подавление зеркальной полосы в первом приближении не влияют, но уменьшают неравномерность частотной характеристики приемника.

Сечение волноводов и технологические ограничения. Сечение волноводов выбрано равным 400 × 200 мкм – близким к максимально возможному для данного диапазона при сохранении одномодового режима. Частота отсечки основной волны составляет 375 ГГц, следующей – 750 ГГц. Расчет показывает, что погонные потери в волноводе 310 × 145 мкм почти вдвое выше, чем в волноводе 400 × 200 мкм [А23]. Поскольку вторая частота отсечки близка к верхнему краю рабочего диапазона (720 ГГц), расширение волновода сверх стандартного сечения где-либо в структуре недопустимо: оно может привести к возбуждению запертых мод [152]. Это требование выполнено во всех элементах, кроме ответвителя гетеродина. Ширина волновода 400

мкм совпадает с шириной волновода пониженной высоты 400 × 100 мкм, принятого в держателях смесителей и рупорах диапазона 9 ALMA, так что переходов по ширине, то есть по глубине фрезерования, не требуется. Плавные переходы по высоте от 100 к 200 мкм расположены непосредственно у стыковочных плоскостей блока, чтобы путь в волноводе пониженной высоты с его повышенными потерями был минимальным; длина переходов выбрана кратной половине длины волны, чтобы максимум пропускания приходился на середину диапазона.

Для обеспечения технологичности задана минимальная ширина любого волновода или щели. Доступные концевые фрезы такого размера имеют отношение длины режущей части к диаметру не более 3:1, поэтому минимальная ширина щели принята равной 72 мкм (фреза диаметром 70 мкм с длиной режущей части 210 мкм). Все наружные углы структуры скруглены радиусом 10 мкм: это облегчает получение кромок без заусенцев и устраняет локальные максимумы плотности тока, которые в расчетах возникают на острых углах. Минимальный внутренний радиус определяется диаметром фрезы и принят равным 40 мкм. Влияние скруглений на характеристики элементов компенсируется небольшой коррекцией их размеров [А37].

Центральная часть волноводной структуры с обозначениями портов показана на рис. 4.10. Электродинамическое моделирование всех элементов выполнено в программе CST Microwave Studio.

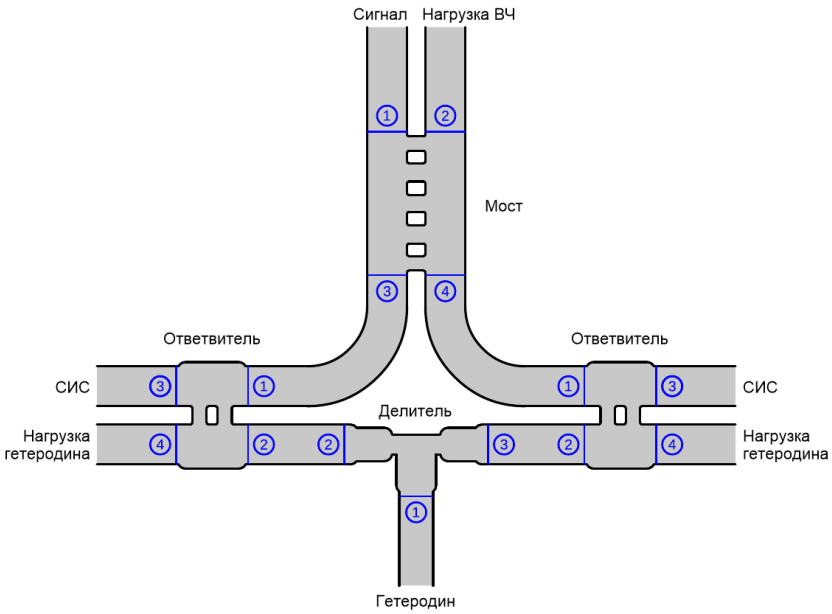


Рисунок 4.10 – Центральная часть волноводной структуры второго поколения: вход сигнала от рупора, высокочастотная нагрузка, квадратурный мост, ответвители, делитель и нагрузки гетеродина, выходы к СИС-смесителям. Цифры в кружках – номера портов отдельных элементов.

Квадратурный мост (рис. 4.11) представляет собой ответвитель с пятью щелями связи. Он выполнен прямым, без изгибов и расширений волноводов, чтобы исключить запертые моды. Амплитудный и фазовый баланс сначала приводились к значениям, близким к 0 дБ и 90°, подбором длины щелей s при одинаковых и равноотстоящих щелях; затем характеристики оптимизировались небольшими изменениями положений (p_1, p_2) и ширин (g_0–g_2) отдельных щелей. В пределах рассмотренной области параметров обнаружена отчетливая связь между характеристиками моста: уменьшение входного отражения сопровождается ухудшением амплитудного баланса и улучшением фазового. В соответствии с требованиями, сформулированными выше, приоритет отдан минимуму входного отражения $|S_{11}|^2$ и изоляции $|S_{21}|^2$.

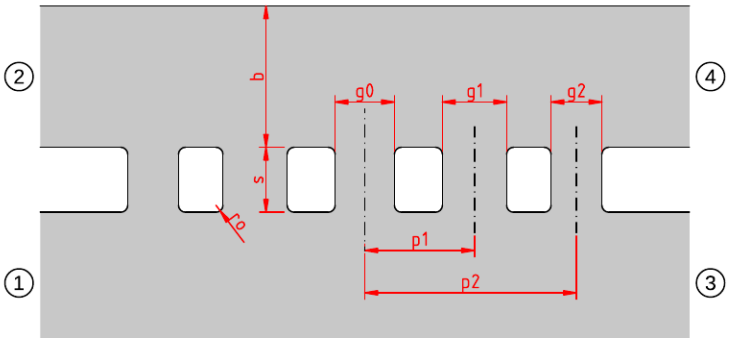
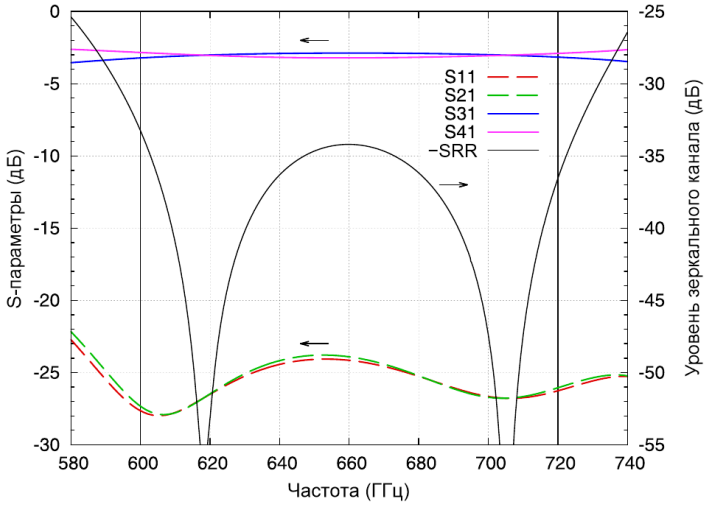
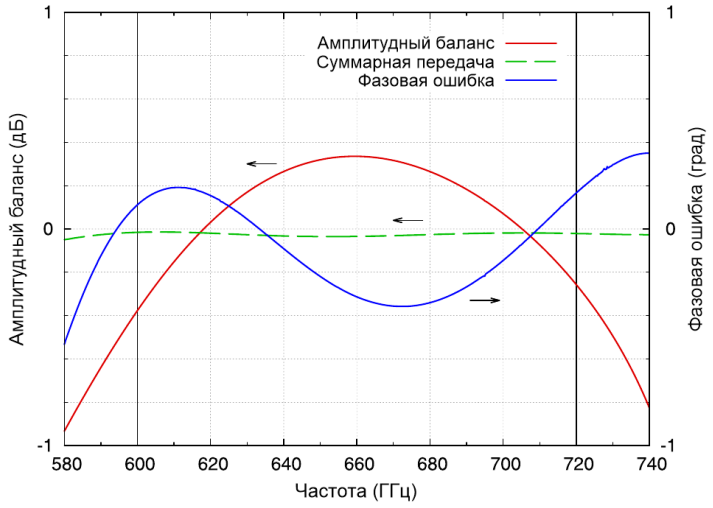


Рисунок 4.11 – Топология квадратурного моста. Цифры в кружках – номера портов. Размеры приведены в таблице 4.2.

Рассчитанные характеристики моста показаны на рис. 4.12. Входное отражение и изоляция не превышают −24 дБ во всем рабочем диапазоне, тогда как в прежней структуре изоляция составляла около −18 дБ. Амплитудный разбаланс при этом остается в пределах ±0,4 дБ, фазовая ошибка – в пределах ±0,4°. Собственный вклад моста в подавление зеркальной полосы, рассчитанный по его комплексным S-параметрам (формула (3.8)), в наихудшей точке диапазона составляет около 33 дБ; это верхний предел подавления, достижимого с данной структурой при идеальных остальных элементах. Компромисс между балансом и отражением иллюстрирует следующий пример: при несколько ином наборе параметров собственное подавление моста в центре диапазона улучшается почти на 5 дБ, но входное отражение ухудшается примерно на ту же величину. Выбран вариант с меньшим отражением.



а

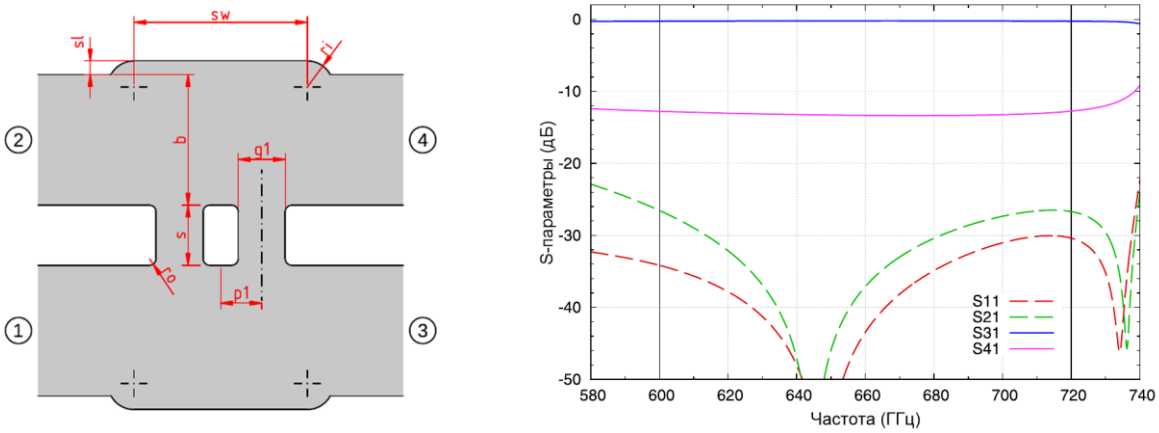


б

Рисунок 4.12 – Расчетные характеристики квадратурного моста: а – S-параметры (левая шкала) и вклад моста в уровень зеркального канала (кривая −SRR, правая шкала); б – амплитудный баланс $|S_{31}|^2/|S_{41}|^2$, суммарная передача $|S_{31}|^2 + |S_{41}|^2$ (левая шкала) и фазовая ошибка $\arg S_{31} - \arg S_{41} - 90°$ (правая шкала). Вертикальные линии – границы рабочего диапазона.

Ответвитель гетеродина (рис. 4.13) выполнен с двумя щелями связи. Благодаря прогрессу в технике источников гетеродина доступная мощность перестала быть жестким ограничением, и коэффициент связи уменьшен с −9 до −13 дБ; это снижает вносимые потери принимаемого сигнала до уровня не более 0,25 дБ и ослабляет стоячую волну на пути смеситель – ответвитель – делитель гетеродина. При заданной минимальной ширине щели и единой глубине фрезерования решения с таким малым коэффициентом связи в волноводе стандартного сечения найти не удалось, поэтому в области связи волноводы расширены: расширение локально уменьшает напряженность поля у щелей и позволяет получить связь −13 дБ, не уменьшая ширину щели ниже допустимой. Как и в случае моста, ответвитель оптимизирован по минимуму входного отражения – прежде всего для подавления обычной стоячей волны между ответвителем

и сильно отражающим СИС-смесителем; расчетное входное отражение в рабочем диапазоне не превышает −30 дБ. Оптимизировалась также направленность ответвителя, поскольку половина мощности гетеродина, ответвленной в обратном направлении, выходит через рупор принимаемого сигнала и может вызывать амплитудную и фазовую нестабильность из-за слабых отражений от инфракрасных фильтров, окна криостата или вторичного зеркала телескопа.



а б

Рисунок 4.13 – Ответвитель гетеродина: а – топология (цифры в кружках – номера портов; размеры приведены в таблице 4.2); б – расчетные S-параметры: коэффициент связи $|S_{41}|^2$ около −13 дБ, входное отражение $|S_{11}|^2$ и изоляция $|S_{21}|^2$ минимизированы.

Делитель гетеродина выполнен в виде Т-образного разветвления в Е-плоскости с согласующими секциями во всех трех плечах. Коэффициент деления определяется симметрией, и оптимизации подлежат только отражения и развязка. Делитель является трехплечевым устройством без потерь и потому имеет либо сильное отражение со стороны выходов, либо слабую развязку между ними; оба фактора влияют на стоячие волны гетеродина примерно одинаково, и их уровни выбраны приблизительно равными (около −6 дБ). Отражение со стороны входа гетеродина минимизировано, чтобы исключить стоячую волну между блоком смесителя и источником гетеродина [A37]. Размеры квадратурного моста и ответвителя гетеродина приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Размеры элементов волноводной структуры второго поколения (обозначения – на рис. 4.11 и 4.13, а)

Размер	Квадратурный мост, мкм	Ответвитель гетеродина, мкм
Ширина волновода a	400	400
Высота волновода b	200	200
Длина щелей связи s	92	92
Положение щелей p_1; p_2	156; 300	63
Ширина щелей g_0; g_1; g_2	84; 91; 72	$g_1 = 72$
Длина и глубина расширения волновода s_w; s_l	–	266; 21
Радиусы скругления: внутренний r_i, наружный r_o	$r_o = 10$	$r_i = 40$; $r_o = 10$

Нагрузки. Основные нагрузки – высокочастотная нагрузка моста и нагрузки гетеродина – выполнены по той же схеме, что и в первом поколении: волновод под острым углом входит в полость, заполненную поглотителем Eccosorb MF-112. Расчетное отражение такого перехода, полученное с использованием модели осциллятора Лоренца для дисперсии поглотителя [153], ниже −30 дБ. Свойства поглощающих материалов этого типа на субмиллиметровых частотах при температуре 4 К известны, однако, недостаточно надежно: при подготовке производства приемников диапазона 5 ALMA было обнаружено, что близкий материал Eccosorb MF-116 при охлаждении от комнатной температуры до 4 К может терять до порядка величины поглощения, что отчасти расходится с более ранними измерениями [108]. Ввиду этой неопределенности и высоких требований к нагрузкам перед каждой нагрузкой введен распределенный аттенюатор – длинный отрезок волновода, покрытый материалом с высоким удельным сопротивлением. В качестве покрытия выбран напыленный титан: его удельное сопротивление при 4 К может быть на два порядка выше, чем у меди, что соответствует примерно на порядок большим погонным потерям. Волноводы, ведущие к нагрузкам, имеют длину около 20 мм и для компактности свернуты в меандр (рис. 4.14). Измерения на прямых тестовых волноводах с таким же покрытием дали затухание не менее 0,2 дБ/мм, откуда ожидаемое дополнительное затухание при двукратном проходе, то есть улучшение эффективного отражения нагрузки, составляет около 8 дБ.

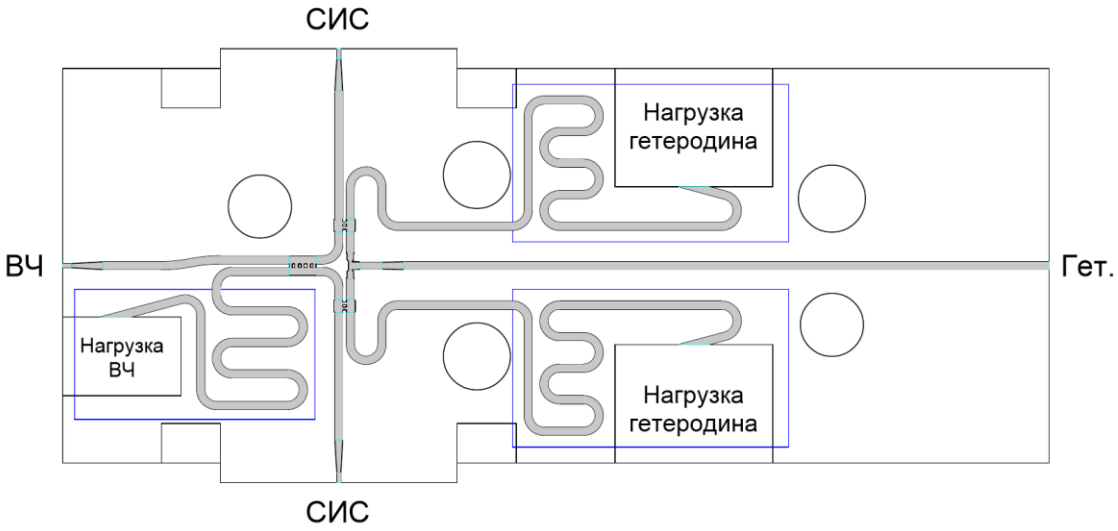


Рисунок 4.14 – Вид на плоскость разъема волноводного блока второго поколения: ВЧ – стык с рупором сигнала; Гет. – вход гетеродина; СИС – стыки с держателями смесителей; показаны полости высокочастотной нагрузки и нагрузок гетеродина. Синими прямоугольниками обозначены области, на которые наносится резистивное покрытие.

Внешние размеры и стыковочные элементы блока второго поколения оставлены такими же, как у блока первого поколения. Благодаря этому новая волноводная структура была испытана с теми же рупорами, держателями смесителей, боковыми модулями и трактом ПЧ, и различие характеристик двух поколений может быть отнесено исключительно к волноводной структуре.

4.1.10. Изготовление и результаты испытаний

Опытный образец блока с новой структурой был изготовлен в Университете Чили. Уже первые измерения с этим образцом, на котором еще не было полностью завершено удаление заусенцев и не было нанесено титановое покрытие, показали, что подавление зеркальной полосы и шумовая температура с запасом удовлетворяют спецификации ALMA; превышение шумовой температуры над суммой двухполосных шумовых температур смесителей составило около 30 К, что соответствует потерям около 0,8 дБ. После испытаний опытного образца четыре рабочих блока были изготовлены группой GARD Технологического университета Чалмерса (Швеция). Для прямого сравнения с первым поколением блоки сначала испытывались с теми же СИС-смесителями, рупорами и вспомогательными узлами.

Шумовая температура. Однополосная шумовая температура приемника с первым блоком изготовления GARD и опорной парой смесителей приведена на рис. 4.15. Она составляет 165–220 К на частотах до 680 ГГц и возрастает примерно до 300 К на верхнем краю диапазона, то есть во всем диапазоне с запасом удовлетворяет спецификации ALMA. Превышение над суммой двухполосных шумовых температур смесителей составляет около 20 К, что

соответствует потерям в волноводной структуре около 0,5 дБ. Эта оценка содержит погрешность, связанную с тем, что двухполосные и однополосные измерения выполнялись с разными изоляторами и усилителями ПЧ и разными умножителями гетеродина; величина погрешности оценивается в ±10 К. По сравнению с первым поколением потери уменьшены более чем вдвое (с 1,2 до 0,5 дБ), в соответствии с ожидаемым эффектом от увеличения сечения волноводов и ослабления связи ответвителей.

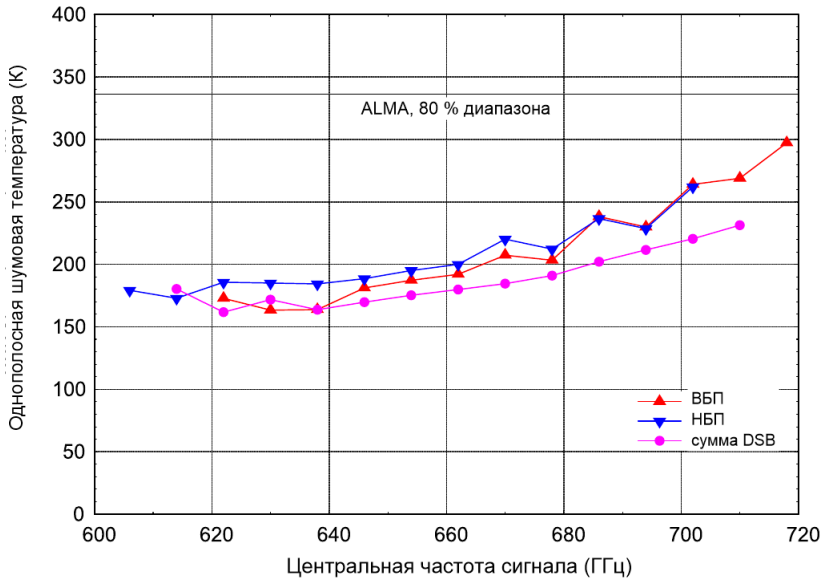


Рисунок 4.15 – Однополосная шумовая температура смесителя второго поколения для верхней (ВБП) и нижней (НБП) боковых полос в зависимости от частоты сигнала, соответствующей середине полосы ПЧ (частота гетеродина ±8 ГГц). Для сравнения приведена сумма двухполосных шумовых температур двух СИС-смесителей (сумма DSB). Горизонтальная линия – спецификация ALMA для 80 % диапазона (336 К).

Подавление зеркальной полосы для того же блока показано на рис. 4.16. Оно превышает 15 дБ практически во всех точках диапазона и с большим запасом удовлетворяет типичной спецификации современных приемников (не менее 10 дБ). Таким образом, новая структура обеспечивает одновременно низкие потери и высокое подавление: антикорреляция шумовой температуры и подавления, свойственная первому поколению, преодолена.

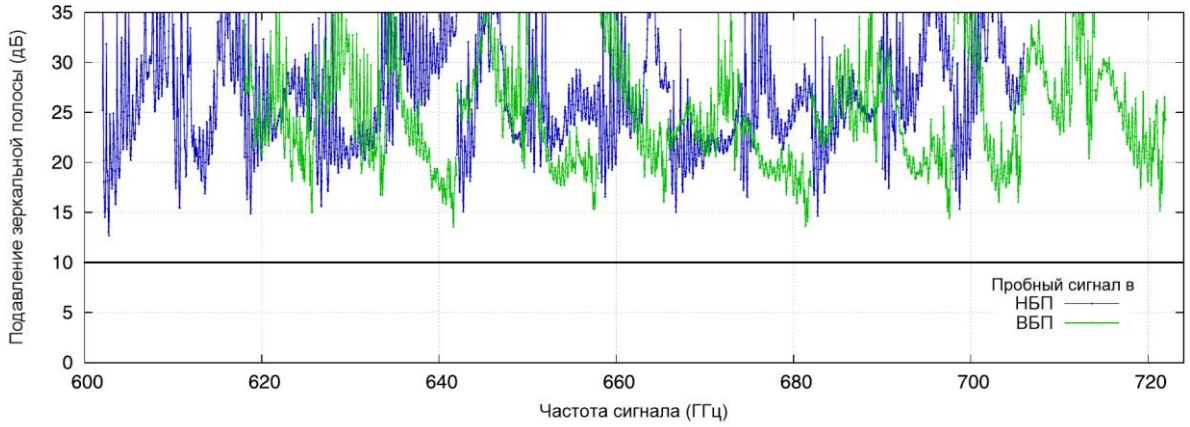


Рисунок 4.16 – Подавление зеркальной полосы смесителя второго поколения (первый блок изготовления GARD) в зависимости от частоты пробного сигнала, вводимого в нижнюю (НБП) и верхнюю (ВБП) боковые полосы. Горизонтальная линия – типичная спецификация приемников ALMA с разделением полос (10 дБ).

Измерение, результат которого показан на рис. 4.16, выполнено на полностью законченном блоке, включая титановое покрытие распределенных аттенюаторов толщиной около 0,8 мкм. По сравнению с измерением того же блока непосредственно перед нанесением покрытия картина частотной зависимости подавления несколько изменилась, но заметного общего улучшения не произошло. После того как этот результат повторился на втором блоке, покрытие на остальные блоки не наносилось, поскольку эта операция сопряжена с риском повреждения блока. Следовательно, основной эффект достигнут за счет подавления несимметричных отражений в самой структуре (изоляция и входное отражение моста), а вклад дополнительного затухания в длинных волноводах, ведущих к нагрузкам, невелик (см. также п. 3.2.4).

Сравнение с более ранними образцами показало большую роль качества обработки: тщательное изготовление без заусенцев повышает достижимое подавление на 5 дБ и более. Это естественно, поскольку разделение полос основано на точной взаимной компенсации больших сигналов и потому чувствительно к любому нарушению симметрии структуры.

Три из четырех рабочих блоков показали очень близкие характеристики. У четвертого блока значение подавления с теми же смесителями несколько ниже (около 13 дБ), что, вероятно, связано с мелкими заусенцами или иными остаточными дефектами; блок тем не менее пригоден к использованию.

В частотной зависимости подавления (рис. 4.16) помимо крупномасштабной структуры с характерным периодом порядка 10 ГГц, связанной с остаточным разбалансом тракта ВЧ, присутствует мелкомасштабная (менее 1 ГГц) структура, обусловленная трактом ПЧ. Если исключить ее сглаживанием в скользящем окне шириной 2 ГГц (рис. 3.12), подавление,

определяемое трактом ВЧ, составляет не менее 18 дБ во всем диапазоне. Следовательно, после оптимизации волноводной структуры характеристики приемника ограничиваются уже трактом ПЧ.

4.1.11. Подбор пар смесителей

Помимо симметрии мостов ВЧ и ПЧ подавление зеркальной полосы определяется тем, насколько близки свойства двух СИС-смесителей. Опорная пара смесителей, с которой получены результаты п. 4.1.10, была выбрана в начале работы довольно произвольно, однако оказалась исключительно хорошо подобранной: чтобы найти среди оставшихся от производства приемников диапазона 9 другие пары, обеспечивающие такое же подавление, потребовались значительные усилия.

Наиболее очевидный критерий подбора – равенство коэффициентов преобразования смесителей во всем диапазоне частот. В принципе коэффициент преобразования можно подстраивать напряжением смещения (п. 3.3.4), однако у переходов диапазона 9 он слабо меняется в пределах рабочего интервала смещений, ограниченного с одной стороны особенностями, связанными с эффектом Джозефсона, а с другой – щелевым напряжением. Заметное изменение наблюдается лишь вблизи щели и достигается ценой ухудшения шумовой температуры и стабильности. Для переходов этого типа важен, следовательно, именно статический подбор пар.

Была выполнена серия измерений примерно с дюжиной пар смесителей, установленных в один и тот же волноводный блок. Большинство пар подбиралось по наибольшей близости коэффициентов преобразования и нормальных сопротивлений; несколько пар были намеренно составлены из различающихся смесителей, чтобы определить допустимые границы разброса параметров. Отношения коэффициентов преобразования всех испытанных пар, измеренных в двухполосном режиме, показаны на рис. 4.17; пары разделены на три группы по достигнутому подавлению: очень хорошие (менее 0,5 % точек с подавлением ниже 15 дБ), достаточно хорошие (до 5 % таких точек) и худшие (более 5 %).

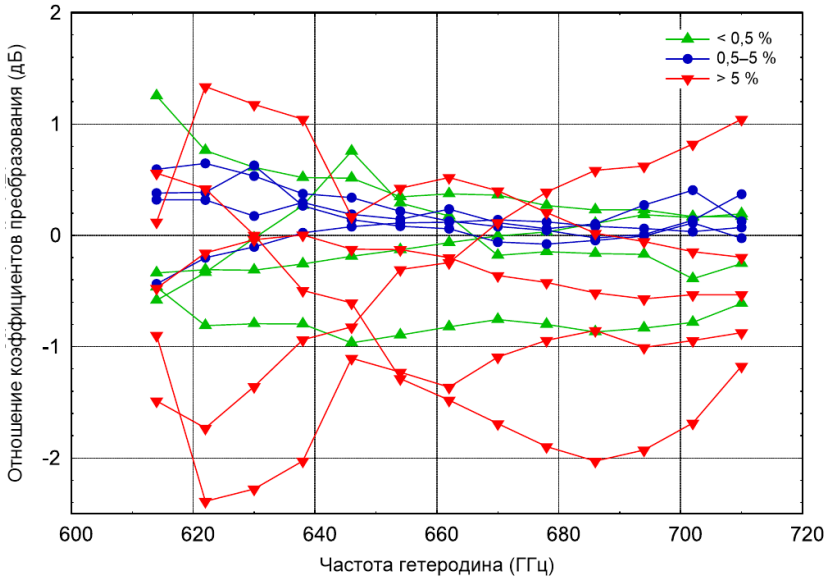


Рисунок 4.17 – Отношение коэффициентов преобразования смесителей в паре в зависимости от частоты гетеродина для всех испытанных пар (в одном и том же волноводном блоке). Пары разделены на три группы по доле точек с подавлением зеркальной полосы ниже 15 дБ: менее 0,5 % (зеленые треугольники вершиной вверх), от 0,5 до 5 % (синие кружки), более 5 % (красные треугольники вершиной вниз).

Оказалось, что простой связи между отношением коэффициентов преобразования, измеренным в двухполосном режиме, и достигнутым подавлением нет. У большинства пар худшей группы отношение коэффициентов преобразования, как и ожидалось, сильно меняется с частотой. Однако пары с наиболее ровным отношением, близким к 0 дБ, не являются лучшими и попадают в среднюю группу, а у нескольких лучших пар отношение заметно отличается от единицы. Сопоставление подавления с другими параметрами – нормальным сопротивлением, шумовой температурой, током накачки – выявляет некоторые тенденции, но ни один из этих параметров в отдельности не позволяет надежно предсказать подавление.

Примечательно, что лучшие значения подавления получены для переходов, находившихся при изготовлении рядом на одной пластине, и ни одна пара, составленная из переходов с разных пластин, не показала высокого результата. Известно, что толщина диэлектрического слоя SiO_2 изменяется по пластине и тем более от пластины к пластине. Это позволяет предположить, что трудно предсказуемое поведение подавления определяется фазовыми характеристиками согласующих структур смесительного элемента: различие фазы коэффициента передачи двух смесителей непосредственно входит в фазовую ошибку приемника, но не проявляется ни в одном из параметров, измеряемых в двухполосном режиме. Простого способа измерить фазу передачи отдельного смесителя в настоящее время нет.

Для комплектования четырех смесителей, предназначенных для установки на телескоп, оказалось достаточно прямого перебора: необходимое число хорошо согласованных пар было найдено экспериментально. Для возможного крупносерийного производства потребуется более глубокое понимание механизмов, определяющих согласованность пар. Следует отметить, что и пары, заметно уступающие лучшим, обеспечивают приемлемый результат: все испытанные пары, кроме одной, дали подавление выше 10 дБ во всем диапазоне.

4.1.12. Работа без изоляторов ПЧ: задел для матричных приемников

В существующих приемниках неравномерность характеристик в полосе ПЧ, вызванная стоячими волнами между плохо согласованными смесителями и малошумящими усилителями, подавляется изоляторами. Для четырехканальных приемников типа ALMA с полосой ПЧ 4–8 ГГц на канал или двухканальных с полосой 4–12 ГГц это приемлемо. Однако приемники, для которых предназначен разработанный смеситель, – четырехканальные (две поляризации, две боковые полосы) с полосой ПЧ не уже 4–12 ГГц и небольшие матрицы в фокальной плоскости – требуют более компактного построения. Громоздкие, дорогие и вносящие потери изоляторы 4–12 ГГц становятся узким местом и по характеристикам, и по габаритам.

В связи с этим был выполнен следующий эксперимент. Из тракта ПЧ, состоявшего из квадратурного моста 4–12 ГГц [160], двух изоляторов и двух усилителей, соединенных короткими коаксиальными кабелями, были исключены изоляторы. Одновременно штатные усилители приемника диапазона 9 [170] с входным отражением около −4 дБ были заменены монолитными интегральными усилителями 4–12 ГГц Астрономического центра Йебес, близкими к описанным в [174], с улучшенным входным согласованием (отражение около −10 дБ, в худшей точке полосы −7 дБ). Существенно, что эти усилители имеют встроенную цепь подачи смещения: в исходной схеме смещение на смесители подавалось через нагрузочные порты изоляторов.

Подавление зеркальной полосы, измеренное в такой конфигурации с тем же волноводным блоком и теми же смесителями, что и на рис. 4.16, показано на рис. 4.18. Мелкомасштабная структура, связанная с отражениями в тракте ПЧ, резко усилилась, и подавление в худших точках снизилось примерно на 5 дБ, достигнув уровня типичной спецификации 10 дБ. Вместе с тем исключение потерь в изоляторах уменьшило шумовую температуру примерно на 10 К без заметного изменения формы ее частотной зависимости. Механизм влияния отражений в тракте ПЧ на подавление рассмотрен в п. 3.3.3 (рис. 3.15).

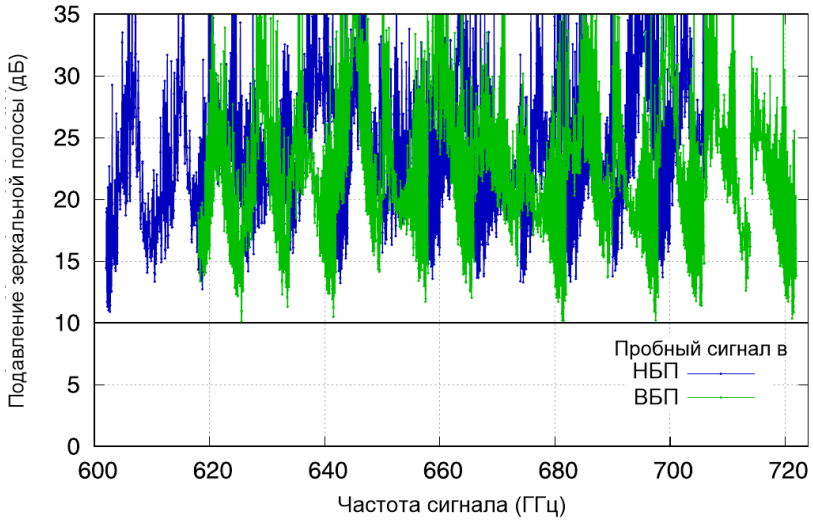


Рисунок 4.18 – Подавление зеркальной полосы с тем же волноводным блоком и теми же СИС-смесителями, что и на рис. 4.16, при исключенных изоляторах ПЧ и усилителях с улучшенным входным согласованием; пробный сигнал вводится в нижнюю (НБП) и верхнюю (ВБП) боковые полосы.

Полученный результат имеет практическое значение для многоэлементных приемников. Благодаря высокому подавлению, обеспечиваемому волноводной структурой, спецификация 10 дБ выполняется и без изоляторов; запас по подавлению в тракте ВЧ можно, таким образом, использовать для упрощения тракта ПЧ. При использовании усилителей с еще лучшим входным согласованием можно ожидать, что полное подавление, определяемое трактом ВЧ (около 18 дБ), будет реализовано и в матричных приемниках.

4.1.13. Сравнение поколений смесителей и итоги раздела

Основные характеристики смесителей диапазона 600–720 ГГц двух поколений сведены в таблице 4.3. Параметры волноводных структур приведены также в таблице 3.2.

Таблица 4.3 – Характеристики модульных смесителей с разделением боковых полос диапазона 600–720 ГГц

Параметр	Первое поколение, блок из CuTe	Первое поколение, золоченый блок	Второе поколение
Сечение волноводов, мкм	310 × 145	310 × 145	400 × 200
Изоляция квадратурного моста, дБ	≈ −18	≈ −18	< −24
Связь ответвителей гетеродина, дБ	−9	−9	−13
Потери в волноводной структуре, дБ	1,2	3,2	≈ 0,5
Однополосная шумовая температура, К	200–380	340–590	165–300
Подавление зеркальной полосы в худших точках, дБ	11,5	≈ 15	> 15 (13 на одном блоке из четырех)
Источник	[A5]	[A5]	[A23]

Результаты раздела состоят в следующем:

– разработана модульная конструкция СИС-смесителя с разделением боковых полос диапазона 600–720 ГГц, в которой волноводный блок, рупоры, держатели смесителей и узлы магнитной системы являются независимыми легко заменяемыми модулями; конструкция позволяет испытывать СИС-смесители по отдельности в двухполосном режиме и подбирать пары, а также заменять волноводную структуру без изменения остальных узлов;

– экспериментально определены потери в субмиллиметровых волноводах при температуре 4 К: для меди и сплава CuTe они составляют 50–60 дБ/м на частоте 650 ГГц в волноводе 310 × 145 мкм, что соответствует расчету для аномального скин-эффекта; электролитическое золочение увеличивает потери более чем вдвое;

– показано, что смеситель с волноводной структурой прежнего типа удовлетворяет спецификации ALMA по шумовой температуре (200–380 К) и подавлению зеркальной полосы (не хуже 11,5 дБ), но не позволяет получить малые потери и высокое подавление одновременно;

– волноводная структура второго поколения, спроектированная по рекомендациям главы 3 (волноводы 400 × 200 мкм, изоляция и входное отражение моста ниже −24 дБ, связь ответвителей −13 дБ, распределенные аттенюаторы перед нагрузками), обеспечивает потери около 0,5 дБ и подавление зеркальной полосы выше 15 дБ практически во всем диапазоне при однополосной шумовой температуре не выше 300 К; результат воспроизведен на трех блоках из четырех;

– установлено, что подавление зеркальной полосы не определяется однозначно равенством коэффициентов преобразования смесителей, измеренных в двухполосном режиме;

лучшие результаты дают пары смесителей из соседних точек одной пластины, что указывает на роль фазовых характеристик согласующих структур;

– показано, что приемник с разработанным смесителем сохраняет подавление не ниже 10 дБ при исключении изоляторов из тракта ПЧ, что открывает возможность построения компактных матричных приемников с разделением боковых полос.

4.2. Смеситель 800–950 ГГц – первая реализация 2SB в этом диапазоне

В настоящем разделе описан волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос диапазона 800–950 ГГц – первый смеситель такого типа, продемонстрированный на столь высоких частотах [А2]. Он построен по модульной схеме, отработанной в диапазоне 600–720 ГГц (раздел 4.1), его волноводная структура спроектирована по рекомендациям п. 3.1.7, а в качестве смесительных элементов использованы СИС-смесители на переходах Nb/AlN/NbN, описанные в главе 2. Раздел посвящен особенностям реализации и результатам испытаний; общие для двух диапазонов решения даются ссылками на раздел 4.1.

4.2.1. Постановка задачи и исходные решения

Окно прозрачности 800–950 ГГц – наиболее высокочастотное из окон, в которых возможны регулярные наблюдения с поверхности Земли. Даже на плато Чахнантор, где расположены телескопы APEX и ALMA, пропускание атмосферы в зените в этом окне составляет от 0,2 до 0,6, причем такие условия реализуются до 40 % времени [10, 175, А2]. Верхняя граница соответствует реально достижимой хорошей погоде, нижняя – пределу, за которым наблюдения в этом диапазоне теряют смысл. Шум атмосферы в таких условиях сопоставим с шумом приемника или превышает его, и подавление зеркальной полосы дает существенный выигрыш: при эффективной температуре атмосферы 260 К и двухполосной шумовой температуре смесителя 150 К, соответствующей лучшим современным образцам [176], отношение чувствительностей приемников с разделением полос и двухполосного при наблюдении спектральных линий составляет в среднем около 1,3. Для континуальных источников выигрыш меньше в $\sqrt{2}$ раз при интерферометрических наблюдениях и в 2 раза при наблюдениях на одиночной антенне [177, А5] (п. 1.6.5).

К началу настоящей работы приемники с разделением боковых полос эксплуатировались в обсерваториях на частотах примерно до 500 ГГц [106], тогда как приемники наиболее высокочастотных диапазонов наземных обсерваторий оставались двухполосными [178]. В диапазоне 787–950 ГГц был продемонстрирован балансный СИС-смеситель [113], а наиболее высокочастотным диапазоном, перекрытым волноводным СИС-приемником с разделением

полос, было окно 600–720 ГГц: смеситель, описанный в разделе 4.1, установлен в приемнике SEPIA660 телескопа APEX [A21, A35]. Успех этого приемника послужил основанием для разработки смесителя с разделением полос для следующего окна прозрачности.

Главная трудность при переходе к диапазону 800–950 ГГц заключается в миниатюризации волноводных элементов: при сохранении относительных размеров структуры ширина щелей связи квадратурного моста уменьшается до 55–70 мкм, а требования к точности изготовления и качеству поверхности соответственно возрастают. Одновременно возрастают погонные потери в волноводах. Исходные решения были приняты следующие:

– модульная конструкция, аналогичная конструкции смесителя диапазона 600–720 ГГц: волноводный блок с квадратурным мостом и ответвителями гетеродина, рупор сигнала, рупор гетеродина и держатели СИС-элементов выполняются как независимые узлы, которые легко заменяются и испытываются по отдельности, что позволяет измерять каждый СИС-смеситель в двухполосном режиме и подбирать пары;

– проектирование волноводной структуры по принципам п. 3.1.7: наряду с балансом моста минимизируются его входное отражение и изоляция, а также отражение высокочастотной нагрузки;

– использование держателей СИС-элементов, разработанных для матричного приемника CHAMP+ (глава 2), и изготовление волноводного блока и рупоров фрезерованием.

Фотография собранного смесителя приведена на рис. 4.19.

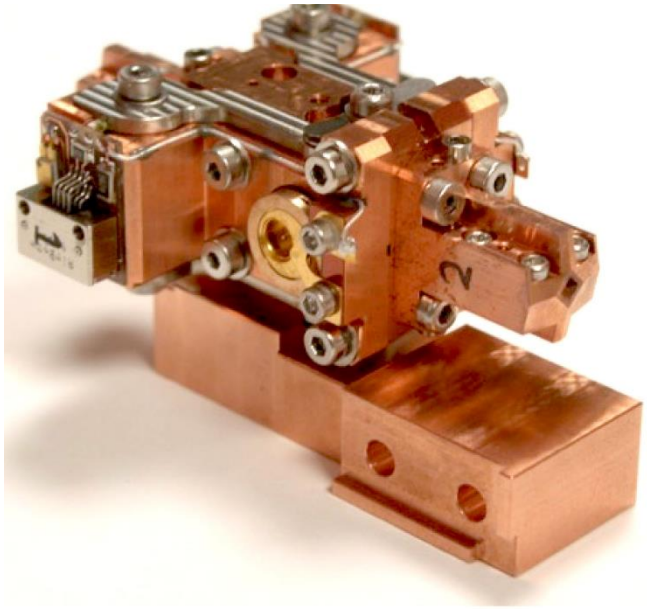


Рисунок 4.19 – Фотография модульного смесителя с разделением боковых полос диапазона 800–950 ГГц. Рупор принимаемого сигнала расположен справа, рупор гетеродина – на противоположной грани (на снимке почти не виден). В центре виден один из держателей СИС-элемента с разъемом GPO для вывода сигнала ПЧ.

4.2.2. Волноводная структура

Волноводная структура построена по классической схеме с квадратурным мостом и объединяет в одном разъемном по E-плоскости блоке мост, два ответвителя гетеродина и делитель гетеродина (рис. 4.20). Все элементы рассчитывались в программе CST Microwave Studio.

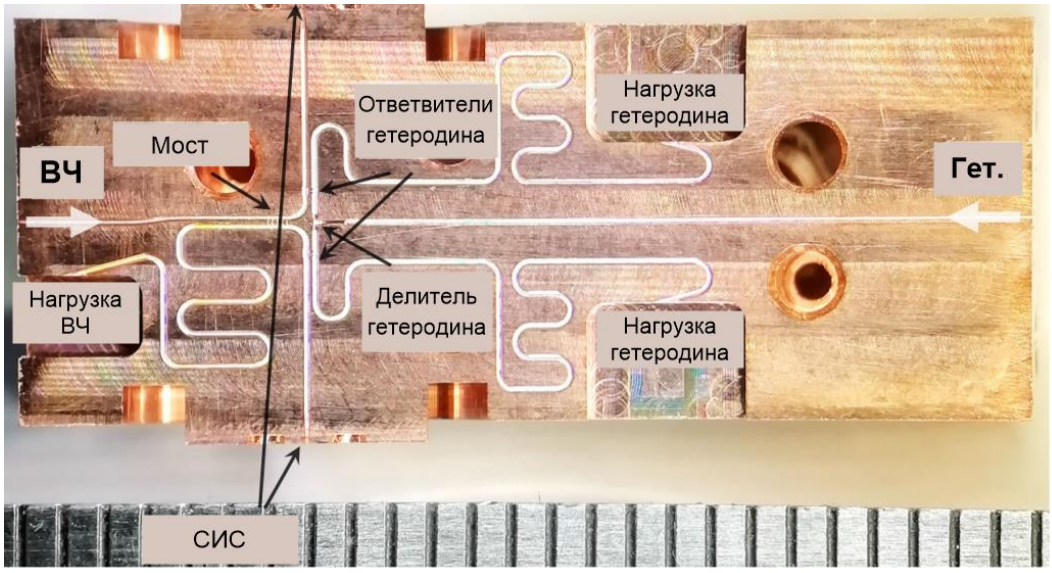


Рисунок 4.20 – Фотография половины волноводного блока диапазона 800–950 ГГц: ВЧ и Гет. (белые стрелки) – входы принимаемого сигнала и гетеродина; обозначены квадратурный мост, ответвители и делитель гетеродина, полости высокочастотной нагрузки и нагрузок гетеродина с подводящими волноводами-меандрами; СИС – положение СИС-переходов после установки держателей. Цена деления шкалы внизу – 1 мм.

Сечение волноводов выбрано равным 304 × 152 мкм. Частота отсечки основной волны в таком волноводе составляет 493 ГГц, а следующих типов волн – 986 ГГц, так что рабочий диапазон расположен в верхней части одномодовой полосы, где потери минимальны. Кроме того, такое сечение обеспечивает совместимость с держателями смесителей приемника CHAMP+.

Как показано в главе 3 и подтверждено в диапазоне 600–720 ГГц, баланс принимаемого сигнала в собранном смесителе определяется отражениями внутри волноводной структуры в значительно большей степени, чем собственным амплитудным и фазовым балансом моста. Поэтому при проектировании наряду с балансом моста решались три задачи: минимизация входных и выходных отражений моста, минимизация его изоляции и уменьшение отражения высокочастотной нагрузки. Ответвитель гетеродина, также находящийся в тракте сигнала, оптимизировался по минимуму отражений.

Квадратурный мост (рис. 4.21, вверху) представляет собой ответвитель с пятью щелями связи. Входное отражение $|S_{11}|^2$ и изоляция $|S_{21}|^2$ минимизировались подбором ширин и положений щелей при условии, что амплитудный и фазовый разбаланс остаются в заданных пределах (около 0,5 дБ и 0,5°). Рассчитанные характеристики приведены на рис. 4.22. Входное отражение и изоляция не превышают −24 дБ во всем рабочем диапазоне; амплитудный разбаланс лежит в пределах ±0,4 дБ, фазовая ошибка – в пределах ±0,4°. Собственный вклад моста в подавление зеркальной полосы, рассчитанный по формуле (3.8), в наихудшей точке диапазона составляет около 33 дБ, что задает верхний предел подавления, достижимого с данной структурой. Характеристики моста практически совпадают с характеристиками моста диапазона 600–720 ГГц (рис. 4.12), а его размеры (таблица 4.4) с точностью до округления получаются из размеров последнего (таблица 4.2) умножением на отношение ширин волноводов 304/400 = 0,76.

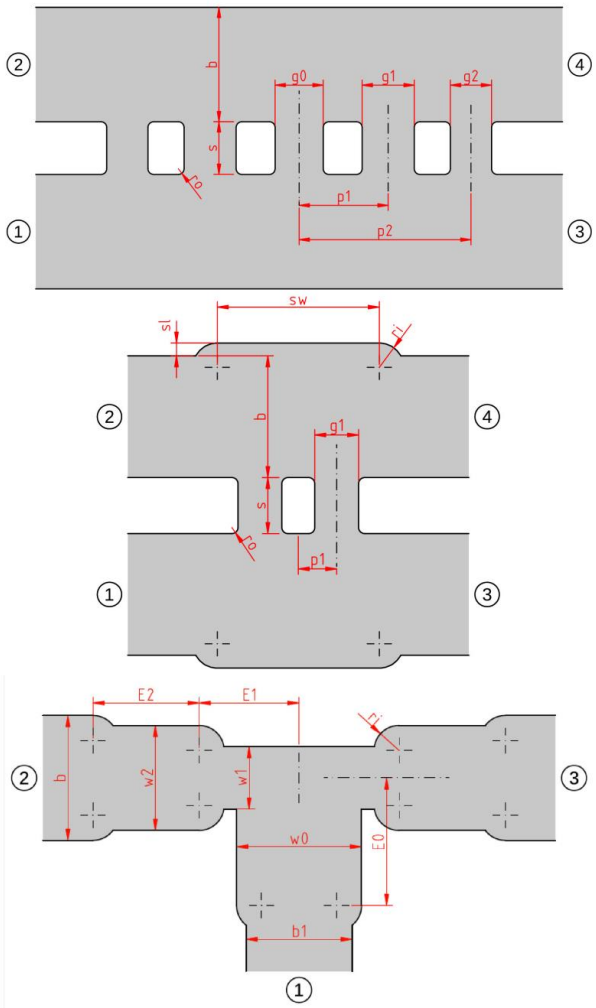


Рисунок 4.21 – Топология квадратурного моста (вверху), ответвителя гетеродина (в середине) и делителя гетеродина (внизу) смесителя диапазона 800–950 ГГц. Цифры в кружках – номера портов. Размеры приведены в таблице 4.4.

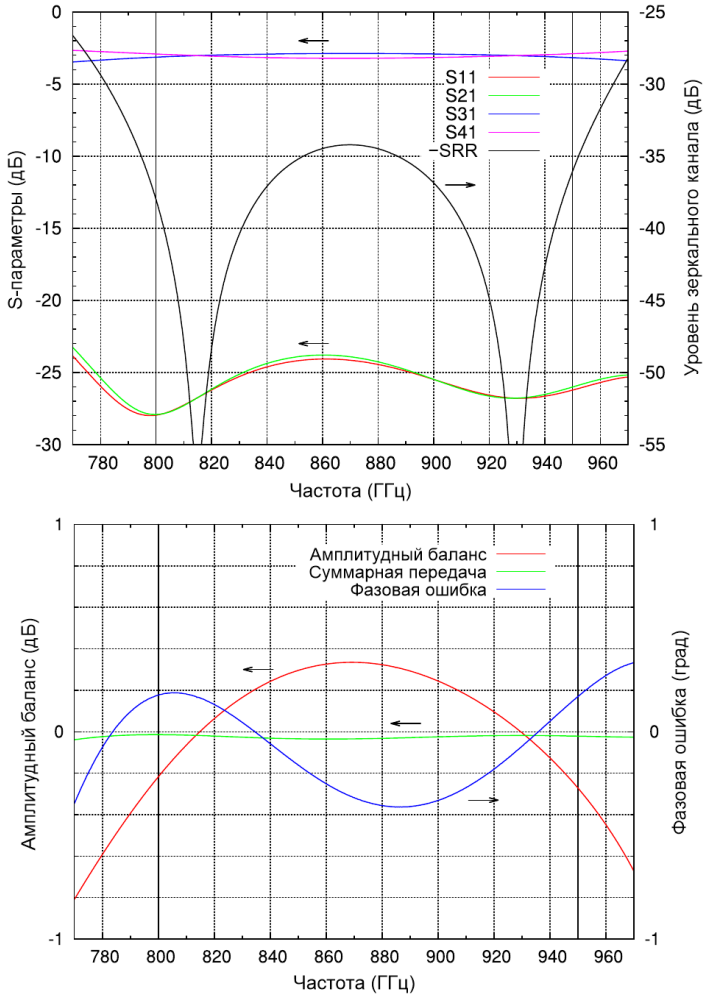


Рисунок 4.22 – Расчетные характеристики квадратурного моста диапазона 800–950 ГГц: вверху – S-параметры (левая шкала) и вклад моста в уровень зеркального канала (кривая −SRR, правая шкала); внизу – амплитудный баланс $|S_{31}|^2/|S_{41}|^2$, суммарная передача $|S_{31}|^2 + |S_{41}|^2$ (левая шкала) и фазовая ошибка $\arg S_{31} - \arg S_{41} - 90°$ (правая шкала). Вертикальные линии на частотах 800 и 950 ГГц – границы рабочего диапазона.

Ответвитель гетеродина (рис. 4.21, в середине) выполнен с двумя щелями связи и представляет собой масштабированный вариант ответвителя диапазона 600–720 ГГц (п. 4.1.9); его расчетные S-параметры практически совпадают с показанными на рис. 4.13. Коэффициент связи установлен на уровне −13 дБ, что ограничивает вносимые потери принимаемого сигнала величиной около 0,25 дБ. Мощности современных серийных источников гетеродина, составляющей в этом диапазоне несколько десятых милливатта, при такой связи с запасом хватает для оптимальной накачки СИС-смесителей.

Делитель гетеродина (рис. 4.21, внизу) выполнен в виде Т-образного разветвления в Е-плоскости с согласующими секциями во всех трех плечах. Как трехплечевое устройство без потерь он имеет высокое отражение со стороны выходов и низкую развязку между ними; оба фактора одинаково влияют на стоячие волны гетеродина и выбраны примерно равными (около

−6 дБ). Отражение со стороны входа гетеродина сделано ниже −30 дБ, чтобы исключить стоячую волну между блоком смесителя и источником гетеродина.

Нагрузки. Волноводы оканчиваются большими блоками поглотителя, к которым ведут длинные волноводы, свернутые в меандр (рис. 4.20). Потери на проход в длинных волноводах ослабляют остаточные отражения от стыков волновода с поглотителем. При необходимости эти участки структуры могут быть покрыты резистивной пленкой, например титаном, для увеличения затухания; поскольку в диапазоне 600–720 ГГц такое покрытие заметного улучшения не дало (п. 4.1.10), в описываемом смесителе оно не применялось.

Таблица 4.4 – Размеры элементов волноводной структуры диапазона 800–950 ГГц (обозначения – на рис. 4.21)

Квадратурный мост	Ответвитель гетеродина	Делитель гетеродина
b = 152 мкм	b = 152 мкм	b = 152 мкм
s = 70 мкм	s = 70 мкм	b_1 = 129 мкм
p_1 = 118 мкм	p_1 = 48 мкм	w_0 = 152 мкм
p_2 = 228 мкм	g_1 = 55 мкм	w_1 = 76 мкм
g_0 = 64 мкм	s_w = 202 мкм	w_2 = 127 мкм
g_1 = 69 мкм	s_l = 16 мкм	E_0 = 159 мкм
g_2 = 55 мкм	r_i = 30 мкм	E_1 = 121 мкм
r_o = 8 мкм	r_o = 8 мкм	E_2 = 129 мкм
–	–	r_i = 30 мкм

Наименьший элемент структуры – щели шириной 55 мкм; наружные углы скруглены радиусом 8 мкм, внутренние – радиусом 30 мкм. Волноводный блок и оба рупора изготовлены фрезерованием из сплава CuTe (марка C14500) в Институте радиоастрономии Макса Планка (Бонн).

4.2.3. Потери в волноводах на частотах около 870 ГГц

Длина волноводного пути от рупора сигнала до СИС-переходов составляет, как и в смесителе диапазона 600–720 ГГц, около 12 мм (рис. 4.20), и потери на этом пути непосредственно ухудшают чувствительность приемника. Для их уменьшения сечение

волновода 304 × 152 мкм выбрано близким к наибольшему, допускающему одномодовый режим в рабочем диапазоне.

Потери оценивались так же, как в п. 4.1.7. Расчет для классического скин-эффекта [172] на этих частотах неприменим: при низких температурах длина свободного пробега электронов становится большой по сравнению с классической толщиной скин-слоя, и металл переходит в режим аномального скин-эффекта [155, 157]. Для меди с проводимостью $5{,}85 \cdot 10^7$ См/м при 300 К и отношением сопротивлений RRR = 100 на частоте 870 ГГц отношение длины свободного пробега к классической толщине скин-слоя составляет около 0,55 при 300 К (38,5 и 70,5 нм) и около 550 при 4 К (3,85 мкм и 7 нм). При криогенных температурах медь находится, таким образом, в режиме глубокого аномального скин-эффекта и близка к нему уже при комнатной температуре. Расчет по методике [155, 157] дает для волновода 304 × 152 мкм на частоте 870 ГГц при температуре 4 К погонные потери 49,5 дБ/м, то есть 0,6 дБ на длине 12 мм. Это соответствует росту шумовой температуры приемника примерно на 15 %.

Отметим, что погонные потери оказываются даже ниже, чем в волноводе 310 × 145 мкм на частоте 650 ГГц (59 дБ/м, таблица 4.1), несмотря на более высокую частоту: рабочая частота здесь значительно дальше от частоты отсечки (отношение 1,76 против 1,34). Это еще раз подтверждает вывод п. 4.1.7 о необходимости выбирать сечение волновода наибольшим из возможных.

Измерения на тестовых блоках, выполненные на частотах около 650 ГГц при 4,2 К (п. 4.1.7), показали, что потери в волноводах из бескислородной меди и из сплава CuTe одинаковы (50–60 дБ/м) и согласуются с расчетом для аномального скин-эффекта. Это позволяет применять расчет, выполненный для чистой меди, к сплаву CuTe, из которого изготовлен блок диапазона 800–950 ГГц. Экспериментальная проверка расчетного значения потерь приведена в п. 4.2.7.

4.2.4. Рупоры сигнала и гетеродина

В смесителе диапазона 600–720 ГГц для принимаемого сигнала использовался гофрированный рупор (п. 4.1.2). Такие рупоры обеспечивают наилучшие характеристики пучка, но сложны и дороги в изготовлении, и с ростом частоты эти трудности возрастают. Альтернативой являются гладкостенные рупоры со сплайновым профилем, которые изготавливаются обычными средствами механической обработки и по характеристикам приближаются к гофрированным; для диагонального рупора такого типа в диапазоне 211–275 ГГц экспериментально получены уровень кросс-поляризации ниже −20 дБ и коэффициент связи с основной гауссовой модой выше 96 % [А20].

Для смесителя диапазона 800–950 ГГц разработан гладкостенный диагональный рупор со сплайновым профилем, выполняемый фрезерованием в разъемном блоке по технологии, предложенной в [179]; рупоры этого типа использованы и для сигнала, и для гетеродина. Форма стенки задается десятью узлами, соединенными отрезками прямых (линейный сплайн). Профиль рупора в E-плоскости показан на рис. 4.23, координаты узлов – положение вдоль оси пучка a_z и расстояние от оси a_r – приведены в таблице 4.5. Длина рупора и размер его апертуры определяются координатами последнего узла и составляют 7,08 и 2,178 мм. Рупор возбуждается прямоугольным волноводом сечением 0,304 × 0,152 мм.

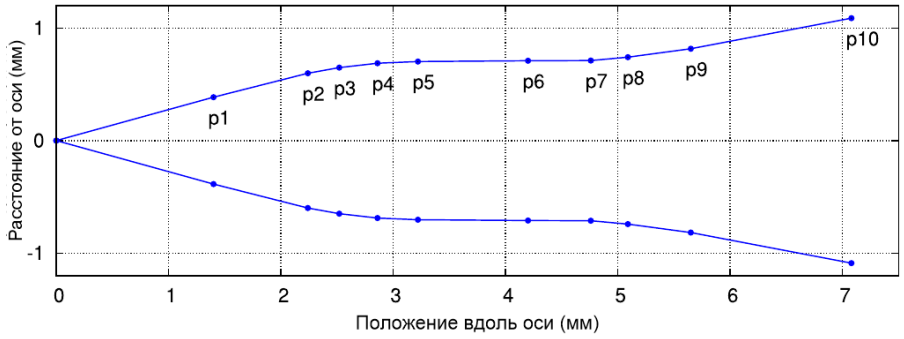


Рисунок 4.23 – Профиль гладкостенного диагонального рупора в E-плоскости. Форма стенки задается отрезками прямых, соединяющими узлы p_1–p_{10}.

Таблица 4.5 – Координаты узлов профиля рупора

Узел	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	p_6	p_7	p_8	p_9	p_{10}
a_z, мм	1,40	2,24	2,52	2,86	3,22	4,20	4,76	5,09	5,65	7,08
a_r, мм	0,386	0,599	0,649	0,688	0,703	0,710	0,712	0,742	0,817	1,089

Рассчитанные диаграммы направленности рупора в дальней зоне на трех частотах – 780, 865 и 950 ГГц – приведены на рис. 4.24. Диаграммы в E- и H-плоскостях совпадают до уровня около −35 дБ, то есть пучок имеет почти круговое сечение. Боковые лепестки в обеих плоскостях лежат ниже −40 дБ на всех частотах. Уровень кросс-поляризации, рассчитанный в диагональной плоскости, где он максимален, ниже −20 дБ на всех частотах и минимален на частоте 865 ГГц. Параметры эквивалентного гауссова пучка, рассчитанные по результатам моделирования, приведены в таблице 4.6: радиус перетяжки в пределах диапазона меняется мало (0,51–0,53 мм), а ширина диаграммы уменьшается с 13,7° на частоте 780 ГГц до 10,9° на частоте 950 ГГц.

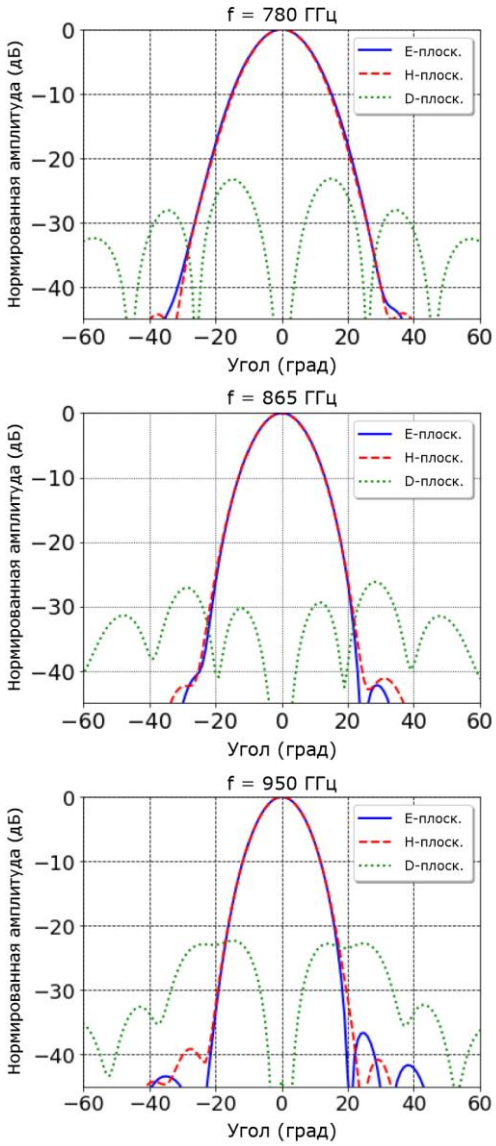


Рисунок 4.24 – Расчетные диаграммы направленности диагонального рупора в дальней зоне на частотах 780, 865 и 950 ГГц: основная поляризация в E-плоскости (сплошные линии) и H-плоскости (штриховые линии) и кросс-поляризация в диагональной плоскости D (пунктир), нормированная на максимум основной поляризации.

Таблица 4.6 – Расчетные параметры пучка рупора

Частота, ГГц	Радиус перетяжки w_0, мм	Положение фазового центра, мм	Ширина диаграммы, град
780	0,5105	−1,584	13,74
865	0,5143	−0,584	12,29
950	0,5289	−1,484	10,89

4.2.5. Смесительные элементы

В волноводный блок установлены СИС-смесители, разработанные ранее для модернизации высокочастотной подматрицы приемника CHAMP+ телескопа APEX; их конструкция, технология и характеристики подробно рассмотрены в разделах 2.1 и 2.2 [A1]. Смесители выполнены на туннельных переходах Nb/AlN/NbN с высокой плотностью тока (около 30 кА/см^2), встроенных в микрополосковую линию с нижним электродом из NbTiN толщиной 300 нм и верхним электродом из алюминия толщиной 500 нм, разделенными слоем SiO_2 толщиной 250 нм. Нижний электрод перехода (Nb) нанесен на пленку NbTiN, а верхний (NbN) контактирует с алюминиевым проводником. Для расширения полосы использована двухпереходная структура. Повышенное щелевое напряжение таких переходов особенно важно в диапазоне 800–950 ГГц, где ширина фотонной ступени превышает щелевое напряжение ниобиевых переходов.

Двухполосная шумовая температура смесителей, установленных в блок с разделением полос, изменяется от 210 К в нижней части диапазона до примерно 350 К на его верхнем краю. Эти значения заметно уступают лучшим результатам для данного диапазона [176, 178], что следует учитывать при оценке достигнутой чувствительности приемника с разделением полос.

4.2.6. Тракт промежуточной частоты и измерительный стенд

Тракт ПЧ построен так же, как в смесителе диапазона 600–720 ГГц (п. 4.1.6). Сигналы ПЧ с двух выходов волноводного блока в полосе 4–12 ГГц подаются по фазосогласованным полужестким кабелям на входы криогенного квадратурного моста ПЧ [160] с амплитудным разбалансом не более ±0,3 дБ, фазовым – не более ±2° и развязкой и отражениями ниже −22 дБ. Далее следуют изоляторы 4–12 ГГц и криогенные усилители [170], применяемые в серийных приемниках диапазона 9 ALMA [8].

Схема измерительного стенда показана на рис. 4.25. Смеситель охлаждался в заливном гелиевом криостате. Шумовая температура определялась методом Y-фактора с нагрузками при температурах 300 и 77 К, переключаемыми механическим модулятором. Подавление зеркальной полосы измерялось стандартным методом [114] (п. 3.3.1): пробный монохроматический сигнал вводился через делитель пучка из лавсановой пленки толщиной 6 мкм с коэффициентом ответвления 6 %. Источником пробного сигнала служил синтезатор диапазона 15–18 ГГц с умножительной цепочкой (умножение на 54). И шумовой, и пробный сигналы поступали на смеситель через кварцевое окно криостата, инфракрасные фильтры из материала Gore-Tex на экранах 77 и 4 К и холодную зеркальную оптику. Сигнал гетеродина подводился через отдельное

окно криостата; использовались две умножительные цепочки (синтезатор 10–14 ГГц, умножение на 72), вместе перекрывающие весь диапазон 800–950 ГГц.

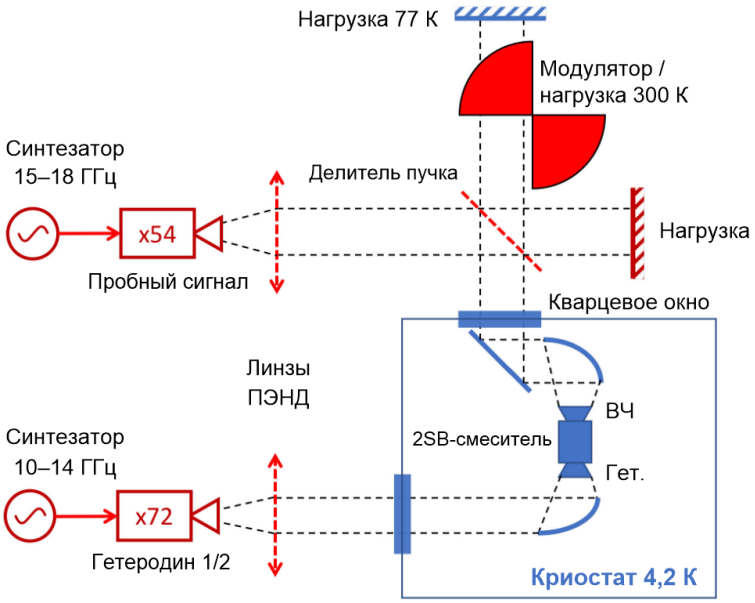


Рисунок 4.25 – Схема стенда для испытаний смесителя с разделением боковых полос диапазона 800–950 ГГц. Исследуемый смеситель находится в криостате при температуре 4,2 К; ВЧ и Гет. – входы сигнала и гетеродина. Источник пробного сигнала – синтезатор 15–18 ГГц с умножением частоты на 54; гетеродин – умножительная цепочка (синтезатор 10–14 ГГц, умножение на 72). Линзы выполнены из полиэтилена высокой плотности (ПЭНД).

4.2.7. Шумовая температура

Измеренная однополосная шумовая температура смесителя приведена на рис. 4.26. Кривые составлены из результатов измерений в полосе ПЧ 4–12 ГГц при шаге частоты гетеродина 8 ГГц, что обеспечивает сплошное перекрытие диапазона; разрешение по частоте внутри каждой полосы составляет 40 МГц. В пределах диапазона шумовая температура изменяется приблизительно от 450 до 900 К.

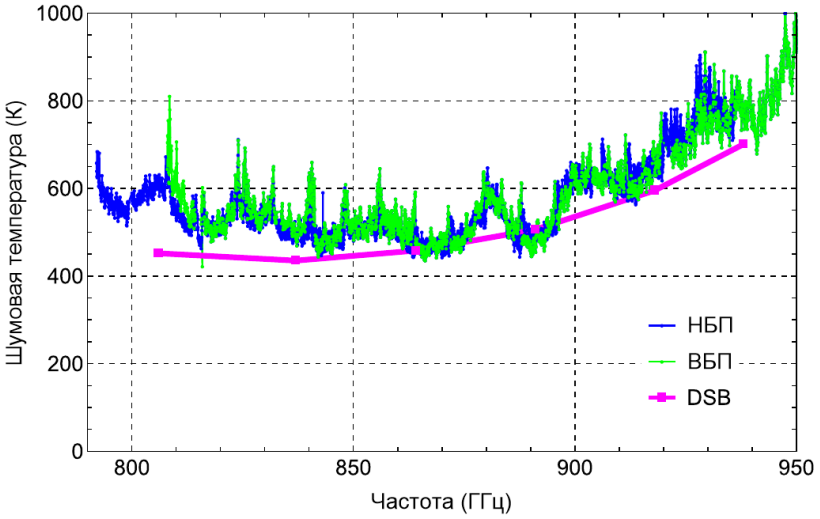


Рисунок 4.26 – Однополосная шумовая температура смесителя диапазона 800–950 ГГц для верхней (ВБП) и нижней (НБП) боковых полос в зависимости от частоты сигнала, скорректированная на вклад делителя пучка и ответвителя гетеродина. Для сравнения приведена сумма двухполосных шумовых температур двух использованных СИС-смесителей (кривая DSB), усредненных по полосе ПЧ 4–12 ГГц и представленных в зависимости от частоты гетеродина.

Для ускорения и автоматизации измерений делитель пучка, через который вводится пробный сигнал, оставался в тракте и при измерениях шумовой температуры; его вклад затем учитывался расчетной поправкой, правильность которой проверена отдельными измерениями без делителя пучка на двух частотах гетеродина. Приведенные на рис. 4.26 значения скорректированы на долю шума с температурой 300 К, поступающего на смеситель через делитель пучка и через волноводный ответвитель гетеродина. Последняя составляет около 4 %: связь ответвителя −13 дБ и дополнительные потери около 1 дБ на волноводном пути гетеродина длиной 20 мм, рассчитанные так же, как в п. 4.2.3. Поправка на ответвитель гетеродина введена для корректного сравнения с двухполосными измерениями; кроме того, в рабочем приемнике оконечные каскады гетеродина могут находиться при значительно более низкой температуре, что существенно уменьшит этот вклад.

Чтобы оценить ухудшение шумовой температуры, вносимое волноводной структурой, на том же рисунке приведена сумма двухполосных шумовых температур двух отдельных СИС-смесителей. Двухполосные измерения выполнены с тем же окном криостата, той же холодной оптикой, теми же инфракрасными фильтрами, усилителями ПЧ и изоляторами, что и измерения с разделением полос. Единственное различие состоит в том, что гетеродин вводился через делитель пучка из лавсановой пленки толщиной 12 мкм (коэффициент ответвления 12 %); на его вклад двухполосная шумовая температура также скорректирована. Вклад остальных элементов

входной оптики оценивается менее чем в 2 К: кварцевое окно криостата имеет в этом диапазоне пренебрежимо малое поглощение, но отражает 5–10 % мощности, что добавляет около 0,5 К излучения холодного внутреннего объема криостата; излучение фильтров Gore-Tex (потери около 1,5 % на частоте 700 ГГц [167]) на экранах 77 и 4 К добавляет около 1 К. Малость этих вкладов позволяет надежно определить потери в волноводах по отношению скорректированных шумовых температур.

Из рис. 4.26 следует, что однополосная шумовая температура превышает сумму двухполосных на 0–30 %, в среднем примерно на 15 %. Это хорошо согласуется с расчетными потерями в волноводах 0,6 дБ, то есть 15 %. Следовательно, шумовая температура смесителя с разделением полос полностью объясняется шумовой температурой использованных СИС-смесителей и теоретическими потерями в волноводной структуре в режиме аномального скин-эффекта. Этот результат подтверждает высокую точность изготовления волноводной структуры, высокое качество поверхности и низкое удельное сопротивление сплава CuTe при 4 К: дополнительных потерь, подобных наблюдавшимся в блоках первого поколения диапазона 600–720 ГГц, здесь нет.

4.2.8. Подавление зеркальной полосы

Подавление зеркальной полосы, измеренное с тем же волноводным блоком и теми же СИС-смесителями, показано на рис. 4.27. Оно превышает 15 дБ почти во всех точках диапазона; лишь на его верхнем краю общий уровень подавления снижается примерно до 13 дБ. Всего подавление выше 15 дБ получено в 95 % точек. Отдельные точки опускаются до уровня 10 дБ, например вблизи частоты 860 ГГц; это артефакт измерений, вызванный фазовыми шумами и паразитными гармониками в сигнале использованного гетеродина. Приемник на основе такого смесителя может, таким образом, с запасом удовлетворять спецификации класса ALMA (не менее 10 дБ).

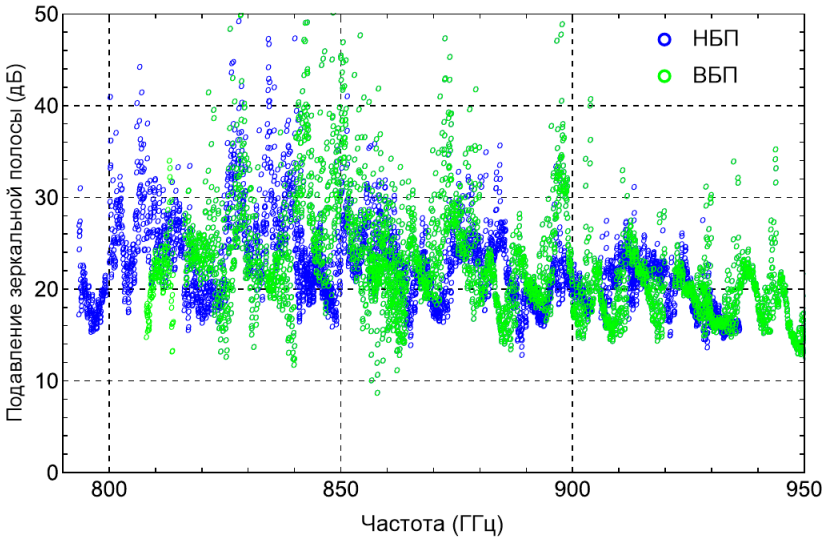


Рисунок 4.27 – Подавление зеркальной полосы смесителя диапазона 800–950 ГГц для нижней (НБП) и верхней (ВБП) боковых полос в зависимости от частоты сигнала; шаг по частоте 40 МГц.

4.2.9. Выигрыш в чувствительности, перспективы и итоги раздела

Практический выигрыш от разделения боковых полос определяется соотношением между подавленным шумом атмосферы в зеркальной полосе и дополнительными потерями в волноводной структуре. С использованными СИС-смесителями, шумовая температура которых заметно выше лучших достигнутых в этом диапазоне значений, выигрыш в чувствительности при наблюдении спектральных линий по сравнению с двухполосным приемником на тех же смесителях составляет около 10 %, что соответствует сокращению времени наблюдения на 20 %. При использовании СИС-смесителей с шумовой температурой на уровне лучших мировых образцов выигрыш возрастает примерно до 20 % (40 % по времени наблюдения) [А2]: чем ниже собственный шум приемника, тем большую долю шумовой температуры системы составляет шум атмосферы и тем эффективнее его подавление в зеркальной полосе.

Описанный смеситель является прототипом для двухполяризационного приемника с разделением боковых полос, предназначенного для установки на телескоп APEX. Достигнутые характеристики делают разработанное волноводное решение привлекательным и для возможной модернизации приемников диапазона 10 ALMA. Дальнейшее улучшение характеристик связано с тремя направлениями: снижением шумовой температуры самих СИС-смесителей, подбором пар смесителей по результатам двухполосных измерений и использованием более чистого по спектру гетеродина при измерениях подавления.

Результаты раздела состоят в следующем:

– разработан, изготовлен и испытан первый волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос диапазона 800–950 ГГц – наиболее высокочастотного из окон прозрачности, доступных для регулярных наземных наблюдений;

– волноводная структура с сечением волноводов 304 × 152 мкм, спроектированная по рекомендациям главы 3, имеет расчетные входное отражение и изоляцию квадратурного моста ниже −24 дБ при балансе ±0,4 дБ и ±0,4°; модульная конструкция и принципы проектирования, отработанные в диапазоне 600–720 ГГц, перенесены в новый диапазон масштабированием с минимальными изменениями;

– однополосная шумовая температура смесителя составляет 450–900 К и превышает сумму двухполосных шумовых температур использованных СИС-смесителей на переходах Nb/AlN/NbN в среднем на 15 %; это превышение равно расчетным потерям в волноводах в режиме аномального скин-эффекта (0,6 дБ), то есть дополнительных потерь, связанных с качеством изготовления, нет;

– подавление зеркальной полосы превышает 15 дБ в 95 % точек рабочего диапазона;

– для смесителя разработаны гладкостенные диагональные рупоры со сплайновым профилем, изготавливаемые фрезерованием в разъемном блоке, с расчетным уровнем боковых лепестков ниже −40 дБ и кросс-поляризации ниже −20 дБ во всем диапазоне.

4.3. Внедрение: SEPIA660 на APEX. Результаты научной верификации

В разделах 4.1 и 4.2 характеристики смесителей с разделением боковых полос определены в лабораторных условиях. Конечной целью разработки является, однако, работа приемника на телескопе, где к шуму приемника добавляется шум атмосферы, а качество разделения полос проявляется непосредственно в спектрах астрономических источников. В настоящем разделе описано внедрение смесителей диапазона 600–720 ГГц в штатный приемник SEPIA660 телескопа APEX и рассмотрены результаты первых наблюдений, выполненных с этим приемником [A6, A21]. Наблюдения рассматриваются здесь как испытание прибора в реальных условиях; астрофизическое содержание результатов кратко изложено в п. 1.1.2.

4.3.1. Приемник SEPIA660: от смесителя к штатному инструменту телескопа

Телескоп APEX с главным зеркалом диаметром 12 м расположен на плато Чахнантор и оснащен сменными приемниками. Многоканальный приемник SEPIA, созданный группой GARD Технологического университета Чалмерса [37], представляет собой криостат, в который устанавливаются приемники в виде картриджей стандарта ALMA: канал SEPIA180 диапазона 159–211 ГГц, канал SEPIA345 диапазона 275–373 ГГц и канал диапазона 600–720 ГГц. Поскольку

приемник диапазона 9 ALMA выполнен в виде картриджа с единым механическим, тепловым и электрическим интерфейсом, он устанавливается в криостат SEPIA без изменения самого криостата и оптики телескопа.

В 2016 г. в приемник SEPIA был установлен двухполосный канал диапазона 9 на основе приемника ALMA [8, 37]. Во второй половине 2018 г. он был заменен приемником SEPIA660, разработанным группой приборостроения NOVA (Гронинген) на основе смесителей с разделением боковых полос, описанных в разделе 4.1 [A23, A35]. SEPIA660 стал первым из штатных приемников APEX второго поколения [A21].

Приемник построен по схеме, описанной в разделе 4.1. Оптика принимаемого сигнала – окно, инфракрасные фильтры, зеркала и поляризационная сетка картриджа диапазона 9 – сохранена. В каждом из двух поляризационных каналов установлен модульный смеситель с разделением боковых полос с волноводной структурой второго поколения и парой СИС-элементов, подобранной по методике п. 4.1.11; излучение гетеродина подводится к смесителям через отдельные рупоры. Тракт ПЧ с полосой 4–12 ГГц построен по схеме п. 4.1.6. Приемник имеет, таким образом, четыре выхода ПЧ – по два (верхняя и нижняя боковые полосы) на каждую поляризацию – с мгновенной полосой 8 ГГц каждый. Сигналы ПЧ обрабатываются цифровым спектрометром XFFTS, каждый участок которого шириной 4 ГГц содержит до 65 536 каналов (61 кГц на канал) [A6].

Для наблюдателя новый приемник отличается от прежнего в трех моментах. Во-первых, боковые полосы разделены, причем подавление зеркальной полосы превышает 20 дБ; это значение соответствует типичному уровню, полученному в лабораторных испытаниях смесителей (20–30 дБ при наихудших значениях около 15 дБ, рис. 4.16). Во-вторых, одновременно принимаются две поляризации. В-третьих, диапазон перестройки расширен до 581–727 ГГц и выходит за пределы спецификации приемников диапазона 9 ALMA (602–720 ГГц). Последнее стало возможным благодаря широкополосности смесителей на переходах с барьером AlN [8] и тому, что волноводная структура второго поколения сохраняет расчетные характеристики в полосе 580–740 ГГц (рис. 4.12). Основные параметры приемника сведены в таблице 4.7.

Таблица 4.7 – Основные параметры приемника SEPIA660

Параметр	Значение
Диапазон перестройки, ГГц	581–727
Режим приема	разделение боковых полос, две поляризации
Полоса ПЧ, ГГц	4–12
Мгновенная полоса на боковую полосу и поляризацию, ГГц	8
Подавление зеркальной полосы, дБ	более 20 (в лаборатории – выше 15 практически во всех точках)
Однополосная шумовая температура смесителя в лаборатории, К	165–300
Потери в волноводной структуре смесителя, дБ	около 0,5
Ширина диаграммы направленности телескопа	от 8,6″ до 10,7″ на краях диапазона
Эффективность главного лепестка	0,4
Спектрометр	XFFTS, участки по 4 ГГц, до 65 536 каналов

Ввод SEPIA660 в эксплуатацию означает, что переход от двухполосного приема к приему с разделением боковых полос в диапазоне 600–720 ГГц осуществлен на действующем телескопе заменой одного картриджа, без изменения антенной системы, криостата и оптики. Тем самым подтверждена на практике возможность такой же модернизации приемников диапазона 9 обсерватории ALMA, для которой исходно и разрабатывался смеситель.

4.3.2. Программа научной верификации: постановка наблюдений Orion-KL

После технического ввода приемника в эксплуатацию обсерватория объявила конкурс программ научной верификации, которые должны были продемонстрировать новые возможности инструмента. Одной из таких программ стал обзор спектральных линий области Orion-KL, задуманный специально для проверки приемника в расширенном диапазоне перестройки – на краях окна прозрачности, где пропускание атмосферы особенно мало (рис. 1.7) [A21]. Область Orion-KL выбрана как один из самых ярких и наиболее изученных источников с плотным лесом линий: в ней можно ожидать большого числа интенсивных линий даже при коротком накоплении. Этот источник служит эталоном при контроле характеристик приемников и регулярно наблюдается для взаимной калибровки научных программ.

Наблюдения выполнены 13 октября 2018 г. и заняли около трех часов вместе с наведением, фокусировкой и калибровками. Содержание осажденного водяного пара составляло

0,7 мм – условия, не идеальные для субмиллиметровых наблюдений, но достаточные для регистрации наиболее ярких линий. Телескоп наводился на источник I; ширина диаграммы направленности на частотах обзора составляет от 8,6″ до 10,7″, так что в луч попадают внутренняя область комплекса с горячим ядром, источником n и источником SMA1.

Частотный план обзора (таблица 4.8, рис. 4.28) непосредственно использует разделение боковых полос. Обзор состоит из двенадцати настроек гетеродина. В шести настройках низкочастотного участка сигнальной является нижняя боковая полоса, перекрывающая частоты 581–595 ГГц, а зеркальной – верхняя, 593–607 ГГц. В шести настройках высокочастотного участка сигнальная полоса – верхняя, 713–727 ГГц, а зеркальная – нижняя, 701–715 ГГц. Каждая настройка дает по 4 ГГц в сигнальной и в зеркальной полосе, а соседние настройки перекрываются на 2 ГГц. Поскольку боковые полосы регистрируются раздельно, обе они являются полноценными научными данными: шесть настроек дают сплошное перекрытие участка шириной 26 ГГц, причем каждая частота наблюдается дважды. Всего обзор перекрывает участки 581–607 и 701–727 ГГц. Время накопления составляло 60 с на настройку.

Таблица 4.8 – Частотные настройки обзора Orion-KL (частоты в гигагерцах)

Настройка	Боковая полоса сигнала	Сигнальная полоса	Частота гетеродина	Зеркальная полоса
F583L	нижняя	581–585	589	593–597
F585L	нижняя	583–587	591	595–599
F587L	нижняя	585–589	593	597–601
F589L	нижняя	587–591	595	599–603
F591L	нижняя	589–593	597	601–605
F593L	нижняя	591–595	599	603–607
F715U	верхняя	713–717	709	701–705
F717U	верхняя	715–719	711	703–707
F719U	верхняя	717–721	713	705–709
F721U	верхняя	719–723	715	707–711
F723U	верхняя	721–725	717	709–713
F725U	верхняя	723–727	719	711–715

Примечание – Для настройки F725U в таблице работы [A21] зеркальная полоса указана как 709–713 ГГц; здесь приведено значение, следующее из частоты гетеродина.

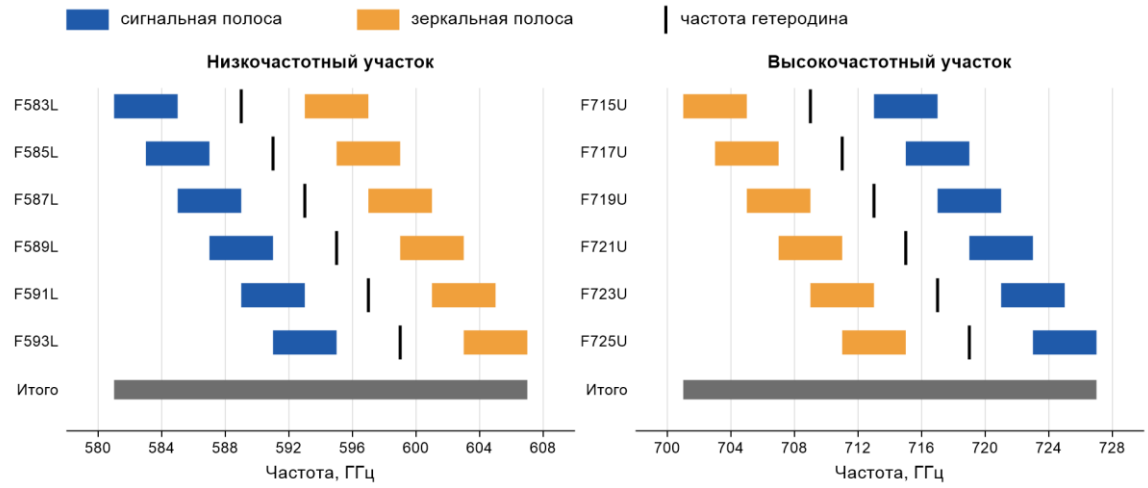


Рисунок 4.28 – Схема перекрытия частот двенадцатью настройками обзора Orion-KL. Каждая настройка дает по 4 ГГц в сигнальной и зеркальной полосах; в нижней строке показано суммарное перекрытие (по данным таблицы 4.8).

Для вычитания излучения атмосферы использовалось качание вторичного зеркала с частотой 1,5 Гц и амплитудой ±150″ по азимуту в симметричном режиме. Ни одна из сигнальных и зеркальных полос не содержит линий CO, поэтому излучение из опорных положений для подавляющего большинства спектральных деталей несущественно.

Особого внимания потребовала калибровка. Штатная программа калибровки APEX использовала одно значение поправки на непрозрачность атмосферы для каждого участка спектрометра шириной 2,5 ГГц. На краях окна прозрачности, где пропускание быстро меняется с частотой, такой сетки недостаточно, и данные были заново откалиброваны поканально (ширина канала около 0,08 МГц). Сравнение двух способов показало, что поканальная калибровка существенно улучшает результат вблизи линии молекулярного кислорода на частоте 715,4 ГГц и нескольких наиболее сильных линий озона. С 2019 г. этот способ применяется по умолчанию ко всем данным APEX. На нижнем краю низкочастотного участка, где пропускание очень мало, атмосферные особенности калибровкой устраняются не полностью. При получении итоговых спектров отбрасывались 50 МГц на краях полос и 100 МГц в области перекрытия участков спектрометра, после чего спектры приводились к разрешению 0,5 км/с (около 1 МГц).

4.3.3. Результаты обзора: чувствительность и работа на краях диапазона

Сводный спектр двух участков обзора приведен на рис. 1.3. Уровень шума в нем определяется прежде всего пропусканием атмосферы. На низкочастотном участке шум постепенно возрастает к нижнему краю вслед за ростом непрозрачности и на частотах 580–585 ГГц составляет около 1 К (среднеквадратичное значение на канал); наибольшее отношение

сигнал/шум получено на частотах 700–710 ГГц, где шум на участке 702–704 ГГц в десять раз меньше. В спектре присутствует значительное континуальное излучение источника; базовая линия из спектров не вычиталась.

Несмотря на малое время накопления (60 с на настройку, то есть около 120 с на каждую частоту) и низкое пропускание атмосферы, в спектре зарегистрировано более ста интенсивных линий; перечень отождествленных молекул приведен в п. 1.1.2. Показателен самый высокочастотный участок обзора, 725–727 ГГц (рис. 4.29). Он соответствует последней настройке, для которой перекрытия с соседней настройкой нет и время накопления вдвое меньше (60 с), а пропускание атмосферы не превышает 10 %. Тем не менее на этом участке уверенно выделяется более 15 линий.

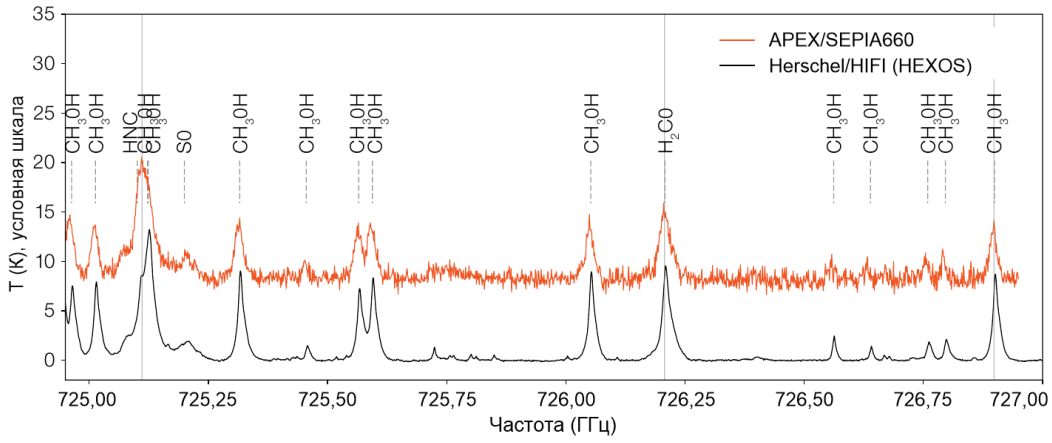


Рисунок 4.29 – Участок спектра Orion-KL на частотах 725–727 ГГц, полученный приемником SEPIA660 на телескопе APEX (красная кривая), в сравнении со спектром космической обсерватории «Гершель» (прибор HIFI, программа HEXOS; черная кривая). Отмечены отождествленные линии. Шкала температуры условная, спектры смещены по вертикали.

Этот участок лежит за пределами двухполосного обзора, выполненного ранее на телескопе CSO [24], и может быть сопоставлен только с данными прибора HIFI космической обсерватории «Гершель» [180]. При сравнении необходимо учитывать различие углового разрешения: ширина диаграммы направленности «Гершеля» на этой частоте составляет около 30″, то есть луч по площади примерно в 11 раз больше луча APEX. Поэтому спектр HIFI содержит излучение нескольких пространственных и кинематических компонентов источника – горячего ядра, компактного гребня, плато и протяженного гребня – с несколько различающимися ширинами линий и лучевыми скоростями, и профили и положения отдельных линий в двух спектрах заметно различаются. Шум в спектре HIFI значительно меньше (около 30 мК). Однако и при накоплении всего 60 с при очень низком пропускании атмосферы приемник SEPIA660 воспроизводит все наиболее яркие детали спектра, полученного вне атмосферы.

С точки зрения испытаний прибора результаты обзора означают следующее. Приемник работоспособен во всем диапазоне перестройки 581–727 ГГц, включая участки, лежащие вне спецификации приемников диапазона 9 ALMA и недоступные прежнему каналу. Чувствительность приемника на краях диапазона ограничена не его собственными характеристиками, а пропусканием атмосферы: уровень шума следует за ходом пропускания, и на участке с умеренным поглощением шум около 0,1 К на канал шириной 1 МГц достигается за две минуты накопления.

4.3.4. Проявление разделения боковых полос в наблюдательных данных

Сравнение с двухполосным обзором. Часть высокочастотного участка обзора совпадает с обзором Orion-KL в полосе 607–725 ГГц, выполненным на телескопе CSO с двухполосным приемником [24]. Наблюдения CSO относятся к той же области, выполнены с близкой шириной диаграммы направленности (около 11″) и имеют то же спектральное разрешение (1 МГц), что делает их удобными для прямого сравнения (рис. 4.30).

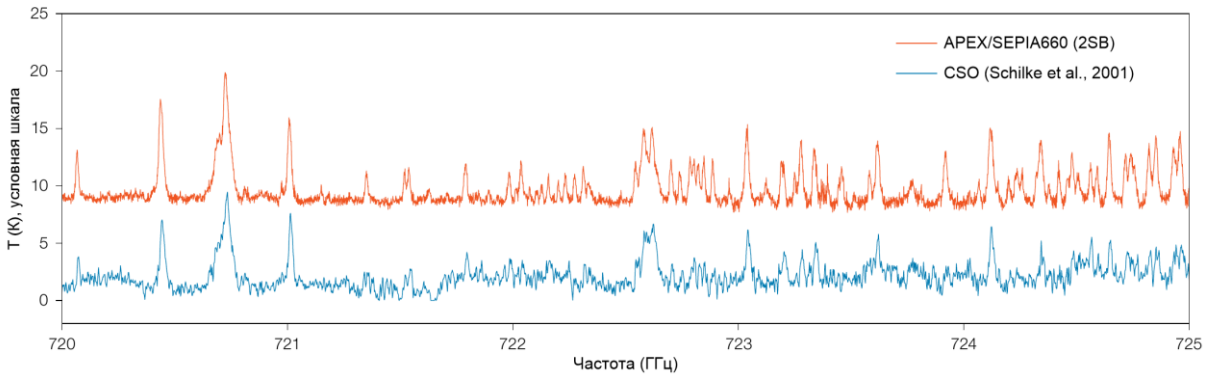


Рисунок 4.30 – Участок спектра Orion-KL на частотах 720–725 ГГц: приемник с разделением боковых полос SEPIA660 на телескопе APEX (оранжевая кривая) и двухполосный приемник телескопа CSO [24] (синяя кривая). Шкала температуры условная, спектры смещены по вертикали.

В двухполосном приемнике спектры обеих боковых полос накладываются друг на друга. Чтобы разделить их, авторам обзора [24] пришлось наблюдать каждый участок при нескольких частотах гетеродина и затем восстанавливать однополосный спектр методом максимальной энтропии. Приемник SEPIA660 регистрирует боковые полосы раздельно, и восстановления не требуется. Из рис. 4.30 видно, что при сопоставимом среднеквадратичном шуме на канал базовая линия спектра SEPIA660 существенно ровнее, а слабые линии выделяются с большим отношением сигнал/шум [A21].

Требование к подавлению зеркальной полосы. Ровная базовая линия в спектре источника с плотным лесом линий прямо связана с подавлением зеркальной полосы. При подавлении R линия с антенной температурой T в зеркальной полосе создает в сигнальной полосе ложную деталь с температурой T/R. Наиболее яркие линии в спектре Orion-KL достигают в рассматриваемых полосах примерно 40 К (рис. 1.3). При подавлении 10 дБ, соответствующем обычной спецификации, такая линия дала бы ложную деталь около 4 К, сравнимую с большинством настоящих линий спектра; при 15 дБ – около 1,3 К; при 20 дБ – 0,4 К, а при 25 дБ – около 0,1 К, то есть на уровне шума обзора на его наиболее чувствительном участке. Следовательно, для обзоров спектральных линий в источниках такого типа существенно именно подавление на уровне 20 дБ и выше, а не формальное выполнение спецификации 10 дБ: только при таком подавлении просачивание линий из зеркальной полосы не искажает спектр на уровне, превышающем шум. Это придает практический смысл результату раздела 4.1 – повышению наихудшего значения подавления с 11,5 до 15 дБ при типичных значениях 20–30 дБ, достигнутому при переходе ко второму поколению волноводной структуры.

Калибровка на краях окна прозрачности. Второе преимущество разделения полос связано с калибровкой интенсивностей. Сигнальная и зеркальная полосы отстоят друг от друга на удвоенную промежуточную частоту (в обзоре – на 12 ГГц), и на склонах окна прозрачности пропускание атмосферы в них существенно различается (рис. 1.7). В двухполосном приемнике шум атмосферы и сигнал калибровочных нагрузок поступают из обеих боковых полос, а линия – только из одной; пересчет измеренного сигнала к интенсивности линии вне атмосферы требует поэтому знания отношения усилений боковых полос и пропускания атмосферы в каждой из них. При разделении боковых полос каждая полоса калибруется по собственному пропусканию, а шум атмосферы из зеркальной полосы в сигнальную не попадает. По этой причине расширение диапазона перестройки к краям окна прозрачности, реализованное в SEPIA660, дает практический результат именно в приемнике с разделением полос.

Использование обеих боковых полос. Наконец, как показано в п. 4.3.2, при раздельной регистрации зеркальная полоса перестает быть помехой и становится вторым каналом наблюдений: одна настройка гетеродина дает два независимых участка спектра, и полоса обзора при том же числе настроек удваивается.

Таким образом, высокое подавление зеркальной полосы обеспечивает минимальное взаимное проникновение сигнала и шума между боковыми полосами и делает приемник наиболее подходящим инструментом для обзоров молекулярных линий и исследований химии межзвездной среды [A21]. Результаты наблюдений подтверждают оценки выигрыша от разделения боковых полос, приведенные в п. 1.6.5.

4.3.5. Первые научные результаты: область OMC-1

Возможности приемника в режиме картографирования продемонстрированы в одной из первых научных программ – наблюдениях области OMC-1 вблизи скопления туманности Ориона [A6]. Наблюдения выполнены в августе 2019 г. при содержании водяного пара не более 0,5 мм. Целью были две линии: переход N_2H^+ (J = 7–6) на частоте 652,096 ГГц и переход $C^{18}O$ (J = 6–5) на частоте 658,553 ГГц. Обе линии, отстоящие на 6,5 ГГц, записывались одновременно в одной боковой полосе благодаря мгновенной полосе приемника 8 ГГц; спектральное разрешение составляло 240 кГц (0,11 км/с).

Четыре карты, полученные в режиме непрерывного сканирования, перекрывают область размером около 450″ × 200″ (0,9 × 0,4 пк) с итоговым угловым разрешением 10″. Среднеквадратичный шум в спектрах составил около 0,65 К. Протяженное излучение в линии N_2H^+ (7–6) обнаружено впервые: линия зарегистрирована с отношением сигнал/шум выше 3 в 384 независимых элементах разрешения, ее яркостная температура составляет в среднем около 4 К и достигает 10 К в области OMC-1 South (рис. 4.31). Сопоставление с данными ALMA в линии N_2H^+ (1–0) и расчеты переноса излучения показывают, что такие интенсивности соответствуют плотности газа выше 10^7 см$^{-3}$. Карты интегральной интенсивности приведены на рис. 1.2.

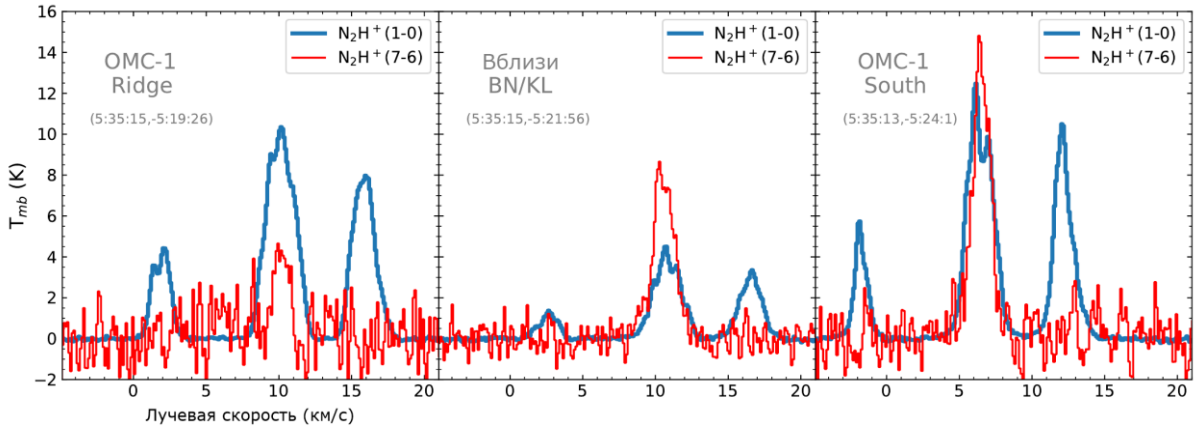


Рисунок 4.31 – Характерные спектры линий N_2H^+ (7–6), полученные приемником SEPIA660 на телескопе APEX (красные кривые), и N_2H^+ (1–0) по данным ALMA (синие кривые) в трех точках области OMC-1: гребень OMC-1 Ridge (слева), окрестность источника BN/KL (в центре) и OMC-1 South (справа). По вертикали – яркостная температура в главном лепестке, по горизонтали – лучевая скорость.

Для настоящей работы существенна приборная сторона этого результата. Линия с критической плотностью возбуждения около $5\cdot10^7$ см$^{-3}$ на частоте выше 650 ГГц впервые прослежена на масштабах порядка парсека, что потребовало одновременно высокой чувствительности, широкой мгновенной полосы и возможности быстрого картографирования.

Авторы работы [А6] отмечают, что именно это сочетание свойств нового приемника сделало наблюдения возможными.

4.3.6. Итоги внедрения и перспективы

Смесители диапазона 600–720 ГГц, разработанные в настоящей работе, с 2018 г. работают в составе штатного приемника SEPIA660 телескопа APEX и используются для астрофизических наблюдений. Вместе с модернизацией матричного приемника CHAMP+ это второе внедрение результатов работы на телескопе APEX. Модернизация CHAMP+ подробно рассмотрена в разделе 2.2: в январе 2017 г. заменены все 14 смесителей двух подматриц, причем смесители высокочастотной подматрицы на переходах Nb/AlN/NbN повысили ее чувствительность в 1,3–1,5 раза. Те же смесители использованы в смесителе с разделением боковых полос диапазона 800–950 ГГц (п. 4.2.5), а показанная в п. 4.1.12 возможность работы без изоляторов ПЧ открывает путь к матричным приемникам с разделением боковых полос.

Дальнейшее применение разработанных смесителей связано с возможной модернизацией приемников диапазонов 9 и 10 обсерватории ALMA и с созданием двухполяризационного приемника диапазона 800–950 ГГц для телескопа APEX (п. 4.2.9). Подавление зеркальной полосы, достигнутое аналоговыми средствами, может быть дополнительно повышено цифровой обработкой сигналов ПЧ; этому посвящена глава 5.

Результаты раздела состоят в следующем:

– смесители с разделением боковых полос диапазона 600–720 ГГц внедрены в штатный приемник SEPIA660 телескопа APEX; переход от двухполосного приема к разделению полос выполнен заменой картриджа, без изменения антенной системы и криостата;

– приемник работает в диапазоне перестройки 581–727 ГГц, расширенном за пределы спецификации приемников диапазона 9 ALMA, с двумя поляризациями и подавлением зеркальной полосы более 20 дБ;

– в ходе научной верификации за время накопления 60–120 с на частоту при содержании водяного пара 0,7 мм в спектре Orion-KL на краях окна прозрачности зарегистрировано более ста линий, в том числе более 15 линий на участке 725–727 ГГц при пропускании атмосферы менее 10 %;

– сравнение с двухполосным обзором того же источника показывает, что разделение боковых полос избавляет от восстановления однополосного спектра и дает более ровную базовую линию и более высокое отношение сигнал/шум для слабых линий; оценка показывает, что для обзоров линий в таких источниках необходимо подавление зеркальной полосы на уровне 20 дБ и выше;

– с приемником SEPIA660 получены новые научные результаты: впервые обнаружено протяженное излучение в линии N_2H^+ (7–6) в области ОМС-1, свидетельствующее о газе с плотностью выше 10^7 см$^{-3}$.

Выводы по главе 4

В главе разработаны, изготовлены и исследованы волноводные СИС-смесители с разделением боковых полос для диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц, спроектированные с учетом влияния отражений на качество разделения полос, и выполнено внедрение приемника диапазона 600–720 ГГц на телескопе APEX. Основные результаты главы состоят в следующем.

Разработана модульная конструкция СИС-смесителя с разделением боковых полос, в которой волноводный блок с квадратурным мостом и ответвителями гетеродина, рупоры сигнала и гетеродина, держатели СИС-элементов и узлы магнитной системы выполнены как независимые модули. Конструкция позволяет испытывать каждый СИС-смеситель в двухполосном режиме до установки в блок, подбирать пары смесителей и заменять волноводную структуру без изменения остальных узлов; совместимость с держателями смесителей серийных приемников диапазона 9 ALMA и матричного приемника CHAMP+ позволила использовать в смесителях с разделением полос ранее разработанные СИС-элементы.

Экспериментально определены потери в субмиллиметровых волноводах при температуре 4 К. Для волновода сечением 310 × 145 мкм из меди и сплава CuTe на частоте 650 ГГц они составляют 50–60 дБ/м, что согласуется с расчетом для режима аномального скин-эффекта (59 дБ/м) и близко к фундаментальному пределу для медного волновода; электролитическое золочение увеличивает потери более чем вдвое. Показано, что в смесителе первого поколения с волноводной структурой прежнего типа потери (1,2 дБ для блока из CuTe и 3,2 дБ для золоченого блока) и подавление зеркальной полосы (не менее 11,5 и 15 дБ соответственно) антикоррелированы, что объясняется ослаблением отраженных волн потерями в волноводах (глава 3).

Волноводная структура второго поколения для диапазона 600–720 ГГц, спроектированная по рекомендациям главы 3 (сечение волноводов 400 × 200 мкм, входное отражение и изоляция квадратурного моста ниже −24 дБ при балансе ±0,4 дБ и ±0,4°, связь ответвителей гетеродина −13 дБ, распределенные аттенюаторы перед нагрузками), позволила снять это противоречие. Потери в волноводной структуре уменьшены до 0,5 дБ, однополосная шумовая температура составляет 165–300 К во всем диапазоне, а подавление зеркальной полосы превышает 15 дБ практически во всем диапазоне; после исключения вклада тракта ПЧ подавление, определяемое трактом ВЧ, составляет не менее 18 дБ. Результат воспроизведен на трех волноводных блоках из

четырех. Отсутствие заметного эффекта от дополнительного затухания в волноводах, ведущих к нагрузкам, показывает, что улучшение достигнуто именно за счет подавления несимметричных отражений, и служит экспериментальным подтверждением модели главы 3.

Установлено, что подавление зеркальной полосы не определяется однозначно равенством коэффициентов преобразования смесителей, измеренных в двухполосном режиме: лучшие результаты дают пары СИС-элементов, изготовленных в соседних точках одной пластины, что указывает на определяющую роль фазовых характеристик согласующих структур. Показано также, что благодаря запасу по подавлению в тракте ВЧ приемник сохраняет подавление не ниже 10 дБ при исключении изоляторов из тракта ПЧ, а его шумовая температура при этом снижается примерно на 10 К; это открывает возможность построения компактных матричных приемников с разделением боковых полос.

Создан первый волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона 800–950 ГГц – наиболее высокочастотного окна прозрачности, доступного для регулярных наземных наблюдений. Модульная конструкция и принципы проектирования, отработанные в диапазоне 600–720 ГГц, перенесены в новый диапазон: волноводная структура с сечением 304 × 152 мкм имеет расчетные входное отражение и изоляцию моста ниже −24 дБ при балансе ±0,4 дБ и ±0,4°; для смесителя разработаны гладкостенные диагональные рупоры со сплайновым профилем, изготавливаемые фрезерованием. В качестве смесительных элементов использованы СИС-смесители на переходах Nb/AlN/NbN (глава 2). Однополосная шумовая температура смесителя составляет 450–900 К и превышает сумму двухполосных шумовых температур СИС-смесителей в среднем на 15 %, что соответствует расчетным потерям в волноводах (0,6 дБ); подавление зеркальной полосы превышает 15 дБ в 95 % рабочей полосы.

Смесители диапазона 600–720 ГГц внедрены в штатный приемник SEPIA660 телескопа APEX, работающий с 2018 г. в диапазоне перестройки 581–727 ГГц с двумя поляризациями и подавлением зеркальной полосы более 20 дБ; переход от двухполосного приема к разделению полос выполнен заменой картриджа без изменения антенной системы и криостата. В ходе научной верификации в спектре Orion-KL на краях окна прозрачности при времени накопления 1–2 мин на частоту зарегистрировано более ста линий; сравнение с двухполосным обзором того же источника показало, что разделение боковых полос избавляет от восстановления однополосного спектра и дает более ровную базовую линию. С приемником SEPIA660 впервые обнаружено протяженное излучение в линии N_2H^+ (7–6) в области OMC-1. СИС-смесители диапазона 800–950 ГГц, использованные в смесителе с разделением полос, работают также в матричном приемнике CHAMP+ телескопа APEX (глава 2).

Результаты главы обосновывают положение 2, выносимое на защиту, – СИС-смесители для диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц, спроектированные с учетом отражений в элементах

приемника, имеют уровень разделения боковых полос выше 15 дБ в более чем 95 % приемной полосы, – а также пункты 2 и 3 научной новизны и пункты 2–4 практической значимости работы. Результаты опубликованы в работах [A1, A2, A5, A6, A20, A21, A23, A37, A41, A43].

Личный вклад автора. Автору принадлежит концепция минимизации отражений при проектировании волноводной части смесителей с разделением боковых полос, воплощенная в смесителях, описанных в настоящей главе. Автор внес принципиальный вклад в проектирование волноводной структуры смесителя диапазона 600–720 ГГц второго поколения и смесителя диапазона 800–950 ГГц; основное проектирование выполнено Р. Хеспером. Первичные испытания и экспериментальные исследования смесителей обоих диапазонов, включая измерения шумовой температуры, подавления зеркальной полосы и потерь в волноводах, выполнены лично автором. Квалификационные испытания проведены Я. Барховым. Механическая конструкция модульного смесителя разработана Р. Хеспером и Г. Герлофсма, исходная волноводная структура смесителя диапазона 600–720 ГГц – Я.В. Коои; волноводные блоки изготовлены в Университете Чили, группой GARD Технологического университета Чалмерса и в Институте радиоастрономии Макса Планка; СИС-элементы диапазона 600–720 ГГц разработаны А.М. Барышевым и изготовлены группой Т.М. Клапвайка (Технический университет Делфта), смесители диапазона 800–950 ГГц спроектированы А.М. Барышевым и К.И. Рудаковым и изготовлены П.Н. Дмитриевым и В.П. Кошельцом (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН); рупоры диапазона 800–950 ГГц рассчитаны Д. Монтофре. Приемник SEPIA660 собран группой приборостроения NOVA; наблюдения по программе научной верификации и научные наблюдения выполнены сотрудниками обсерватории APEX и А. Хакаром с соавторами.

ГЛАВА 5. Цифровое разделение боковых полос в СИС-приемниках субмиллиметрового диапазона

5.1. Введение

Спектральные наблюдения в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах предъявляют к гетеродинным приемникам требования не только к чувствительности и спектральному разрешению, но и к качеству разделения боковых полос. Сигнал из зеркальной полосы преобразуется в ту же промежуточную частоту, что и сигнал из основной. Поэтому при частичном подавлении зеркальной полосы ее спектральные линии и шум накладываются на наблюдаемый спектр. Если коэффициент передачи основной полосы принять за единицу, то к сигналу источника на частоте $\nu_{\text{с}}$ добавляется сигнал на зеркальной частоте $\nu_{\text{з}} = 2\nu_{\text{г}} - \nu_{\text{с}}$, ослабленный в SRR раз. Здесь $\nu_{\text{г}}$ – частота гетеродина, а SRR – коэффициент подавления зеркальной полосы.

Для большинства источников на небе этот вклад мал, однако при глубоких спектральных обзорах богатых линиями объектов он становится определяющим. Характерный пример – обзор области Orion-KL на 30-метровом телескопе IRAM в диапазонах 80–115,5, 130–178 и 197–281 ГГц [181]. В нем зарегистрировано более 14 400 спектральных линий с интенсивностями от ~10 мК до почти 100 К (рис. 5.1), то есть динамический диапазон спектра достигает ~10^4 (40 дБ). Предельная глубина таких обзоров определяется не только шумом приемника, но и пределом спектральной запутанности. Это уровень, ниже которого множество слабых линий сливается и их дальнейшее разделение становится невозможным. Наряду с плотностью линий и спектральным разрешением этот предел задается и недостаточным подавлением зеркальной полосы.

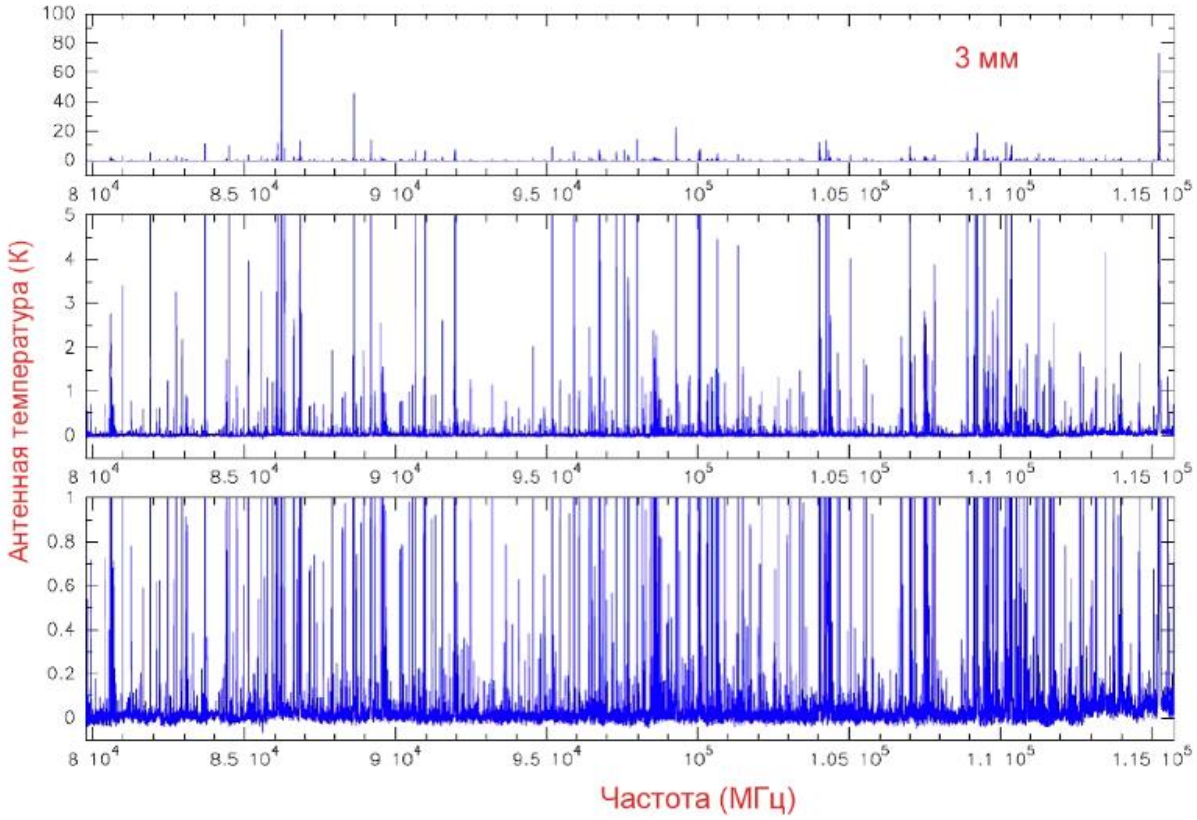


Рисунок 5.1 – Фрагмент спектрального обзора Orion-KL на частоте около 100 ГГц, полученного на 30-метровом телескопе IRAM, в трех вертикальных масштабах. Интенсивности линий – от ~10 мК до ~100 К. Заимствовано из [181].

Отсюда следует, что при $SRR = 10$ дБ линия интенсивностью 100 К в зеркальной полосе дает в наблюдаемом спектре ложную линию около 10 К. Это на три порядка выше уровня слабейших зарегистрированных линий. Соответственно, чтобы ложные линии не превышали ~10 мК, требуется $SRR \gtrsim 40$ дБ, поэтому для исследования источников со сложным спектром желательны однополосные (SSB) приемники или, что предпочтительнее, приемники с разделением боковых полос (2SB) с подавлением не менее 30 дБ, а в идеале – свыше 40 дБ. Реальные характеристики аналоговых 2SB-приемников существенно ниже этих требований. В современных СИС-приемниках коэффициент подавления сильно меняется в пределах рабочей полосы и обычно составляет 7–30 дБ [6, 103–106, 182]. Спецификация ALMA для диапазонов 1–8 требует всего 7 дБ во всей полосе и 10 дБ на 80 % полосы [171, 183]. Столь скромные требования объясняются сложностью обеспечения равномерных амплитудной и фазовой характеристик в широкой полосе на высоких частотах, а также тем, что при проектировании не учитывалось критическое влияние отражений в волноводной части смесителя.

Причину ограничения поясняет баланс плеч: коэффициент подавления 2SB-приемника полностью определяется амплитудным и фазовым разбалансом его двух плеч (см. п. 1.6.4). Чтобы получить подавление 20 дБ, отклонение разности фаз плеч от 90° не должно превышать примерно

11°, а разбаланс их коэффициентов передачи – примерно 1,7 дБ. Для 30 дБ допуски сужаются до 3,6° и 0,55 дБ, а для 40 дБ – до 1,1° и 0,17 дБ (каждое значение приведено при идеальном балансе по другому параметру).

Такая точность должна выдерживаться одновременно во всей полосе ПЧ 4–12 ГГц и во всей высокочастотной приемной полосе относительной шириной около 18 %. Обеспечивать ее должна вся цепь целиком: RF-делитель, пара СИС-смесителей, усилители, кабели и ПЧ-делитель. В волноводных структурах субмиллиметрового диапазона к этому добавляется разбаланс, вызванный отражениями и стоячими волнами между элементами смесителя (глава 3). В итоге даже тщательно оптимизированные аналоговые приемники обеспечивают на этих частотах лишь умеренное подавление. Для модульного 2SB-смесителя диапазона 602–720 ГГц (глава 4) оно превышает 15 дБ практически во всей полосе и составляет в среднем около 22 дБ. Дальнейшее повышение подавления чисто аналоговыми средствами требует согласования всех элементов тракта с точностью, труднодостижимой на практике.

Альтернативный путь – калиброванное цифровое разделение боковых полос (англ. calibrated digital sideband separation), предложенное в работах [184, 185]. Аналоговый квадратурный ПЧ-делитель заменяется цифровым: сигналы обоих каналов оцифровываются, и в каждом спектральном канале вычисляются их линейные комбинации. Коэффициенты подбираются так, чтобы скомпенсировать амплитудный и фазовый разбаланс всего аналогового тракта – от RF-делителя до АЦП.

Метод основан на том, что основная часть разбаланса – устойчивая во времени функция частоты. Ее достаточно один раз измерить при калибровке по тестовому сигналу, после чего цифровой делитель в пределах точности калибровки становится идеальным. Жесткие требования к равномерности характеристик переносятся тем самым с аналоговых элементов на точность калибровки и параметры цифрового тракта. Первая реализация метода на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) описана в [186]. Лабораторные демонстрации на частотах до 100 ГГц дали подавление свыше 45 дБ, что на 20–30 дБ выше лучших аналоговых приемников [187]. Высокое подавление при цифровой обработке получено также в [188].

К началу настоящей работы оставался открытым ряд вопросов, определяющих практическую применимость метода в радиоастрономии:

– **Субмиллиметровый диапазон.** Применимость метода в приемниках на СИС-смесителях не была продемонстрирована. Здесь велик разбаланс аналоговой части, а гетеродин и тестовый источник строятся на умножительных цепочках с паразитными гармониками. Кроме того, СИС-переходы требуют периодического размагничивания и удаления захваченного магнитного потока, что может нарушать калибровку.

– **Действующие приемники.** Классическая реализация требует удаления аналогового ПЧ-делителя, то есть переделки приемника. Для модернизации действующих инструментов важно выяснить, возможна ли цифровая компенсация при неизменной аналоговой части.

– **Работа на телескопе.** Для нее необходимо знать, насколько стабильна калибровка во времени и сохраняется ли она после штатных процедур. Нужно также понимать, как погрешности калибровки ограничивают достижимое подавление в схемах с ПЧ-делителем и без него.

Цель настоящей главы – экспериментальная демонстрация и исследование калиброванного цифрового разделения боковых полос в СИС-приемнике диапазона 602–720 ГГц в двух конфигурациях (без квадратурного ПЧ-делителя и с ним), а также определение факторов, ограничивающих достижимое подавление.

Результаты главы опубликованы в работах [А7, А8].

5.2. Теория цифровой калибровки приемника с разделением боковых полос

В разделе рассматривается линейная модель приемника с разделением боковых полос, дополненного цифровым квадратурным делителем. Модель следует подходу [184, 185], обобщенному в [А7] на приемник с аналоговым квадратурным ПЧ-делителем. Все величины рассматриваются для одного спектрального канала цифрового спектрометра: это комплексные амплитуды сигналов на фиксированной промежуточной частоте. Коэффициенты модели являются функциями промежуточной частоты и частоты гетеродина. Калибровка и компенсация выполняются независимо в каждом канале, поэтому частотная зависимость разбаланса учитывается с разрешением, которое задается шагом калибровки (разделы 5.3 и 5.6).

5.2.1. Линейная модель аналоговой части

Схема приемника с разделением боковых полос показана на рис. 5.2, а. Входной сигнал делится квадратурным RF-делителем на два плеча с разностью фаз 90°. В каждом плече входной сигнал преобразуется СИС-смесителем, накачиваемым общим гетеродином. В классической схеме ПЧ-сигналы плеч затем объединяются квадратурным ПЧ-делителем. При идеальном амплитудном и фазовом балансе на одном выходе ПЧ-делителя присутствует только сигнал верхней боковой полосы (ВБП), а на другом – только нижней (НБП). При наличии разбаланса каждый выход содержит смесь сигналов обеих полос.

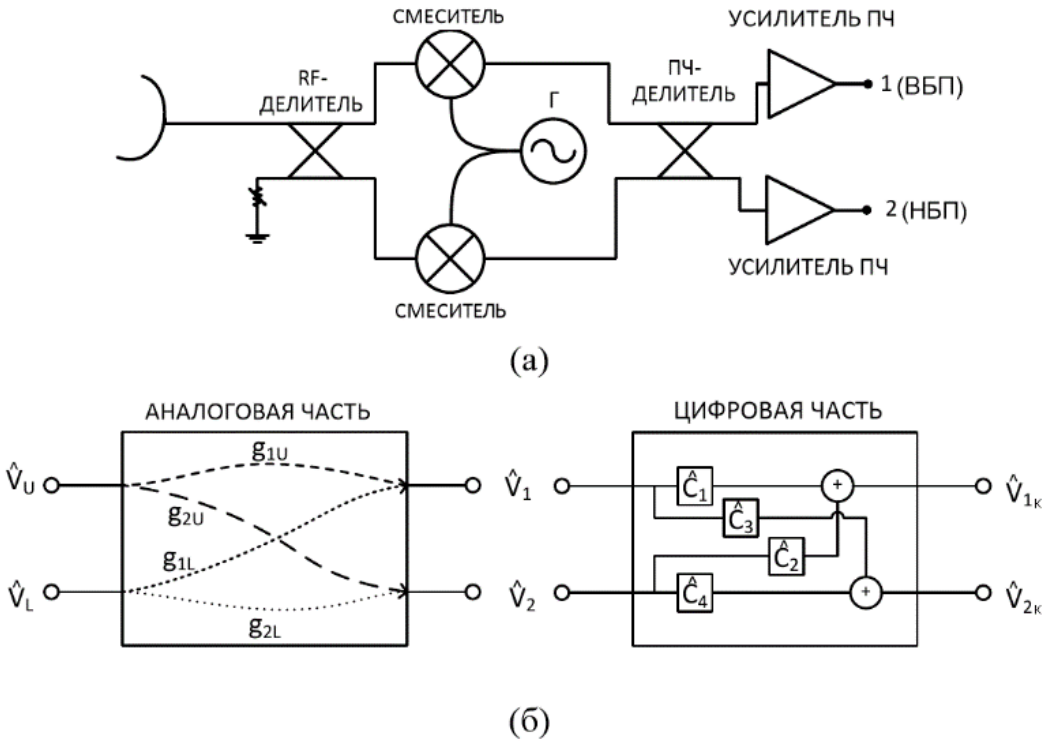


Рисунок 5.2 – Приемник с разделением боковых полос: а – схема (Г – гетеродин); б – представление в виде аналоговой части с комплексными коэффициентами передачи g_{ij} и цифровой части с коэффициентами c_1–c_4.

СИС-смеситель работает в режиме малого сигнала: мощность принимаемого сигнала мала по сравнению с мощностью гетеродина. Поэтому связь комплексных амплитуд v_1, v_2 на двух выходах аналоговой части с амплитудами V_U, V_L сигналов верхней и нижней полос линейна (рис. 5.2, б):

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{1U} & g_{1L} \\ g_{2U} & g_{2L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_U \\ V_L \end{pmatrix}. \tag{5.1}$$

Здесь G – матрица комплексных коэффициентов передачи g_{ij}, описывающих весь аналоговый тракт: RF-делитель, смесители, усилители, кабели, ПЧ-делитель (если он есть), второе преобразование частоты и АЦП. Индексы U и L относятся к верхней и нижней боковым полосам. Инверсия фазы сигнала нижней полосы при преобразовании частоты включена в коэффициенты g_{iL}.

Модель (5.1) не предполагает конкретной схемы аналоговой части. При отсутствии ПЧ-делителя выходы 1 и 2 – квадратурные каналы I и Q, и все четыре коэффициента сравнимы по модулю. При наличии ПЧ-делителя выходы 1 и 2 соответствуют верхней и нижней полосам, а недиагональные коэффициенты g_{1L} и g_{2U} малы и описывают просачивание сигнала «чужой» полосы. Отношения $|g_{1U}|^2/|g_{1L}|^2$ и $|g_{2L}|^2/|g_{2U}|^2$ – это аналоговые коэффициенты подавления на выходах верхней и нижней полос; далее для них используется общее обозначение SRR_{a}.

Модель не учитывает нелинейные эффекты и паразитные спектральные составляющие; их влияние рассмотрено в разделе 5.6.

5.2.2. Цифровой квадратурный делитель и условие разделения полос

Цифровая часть приемника образует из оцифрованных сигналов v_1 и v_2 линейные комбинации

$$\begin{pmatrix} v_{1к} \\ v_{2к} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \\ c_3 & c_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}, \tag{5.2}$$

так что выходные сигналы связаны с входными матрицей CG. Чтобы на выходе 1 присутствовал только сигнал верхней полосы, а на выходе 2 – только нижней, недиагональные элементы матрицы CG должны обращаться в нуль:

$$c_1 g_{1L} + c_2 g_{2L} = 0, \qquad c_3 g_{1U} + c_4 g_{2U} = 0. \tag{5.3}$$

Отсюда

$$\frac{c_1}{c_2} = -\frac{g_{2L}}{g_{1L}} \equiv -X_2, \qquad \frac{c_3}{c_4} = -\frac{g_{2U}}{g_{1U}} \equiv -\frac{1}{X_1}, \tag{5.4}$$

где введены калибровочные константы

$$X_1 = \frac{g_{1U}}{g_{2U}}, \qquad X_2 = \frac{g_{2L}}{g_{1L}}. \tag{5.5}$$

Условия (5.3) определяют только отношения коэффициентов в каждой строке матрицы C; общий множитель строки задает лишь усиление соответствующего выхода. Поэтому без потери общности можно положить $c_1 = c_4 = 1$, и тогда из (5.4) $c_2 = -1/X_2$, $c_3 = -1/X_1$. Подстановка в (5.2) дает сигналы на выходах:

$$v_{1к} = g_{1U}\left(1 - \frac{1}{X_1 X_2}\right) V_U, \qquad v_{2к} = g_{2L}\left(1 - \frac{1}{X_1 X_2}\right) V_L. \tag{5.6}$$

Из (5.6) следуют два важных свойства. Во-первых, разделение полос возможно только при $X_1 X_2 \neq 1$, то есть при $\det G \neq 0$: выходные сигналы аналоговой части должны быть линейно независимы. Для схемы без ПЧ-делителя с равными амплитудами в плечах и разностью фаз плеч ψ множитель $|1 - 1/(X_1 X_2)|$ равен $2|\sin\psi|$. Он максимален при $\psi = 90°$ и обращается в нуль при $\psi = 0$ или 180°, когда RF-делитель не различает боковые полосы. Во-вторых, при идеальном ПЧ-делителе $g_{1L} = g_{2U} = 0$ константы X_1 и X_2 обращаются в бесконечность, и цифровой делитель вырождается в единичное преобразование ($c_2 = c_3 = 0$). Таким образом, цифровая часть корректирует только остаточный разбаланс аналогового приемника.

5.2.3. Определение калибровочных констант

Из (5.1) и (5.5) следует, что константы X_1 и X_2 равны отношениям выходных сигналов аналоговой части при подаче сигнала только в одну из боковых полос:

$$X_1 = \frac{v_1}{v_2},\ \text{при}\ V_L = 0; \qquad X_2 = \frac{v_2}{v_1},\ \text{при}\ V_U = 0. \tag{5.7}$$

Для калибровки на вход приемника подается монохроматический тестовый сигнал, частота которого перестраивается сначала в пределах верхней, а затем нижней боковой полосы. В каждом спектральном канале измеряются комплексные амплитуды v_1 и v_2, и по (5.7) вычисляются X_1 и X_2. Физический смысл констант зависит от схемы аналоговой части:

– **без ПЧ-делителя** в идеальном случае $|X_1| = |X_2| = 1$ и $\arg X_i = \pm 90°$; отклонения модуля от единицы и аргумента от ±90° представляют собой амплитудный и фазовый разбаланс каналов I и Q для соответствующей полосы;

– **с ПЧ-делителем** X_1 – отношение амплитуд сигнала верхней полосы на «своем» и «чужом» выходах. При равных коэффициентах передачи выходных каналов ($|g_{1U}| = |g_{2L}|$) величины $|X_1|^2$ и $|X_2|^2$ равны аналоговым коэффициентам подавления на выходах нижней и верхней полос. Поэтому в [А7] величина X названа комплексным коэффициентом подавления.

Процедура калибровки обладает важным свойством: в отношения (5.7) не входят ни амплитуда, ни фаза тестового сигнала. Поэтому не требуется ни знать мощность источника, ни синхронизировать его фазу с гетеродином, а мощности тестового сигнала в верхней и нижней полосах могут различаться. Необходимо выполнение трех условий:

– отношение сигнал/шум на выходах должно быть достаточным, поскольку случайная погрешность констант ограничивает достижимое подавление (раздел 5.6);

– мощность тестового сигнала не должна выводить СИС-смеситель из линейного режима, в котором справедлива модель (5.1);

– частоты гетеродинов и тестового источника должны быть привязаны к общему опорному генератору, чтобы тестовый сигнал не смещался по спектральным каналам за время накопления.

Константы зависят от промежуточной частоты и от настроек гетеродинов. Поэтому для каждой настройки гетеродинов записывается свой набор значений X_1, X_2 по спектральным каналам; этот набор загружается в память ПЛИС и используется при последующих измерениях.

5.2.4. Скомпенсированный коэффициент подавления

Константы, определенные при калибровке, обозначим $X_{1,\text{кал}}$ и $X_{2,\text{кал}}$. К моменту измерения состояние аналоговой части может измениться из-за дрейфа, а сами константы содержат случайную погрешность. Поэтому значение константы в момент измерения $X_{1,\text{изм}}$ в общем случае отличается от калибровочного. Пусть сигнал присутствует только в верхней полосе ($V_L = 0$), так что $v_2/v_1 = 1/X_{1,\text{изм}}$. Из (5.2) при $c_2 = -1/X_{2,\text{кал}}$ и $c_3 = -1/X_{1,\text{кал}}$ получаем

$$v_{1\text{к}} = v_1\left(1 - \frac{1}{X_{2,\text{кал}}X_{1,\text{изм}}}\right), \qquad v_{2\text{к}} = v_1\left(\frac{1}{X_{1,\text{изм}}} - \frac{1}{X_{1,\text{кал}}}\right). \tag{5.8}$$

Скомпенсированный коэффициент подавления $SRR_{\text{к}}$ определим, следуя [А7], как отношение мощностей сигнала верхней полосы на выходах верхней и нижней полос. С учетом (5.8)

$$SRR_{\text{к}} = \frac{|v_{1\text{к}}|^2}{|v_{2\text{к}}|^2} = \left|\frac{X_{1,\text{кал}}\left(X_{2,\text{кал}}X_{1,\text{изм}} - 1\right)}{X_{2,\text{кал}}\left(X_{1,\text{кал}} - X_{1,\text{изм}}\right)}\right|^2. \tag{5.9}$$

Для сигнала нижней полосы выражение получается перестановкой индексов 1 и 2. При равных коэффициентах передачи выходных каналов $SRR_{\text{к}}$ совпадает с коэффициентом подавления на выходе нижней полосы, измеряемым методом Керра (п. 5.2.5).

Выражение (5.9) наглядно показывает природу ограничения: $SRR_{\text{к}} \to \infty$ при $X_{1,\text{изм}} \to X_{1,\text{кал}}$. Конечное подавление определяется не абсолютным разбалансом аналоговой части, а тем, насколько точно при измерении воспроизводится ее состояние в момент калибровки. Отметим также, что для сигнала верхней полосы результат не зависит от текущего значения X_2: константа $X_{2,\text{кал}}$ входит в (5.9) лишь как параметр.

Отклонение состояния тракта от калибровочного удобно описать относительным изменением модуля и фазы константы:

$$X_{1,\text{изм}} = x\,X_{1,\text{кал}}e^{j\delta\varphi}, \qquad x = \frac{|X_{1,\text{изм}}|}{|X_{1,\text{кал}}|}, \qquad \delta\varphi = \arg X_{1,\text{изм}} - \arg X_{1,\text{кал}}\,. \tag{5.10}$$

Выражение (5.9) можно упростить в предположении $X_{1,\text{кал}} = X_{2,\text{кал}}$, отражающем симметрию разбаланса для двух полос. Если записать калибровочное значение в виде $X_{\text{кал}} = X_0 e^{j\theta}$, из (5.9) и (5.10) следует общее выражение

$$SRR_{\text{к}} = \frac{1 + x^2X_0^4 - 2xX_0^2\cos(2\theta + \delta\varphi)}{X_0^2(1 + x^2 - 2x\cos\delta\varphi)}. \tag{5.11}$$

Схема без ПЧ-делителя. При идеальной квадратуре в момент калибровки $X_0 = 1$ и $\theta = \pm 90°$, так что $\cos(2\theta + \delta\varphi) = -\cos\delta\varphi$ и

$$SRR_{\text{к}} = \frac{1 + x^2 + 2x\cos\delta\varphi}{1 + x^2 - 2x\cos\delta\varphi}. \tag{5.12}$$

Выражение (5.12) совпадает по форме с приведенным в п. 1.6.4 выражением для коэффициента подавления 2SB-приемника, но роль амплитудного и фазового разбаланса плеч g и $\Delta\varphi$ в нем играют относительные отклонения x и $\delta\varphi$ между измерением и калибровкой. Цифровая калибровка не отменяет требований к балансу: требование абсолютного баланса плеч она заменяет требованием воспроизводимости состояния тракта. При небольшом исходном разбалансе ($X_0 \approx 1$, $\theta \approx \pm 90°$) выражение (5.12) остается справедливым с точностью до малых поправок.

Схема с ПЧ-делителем. При равных коэффициентах передачи выходных каналов модуль калибровочной константы определяется аналоговым подавлением: $X_0^2 \approx SRR_{\text{а}}$. При $\theta = 0$ из (5.11) получаем

$$SRR_{\text{к}} = \frac{1 + x^2 SRR_{\text{а}}^2 - 2x SRR_{\text{а}}\cos\delta\varphi}{SRR_{\text{а}}(1 + x^2 - 2x\cos\delta\varphi)}. \tag{5.13}$$

При $SRR_{\text{а}} \gg 1$ слагаемое, содержащее θ, мало по сравнению с $x^2 SRR_{\text{а}}^2$ (относительная поправка порядка $2/SRR_{\text{а}}$), поэтому результат практически не зависит от фазы калибровочной константы.

Для малых отклонений ($x = 1 + \varepsilon$, $|\varepsilon| \ll 1$, $|\delta\varphi| \ll 1$) знаменатели (5.12) и (5.13) приближенно пропорциональны $\varepsilon^2 + \delta\varphi^2$. Тогда для схемы без ПЧ-делителя

$$SRR_{\text{к}} \approx \frac{4}{\varepsilon^2 + \delta\varphi^2}, \tag{5.14}$$

а для схемы с ПЧ-делителем при $SRR_{\text{а}} \gg 1$

$$SRR_{\text{к}} \approx \frac{SRR_{\text{а}}}{\varepsilon^2 + \delta\varphi^2}. \tag{5.15}$$

Оценки (5.14) и (5.15) позволяют наглядно сравнить схемы. Для $SRR_{\text{к}} = 40$ дБ без ПЧ-делителя требуется $\sqrt{\varepsilon^2 + \delta\varphi^2} \approx 0{,}02$, то есть воспроизводимость фазы около 1,1° или амплитуды около 0,17 дБ; эти значения совпадают с допусками, приведенными в разделе 5.1. При наличии ПЧ-делителя с $SRR_{\text{а}} = 20$ дБ то же подавление достигается при $\sqrt{\varepsilon^2 + \delta\varphi^2} \approx 0{,}1$, то есть допустимы отклонения фазы около 5,7° или амплитуды около 0,8 дБ. Таким образом, при одинаковых относительных отклонениях калибровочной константы схема с ПЧ-делителем допускает в $SRR_{\text{а}}/4$ раз большую величину $\varepsilon^2 + \delta\varphi^2$. Это аналитически объясняет ее более

высокую устойчивость к систематическим погрешностям. Связь относительных отклонений x и $\delta\varphi$ с физическим дрейфом элементов зависит от того, в какой части тракта (до или после ПЧ-делителя) этот дрейф возникает; этот вопрос обсуждается в разделе 5.6.

5.2.5. Измерение коэффициента подавления

Для экспериментальной проверки компенсации необходимо измерять коэффициент подавления, не зная мощности тестового сигнала. Для этого использовался метод [114], основанный на сочетании откликов на тестовый сигнал и на смену горячей и холодной нагрузок. Пусть G_{1U}, G_{1L}, G_{2U}, G_{2L} – коэффициенты передачи по мощности из верхней и нижней полос на выходы 1 (ВБП) и 2 (НБП). Тестовый сигнал мощностью P_U в верхней полосе дает на выходах приращения мощности $a = G_{1U}P_U$ и $b = G_{2U}P_U$, а сигнал мощностью P_L в нижней полосе – приращения $c = G_{1L}P_L$ и $d = G_{2L}P_L$. Смена нагрузок, излучение которых одинаково заполняет обе полосы, дает приращения $H_1 \propto G_{1U} + G_{1L}$ и $H_2 \propto G_{2U} + G_{2L}$ с одинаковым коэффициентом пропорциональности. Из этих шести измеряемых величин коэффициенты подавления на выходах нижней и верхней полос выражаются как

$$SRR_2 = \frac{G_{2L}}{G_{2U}} = \frac{\dfrac{a}{b} - \dfrac{H_1}{H_2}}{\dfrac{H_1}{H_2} - \dfrac{c}{d}}, \qquad SRR_1 = \frac{G_{1U}}{G_{1L}} = \frac{ad}{bc\,SRR_2}. \tag{5.16}$$

Мощности P_U и P_L в (5.16) не входят, поэтому результат не зависит ни от мощности тестового сигнала, ни от ее различия в двух полосах. В цифровом приемнике процедура применяется к спектрам мощности на выходах спектрометра в каждом спектральном канале. Реализация измерений описана в разделе 5.3.

В итоге можно сказать, что линейная модель (5.1)–(5.6) применима к любой схеме реализации аналоговой части приемника. Калибровка требует измерения только отношений выходных сигналов и не зависит от мощности и фазы тестового источника. Достижимое подавление определяется не абсолютным разбалансом тракта, а воспроизводимостью его состояния между калибровкой и измерением (5.9)–(5.12). При одинаковых относительных отклонениях калибровочных констант схема с ПЧ-делителем допускает в $\sqrt{SRR_{\text{a}}/4}$ раз большие отклонения фазы и амплитуды (5.14)–(5.15). Экспериментальная проверка этих положений приведена в разделах 5.4–5.6.

5.3. Экспериментальная установка и методика измерений

Эксперименты по цифровому разделению боковых полос выполнены на двух установках, построенных по общей схеме. СИС-приемник диапазона ALMA Band 9 переносит входной сигнал на первую промежуточную частоту 4–12 ГГц. Второй гетеродин переносит выбранный участок шириной 1 ГГц в основную полосу 0–1 ГГц, где сигналы двух выходов оцифровываются и обрабатываются цифровым спектрометром на ПЛИС. Установки различаются аналоговой частью. В первой из них квадратурный ПЧ-делитель удален, и оцифровываются непосредственно каналы I и Q. Во второй используется полностью аналоговый 2SB-приемник, и оцифровываются его выходы верхней и нижней полос. Основные параметры установок сведены в таблице 5.1 в конце раздела.

5.3.1. СИС-приемники диапазона 602–720 ГГц

Обе установки основаны на прототипах 2SB-приемников диапазона ALMA Band 9 (602–720 ГГц) с промежуточной частотой 4–12 ГГц, разработанных в Университете Гронингена. Сигнал из квазиоптического тракта через окно криостата и холодную оптику поступает на волноводный квадратурный RF-делитель и далее на два СИС-смесителя, накачиваемых общим первым гетеродином. Температурная стабильность криогенной части приемника составляет около 0,1 К.

– **Установка без ПЧ-делителя.** Использован прототип 2SB-приемника с СИС-переходами на основе барьера AlN. Единственной модификацией приемника было удаление квадратурного ПЧ-делителя, что дало независимый доступ к выходам каналов I и Q.

– **Установка с ПЧ-делителем.** Использован модульный 2SB-приемник, описанный в главе 4, без каких-либо изменений аналоговой части. Среднее аналоговое подавление приемника в диапазоне 602–720 ГГц составляло около 22 дБ. Для подавления джозефсоновского тока к СИС-переходам прикладывается магнитное поле, которое концентрируется магнитными полюсами. Поэтому перезапуск смесителей включает не только удаление захваченного магнитного потока, но и размагничивание полюсов; это существенно для исследования стабильности калибровки (раздел 5.6).

5.3.2. Тракт промежуточной частоты и второе преобразование частоты

Мгновенная полоса цифрового спектрометра составляет 1 ГГц, тогда как полоса ПЧ приемника равна 8 ГГц, поэтому в обеих установках применено второе преобразование частоты. В установке без ПЧ-делителя (рис. 5.3) сигналы каналов I и Q усиливаются холодными и теплыми

малошумящими усилителями, а эквалайзеры компенсируют наклон их амплитудно-частотной характеристики. Далее сигналы поступают на пару смесителей второго преобразования, которые накачиваются синфазно от второго гетеродина через делитель мощности. На выходах делителя установлены аттенюаторы 6 дБ, повышающие развязку каналов I и Q; их роль обсуждается в разделе 5.6. После смесителей стоят фильтры нижних частот с частотой среза 1,5 ГГц, подавляющие внеполосный шум, паразитные составляющие и просачивание второго гетеродина на входы АЦП, и последний каскад усиления, устанавливающий оптимальный уровень сигнала для АЦП. Все гетеродины и тестовый источник привязаны к общему опорному сигналу 10 МГц. В установке с ПЧ-делителем (п. 5.3.4) второе преобразование выполнено по той же схеме: гетеродин 4–11 ГГц с делителем мощности, усилители с усилением 20 дБ и фильтры нижних частот 1 ГГц.

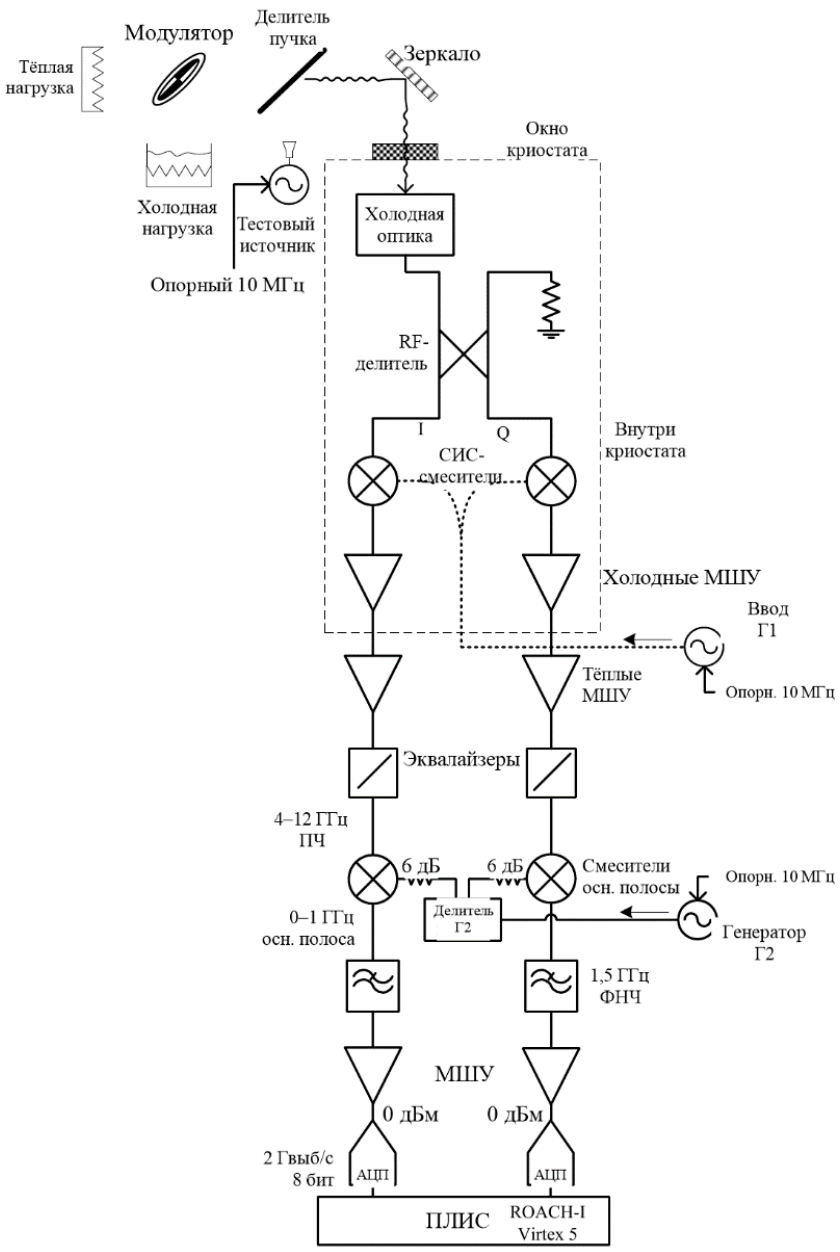


Рисунок 5.3 – Блок-схема установки для цифрового разделения боковых полос без квадратурного ПЧ-делителя: квазиоптический тракт с тестовым источником, модулятором и нагрузками; СИС-приемник с каналами I и Q; тракт ПЧ со вторым преобразованием частоты; цифровой спектрометр на ПЛИС. Г1, Г2 – первый и второй гетеродины, МШУ – малошумящие усилители, ФНЧ – фильтр нижних частот [А8].

При перестройке второго гетеродина от 4 до 11 ГГц участок ПЧ шириной 1 ГГц над его частотой перекрывает всю полосу 4–12 ГГц. Входной сигнал, попадающий в канал основной полосы с частотой f, имеет частоту

$$\nu_{\text{ВБП}} = \nu_{\text{г1}} + \nu_{\text{г2}} + f, \qquad \nu_{\text{НБП}} = \nu_{\text{г1}} - \nu_{\text{г2}} - f, \tag{5.17}$$

где $\nu_{\text{г1}}$ и $\nu_{\text{г2}}$ – частоты первого и второго гетеродинов, а индексы ВБП и НБП обозначают верхнюю и нижнюю боковые полосы относительно первого гетеродина. Второе преобразование

выполняется без подавления собственного зеркального канала. Поэтому в основную полосу переносится и участок ПЧ ниже частоты второго гетеродина, а шум и паразитные сигналы теплой части тракта ПЧ и второго гетеродина цифровой обработкой не разделяются. При достаточном усилении холодных усилителей шумовой вклад тракта ПЧ пренебрежимо мал.

5.3.3. Цифровой спектрометр на ПЛИС

Цифровая часть реализована на открытой платформе ROACH-I (Reconfigurable Open Architecture Computing Hardware) сообщества CASPER с ПЛИС Xilinx Virtex-5 [189]. Сигналы двух каналов оцифровываются двумя АЦП с частотой дискретизации $f_д = 2$ Гб/с и разрядностью 8 бит; основная полоса 0–1 ГГц соответствует первой зоне Найквиста. Структурная схема прошивки показана на рис. 5.4. Отсчеты каждого канала поступают на полифазный банк фильтров, формирующий $N = 2048$ спектральных каналов шириной $\Delta\nu = f_д/(2N) \approx 0{,}49$ МГц. В отличие от простого быстрого преобразования Фурье, полифазный банк фильтров обеспечивает крутые границы каналов и малое просачивание сигнала в соседние каналы. Это важно, поскольку компенсация разбаланса выполняется независимо в каждом канале. Выходные данные банка фильтров представлены комплексными числами с разрядностью 18 бит для действительной и мнимой частей.

Комплексные отсчеты каждого спектрального канала поступают на четыре комплексных умножителя C1–C4 и два комплексных сумматора, которые реализуют калиброванный цифровой квадратурный делитель (5.2). Коэффициенты c_1–c_4 для всех каналов хранятся в памяти ПЛИС и задаются по результатам калибровки. Затем для каждого выхода вычисляется мощность (48 бит), которая накапливается в 64-битных накопителях; в результате формируются спектры верхней и нижней полос по 2048 каналов. Использовались две оптимизированные версии прошивки: калибровочный спектрометр, измеряющий амплитудный и фазовый разбаланс аналоговой части, и спектрометр с разделением боковых полос.

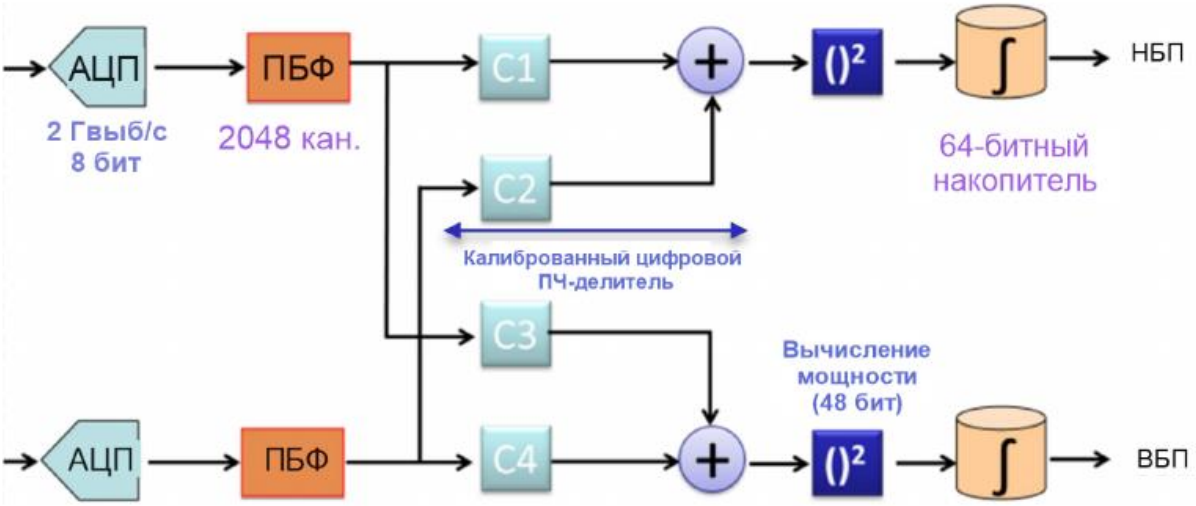
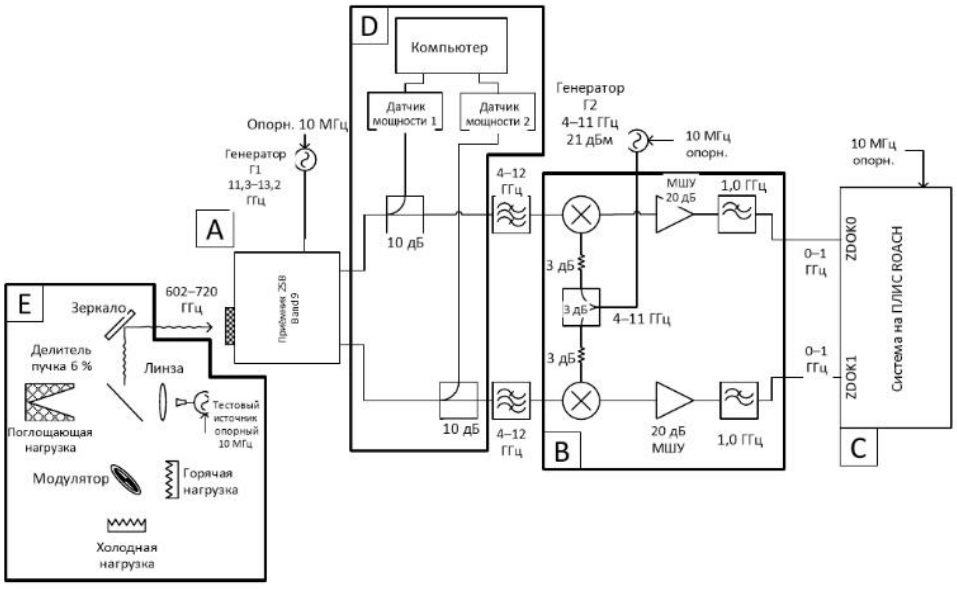


Рисунок 5.4 – Структурная схема прошивки ПЛИС спектрометра с разделением боковых полос: АЦП, полифазный банк фильтров (ПБФ) на 2048 каналов, комплексные умножители C1–C4 и сумматоры (калиброванный цифровой квадратурный делитель), вычисление мощности и накопители.

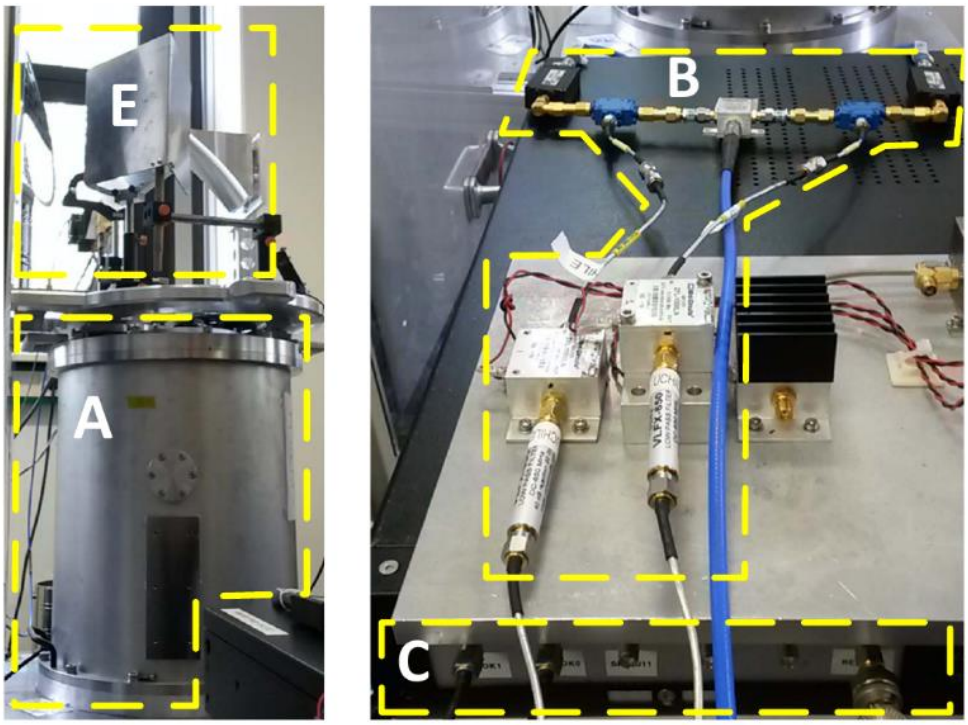
5.3.4. Квазиоптическая схема и вспомогательное оборудование

Для калибровки и измерения подавления на вход приемника подаются монохроматический тестовый сигнал и излучение нагрузок с разной температурой (рис. 5.3 и 5.5). Тестовый источник вводится в сигнальный тракт через делитель пучка с коэффициентом ответвления около 6 %; прошедшая через делитель часть излучения источника поглощается согласованной нагрузкой. Модулятор попеременно подает на вход приемника излучение горячей и холодной нагрузок, что позволяет измерять отклики H_1 и H_2 в методе Керра (5.16). В установке без ПЧ-делителя использовались нагрузки при комнатной и криогенной температурах, в работе с установленным ПЧ-делителем – нагрузки с температурами 293 и 397 К. Первый гетеродин и тестовый источник построены на умножительных цепочках с умножителями ×3 и ×9; как показано в разделе 5.6, это существенно для спектральной чистоты сигналов. Привязка тестового источника и гетеродинов к общему опорному сигналу 10 МГц исключает дрейф частоты тестового сигнала относительно спектральных каналов во время калибровки.

В установке на рис. 5.5 для исследования устойчивости калибровки к перезапуску смесителей добавлен узел автоматизации (рис. 5.5, блок D). Он включает управляющий компьютер, выполняющий автоматическую процедуру размагничивания и удаления захваченного магнитного потока, и два датчика мощности, подключенные к выходам ПЧ через направленные ответвители 10 дБ.



(а)



(б)

Рисунок 5.5 – Установка с полностью аналоговым 2SB-приемником: а – схема; б – фотографии. A – приемник Band 9 с ПЧ-делителем; B – узел второго преобразования частоты; C – цифровой спектрометр; D – узел автоматического размагничивания и удаления захваченного потока; E – квазиоптический узел с тестовым источником и нагрузками. Г1, Г2 – генераторы первого и второго гетеродинов, МШУ – малошумящие усилители.

5.3.5. Методика калибровки и измерений

Для каждой пары частот гетеродинов измерения выполнялись в следующем порядке:

1) установка частот первого и второго гетеродинов и рабочего режима СИС-смесителей;

2) калибровка: тестовый сигнал перестраивается по спектральным каналам сначала в верхней, затем в нижней боковой полосе, а калибровочный спектрометр измеряет отношения комплексных амплитуд (5.7); мощность тестового сигнала выбирается достаточной для измерений, но не насыщающей СИС-смесители; в схеме без ПЧ-делителя калибровка выполнялась в 1024 точках на полосу 1 ГГц, т. е. с шагом около 1 МГц;

3) загрузка коэффициентов: по измеренным X_1 и X_2 вычисляются коэффициенты c_1–c_4 (п. 5.2.2), которые записываются в память ПЛИС спектрометра с разделением боковых полос;

4) измерение подавления: тестовый сигнал снова перестраивается по диапазону, и для каждой его частоты регистрируются спектры обоих выходов при горячей и холодной нагрузках; по откликам на тестовый сигнал и на смену нагрузок вычисляется коэффициент подавления (5.16); время накопления одного спектра в схеме без ПЧ-делителя составляло 134 мс.

Сетки частот гетеродинов в двух экспериментах различались. В схеме без ПЧ-делителя частота первого гетеродина перестраивалась от 614 до 710 ГГц с шагом 8 ГГц, а частота второго – от 4 до 11 ГГц при каждой настройке первого. В схеме с ПЧ-делителем использовались 13 значений частоты первого гетеродина и 8 значений частоты второго, перекрывающие весь диапазон 602–720 ГГц. Для сравнения измерялось также подавление аналогового приемника без цифровой компенсации, причем скомпенсированное подавление регистрировалось на значительно более плотной частотной сетке. При исследовании стабильности калибровки частоты гетеродинов были фиксированы: 662 ГГц для первого и 7 ГГц для второго (раздел 5.6).

Таблица 5.1 – Основные параметры экспериментальных установок

Параметр	Установка без ПЧ-делителя	Установка с ПЧ-делителем
Приемник	Прототип 2SB-приемника Band 9 с переходами на основе AlN	Модульный 2SB-приемник Band 9 (глава 4)
Квадратурный ПЧ-делитель	Удален	Сохранен
Входы цифровой части	Каналы I и Q	Выходы верхней и нижней полос
Радиочастотный диапазон	602–720 ГГц	602–720 ГГц
Первая ПЧ	4–12 ГГц	4–12 ГГц
Второй гетеродин	4–11 ГГц	4–11 ГГц
Фильтры основной полосы	ФНЧ 1,5 ГГц	ФНЧ 1 ГГц
Цифровой спектрометр	ROACH-I (Virtex-5); АЦП 2 Гб/с, 8 бит; 2048 каналов	Спектрометр того же типа на платформе ROACH; 2048 каналов
Настройки гетеродинов	Первый: 614–710 ГГц с шагом 8 ГГц; второй: 4–11 ГГц	13 значений частоты первого и 8 значений частоты второго
Нагрузки для калибровки	Комнатной и криогенной температуры	293 и 397 К

В итоге обе установки используют один и тот же тип цифрового спектрометра и одинаковую схему второго преобразования частоты. Поэтому различия результатов, приведенных в разделах 5.4 и 5.5, определяются в основном аналоговой частью: наличием или отсутствием квадратурного ПЧ-делителя и характеристиками самого приемника. Методика калибровки и измерения подавления (5.7), (5.16) не зависит от мощности тестового сигнала и одинакова для обеих конфигураций.

5.4. Цифровое разделение боковых полос в приемнике без квадратурного ПЧ-делителя

В разделе приведены результаты первой демонстрации калиброванного цифрового разделения боковых полос на субмиллиметровых волнах. Установка описана в разделе 5.3. В аналоговой части приемника отсутствует квадратурный ПЧ-делитель. Сигналы каналов I и Q после второго преобразования частоты оцифровываются, а их квадратурное сложение с компенсацией амплитудного и фазового разбаланса выполняется в ПЛИС независимо в каждом из 2048 спектральных каналов. Таким образом, цифровая часть корректирует разбаланс всего аналогового тракта, включая волноводный RF-делитель, пару СИС-смесителей и усилители ПЧ.

5.4.1. Спектры на выходах цифрового приемника

Типичные спектры на выходах верхней и нижней полос после калибровки показаны на рис. 5.6 для частот гетеродинов $\nu_{г1} = 654$ ГГц и $\nu_{г2} = 7$ ГГц. Тестовый сигнал, поданный в верхнюю боковую полосу, виден на выходе ВБП как сигнал A. На выходе НБП в том же спектральном канале наблюдается его остаток B, и отношение откликов A и B определяет подавление в данном канале; строго оно вычисляется по откликам на тестовый сигнал и на смену нагрузок согласно (5.16). Уровень шума в обоих спектрах практически равномерен по полосе 0–1 ГГц.

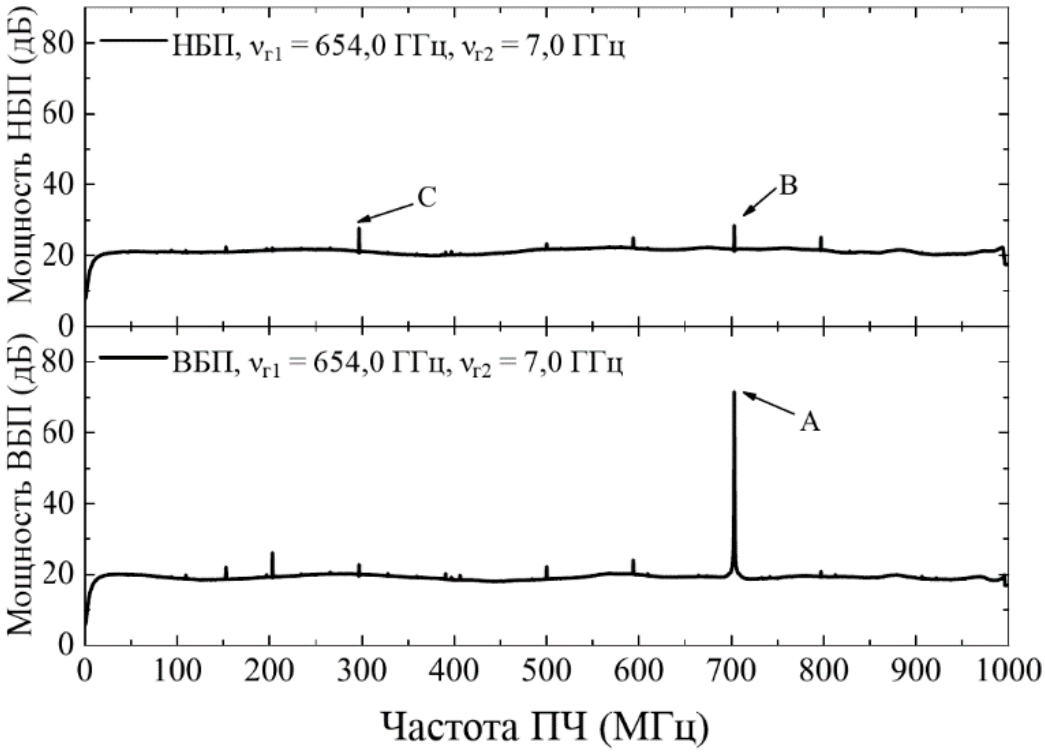


Рисунок 5.6 – Типичные спектры на выходах нижней (вверху) и верхней (внизу) боковых полос калиброванного цифрового приемника при $\nu_{г1} = 654$ ГГц, $\nu_{г2} = 7$ ГГц: A – тестовый сигнал в рабочей полосе, B – остаток тестового сигнала в подавляемой полосе, C – наиболее сильная интермодуляционная составляющая в подавляемой полосе.

Просачивание сигнала между каналами I и Q во втором преобразовании частоты (п. 5.6.1) в спектрах рис. 5.6 не проявляется: благодаря аттенюаторам на выходах делителя второго гетеродина паразитная составляющая на частоте тестового сигнала лежит ниже уровня шума установки.

Помимо остатка тестового сигнала, в спектрах присутствуют паразитные составляющие, наиболее сильная из которых отмечена на рис. 5.6 как C. Это продукты интермодуляции гармоник первого гетеродина и тестового источника, построенных на умножителях ×3 и ×9,

возникающие на нелинейности СИС-смесителей. Такие составляющие не ухудшают подавление самого тестового сигнала, но ограничивают динамический диапазон приемника, свободный от паразитных составляющих, уровнем около 45 дБ. Если же интермодуляционная составляющая попадает в канал, где измеряется остаток тестового сигнала, она дает ложно заниженное значение подавления (п. 5.4.3).

5.4.2. Коэффициент подавления во всем диапазоне 602–720 ГГц

Измерения выполнены при всех сочетаниях частот первого и второго гетеродинов, указанных в п. 5.3.5. Поскольку шаг по частоте первого гетеродина равен ширине полосы ПЧ, верхняя боковая полоса перекрывает диапазон 618–722 ГГц, а нижняя – 602–706 ГГц без пропусков. Всего получено 104 настройки гетеродинов (13 × 8), каждая из которых дает спектры подавления в обеих боковых полосах в полосе 1 ГГц.

Результаты представлены на рис. 5.7. Среднее по диапазону подавление цифрового приемника составило 45,9 дБ, и на 93 % диапазона оно превышает 40 дБ. Лишь в отдельных точках значения опускаются ниже 35 дБ; их происхождение рассмотрено в п. 5.4.3. Для сравнения на рис. 5.7 приведено подавление того же приемника в исходной аналоговой конфигурации с ПЧ-делителем. Оно лежит в пределах примерно 10–35 дБ и сильно меняется по диапазону. В среднем цифровое разделение полос улучшило подавление на 27 дБ, то есть примерно в 500 раз по мощности; это соответствует среднему аналоговому подавлению около 19 дБ.

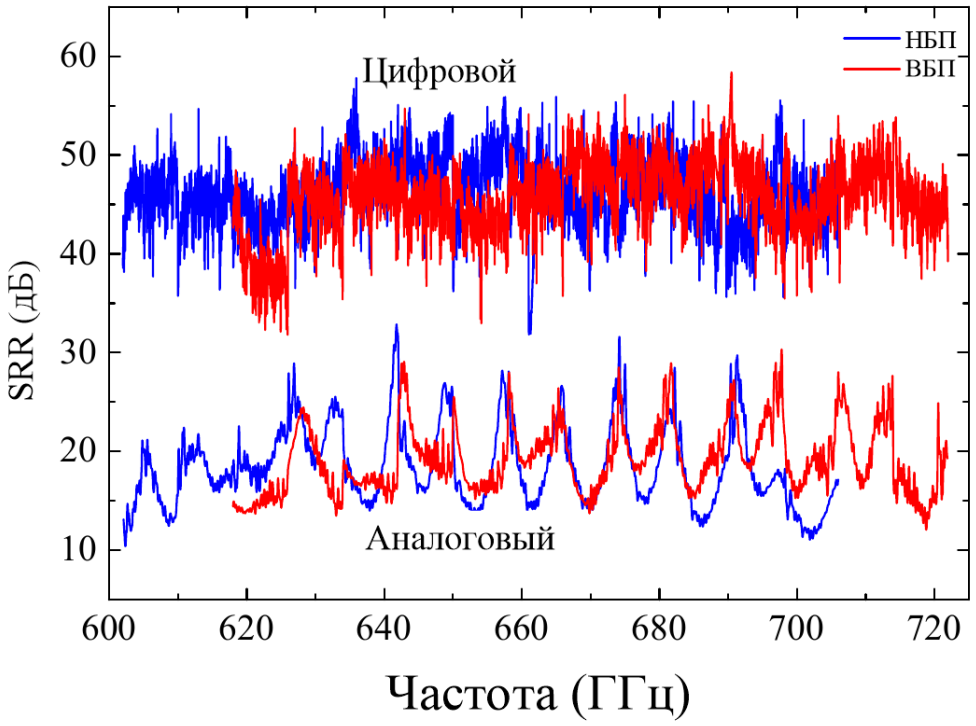


Рисунок 5.7 – Коэффициент подавления зеркальной полосы для верхней (ВБП) и нижней (НБП) боковых полос в цифровом режиме и в исходной аналоговой конфигурации приемника [А43].

Аналоговая кривая на рис. 5.7 имеет выраженную квазипериодическую структуру по частоте, характерную для разбаланса, вызванного отражениями и стоячими волнами в волноводном тракте (глава 3). В скомпенсированных данных эта структура не прослеживается. Это подтверждает вывод раздела 5.2: детерминированный и устойчивый во времени разбаланс устраняется калибровкой, даже если его исходная величина велика. Требуемое для этого спектральное разрешение калибровки обсуждается в разделе 5.6.

Достигнутый уровень подавления удобно сопоставить с требованиями раздела 5.1. При $SRR = 45{,}9$ дБ линия интенсивностью 100 К в зеркальной полосе дает в наблюдаемом спектре ложную линию около 2,6 мК, что ниже уровня слабейших линий обзора Orion-KL (~10 мК). Даже на границе $SRR = 40$ дБ ложная линия не превышает 10 мК. Поэтому при таком подавлении загрязнение спектра сигналами зеркальной полосы становится пренебрежимым для известных астрономических источников. Полученный результат совпадает по уровню с результатами лабораторных демонстраций метода на частотах до 100 ГГц [187], хотя исходный разбаланс субмиллиметрового приемника значительно больше. Следовательно, в данном эксперименте достижимое подавление определяется не аналоговой частью приемника, а факторами, связанными с измерительной установкой и цифровым трактом.

5.4.3. Факторы, влияющие на результаты измерений

Разброс измеренных значений и отдельные провалы на рис. 5.7 объясняются интермодуляционными составляющими, происходящими от гармоник первого гетеродина и тестового источника. Пример сильного загрязнения спектра при $\nu_{г1} = 686$ ГГц показан на рис. 5.8. При перестройке тестового сигнала по полосе несколько паразитных составляющих смещаются в разных направлениях. Поэтому их совпадение с каналом остатка тестового сигнала в подавляемой полосе происходит на случайных на первый взгляд частотах и дает ложно заниженные значения подавления. Амплитуда интермодуляционных составляющих сильно зависит от частоты, так что разброс и число провалов различаются для разных настроек гетеродина. Эти провалы являются артефактами измерительной установки, связанными со спектральной чистотой сигналов гетеродина и тестового источника, а не ограничением самого метода.

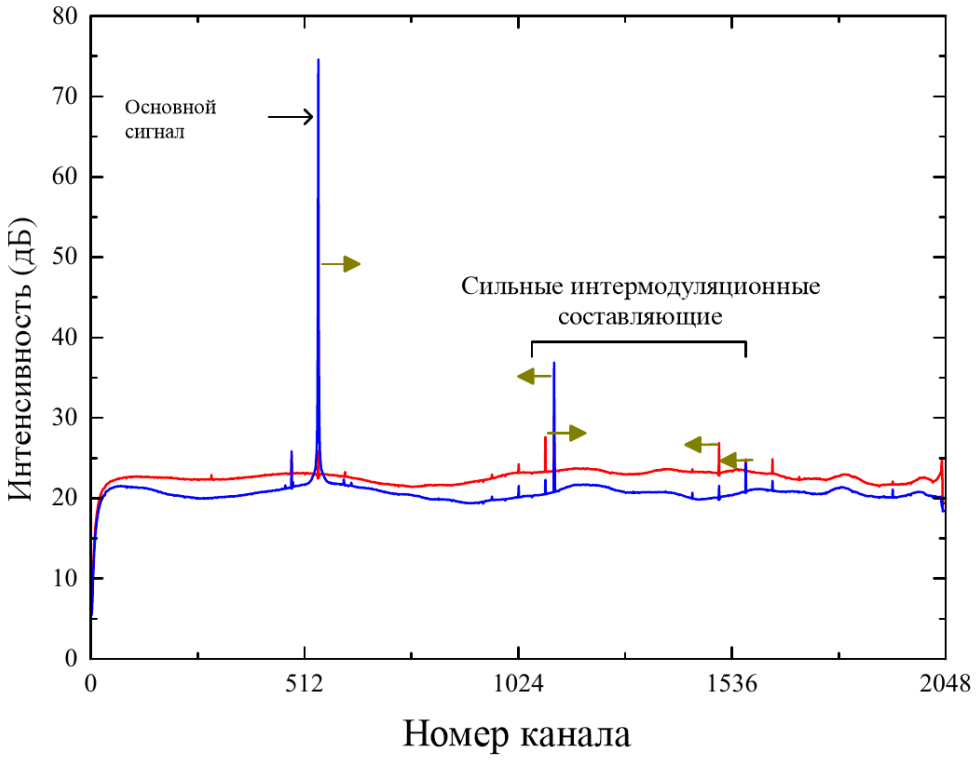


Рисунок 5.8 – Спектр с сильным загрязнением интермодуляционными составляющими при $\nu_{г1} = 686$ ГГц. Стрелками показаны направления смещения паразитных составляющих при перестройке тестового сигнала вверх по частоте.

Второй эффект – систематическое снижение измеренного подавления в нижней боковой полосе на частотах 620–630 ГГц. Здесь мощность тестового сигнала была меньше, чем в остальной части диапазона. Остаток тестового сигнала в подавляемой полосе уже находился ниже уровня шума, а уменьшение сигнала в рабочей полосе снижало отношение сигнал/шум. В

результате измеренное подавление ограничивалось чувствительностью измерения и представляет собой лишь нижнюю оценку истинного значения.

В итоге впервые продемонстрировано калиброванное цифровое разделение боковых полос в СИС-приемнике субмиллиметрового диапазона. В полосе 602–720 ГГц среднее подавление составило 45,9 дБ, и на 93 % диапазона оно превышает 40 дБ, что в среднем на 27 дБ лучше исходного аналогового приемника. Квазипериодическая структура аналогового подавления, связанная с отражениями в волноводном тракте, в скомпенсированных данных не прослеживается. Наблюдаемые разброс и провалы вызваны измерительной установкой: интермодуляционными составляющими гармоник гетеродина и тестового источника, а также недостаточным отношением сигнал/шум. Отсюда следует практический вывод: при наблюдениях источников с отношением интенсивностей линий более 30 дБ спектральная чистота гетеродина на субмиллиметровых волнах становится существенным фактором.

5.5. Цифровая компенсация подавления в полностью аналоговом приемнике с ПЧ-делителем

Схема, исследованная в разделе 5.4, требует удаления аналогового квадратурного ПЧ-делителя. Для действующих инструментов это означает существенную переделку тракта ПЧ, поэтому возникает вопрос: можно ли применить цифровую компенсацию к приемнику, аналоговая часть которого остается нетронутой, используя его штатные выходы верхней и нижней полос? Теоретически ответ положителен: модель (5.1) не предполагает конкретной схемы аналоговой части, и при наличии ПЧ-делителя цифровая часть корректирует его остаточный разбаланс (п. 5.2.2). Экспериментальная проверка выполнена в работе [А7] на модульном 2SB-приемнике диапазона 602–720 ГГц из главы 4. Среднее аналоговое подавление этого приемника составляет около 22 дБ, то есть это уже оптимизированный аналоговый приемник. Поэтому эксперимент отвечает и на второй вопрос: дает ли компенсация выигрыш, если исходное подавление достаточно велико.

5.5.1. Калибровочные константы приемника с ПЧ-делителем

Калибровка выполнялась по методике п. 5.3.5 с использованием выходов верхней и нижней полос приемника. Мощность тестового сигнала выбиралась так, чтобы обеспечить достаточный уровень сигнала на обоих выходах и не допустить насыщения СИС-смесителей. Пример измеренных констант при $\nu_{г1} = 662$ ГГц и $\nu_{г2} = 7$ ГГц показан на рис. 5.9. Константа X_1 измерена при тестовом сигнале в верхней полосе (669–670 ГГц), константа X_2 – в нижней (654–655 ГГц). Модули констант составляют порядка 0,1 в относительных единицах, что соответствует

аналоговому подавлению около 20 дБ. Фазы меняются в пределах примерно ±20° и имеют выраженную тонкую структуру по частоте в пределах полосы 1 ГГц.

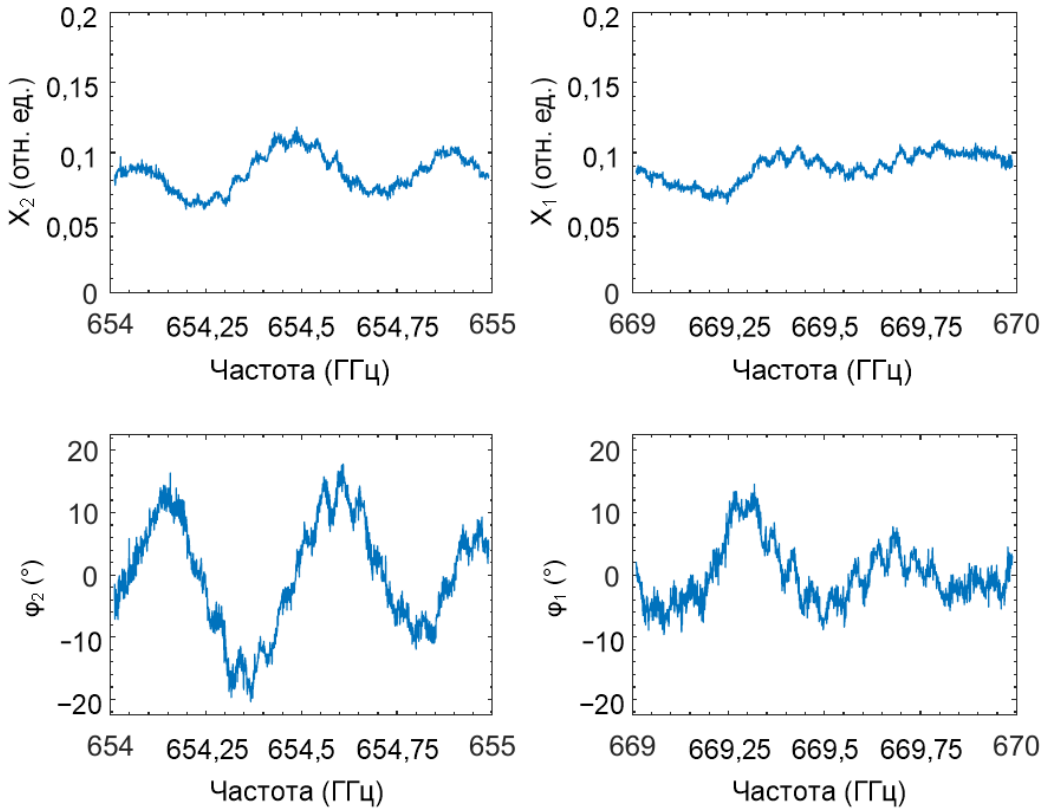


Рисунок 5.9 – Модули (вверху) и фазы (внизу) калибровочных констант X_2 (слева, тестовый сигнал в нижней полосе) и X_1 (справа, тестовый сигнал в верхней полосе) приемника с ПЧ-делителем при $\nu_{г1} = 662$ ГГц и $\nu_{г2} = 7$ ГГц.

Такое поведение констант имеет простое физическое объяснение. В приемнике без ПЧ-делителя константы определяются отношением сигналов сравнимой величины в каналах I и Q. В приемнике с ПЧ-делителем константа $X_1 = g_{1U}/g_{2U}$ определяется малым коэффициентом g_{2U}, который описывает просачивание сигнала в «чужой» выход. Этот коэффициент является разностью почти компенсирующих друг друга вкладов двух плеч приемника. Поэтому даже небольшие частотные изменения баланса плеч, например из-за стоячих волн в волноводном тракте или неидеальности ПЧ-делителя, вызывают большие относительные изменения модуля и фазы X. Отсюда два следствия: калибровку необходимо выполнять с высоким спектральным разрешением, а чувствительность такой схемы к дрейфу требует отдельного анализа (раздел 5.6).

5.5.2. Подавление во всем диапазоне 602–720 ГГц

Коэффициент подавления измерялся методом Керра на сетке частот гетеродинов, описанной в п. 5.3.5 и перекрывающей весь диапазон 602–720 ГГц. Результаты с цифровой

компенсацией и без нее приведены на рис. 5.10. Режим без компенсации соответствует единичному цифровому преобразованию ($c_2 = c_3 = 0$, п. 5.2.2), то есть непосредственно аналоговым выходам приемника.

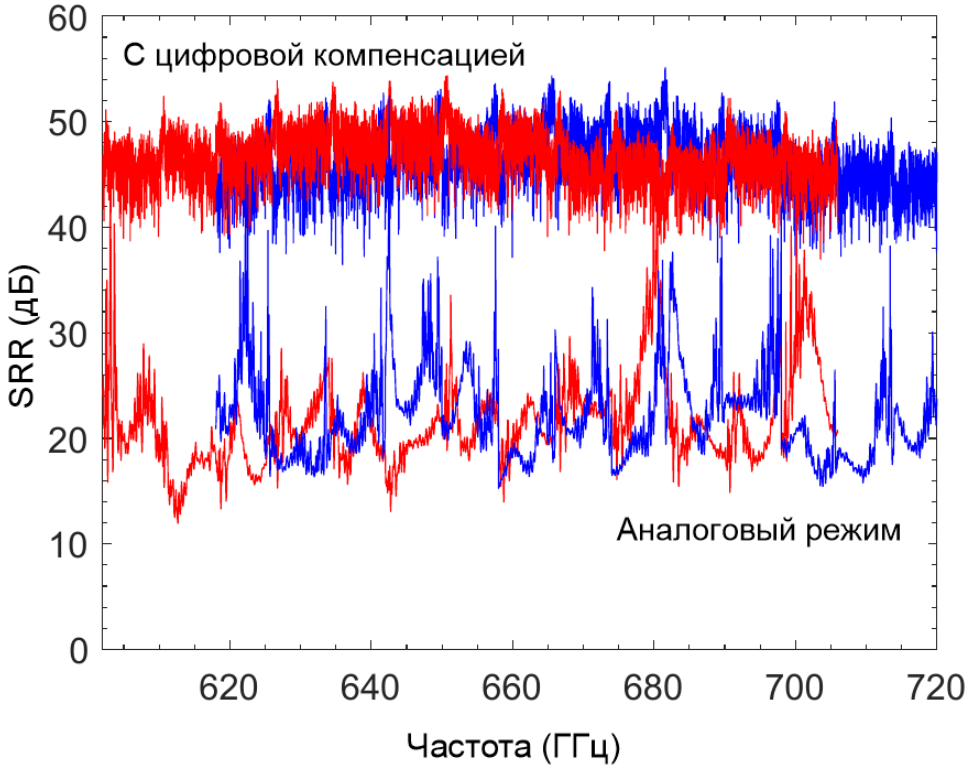


Рисунок 5.10 – Коэффициент подавления зеркальной полосы 2SB-приемника с ПЧ-делителем с цифровой компенсацией и без нее. Скомпенсированное подавление измерено на значительно более плотной частотной сетке.

Подавление аналогового приемника сильно меняется по диапазону: примерно от 15 до 40 дБ, в среднем около 22 дБ. После цифровой компенсации оно превышает 40 дБ на большей части диапазона и составляет в среднем 46 дБ, то есть выигрыш в среднем равен 24 дБ (примерно в 250 раз по мощности). Существенно, что компенсация повышает подавление и на тех участках, где аналоговое подавление уже достигает 30–40 дБ: скомпенсированное значение и там остается на уровне около 45 дБ. Таким образом, цифровая компенсация дает выигрыш даже для хорошо сбалансированного аналогового приемника.

Эффект компенсации наглядно виден в спектрах на рис. 5.11. Тестовый сигнал частотой 669,7344 ГГц подан в верхнюю боковую полосу при $\nu_{г1} = 662$ ГГц и $\nu_{г2} = 7$ ГГц; согласно (5.17) он попадает в канал основной полосы с частотой 734,4 МГц. Без компенсации на выходе нижней полосы в том же канале виден остаток тестового сигнала, соответствующий подавлению 21 дБ. После компенсации подавление возрастает до 46 дБ, и остаток становится сравним с уровнем шума.

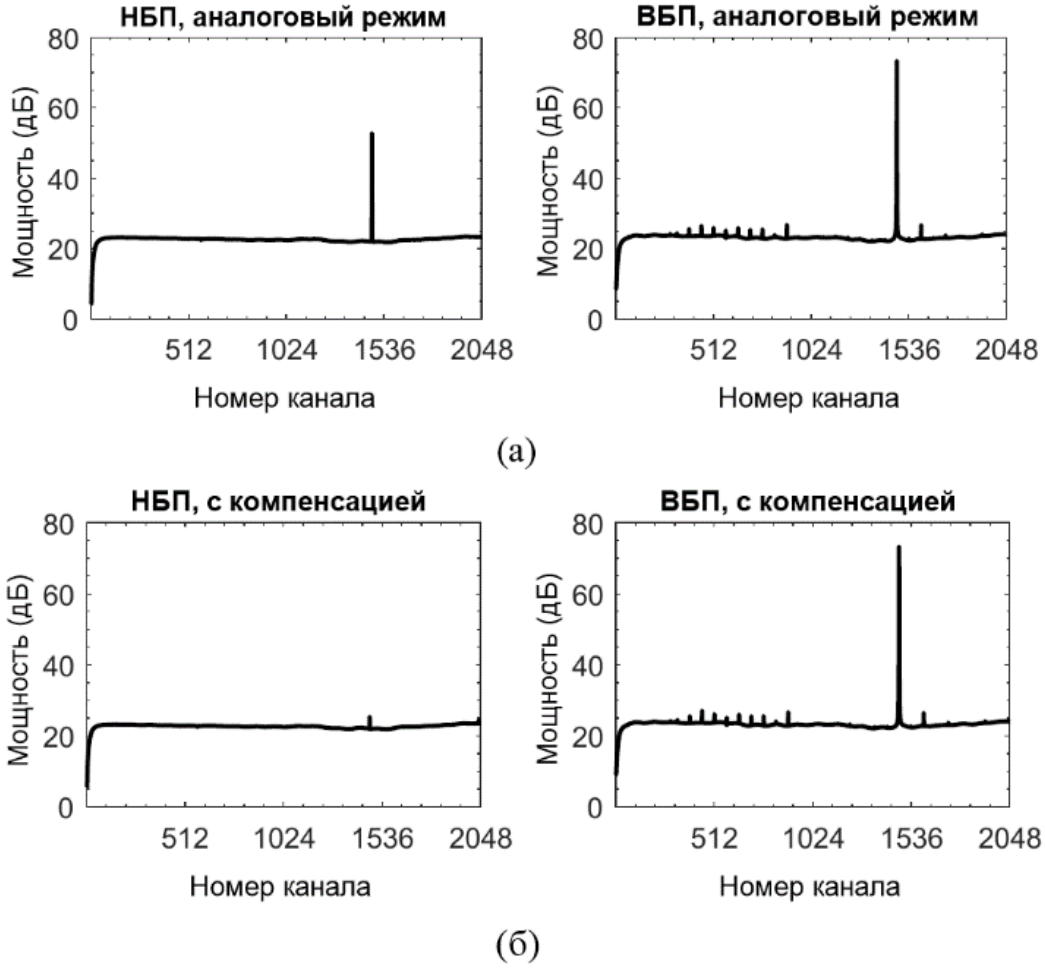


Рисунок 5.11 – Спектры на выходах нижней и верхней полос при тестовом сигнале 669,7344 ГГц в верхней полосе ($\nu_{г1} = 662$ ГГц, $\nu_{г2} = 7$ ГГц): а – без компенсации, подавление 21 дБ; б – с цифровой компенсацией, подавление 46 дБ.

5.5.3. Сравнение с конфигурацией без ПЧ-делителя и значение для модернизации приемников

Результаты двух экспериментов сопоставлены в таблице 5.2. Средние значения скомпенсированного подавления в двух конфигурациях практически совпадают (45,9 и 46 дБ), хотя аналоговые части существенно различаются: в одном случае ПЧ-делитель удален, в другом сохранен, а исходное подавление приемников разное. Это указывает на то, что достигнутый уровень определяется не аналоговой частью, а общими для обеих установок факторами: спектральной чистотой гетеродина и тестового источника, трактом второго преобразования, характеристиками АЦП и отношением сигнал/шум при измерениях (п. 5.4.3 и раздел 5.6). Иными словами, наличие ПЧ-делителя не ограничивает достижимое скомпенсированное подавление, а выигрыш от компенсации определяется в основном исходным аналоговым подавлением.

Таблица 5.2 – Сравнение результатов цифровой компенсации в двух конфигурациях приемника

Параметр	**Без ПЧ-делителя**	**С ПЧ-делителем**
Среднее аналоговое подавление	≈ 19 дБ (оценка)	≈ 22 дБ
Среднее скомпенсированное подавление	45,9 дБ	46 дБ
Средний выигрыш	27 дБ	24 дБ
Доля диапазона с подавлением выше 40 дБ	93 %	большая часть диапазона
Изменения аналоговой части	Удален ПЧ-делитель	Нет

С практической точки зрения главный результат состоит в том, что цифровая компенсация применима к существующим 2SB-приемникам без каких-либо изменений их криогенной и аналоговой частей. Для этого необходимы три элемента:

– цифровой спектрометр, оцифровывающий штатные выходы верхней и нижней полос и выполняющий комплексную обработку с высоким частотным разрешением (5.2);

– источник калибровочного сигнала в радиочастотном диапазоне приемника, вводимый в сигнальный тракт;

– таблицы калибровочных констант для используемых настроек гетеродинов, стабильность которых во времени исследована в разделе 5.6.

По результатам работы со схемой с ПЧ-делителем приемники с аналоговым подавлением ниже 20 дБ могут быть откалиброваны до уровня выше 40 дБ на большей части диапазона, а приемники с аналоговым подавлением около 30 дБ также повышают среднее подавление после компенсации. Для инструментов же, имеющих SRR лишь 7–10 дБ, это означает возможность повысить подавление на порядки величины без замены приемных картриджей.

В заключение можно сказать, что цифровая компенсация подавления применена к полностью аналоговому субмиллиметровому 2SB-приемнику без изменения его аналоговой части. Среднее подавление в диапазоне 602–720 ГГц повышено с уровня порядка 20 дБ до 46 дБ, причем выигрыш получен и на участках с высоким исходным подавлением. Скомпенсированное подавление в конфигурации с ПЧ-делителем практически совпадает с полученным при его удалении, так что достигнутый уровень ограничен общими элементами измерительной установки. Открытыми остаются вопросы стабильности калибровки при штатной эксплуатации и чувствительности двух схем к погрешностям калибровки.

5.6. Факторы, ограничивающие качество цифровой компенсации

Эксперименты разделов 5.4 и 5.5 дали практически одинаковое среднее подавление, около 46 дБ, в двух конфигурациях с разной аналоговой частью. В настоящем разделе рассмотрены факторы, определяющие этот уровень и возможность его повышения. Они разделены на три группы: аппаратные ограничения измерительной установки и цифрового тракта; погрешности калибровки и их зависимость от схемы приемника; стабильность калибровки при штатной эксплуатации.

5.6.1. Аппаратные и фундаментальные ограничения

Развязка каналов во втором преобразовании частоты. Часть сигнала ПЧ канала I, поступающего на смеситель второго преобразования, просачивается на его гетеродинный вход и через делитель второго гетеродина попадает в канал Q; то же происходит в обратном направлении. Просочившийся сигнал имеет ту же частоту, что и основной сигнал канала, но другую фазу. Он не компенсируется калиброванным цифровым делителем и проявляется как неподавленная составляющая с уровнем около −40 дБ. Аттенюаторы 6 дБ на выходах делителя проходятся паразитным сигналом дважды и увеличивают развязку на 12 дБ, что опускает эту составляющую ниже уровня шума. Дальнейшее повышение развязки возможно с помощью вентилей или буферных усилителей после делителя.

Спектральная чистота гетеродина и тестового источника. Первый гетеродин и тестовый источник построены на умножителях ×3 и ×9, и уровень гармоник на их выходах достигает −20 дБ от несущей. Нелинейность СИС-смесителей порождает из этих гармоник интермодуляционные составляющие, которые ограничивают динамический диапазон приемника, свободный от паразитных составляющих, уровнем около 45 дБ и дают ложные показания подавления (п. 5.4.3). Уменьшить содержание гармоник можно волноводными фильтрами после каждого каскада умножения.

Динамический диапазон АЦП. Даже при идеально чистых сигналах гетеродина и полной развязке каналов I и Q подавление ограничено динамическим диапазоном АЦП, свободным от паразитных составляющих (SFDR). Для использованных АЦП он составляет в среднем около 55 дБ и в данных экспериментах не был определяющим. Однако в приемнике более низкочастотного диапазона, где содержание гармоник мало, а развязка каналов высока, именно SFDR АЦП ограничивал достижимое подавление [186].

Разрядность данных. Представление комплексных отсчетов банка фильтров числами с разрядностью 18 бит для действительной и мнимой частей ограничивает подавление уровнем около 100 дБ, что не является практическим ограничением.

Спектральное разрешение калибровки. Калибровочные константы измеряются в дискретных точках и используются также в промежуточных каналах, поэтому погрешность определяется скоростью изменения усиления и фазы по частоте. При изменении усиления не более 3 дБ/ГГц и фазы не более 90°/ГГц калибровка в 1024 точках на полосу 1 ГГц ограничивает подавление уровнем около 70 дБ.

Пути улучшения. Оценочно, в схеме без ПЧ-делителя подавление можно повысить еще на 5–10 дБ, если уменьшить содержание гармоник гетеродина и тестового источника и улучшить развязку каналов во втором преобразовании. При этом будет достигнут предел около 55 дБ, заданный SFDR использованных АЦП. Мгновенная полоса 1 ГГц на боковую полосу не является принципиальным ограничением и может быть расширена за счет использования нескольких цифровых плат.

5.6.2. Погрешности калибровки: схемы с ПЧ-делителем и без него

Как показано в п. 5.2.4, скомпенсированное подавление определяется расхождением между калибровочным значением константы $X_{\text{кал}}$ и ее значением в момент измерения $X_{\text{изм}}$. Это расхождение имеет две составляющие. Систематическая возникает из-за изменения состояния тракта между калибровкой и измерением: теплового дрейфа, механических деформаций кабелей и ПЧ-делителя. Случайная связана с шумом при измерении самих выходных напряжений: конечным отношением сигнал/шум и шумом оцифровки.

Систематические погрешности. По формулам (5.12) и (5.13) построены области пар $(x, \delta\varphi)$, при которых достигается заданное скомпенсированное подавление, для различных значений аналогового подавления $SRR_{\text{а}}$ (рис. 5.12). Чем выше требуемое подавление, тем ближе должны быть $X_{\text{изм}}$ и $X_{\text{кал}}$. Области для схемы с ПЧ-делителем значительно шире, чем для схемы без него, и расширяются с ростом $SRR_{\text{а}}$. Этот результат количественно описывается асимптотиками (5.14) и (5.15): при $x = 1$ и $SRR_{\text{к}} = 40$ дБ допустимое отклонение фазы составляет около 1,1° без ПЧ-делителя, 3,2° при $SRR_{\text{а}} = 15$ дБ и 5,7° при $SRR_{\text{а}} = 20$ дБ.

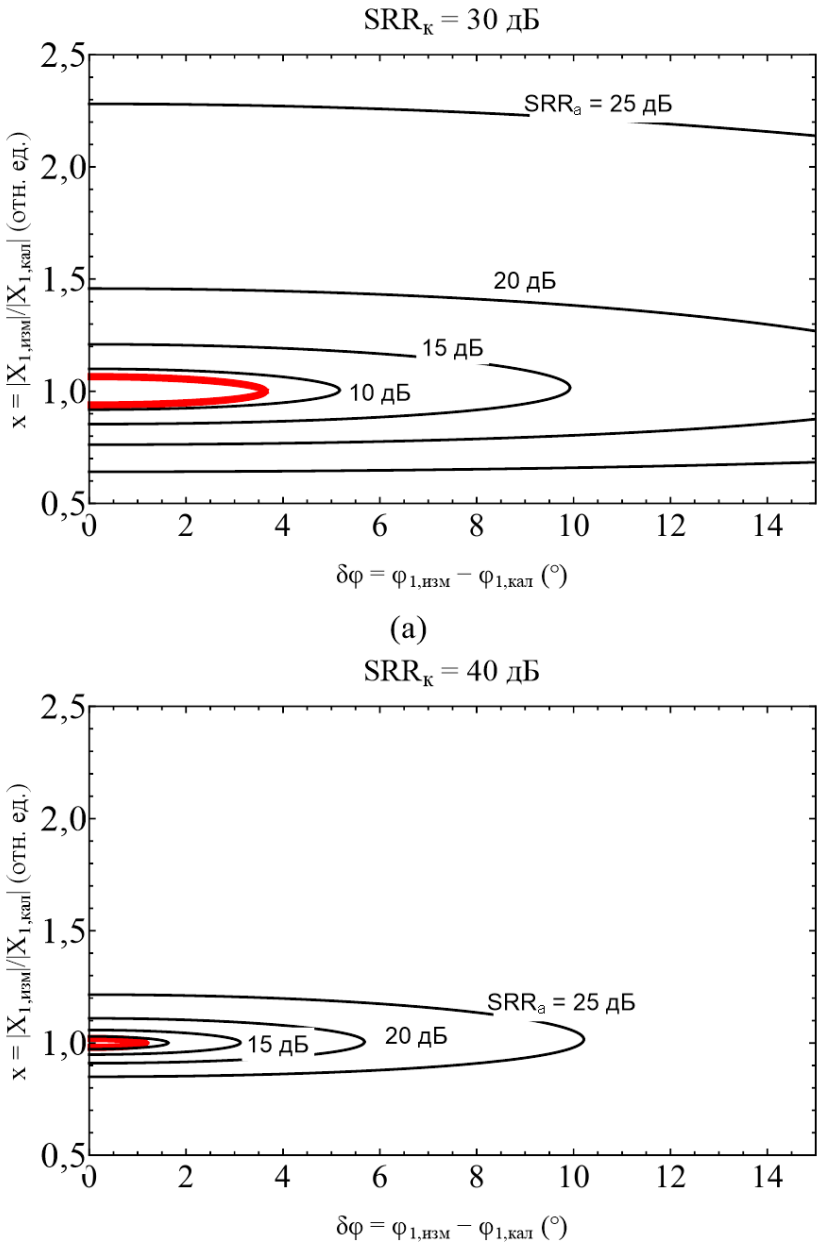


Рисунок 5.12 – Области пар $(x, \delta\varphi)$, обеспечивающих скомпенсированное подавление: а – 30 дБ; б – 40 дБ. Контуры соответствуют разным значениям аналогового подавления приемника с ПЧ-делителем; внутренний (красный) контур – схема без ПЧ-делителя.

На основании этого можно сделать вывод о более высокой устойчивости схемы с ПЧ-делителем к систематическим погрешностям. Однако сравнение выполнено для одинаковых относительных отклонений константы X, тогда как физический дрейф параметров элементов тракта отображается на X по-разному в зависимости от того, где он возникает. Так, дрейф может возникнуть после ПЧ-делителя (усилители выходных каналов, второе преобразование частоты, АЦП). Изменение коэффициента передачи выходного канала на относительную величину δ изменяет константу X на ту же относительную величину в обеих схемах. Поэтому схема с ПЧ-

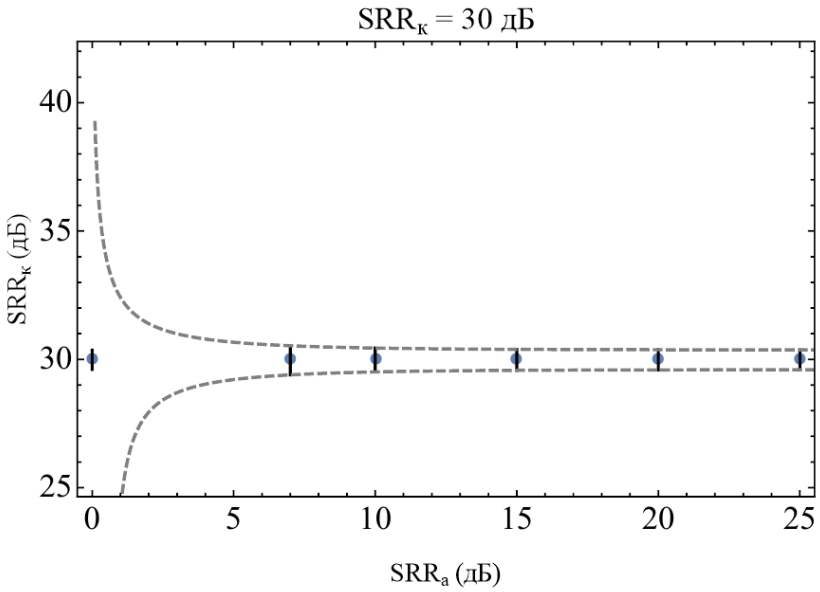
делителем действительно допускает в $\sqrt{SRR_{\text{а}}}/2$ раз больший относительный дрейф (в $SRR_{\text{а}}/4$ раз большую величину $\varepsilon^2 + \delta\varphi^2$). А в случае проявления дрейфа до ПЧ-делителя аналогично (5.14) можно показать, что обе схемы будут одинаково чувствительны. Ввиду наибольшей подверженности тепловому дрейфу именно теплой электроники, это преимущество практически значимо.

Случайные погрешности. Для их оценки в работе с установкой, включающей ПЧ-делитель, применен закон распространения неопределенностей [190] к выражению константы через действительные и мнимые части измеренных напряжений. При одинаковой погрешности Δv действительной и мнимой частей получено

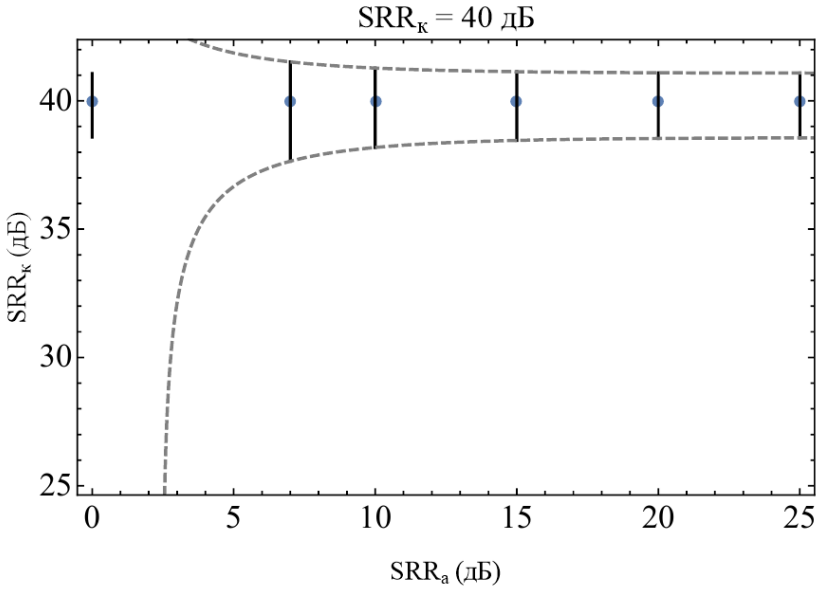
$$\Delta X_i = \left(\frac{\Delta v}{v_i}\right) X_i \sqrt{1 + X_i^2}, \qquad \Delta\varphi_i = \left(\frac{\Delta v}{v_i}\right) \sqrt{1 + X_i^2}, \tag{5.18}$$

где X_i и v_i обозначают модули константы и напряжения, а для приемника с ПЧ-делителем v_i – напряжение в неподавленном канале. Для корректного сравнения схем учитывается, что при одинаковой мощности P входного сигнала $|v_1| \approx \sqrt{P/2}$ без ПЧ-делителя и $|v_1| \approx \sqrt{P\,SRR_{\text{а}}/(1 + SRR_{\text{а}})}$ с ним. По измерениям в приемнике с ПЧ-делителем при $SRR_{\text{а}} \approx 20$ дБ относительная погрешность $\Delta v/|v_i|$ составляет порядка 10^{-3}.

Результаты анализа представлены на рис. 5.13. Погрешность скомпенсированного подавления растет с ростом требуемого значения: для схемы без ПЧ-делителя она увеличивается с 1,7 дБ при $SRR_{\text{к}} = 35$ дБ до 4,9 дБ при $SRR_{\text{к}} = 45$ дБ. Для схемы с ПЧ-делителем погрешность уменьшается с ростом $SRR_{\text{а}}$ и при $SRR_{\text{а}} > 10$ дБ практически совпадает с погрешностью схемы без ПЧ-делителя. Ниже определенного значения $SRR_{\text{а}}$ заданное подавление вообще не может быть достигнуто.



(а)



(б)

Рисунок 5.13 – Погрешность скомпенсированного подавления в зависимости от аналогового подавления приемника с ПЧ-делителем для целевых значений: а – 30 дБ; б – 40 дБ. Точка $SRR_{\text{а}} = 0$ соответствует схеме без ПЧ-делителя. Штриховые линии – огибающие погрешностей [А7].

Совпадение погрешностей двух схем при больших $SRR_{\text{а}}$ имеет простое объяснение. Из (5.18) следует, что при $|X| \gg 1$ относительная погрешность константы определяется малым напряжением просачивания и оказывается в $\sqrt{SRR_{\text{а}}}/2$ раз больше, чем в схеме без ПЧ-делителя. Но и допуск на отклонение константы согласно (5.15) во столько же раз больше. С учетом различия напряжений v_1 в двух схемах отношение предельных значений подавления, ограниченных случайными погрешностями, равно

$$\frac{SRR_{\text{сл}}^{\text{с}}}{SRR_{\text{сл}}^{\text{без}}} \approx \left(\frac{SRR_{\text{а}}}{1+SRR_{\text{а}}}\right)^2, \tag{5.19}$$

где $SRR_{\text{сл}}^{\text{с}}$ и $SRR_{\text{сл}}^{\text{без}}$ – предельные значения подавления, ограниченные случайными погрешностями, для схем с ПЧ-делителем и без него.

5.6.3. Стабильность калибровки

Для применения метода на телескопе необходимо, чтобы калибровка сохраняла силу в течение длительного времени и после штатных процедур, прежде всего после удаления захваченного магнитного потока в СИС-переходах. Эти процедуры регулярно выполняются при эксплуатации СИС-приемников [191], а в модульном приемнике они включают также размагничивание полюсов, концентрирующих магнитное поле на переходах (п. 5.3.1). Стабильность калибровки непосредственно измерена в схеме с квадратурным ПЧ-делителем при фиксированных частотах гетеродинов $\nu_{\text{г1}} = 662$ ГГц и $\nu_{\text{г2}} = 7$ ГГц.

В первую очередь была измерена стабильность во времени. После калибровки подавление измерялось каждые 30 мин, всего 48 раз, то есть в течение 24 ч, с неизменными калибровочными константами (рис. 5.14). Также была определена устойчивость к перезапуску смесителей: после калибровки и первого измерения подавления выполнялась автоматическая процедура размагничивания и удаления захваченного потока (п. 5.3.4), после чего подавление измерялось снова с прежними константами. Цикл был повторен 9 раз (рис. 5.15).

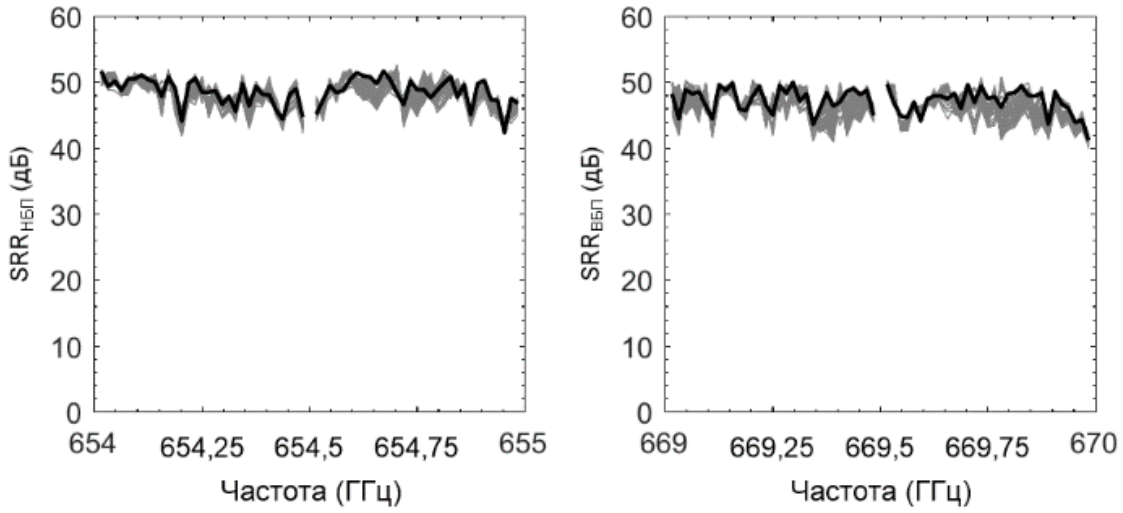


Рисунок 5.14 – Подавление в нижней (654–655 ГГц) и верхней (669–670 ГГц) полосах сразу после калибровки (черная линия) и при 48 последовательных измерениях с интервалом 30 мин с той же калибровкой (серые линии).

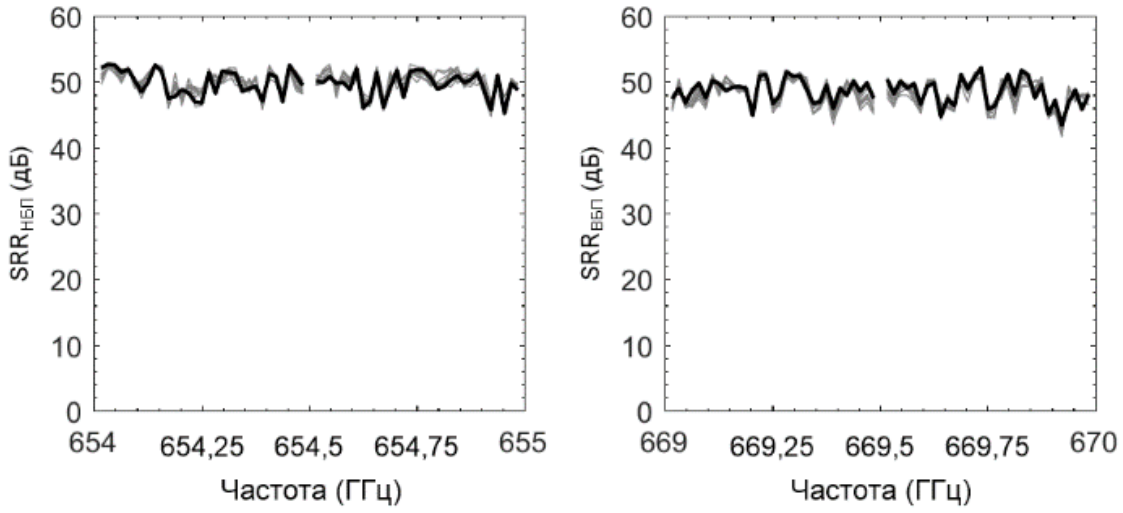


Рисунок 5.15 – Подавление в нижней и верхней полосах сразу после калибровки (черная линия) и после 9 последовательных циклов размагничивания и удаления захваченного магнитного потока с той же калибровкой (серые линии).

В обоих случаях ухудшение подавления минимально: в наихудшем случае оно составляет 5 дБ, и подавление все время остается выше 40 дБ. Модель раздела 5.2 позволяет перевести этот результат в требования к стабильности тракта. Согласно (5.14), снижение подавления с 46 до 41 дБ соответствует дополнительному отклонению баланса плеч около 0,13 дБ по амплитуде или около 0,85° по фазе; и, как показано в п. 5.6.2, эта оценка справедлива для обеих схем. Следовательно, в течение суток и после многократного перезапуска смесителей баланс тракта воспроизводится с точностью порядка 0,1 дБ и 1°. Эта оценка является верхней, поскольку часть наблюдаемого разброса вызвана факторами установки (п. 5.6.1). Одновременно видно, насколько чувствителен высокий уровень подавления к малым изменениям: отклонения всего 0,1 дБ по усилению и 0,5° по фазе согласно (5.14) ограничивают подавление уровнем около 43 дБ.

Температурная стабильность цифровой калибровки ранее была исследована в [186]: три цикла изменения температуры платы ПЧ на 10 К не привели к измеримому ухудшению подавления. Радиочастотная часть приемника находится в криостате, температура которого стабильна с точностью около 0,1 К, поэтому повторение калибровки относительно тепловых изменений криогенной части не требуется. Для СИС-переходов на основе AlN показано, что 40 циклов удаления захваченного потока меняют характеристики преобразования менее чем на 0,1 дБ [192]. Согласно (5.14) такое изменение само по себе обеспечивает подавление выше 40 дБ без новой калибровки. Стабильность фазовой задержки СИС-переходов после удаления потока специально не исследовалась. Однако в обсерваториях, использующих аналоговые 2SB СИС-приемники, в том числе ALMA, значительной деградации подавления не отмечено, что указывает на стабильность фазы. Поэтому, по-видимому, достаточно калибровать приемник только после каждого термоцикла криостата.

Таким образом, можно подытожить, что достигнутое подавление около 46 дБ ограничено измерительной установкой, прежде всего спектральной чистотой гетеродина и тестового источника; следующим пределом является SFDR АЦП (около 55 дБ). Схема с ПЧ-делителем устойчивее к систематическому дрейфу, возникающему после делителя, тогда как к дрейфу в плечах приемника обе схемы одинаково чувствительны. Случайные погрешности калибровки при $SRR_{\mathrm{a}} > 10$ дБ одинаковы для обеих схем. Калибровка сохраняет силу в течение как минимум суток и после многократного размагничивания и удаления захваченного потока, при этом подавление остается выше 40 дБ. Это должно позволить использовать метод при штатной эксплуатации на телескопе.

5.7. Сравнение схем

Результаты разделов 5.2–5.6 позволяют сопоставить две схемы цифрового разделения боковых полос по совокупности характеристик и определить области их применения. Обе схемы в эксперименте дали одинаковое подавление, ограниченное измерительной установкой, поэтому различия между ними определяются не достигнутым уровнем, а требованиями к аппаратуре, чувствительностью к погрешностям и условиями применения. Во-первых, схема с ПЧ-делителем практически ни в чем не уступает схеме без него, если аналоговое подавление превышает 10 дБ, и при этом она значительно устойчивее к дрейфу теплой электроники после делителя, что является, пожалуй, ее главным преимуществом. Кроме того, она обладает важным для эксплуатации свойством: при отключении или неисправности цифровой компенсации приемник продолжает работать с исходным аналоговым подавлением. Во-вторых, к дрейфу в плечах приемника (RF-делитель, СИС-смесители, усилители до ПЧ-делителя) обе схемы одинаково чувствительны. Поэтому требования к стабильности криогенной части в обоих случаях одинаковы; для исследованного приемника они, как показано в п. 5.6.3, выполняются. В-третьих, схема без ПЧ-делителя предъявляет минимальные требования к исходному балансу: разделение возможно при любом разбалансе, при котором выходные сигналы остаются линейно независимыми. Это делает ее предпочтительной там, где сбалансированный аналоговый 2SB-приемник создать трудно.

Обе схемы цифрового разделения боковых полос обеспечивают одинаковое подавление около 46 дБ. Схема с ПЧ-делителем оптимальна для модернизации действующих приемников: она не требует изменения аналоговой части, устойчива к дрейфу теплой электроники и сохраняет аналоговое подавление при отключении компенсации. Схема без ПЧ-делителя предпочтительна для новых приемников, особенно на высоких частотах, где сбалансированный аналоговый 2SB-приемник создать трудно. Высокое подавление не только устраняет ложные линии, но и

уменьшает вклад шума зеркальной полосы и погрешность калибровки интенсивности. Метод может быть применен в действующих и разрабатываемых инструментах, включая приемники диапазонов 600–950 ГГц, созданные в рамках настоящей работы.

Выводы по главе 5

В главе исследовано калиброванное цифровое разделение боковых полос в волноводных СИС-приемниках субмиллиметрового диапазона в двух конфигурациях: с удаленным квадратурным ПЧ-делителем и с сохраненной аналоговой частью. Основные результаты главы состоят в следующем.

1) Сформулирована линейная модель цифровой калибровки приемника с разделением боковых полос, применимая к схемам как с аналоговым квадратурным ПЧ-делителем, так и без него. Показано, что достижимое подавление определяется не абсолютным разбалансом аналоговой части, а воспроизводимостью ее состояния между калибровкой и измерением. Получены выражения для скомпенсированного коэффициента подавления и его асимптотики для малых отклонений калибровочных констант (5.14), (5.15).

2) Впервые продемонстрировано калиброванное цифровое разделение боковых полос на субмиллиметровых волнах. В приемнике диапазона ALMA Band 9 с удаленным ПЧ-делителем среднее подавление в полосе 602–720 ГГц составило 45,9 дБ, для 93 % полосы подавление превышает 40 дБ, что в среднем на 27 дБ лучше исходного аналогового приемника.

3) Показано, что цифровая компенсация применима к полностью аналоговому 2SB-приемнику без каких-либо изменений его аналоговой части. Для модульного 2SB-приемника диапазона 602–720 ГГц (глава 4) среднее подавление повышено с 22 до 46 дБ, причем выигрыш получен и на участках с высоким исходным подавлением. Практически одинаковое скомпенсированное подавление в двух конфигурациях показывает, что достигнутый уровень ограничен измерительной установкой, а не наличием ПЧ-делителя.

4) Экспериментально установлено, что калибровка сохраняет силу в течение суток (48 измерений с интервалом 30 мин) и после 9 циклов размагничивания и удаления захваченного магнитного потока: ухудшение подавления не превышает 5 дБ, и оно остается выше 40 дБ. Это соответствует воспроизводимости баланса тракта порядка 0,1 дБ по амплитуде и 1° по фазе и позволяет использовать метод при штатной эксплуатации на телескопе с перекалибровкой после термоцикла криостата.

5) Определены факторы, ограничивающие подавление зеркальной полосы. В выполненных экспериментах практический предел около 45 дБ определялся спектральной чистотой гетеродина и тестового источника. Следующими ограничениями являются

динамический диапазон АЦП, свободный от паразитных составляющих (около 55 дБ), и случайные погрешности калибровки. Спектральное разрешение калибровки (около 70 дБ) и разрядность цифрового тракта (около 100 дБ) ограничениями не являются.

6) Проведен анализ погрешностей калибровки для двух схем. Схема с ПЧ-делителем более устойчива к систематическому дрейфу элементов тракта, расположенных после делителя; к дрейфу в плечах приемника обе схемы одинаково чувствительны. Случайные погрешности обеих схем практически совпадают при аналоговом подавлении выше 10 дБ.

Результаты главы обосновывают пункт 5 научной новизны и пункт 5 практической значимости работы. Они опубликованы в работах [А7, А8].

Личный вклад автора. Автор принимал участие в подготовке и проведении экспериментов, а также в обработке экспериментальных данных. Цифровой спектрометр на ПЛИС подготовлен Р. Фингером, Р. Родригесом и Ф.П. Мена (Университет Чили), ими же выполнена основная работа по проведению эксперимента; приемники с разделением боковых полос предоставлены Университетом Гронингена.

ГЛАВА 6. Фазовая стабилизация опорного генератора на основе квантово-каскадного лазера для приемников диапазона 3–5 ТГц

Диапазон 3–5 ТГц содержит спектральные линии, важные для астрофизики и физики атмосферы. Линия тонкой структуры атомарного кислорода [OI] на частоте 4,7448 ТГц служит одним из основных каналов охлаждения межзвездной среды и индикатором атомарного кислорода в мезосфере и термосфере Земли (п. 1.3.3); вблизи 3,5 ТГц расположена линия гидроксила OH, на частоте 5,33 ТГц – линия HD ($J = 2 \rightarrow 1$). Для анализа профилей этих линий необходимы гетеродинные приемники, а единственным источником гетеродина достаточной мощности на частотах выше примерно 2,5 ТГц остается квантово-каскадный лазер (ККЛ).

Частота свободно генерирующего ККЛ нестабильна: она зависит от температуры активной области и тока накачки, а при охлаждении лазера механическим криоохладителем эффективная ширина линии достигает 10–20 МГц (п. 6.1.2). Гетеродин приемника с высоким спектральным разрешением требует поэтому активной стабилизации частоты. Из двух ее видов, частотной и фазовой, в настоящей работе выбрана фазовая синхронизация лазера с сигналом опорного синтезатора. Сделано это по трем причинам. Во-первых, петля фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) имеет широкую полосу и совместима с системой амплитудной стабилизации лазера. Во-вторых, линия гетеродина сужается до уровня линии опорного синтезатора, так что может быть обеспечено любое требуемое спектральное разрешение, а абсолютное значение частоты задается синтезатором. В-третьих, излучение гетеродина становится когерентным с опорным сигналом, что открывает путь к фазированным решеткам и интерферометрии.

Для бортового прибора существенно, чтобы система стабилизации не усложняла криогенную часть приемника. Задача главы заключается в том, чтобы разработать и экспериментально обосновать метод фазовой стабилизации ККЛ, при котором в криостате находится только сам лазер, опорным источником служит твердотельный генератор умеренной частоты, а на стабилизацию отводится малая доля мощности лазера. Предлагаемое решение основано на гармоническом смесителе на полупроводниковой сверхрешетке GaAs/AlAs, работающем при комнатной температуре: сигнал биений формируется при смешении излучения лазера и гармоники опорного сигнала с частотой около 200 ГГц.

В главе сформулированы требования к системе стабилизации гетеродина бортового приемника, детально рассмотрены известные методы стабилизации частоты ККЛ и определено место предлагаемого метода среди них, описаны эксперименты с ККЛ на частотах 3,4 и 4,7 ТГц; полученные результаты сопоставлены с результатами других групп. Материалы главы опубликованы в работах [A22, A24, A25, A39].

6.1. Гетеродинные приемники диапазона 3–5 ТГц и требования к опорному генератору

Требования к системе фазовой стабилизации определяются приемником, в котором работает гетеродин. Общая характеристика инструментов этого диапазона, смесителей на горячих электронах и источников гетеродина дана в главе 1. Здесь проводится конкретизация количественных требований, которым должна удовлетворять система стабилизации ККЛ.

6.1.1. Приемники на HEB-смесителях с гетеродином на ККЛ

Известные гетеродинные приемники на частоту 4,7 ТГц построены по одной схеме: смеситель на горячих электронах (HEB) на пленке NbN, работающий при температуре около 4 К, и гетеродин на ККЛ, охлаждаемый до 10–60 К. Работоспособность такого сочетания показана на лабораторном приемнике с двухполосной шумовой температурой 815 К [19, 193]. Основной научной целью служит линия тонкой структуры атомарного кислорода [OI] на частоте 4,7448 ТГц. Инструменты, в которых эта схема доведена до стадии наблюдений, сведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Гетеродинные приемники на частоту 4,7 ТГц с гетеродином на ККЛ

Инструмент	Смеситель	Гетеродин	Управление частотой ККЛ	Источник
GREAT, канал H (SOFIA, с 2014 г.)	один HEB	ККЛ, до 150 мкВт; перестройка от +2 до −4 ГГц относительно линии [OI]	пассивная стабилизация: температура – на уровне 1 мК, ток – 1 мкА	[118, 123]
upGREAT, матрица HFA (SOFIA, до 2022 г.)	матрица из 7 HEB	ККЛ; гетеродины двух разработчиков	пассивная стабилизация	[123, 194]
STO-2 (аэростат, 2016 г.)	один HEB	ККЛ с решеткой РОС третьего порядка, около 200 мкВт; криоохладитель Стирлинга	частотная привязка к линии поглощения метанола в газовой ячейке; в лабораторных испытаниях ширина линии около 50 кГц	[193]
GUSTO (аэростат, 2023–2024 гг.)	матрица из 8 HEB	один ККЛ с решеткой РОС третьего порядка, фазовая решетка формирует 8 пучков; криоохладитель Стирлинга	выбор лазера из линейки на кристалле и электрическая перестройка	[68, 195, 196]
OSAS-B (аэростат, 2022 г.)	один HEB	ККЛ с боковой решеткой РОС, 1–2 мВт; 58–64 К, криостат с твердым азотом	автономный режим при постоянных токе и температуре; ширина линии менее 1 МГц, дрейф до 1 МГц за 10 с	[72]

Примечание – РОС – распределенная обратная связь.

Источник гетеродина на частоты 4,7–5,3 ТГц необходим и проектам следующего поколения: каналу 4,7 ТГц гетеродинного инструмента HERO космического телескопа Origins [73] и проекту космической обсерватории LETO, в котором для наблюдения линии HD (J = 2 → 1) на частоте 5,33 ТГц требуется гетеродин на ККЛ с частотой 5,3 ТГц [A25].

Для настоящей главы существенно, как в этих приборах решен вопрос о частоте гетеродина. В инструментах GREAT и upGREAT частота ККЛ стабилизировалась пассивно – удержанием температуры лазера на уровне 1 мК и тока накачки на уровне 1 мкА [123]. В приборе OSAS-B лазер работает в автономном режиме при постоянных токе и температуре, а дрейф его частоты восстанавливается при обработке данных по положению самой линии [OI] с точностью около 0,5 МГц [72]. В приемнике, разработанном для STO-2, предусмотрена активная частотная привязка к линии поглощения метанола: излучение лазера, прошедшее газовую ячейку длиной 40 см, регистрируется пироэлектрическим приемником, и сигнал ошибки подается на напряжение смещения лазера; ширина линии при этом уменьшается примерно с 1 МГц до 50 кГц, однако частота гетеродина привязана к положению линий газа [193]. Таким образом, в летных приборах, для которых способ управления частотой гетеродина опубликован, использовались пассивная стабилизация, автономный режим или привязка к линии поглощения газа. Фазовая синхронизация с опорным синтезатором, обычная для гетеродинов на умножительных цепочках (п. 1.7.2), для ККЛ в них не применялась.

6.1.2. Требования к спектру гетеродина

Спектр гетеродина свертывается со спектром принимаемого сигнала, поэтому ширина линии гетеродина непосредственно ограничивает разрешение приемника. Разрешающей способности 10^7, необходимой для анализа профилей линий, на частоте 4,7448 ТГц соответствует полоса 0,47 МГц, или разрешение по скорости 0,03 км/с. Спектрометры на выходе тракта промежуточной частоты (ПЧ) имеют заметно более узкие каналы: 183 кГц в приборе OSAS-B [72], 61 кГц в спектрометре XFFTS (п. 4.3.1). Чтобы разрешение приемника определялось спектрометром, а не гетеродином, ширина линии гетеродина не должна превышать примерно 100 кГц [A25]; с той же точностью должно быть известно абсолютное значение его частоты.

Собственная ширина линии терагерцового ККЛ мала: по спектральной плотности частотного шума лазера на 2,5 ТГц для нее получено значение около 90 Гц [197]. Реальная ширина линии определяется техническими причинами – флуктуациями температуры активной области и тока накачки, оптической обратной связью, вибрациями. В заливном гелиевом криостате линия лазера на 4,7 ТГц имеет лоренцеву составляющую шириной около 100 кГц [A39], а полная ширина линии свободно генерирующего лазера превышает 1 МГц [193]. В

механических криоохладителях эффективная ширина линии возрастает до 10–20 МГц: частота лазера периодически смещается в такт с циклом охладителя – от ±7,5 МГц с периодом 25 мс до десятков мегагерц с периодом около 1 с, а на интервале 950 с зарегистрирован дрейф размахом до 22 МГц [123, 124]. Ширина линии автономного летного гетеродина менее 1 МГц получена в приборе OSAS-B, где лазер охлаждается твердым азотом, а шум источника тока специально подавлен [72].

Насколько жесткими оказываются требования к пассивной стабилизации, видно из коэффициентов перестройки. Для ККЛ диапазона 3,4–4,8 ТГц температурный коэффициент составляет от −17 до −200 МГц/К, токовый – от 24 до 60 МГц/мА по абсолютной величине [123, А24]. У лазеров с решеткой распределенной обратной связи третьего порядка, использованных в настоящей работе, коэффициент перестройки напряжением смещения равен 1,5 ГГц/В на частоте 3,4 ТГц и 3–7 ГГц/В на частоте 4,7 ТГц. Чтобы удержать частоту в пределах 100 кГц, при температурном коэффициенте около −150 МГц/К [193, А24] нужна стабильность температуры лучше 0,7 мК, при токовом коэффициенте 24–60 МГц/мА – стабильность тока 2–4 мкА, а при коэффициенте 4 ГГц/В – стабильность напряжения около 25 мкВ. Эти оценки согласуются с практикой инструмента GREAT и показывают, что пассивная стабилизация работает на пределе возможностей источников питания и термостатирования, а при охлаждении лазера механическим криоохладителем недостаточна.

Ни пассивная стабилизация, ни автономный режим не дают абсолютной привязки частоты: ее приходится восстанавливать по самой наблюдаемой линии или по линиям калибровочного газа, что возможно только для аэростатных измерений и невозможно для космических. Привязка к линии поглощения газа возможна лишь на тех частотах, где такие линии есть, и не допускает непрерывной перестройки (п. 6.2.1). Обоим требованиям – к ширине линии и к абсолютной точности частоты – одновременно удовлетворяет только фазовая синхронизация лазера с гармоникой сигнала опорного синтезатора.

6.1.3. Оценка бюджета мощности

НЕВ-смесителю требуется мощность гетеродина порядка микроватта (п. 1.4.5) [13]. Одномодовые ККЛ, применяемые в качестве гетеродина, излучают от 0,15–0,25 мВт (гетеродин инструмента GREAT [118]; лазеры с решеткой РОС третьего порядка при потребляемой мощности 0,5–0,7 Вт [193, А39]) до 1–5 мВт [72, А25]. Запас, однако, меньше, чем следует из сравнения этих чисел. До смесителя доходит только часть мощности: в настоящей работе при выходной мощности двух использованных лазеров до 0,25 мВт и 4,5–5 мВт на входе рупора гармонического смесителя измерено соответственно 50 мкВт и 0,8 мВт, остальное теряется в

оптике и на поглощении в воздухе [А25]. В матричном приемнике излучение одного лазера распределяется фазовой решеткой между восемью смесителями [68]. Наконец, мощность лазера связана с его тепловыделением, а оно ограничено холодопроизводительностью бортового криоохладителя.

Отсюда требование к системе стабилизации: она должна довольствоваться лишь долей излучения лазера. Количественно это требование формулируется как минимальная мощность ККЛ на входе гармонического смесителя, при которой сохраняется фазовая синхронизация; она должна составлять единицы–десятки микроватт, то есть быть сравнимой с мощностью, необходимой самому НЕВ-смесителю. В одноэлементном приемнике для стабилизации можно использовать излучение, прошедшее через делитель пучка, которым гетеродин вводится в сигнальный тракт: такой делитель (в [193] – пленка толщиной 3 мкм) направляет на смеситель лишь малую часть мощности. Минимальная мощность, необходимая для синхронизации, оценена в п. 6.3.6.

Итак, требования к системе фазовой стабилизации гетеродина на ККЛ для бортового приемника диапазона 3–5 ТГц сводятся к следующему:

– ширина линии гетеродина не более 100 кГц при абсолютной привязке частоты к опорному синтезатору и возможности установить ее в любой точке диапазона перестройки лазера;

– все элементы петли, кроме самого лазера, работают при комнатной температуре; опорный сигнал умеренной частоты (около 200 ГГц) формируется серийной умножительной цепочкой;

– синхронизация сохраняется при мощности ККЛ на входе гармонического смесителя на уровне десятков микроватт.

6.2. Методы стабилизации частоты ККЛ: состояние вопроса

Классификация методов стабилизации частоты ККЛ по способу получения сигнала биений дана в п. 1.7.6 на основе обзора [А22]. В настоящем разделе она дополнена количественными данными и работами последних лет и доведена до сопоставления двух типов гармонических смесителей, работающих при комнатной температуре, – на диоде Шоттки и на полупроводниковой сверхрешетке. Критерием сравнения служат требования, сформулированные в разделе 6.1.

6.2.1. Частотная стабилизация

Простейший способ активной стабилизации – привязка частоты лазера к линии поглощения молекулярного газа. Излучение пропускают через газовую ячейку, частоту лазера слабо модулируют, и сигнал синхронного детектора, пропорциональный производной контура линии, через регулятор подают на цепь питания лазера. Таким способом частота ККЛ стабилизирована по линиям метанола на частотах 2,55 ТГц [198] и 3,5 ТГц [199]; тот же прием предусмотрен в приемнике для STO-2 (п. 6.1.1) [193]. Ширина линии лазера при этом уменьшается примерно с 1 МГц до 50 кГц [193, 199], а привязка к провалу Лэмба в центре линии поглощения позволяет сузить ее дополнительно [200, 201]. Недостатки метода принципиальны для гетеродина: частота привязана к линиям газа и не перестраивается непрерывно, а газовая ячейка усложняет бортовой прибор [123].

От первого недостатка свободна частотная автоподстройка по сигналу биений лазера с гармоникой опорного синтезатора. Гармонический смеситель на диоде Шоттки при комнатной температуре был применен для частотной привязки ККЛ на 2,32 ТГц [202]; для получения сигнала биений потребовалась мощность лазера в несколько милливатт.

В обоих вариантах лазер привязан по частоте, но не по фазе. Ширина линии определяется полосой регулятора и остается на уровне десятков килогерц, а когерентность излучения с опорным сигналом отсутствует. Частотная стабилизация удовлетворяет, таким образом, требованию к ширине линии (п. 6.1.2), но не дает тех возможностей, ради которых гетеродин синхронизируют по фазе: сужения линии до уровня опорного синтезатора и когерентного приема.

6.2.2. Фазовая синхронизация: сводка работ

Эксперименты по фазовой синхронизации терагерцовых ККЛ сведены в таблице 6.2.

Таблица 6.2 – Эксперименты по фазовой синхронизации терагерцовых ККЛ

Работа, год	ККЛ: частота, мощность	Элемент, формирующий сигнал биений	Опорный сигнал	Результат
Первые демонстрации				
Betz et al., 2005 [119]	3 ТГц; 1 мВт	диод Шоттки (GaAs)	газовый лазер дальнего ИК-диапазона	частотная и частичная фазовая привязка
Baryshev et al., 2006 [120]	двухмодовый лазер	НЕВ-смеситель	СВЧ-синтезатор на частоте межмодовых биений	фазовая привязка разности частот двух мод

Работа, год	ККЛ: частота, мощность	Элемент, формирующий сигнал биений	Опорный сигнал	Результат
Смеситель на горячих электронах (отдельный криостат при 4 К)				
Rabanus et al., 2009 [121]	1,5 ТГц; 0,3 мВт	НЕВ-смеситель	мощная умножительная цепочка	фазовая синхронизация; лазер использован как гетеродин НЕВ-приемника
Khosropanah et al., 2009 [21]	2,7 ТГц; 0,38 мВт	НЕВ-смеситель	гармоника сигнала 182 ГГц, сформированная диодом на сверхрешетке	фазовая синхронизация
Consolino et al., 2012 [203]	2,5 ТГц; 1 мВт	НЕВ-смеситель	терагерцовая гребенка, возбуждаемая фемтосекундным лазером в волноводе из ниобата лития	фазовая синхронизация
Частотная гребенка фемтосекундного лазера (комнатная температура)				
Barbieri et al., 2010 [22]	2,7 ТГц; 25 мВт	кристалл ZnTe и фотодиоды	гармоника частоты повторения 90 МГц волоконного лазера	фазовая синхронизация; сигнал биений 30 МГц
Ravaro et al., 2011 [204]	2,5 ТГц; 10 мВт	фотосмеситель на GaAs	гребенка волоконного лазера с частотой повторения 250 МГц	фазовая синхронизация
Гармонический смеситель и опорный СВЧ-синтезатор				
Hayton et al., 2013 [A24]	3,4 ТГц; 1 мВт	сверхрешетка, 18 периодов; 300 К	190,7 ГГц, 18-я гармоника	полоса петли 7 МГц; 96 % мощности
Khudchenko et al., 2014 [A39]	4,7 ТГц; 0,25 мВт	сверхрешетка; 10 К, в криостате лазера	198 ГГц, 24-я гармоника	фазовая синхронизация
Danylov et al., 2015 [122]	2,32 и 2,96 ТГц	диод Шоттки; 300 К	гармоника СВЧ-сигнала	фазовая синхронизация
Bulcha et al., 2016 [205]	2,5 ТГц	диод Шоттки; 300 К	гармоника СВЧ-сигнала	фазовая синхронизация
Curwen et al., 2023 [206]	3,4 ТГц	диод Шоттки; 300 К	гармоника СВЧ-сигнала	фазовая синхронизация
Richter et al., 2024 [123]	3,44–3,46 и 4,76–4,81 ТГц; 0,35–0,55 мВт на входе смесителя	диод Шоттки; 300 К	570–610 ГГц, шестая и восьмая гармоники	79–97 % мощности; ширина линии менее 1 Гц
Mahdizadeh et al., 2026 [124]	4,75 ТГц; 1 мВт	сверхрешетка; 300 К	182,6 ГГц, 26-я гармоника	полоса петли до 1,5 МГц; удержание более 3 ч
настоящая работа [A25]	4,72 и 4,76 ТГц; 0,8 и 0,05 мВт на входе смесителя	сверхрешетка, 6 и 10 периодов; 300 К	196,7 ГГц, 24-я гармоника	полоса петли 10 МГц; более 95 и более 80 % мощности

Работа, год	ККЛ: частота, мощность	Элемент, формирующий сигнал биений	Опорный сигнал	Результат
Синхронизация внешним сигналом				
Freeman et al., 2017 [125]	2 ТГц; 1,7 мВт	сигнал вводится в резонатор лазера	фотосмеситель на InGaAs и инфракрасная гребенка; около 100 нВт	захват частоты без петли обратной связи

Первая стабилизация частоты ККЛ выполнена в 2005 г.: лазер на 3 ТГц был привязан по частоте, с частичной фазовой синхронизацией, к излучению газового лазера дальнего инфракрасного диапазона [119]. Год спустя показана фазовая привязка межмодовых биений двухмодового лазера, выделенных HEB-смесителем [120]. Обе работы доказали принципиальную возможность управления частотой ККЛ, но практичной схемы не дали.

Устойчивая фазовая синхронизация одномодовых лазеров получена в схемах с HEB-смесителем (рис. 6.1). Излучение ККЛ и опорный сигнал сводятся на смеситель, сигнал биений подается в модуль ФАПЧ, а тот управляет током лазера. Опорный сигнал формировали различными методами: умножительной цепочкой большой мощности на 1,5 ТГц [121], гребенкой гармоник сигнала 182 ГГц, созданной диодом на сверхрешетке, на 2,7 ТГц [21], терагерцовой гребенкой, возбуждаемой фемтосекундным лазером, на 2,5 ТГц [203]. Достоинство схемы – чувствительность: HEB остается наиболее чувствительным смесителем в диапазоне 1,5–6 ТГц, и для синхронизации достаточно малой мощности как лазера, так и опорного сигнала. Недостаток столь же очевиден: для самой системы стабилизации нужен отдельный криостат с температурой 4 К, что является большим усложнением для бортового прибора.

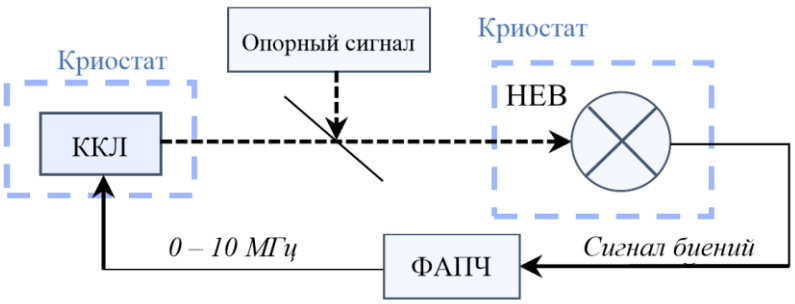


Рисунок 6.1 – Упрощенная схема фазовой синхронизации ККЛ с использованием смесителя на горячих электронах [21, 121, 203]. Излучение лазера и опорный сигнал сводятся делителем пучка на HEB-смеситель, размещенный в отдельном криостате; сигнал биений поступает в модуль ФАПЧ, который управляет током лазера в полосе от постоянного тока до 10 МГц.

Во второй группе работ опорным сигналом служит частотная гребенка фемтосекундного лазера. Лазер на 2,7 ТГц был синхронизирован с гармоникой частоты повторения (90 МГц)

эрбиевого волоконного лазера; сигнал биений на частоте 30 МГц получен электрооптическим детектированием в кристалле ZnTe [22]. В следующей работе той же группы электрооптический кристалл заменен фотосмесителем на арсениде галлия, а частота повторения лазера увеличена до 250 МГц (рис. 6.2) [204]. Все элементы, кроме ККЛ, работают при комнатной температуре, и волоконный лазер с фотосмесителем заметно легче и компактнее криогенного болометра [A22]. Однако в этих экспериментах использованы лазеры мощностью 10–25 мВт, а фемтосекундный лазер со стабилизированной частотой повторения остается сложным лабораторным прибором.

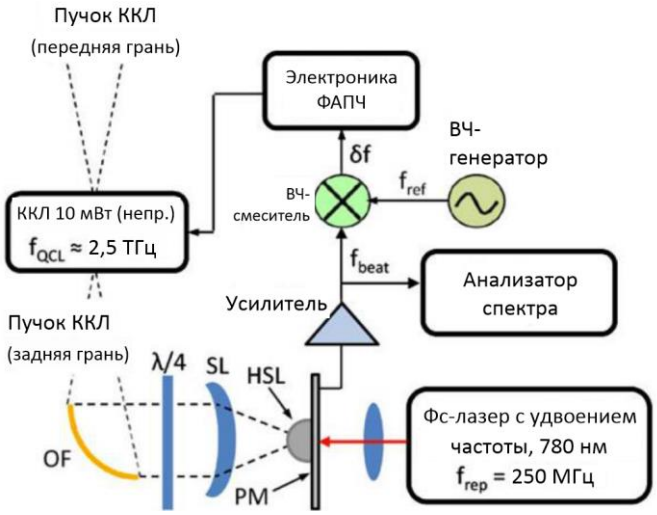


Рисунок 6.2 – Схема фазовой синхронизации ККЛ на 2,5 ТГц с частотной гребенкой фемтосекундного волоконного лазера. Излучение ККЛ смешивается в фотосмесителе (PM) с гребенкой, наведенной импульсами лазера с частотой повторения 250 МГц; сигнал биений после усилителя сравнивается с сигналом опорного ВЧ-генератора и через электронику ФАПЧ управляет лазером. Заимствовано из [204].

Третья группа – схемы с гармоническим смесителем, в котором сигнал биений возникает между излучением ККЛ и высокой гармоникой сигнала опорного СВЧ-синтезатора (рис. 1.19). Нелинейным элементом служит диод Шоттки [122, 123, 205, 206] или диод на полупроводниковой сверхрешетке [124, A24, A25, A39]. Вся система стабилизации состоит из смесителя, умножительной цепочки, усилителя ПЧ и модуля ФАПЧ и не содержит ни криогенных, ни оптических элементов; частота лазера устанавливается выбором частоты синтезатора. Именно эта схема отвечает поставленным в главе требованиям и была исследована подробно.

Наконец, особняком стоит синхронизация внешним сигналом: лазер на 2 ТГц мощностью 1,7 мВт захвачен сигналом мощностью около 100 нВт, который сформирован фотосмесителем из инфракрасной частотной гребенки и введен непосредственно в резонатор лазера [125]. Петля

обратной связи здесь не нужна, но опорный сигнал должен быть создан на частоте самого лазера, и пока метод показан лишь на частоте 2 ТГц.

6.2.3. Гармонические смесители при комнатной температуре: диод Шоттки и сверхрешетка

Два типа гармонических смесителей различаются механизмом нелинейности, и это различие определяет построение всей системы стабилизации.

Диод Шоттки представляет собой резистивный смеситель. Потери преобразования идеального резистивного смесителя растут не менее чем на 3 дБ с каждой гармоникой, поэтому номер гармоники стремятся сделать как можно меньше, а частоту опорного сигнала – как можно выше. В наиболее развитой на сегодня схеме смеситель, рассчитанный на шестую гармонику сигнала около 600 ГГц, имеет потери преобразования около 59 дБ на частоте 3,5 ТГц и 76 дБ на восьмой гармонике на частотах 4,7–4,8 ТГц [123, 207]. Ценой малого номера гармоники становится источник опорного сигнала: сигнал синтезатора проходит активный умножитель на 8 и три удвоителя, причем первые два выполнены со сложением мощности, а наибольший коэффициент полезного действия трех удвоителей составляет около 2 %; на выходе получено более 3 мВт в диапазоне 570–610 ГГц [123].

В диоде на сверхрешетке GaAs/AlAs нелинейность связана с минизонным транспортом электронов и обусловленной им отрицательной дифференциальной проводимостью. Время отклика лежит в субпикосекундном диапазоне, и эффективность генерации гармоник спадает с их номером значительно медленнее, чем у диода Шоттки [208, 209, A25]. Это позволяет работать на гармониках с номерами 18–26 и накачивать смеситель сигналом с частотой около 200 ГГц, который формируется серийной цепочкой с умножением на 16 из сигнала синтезатора с частотой около 12 ГГц. Диод работает без постоянного смещения, что упрощает схему и устраняет один из источников низкочастотного шума. За эти преимущества приходится платить: потери преобразования на низких гармониках выше, чем у диода Шоттки, для накачки требуется мощность около 10 мВт, а сами диоды серийно не выпускаются.

По общему коэффициенту умножения частоты синтезатора две схемы почти не различаются: 64 × 8 = 512 в схеме с диодом Шоттки на 4,7 ТГц [123] и 16 × 24 = 384 в схеме со сверхрешеткой. Соответственно близок и неизбежный рост фазового шума опорного сигнала, равный 20 lg n, где n – коэффициент умножения: 54 и 52 дБ. Различие состоит в том, где выполняется умножение. В первом случае большая его часть приходится на цепочку умножителей, требующих значительной мощности накачки на каждой ступени; во втором – на

сам смеситель, а опорная цепочка остается такой же, как в гетеродинах субмиллиметровых приемников.

6.2.4. Результаты, достигнутые с диодами Шоттки

Наиболее полные результаты для гармонического смесителя на диоде Шоттки получены в работе [123]; в ней же впервые для смесителя этого типа достигнута частота 4,7 ТГц. Исследованы четыре ККЛ с частотами 3,44; 3,46; 4,81 и 4,76 ТГц – три с короткими резонаторами Фабри–Перо и один с боковой решеткой распределенной обратной связи. Лазеры охлаждались механическими криоохладителями: компактным охладителем Стирлинга (рабочая температура лазера 54 К) и охладителем Гиффорда–Мак-Магона (20 К). Сигнал биений на частоте 150 МГц формировался на шестой гармонике опорного сигнала для лазеров на 3,4–3,5 ТГц и на восьмой для лазеров на 4,7–4,8 ТГц.

Ширина линии свободно генерирующих лазеров составляла 15–20 МГц и определялась главным образом вибрациями и колебаниями температуры криоохладителей. При замыкании петли ширина линии сигнала ПЧ уменьшалась до значения менее 1 Гц, то есть на семь порядков. Мощность лазера на входе смесителя составляла 350–550 мкВт, отношение сигнал/шум сигнала биений – от 26 до 39 дБ в полосе разрешения 47,9 кГц, доля мощности в центральном пике – от 79 до 97 %. Боковые максимумы фазового шума расположены на отстройках, кратных 2 МГц, что соответствует полосе петли; использованная серийная электроника ФАПЧ имеет полосу захвата 800 кГц [123].

С точки зрения требований раздела 6.1 эти результаты показывают, что гармонический смеситель при комнатной температуре обеспечивает фазовую синхронизацию ККЛ на частоте 4,7 ТГц при охлаждении лазера механическим криоохладителем. Вместе с тем источник опорного сигнала с частотой 600 ГГц и мощностью более 3 мВт существенно сложнее источника на 200 ГГц; синхронизация показана при мощности лазера в сотни микроватт на входе смесителя, а минимально необходимая мощность не определялась; полоса петли составляет 1–2 МГц.

6.2.5. Выводы из обзора и место настоящей работы

Сопоставление с требованиями раздела 6.1 приводит к следующим выводам. Схемы с НЕВ-смесителем требуют второго криостата с температурой 4 К, схемы с частотной гребенкой – фемтосекундного лазера и мощности ККЛ в десятки милливатт; для бортового гетеродина те и другие непригодны. Требованиям отвечает только схема с гармоническим смесителем при комнатной температуре и опорным СВЧ-синтезатором.

К началу настоящих исследований (2012–2013 гг.) возможности этой схемы были ограничены частотами ниже 3 ТГц: гармонические смесители на диодах Шоттки применялись для частотной привязки ККЛ при мощности лазера в несколько милливатт [202, А24], а фазовая синхронизация в диапазоне выше 3 ТГц не была получена ни одним из методов (таблица 6.2). Первая фазовая синхронизация на частоте 3,4 ТГц выполнена в 2013 г. с гармоническим смесителем на сверхрешетке [А24], на частоте 4,7 ТГц – в 2014 г. [А39]. С диодом Шоттки частота 4,7 ТГц достигнута десятью годами позже [123], а в 2026 г. опубликована работа другой группы, в которой ККЛ на 4,7 ТГц синхронизирован с помощью смесителя на сверхрешетке при комнатной температуре [124]. Появление этих работ показывает, что задача фазовой стабилизации гетеродина на 4,7 ТГц остается актуальной и что гармонический смеситель при комнатной температуре рассматривается как основное средство ее решения.

Место настоящей работы в этом ряду определяется выбором нелинейного элемента: используются высокие гармоники (18-я и 24-я) опорного сигнала с частотой около 200 ГГц, формируемые диодом на сверхрешетке. В разделе 6.3 метод обоснован экспериментом на частоте 3,4 ТГц, в разделе 6.4 он перенесен на частоту 4,7 ТГц, и там же достигнутые результаты сопоставлены с данными работ [123] и [124] (п. 6.4.8).

6.3. Фазовая синхронизация ККЛ на частоте 3,4 ТГц

Первый эксперимент выполнен с лазером на частоту 3,4 ТГц. Его задача заключается в том, чтобы показать, что гармонический смеситель на сверхрешетке, работающий при комнатной температуре, обеспечивает фазовую синхронизацию ККЛ на частоте выше 3 ТГц, и определить достижимые полосу петли и долю синхронизированной мощности, а также минимальную мощность лазера, необходимую для синхронизации. В ходе эксперимента обнаружено ограничение, связанное не с системой стабилизации, а с самим лазером – с механизмами перестройки его частоты.

6.3.1. Квантово-каскадный лазер

Использован ККЛ с решеткой РОС третьего порядка, разработанный и изготовленный в Массачусетском технологическом институте (образец FS183S-VA0094). Активная область на гетероструктуре GaAs/AlGaAs построена по четырехъямной схеме с резонансно-фононным опустошением нижнего лазерного уровня [210]; ее толщина 10 мкм, ширина 17 мкм. Решетка образована боковой гофрировкой волновода и содержит 27 периодов на длине 1,07 мм. Лазер генерирует одну моду на частоте 3,4 ТГц; выходная мощность в непрерывном режиме составляет около 1 мВт при рассеиваемой мощности 3 Вт и температуре 15–20 К.

Решетка третьего порядка решает сразу две задачи гетеродина [211, 212]. Она обеспечивает устойчивую одномодовую генерацию при сохранении перестройки частоты, а излучение отдельных периодов решетки складывается синфазно вдоль оси лазера, так что структура работает как линейная антенная решетка с осевым излучением. В результате пучок имеет один узкий лепесток и сферический волновой фронт [213], что облегчает ввод излучения и в смеситель приемника, и в гармонический смеситель системы стабилизации. Длина волны генерации в первом приближении равна 2dn/3, где d – период решетки, n – эффективный показатель преломления. Частота лазера определяется, таким образом, показателем преломления, и именно через него действуют механизмы перестройки, рассмотренные в п. 6.3.4.

Лазер установлен в проточном гелиевом криостате с окном из полиэтилена высокой плотности толщиной 1,2 мм. Частота генерации попадает в окно прозрачности атмосферы, поэтому потери на воздушном участке тракта малы.

6.3.2. Гармонический смеситель на сверхрешетке GaAs/AlAs

Сигнал биений формируется гармоническим смесителем на сверхрешетке GaAs/AlAs, нелинейность которого обусловлена минизонным транспортом электронов (п. 6.2.3) [208, 209]. Один и тот же диод выполняет две функции: генерирует гармонику опорного сигнала вблизи частоты лазера и смешивает ее с излучением лазера.

Структура выращена методом молекулярно-пучковой эпитаксии на подложке из нелегированного GaAs. Она включает слой n^+-GaAs толщиной 1,5 мкм (концентрация легирующей примеси $6\cdot10^{18}$ см$^{-3}$), переходный слой GaAs/AlAs толщиной 32 нм, сверхрешетку, второй переходный слой, слой n^+-GaAs, переходный слой n^+-InGaAs толщиной 25 нм и контактный слой n^+-InGaAs толщиной 20 нм (10^{19} см$^{-3}$), образующий омический контакт. Сверхрешетка длиной 112 нм состоит из 18 периодов по 6,22 нм; каждый период содержит 18 монослоев GaAs и 4 монослоя AlAs. Она однородно легирована кремнием до концентрации $2\cdot10^{18}$ см$^{-3}$.

Планарный диод установлен между двумя встречными волноводами. С одной стороны по волноводу с щелевой линией подводится опорный сигнал диапазона 100–200 ГГц, с другой через диагональный рупор, рассчитанный на частоты до 6,5 ТГц, вводится излучение лазера. Постоянное смещение диоду не требуется; сигнал ПЧ выводится через коаксиальный разъем. Потери преобразования смесителя на 18-й гармонике составляют около 80 дБ. Для смесителя, работающего при комнатной температуре на столь высокой гармонике, это малая величина, и именно она позволяет обойтись в системе стабилизации без криогенного смесителя.

6.3.3. Экспериментальная установка

Схема эксперимента показана на рис. 6.3. Излучение лазера выводится через окно криостата и фокусируется на рупор смесителя телескопической системой из двух полиэтиленовых линз, находящихся при комнатной температуре. Опорный сигнал с частотой 190,744 ГГц и мощностью 8 мВт формируется цепочкой усилителей и умножителей с общим коэффициентом умножения 16 (Virginia Diodes) из сигнала СВЧ-синтезатора с частотой 11,92 ГГц. Восемнадцатая гармоника опорного сигнала имеет частоту 3433,4 ГГц; ее биения с излучением лазера дают сигнал ПЧ с частотой около 400 МГц.

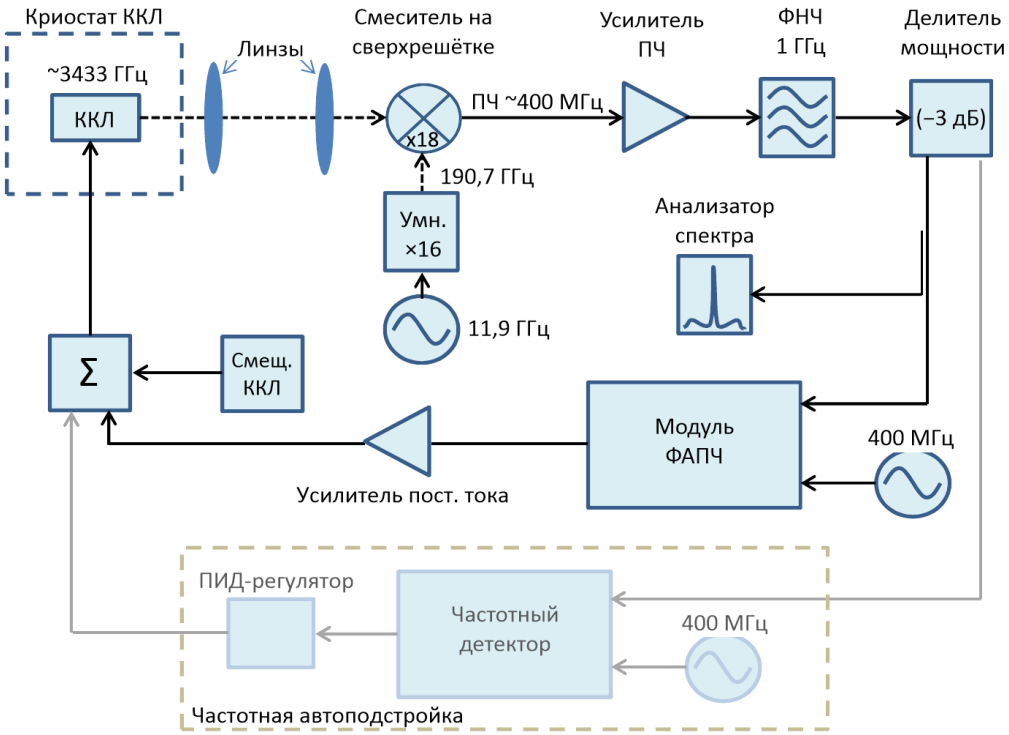


Рисунок 6.3 – Схема эксперимента по фазовой синхронизации ККЛ на частоте 3,4 ТГц. Обозначения: линзы – из полиэтилена высокой плотности; Умн. ×16 – цепочка усилителей и умножителей частоты; ФНЧ – фильтр нижних частот; Σ – сумматор сигнала обратной связи и напряжения смещения ККЛ. Штриховой линией обведен контур частотной автоподстройки.

Сигнал ПЧ усиливается на 26 дБ усилителями, работающими при комнатной температуре, проходит фильтр нижних частот с частотой среза 1 ГГц и через ответвитель подается на анализатор спектра. Далее делитель мощности распределяет его между фазовым и частотным детекторами. Фазовый детектор входит в состав широкополосного модуля ФАПЧ [214] с полосой 40 МГц и регулируемым усилением; в нем сигнал биений сравнивается с опорным сигналом 400 МГц. Интегрирующий фильтр после фазового детектора обеспечивает петлю второго порядка. Выходной сигнал модуля усиливается двумя усилителями с полосой от постоянного тока до 7

МГц и в сумматоре с полосой до 20 МГц складывается с постоянным напряжением смещения лазера (14–16 В). Полосу всей петли ограничивают выходные усилители: она равна 7 МГц и при необходимости может быть расширена.

Контур частотной автоподстройки (на рис. 6.3 обведен желтой штриховой линией) подключен параллельно. Выбор между фазовой и частотной автоподстройкой осуществляется обнулением усиления неиспользуемого контура.

6.3.4. ККЛ как генератор, управляемый напряжением

Наблюдение сигнала ПЧ на анализаторе спектра дает быстрый и точный способ измерения частоты лазера. Прежде всего этим способом была измерена зависимость частоты от напряжения смещения: для петли автоподстройки лазер служит генератором, управляемым напряжением, и вид этой зависимости определяет саму возможность синхронизации.

При изменении смещения от 13,8 до 15,8 В частота лазера изменяется в пределах 3431,75–3433,80 ГГц, то есть диапазон перестройки составляет около 2 ГГц (рис. 6.4). Измерения выполнены при постоянной температуре 25 К, которая поддерживалась для каждой точки регулировкой потока гелия. Зависимость немонотонна: при смещении 14,5 В частота минимальна, и коэффициент перестройки меняет знак, оставаясь положительным вплоть до наибольшего смещения.

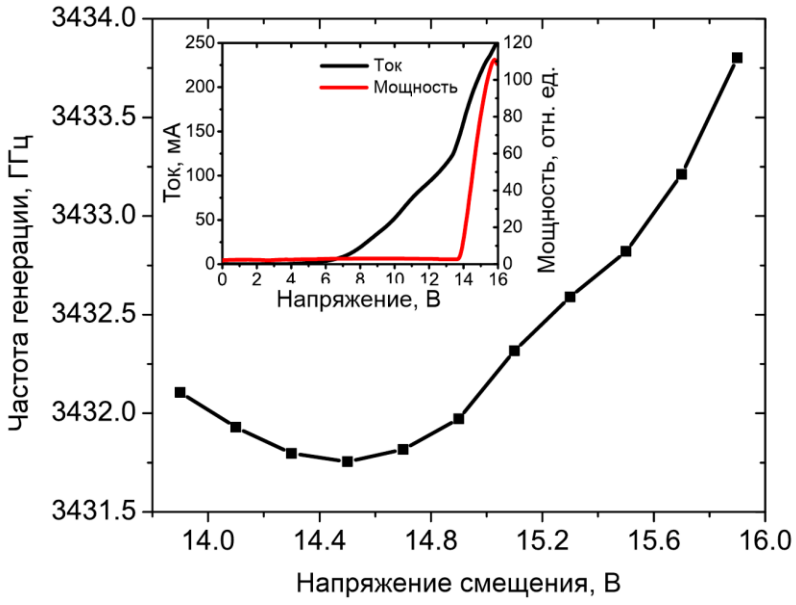


Рисунок 6.4 – Зависимость частоты генерации ККЛ от напряжения смещения при температуре 25 К; частота измерена по сигналу биений на выходе гармонического смесителя. На вставке – ток и относительная мощность излучения в зависимости от напряжения. Из работы [А24].

Немонотонность объясняется конкуренцией двух механизмов изменения эффективного показателя преломления. Первый – тепловой: с ростом смещения увеличиваются рассеиваемая мощность и температура активной области, и частота смещается вниз. Второй – эффект Штарка: электрическое поле сдвигает уровни в квантовых ямах, изменяется спектр усиления, а с ним, в силу соотношений Крамерса–Кронига, и показатель преломления; в зависимости от взаимного расположения уровней частота может смещаться в любую сторону. При смещении 15 В и температуре 25 К коэффициент электрической перестройки равен 1490 МГц/В (в пересчете на ток – 27 МГц/мА), температурной – −161 МГц/К.

6.3.5. Фазовая синхронизация

При замыкании контура ФАПЧ лазер синхронизируется с гармоникой опорного сигнала. Спектры сигнала ПЧ в этом режиме показаны на рис. 6.5. Отношение сигнал/шум сигнала биений достигает 60 дБ [А24]; в полосе разрешения 100 кГц центральный пик превышает уровень шума тракта ПЧ примерно на 30 дБ. По обе стороны от него видны максимумы фазового шума на отстройке около 7 МГц, отвечающие полосе петли; это значение согласуется с полосой выходных усилителей.

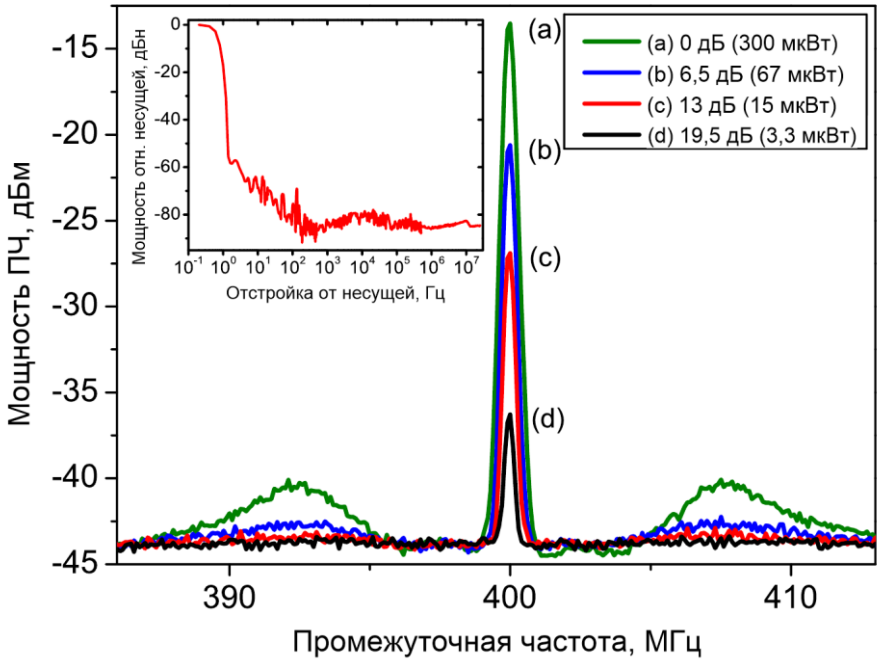


Рисунок 6.5 – Спектры сигнала ПЧ в режиме фазовой синхронизации при полосе разрешения 100 кГц и различном оптическом ослаблении излучения лазера: (a) без ослабления, мощность на входе смесителя 300 мкВт; (b) 6,5 дБ, 67 мкВт; (c) 13 дБ, 15 мкВт; (d) 19,5 дБ, 3,3 мкВт. На вставке – остаточный фазовый шум относительно несущей в зависимости от отстройки, приведенный к полосе 1 Гц. Из работы [А24].

Центральный пик синхронизированного сигнала чрезвычайно узок, поэтому распределение фазового шума измерено вплоть до отстройки 1 Гц (вставка на рис. 6.5). Уровень фазового шума, приведенный к полосе 1 Гц, составляет около −80 дБ относительно несущей.

Доля синхронизированной мощности определена по методике [215] как отношение мощности в центральном пике к полной мощности с учетом фазового шума, проинтегрированного в интервале отстроек от 1 Гц до 20 МГц; шум тракта ПЧ измерен отдельно и вычтен. Получено значение 96 %: такая доля мощности лазера синхронизирована с опорным сигналом, полученным умножением частоты СВЧ-синтезатора.

6.3.6. Требуемая мощность ККЛ

Мощность лазера, поступающая во входной волновод смесителя, измерена абсолютным измерителем мощности, установленным на место смесителя, и составляет около 300 мкВт. Вводя в пучок оптические ослабители, можно найти наименьшую мощность, при которой синхронизация еще сохраняется (рис. 6.5). Фазовая синхронизация наблюдалась вплоть до мощности 3,3 мкВт, то есть при ослаблении на 19,5 дБ.

Системе стабилизации достаточно, таким образом, около 1 % мощности, поступающей на смеситель, и требование п. 6.1.3 – работа при мощности в единицы микроватт – выполнено. Нужно, однако, иметь в виду, что уменьшение мощности влияет на качество синхронизации. С ослаблением сигнала пик в спектре ПЧ приближается к уровню шума (при 3,3 мкВт он превышает шум в полосе 100 кГц менее чем на 10 дБ), и фазовый шум внутри полосы ФАПЧ начинает захватываться петлей, ухудшая тем самым спектральные характеристики генератора. Это можно скомпенсировать сужением эффективной полосы петли. Режим с малой отводимой мощностью пригоден поэтому для лазера с узкой автономной линией, а при большей ширине линии на стабилизацию следует отводить бóльшую мощность.

6.3.7. Ограничение по режиму смещения: частотная зависимость механизмов перестройки

Неожиданным оказалось то, что фазовая синхронизация возможна не во всем диапазоне смещений лазера, а лишь на участке с положительным наклоном зависимости частоты от напряжения, то есть при смещении выше 14,5 В (рис. 6.4). При меньших смещениях, где коэффициент перестройки отрицателен, действие петли противоположно ожидаемому: с увеличением ее усиления линия лазера уширяется, а частота отталкивается от опорной, хотя сама петля к знаку коэффициента перестройки нечувствительна.

Объяснение дает различие постоянных времени двух механизмов перестройки, действующих в противоположных направлениях. Тепловая перестройка – медленный процесс:

ее постоянная времени τ = C/G, где C – теплоемкость, G – теплопроводность, имеет порядок микросекунд. Штарковская перестройка ограничена только постоянной времени RC лазера, то есть пикосекундами. Чтобы проверить это объяснение, коэффициент перестройки был измерен как функция частоты модуляции. На напряжение смещения накладывался прямоугольный сигнал размахом 4 мВ; частота лазера при этом переключается между двумя значениями, и размах модуляции частоты Δf измеряется гармоническим смесителем. Отношение Δf/ΔV получено для частот модуляции от единиц герц до сотен килогерц при двух значениях смещения – ниже и выше точки 14,5 В (рис. 6.6).

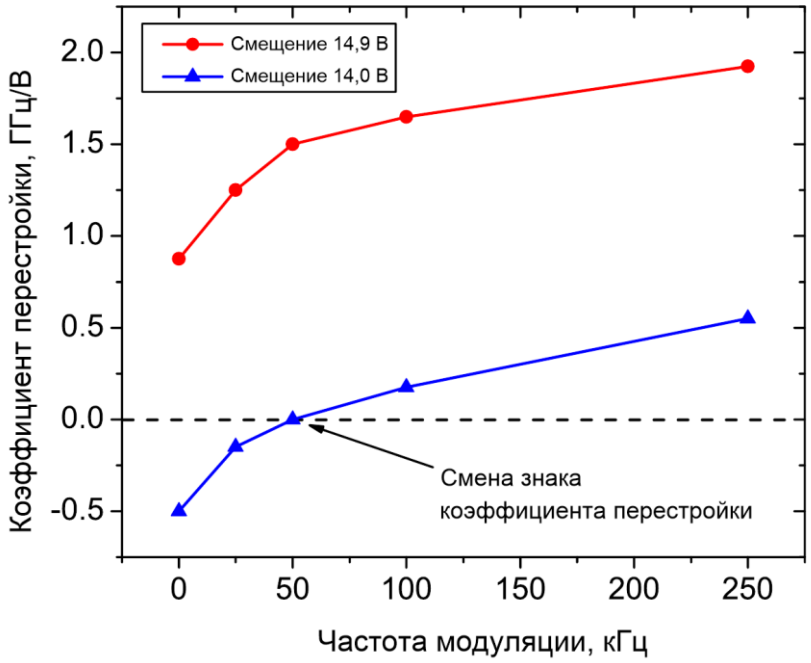


Рисунок 6.6 – Коэффициент перестройки частоты ККЛ в зависимости от частоты модуляции напряжения смещения при смещении 14,9 и 14,0 В. Стрелкой отмечена смена знака коэффициента.

При смещении 14,0 В на низких частотах модуляции преобладает тепловая перестройка, и коэффициент отрицателен (около −0,5 ГГц/В). С ростом частоты модуляции тепловой вклад уменьшается; на частоте около 50 кГц тепловой и штарковский вклады равны по величине, и коэффициент проходит через нуль, а на более высоких частотах он положителен (около 0,5 ГГц/В на частоте 250 кГц). Знак крутизны управляемого генератора меняется, таким образом, внутри полосы петли: обратная связь, отрицательная на одних частотах, оказывается положительной на других, и синхронизация невозможна. При смещении 14,9 В штарковская перестройка преобладает на всех частотах модуляции. Тепловой вклад присутствует и здесь – коэффициент растет с частотой модуляции примерно так же, от 0,9 до 1,9 ГГц/В, – но знак не меняется, и синхронизация устойчива.

Отсюда следует требование не к системе стабилизации, а к лазеру: активная среда ККЛ, предназначенного для фазовой синхронизации, должна быть спроектирована так, чтобы в рабочем диапазоне смещений преобладала штарковская перестройка. Сам же метод – модуляция смещения с регистрацией частоты гармоническим смесителем – дает способ проверки пригодности лазера для ФАПЧ и исследования механизмов его перестройки.

Результаты раздела состоят в следующем:

– впервые получена фазовая синхронизация ККЛ на частоте выше 3 ТГц (3,4 ТГц) с опорным СВЧ-синтезатором при использовании только элементов, работающих при комнатной температуре; сигнал биений формируется на 18-й гармонике опорного сигнала 190,7 ГГц в гармоническом смесителе на сверхрешетке GaAs/AlAs;

– полоса петли составляет 7 МГц, с опорным сигналом синхронизировано 96 % мощности излучения лазера, уровень остаточного фазового шума около −80 дБ относительно несущей в полосе 1 Гц;

– синхронизация сохраняется при мощности лазера на входе смесителя 3,3 мкВт, то есть при ослаблении излучения почти на 20 дБ;

– установлено, что фазовая синхронизация возможна только в тех режимах, где штарковская перестройка частоты преобладает над тепловой; предложен способ выявления таких режимов по зависимости коэффициента перестройки от частоты модуляции.

Тем самым требования раздела 6.1 на частоте 3,4 ТГц выполнены. Перенос метода на частоту 4,7 ТГц, где нужна 24-я гармоника опорного сигнала, а мощность лазеров в несколько раз меньше, рассмотрен в разделе 6.4.

6.4. Фазовая синхронизация ККЛ на частоте 4,7 ТГц

Частота 4,7 ТГц – основная цель работы: на ней расположена линия [OI], для наблюдения которой создаются приемники, рассмотренные в п. 6.1.1. Перенос метода, обоснованного в разделе 6.3, на эту частоту выполнен в два этапа. На первом смеситель на сверхрешетке был охлажден до 10 К и размещен в криостате лазера [A39]. На втором синхронизация получена со смесителем нового поколения при комнатной температуре, причем для двух лазеров разной конструкции и с разными системами охлаждения [A25]. В конце раздела полученные результаты сопоставлены с результатами других групп, получивших фазовую синхронизацию ККЛ на этой частоте (п. 6.4.8).

6.4.1. Трудности перехода от 3,4 к 4,7 ТГц

При переходе от 3,4 к 4,7 ТГц условия ухудшаются сразу по нескольким причинам (п. 1.7.6). Во-первых, при той же частоте опорного сигнала номер гармоники возрастает с 18 до 24, и потери преобразования смесителя на 18-периодной сверхрешетке, составлявшие около 80 дБ на частоте 3,4 ТГц, растут: на частотах выше 4 ТГц диоды этого поколения уступают диодам с малым числом периодов примерно 10 дБ (п. 6.4.3). Во-вторых, входной волновод смесителя на этих частотах сильно сверхразмерен, и эффективность связи излучения с диодом зависит от положения диода и меняется от образца к образцу. В-третьих, меньше доступная мощность: лазеры с решеткой РОС третьего порядка и малым тепловыделением излучают на частоте 4,7 ТГц около 0,25 мВт против 1 мВт у лазера на 3,4 ТГц. Наконец, к потерям в оптике добавляется поглощение на воздушном участке тракта. Все эти факторы уменьшают отношение сигнал/шум сигнала биений, которое и определяет качество синхронизации.

6.4.2. Первая демонстрация: смеситель при 10 К в криостате лазера

Первая фазовая синхронизация ККЛ на частоте 4,7 ТГц получена в 2014 г. Чтобы компенсировать рост потерь, смеситель на сверхрешетке был охлажден до 10 К и установлен в том же гелиевом криостате вплотную к лазеру: рупор смесителя обращен к лазеру, промежуточной оптики нет. Использован одномодовый ККЛ с решеткой РОС третьего порядка с потребляемой мощностью 0,5 Вт и мощностью излучения около 0,25 мВт. Опорный сигнал с частотой 198 ГГц и мощностью 10 мВт подавался на смеситель от внешнего источника через окно криостата; сигнал биений с частотой 400 МГц формировался на 24-й гармонике.

Сигнал биений, превышающий шум примерно на 10 дБ, оказался достаточным для частотной автоподстройки (рис. 6.7). Линия стабилизированного по частоте лазера имеет ширину 700 кГц и профиль Фойгта, обусловленный дополнительными шумами системы; ему соответствует лоренцева линия свободно генерирующего лазера шириной около 100 кГц. Это значение использовано в п. 6.1.2 как характеристика автономного лазера в криостате без вибраций.

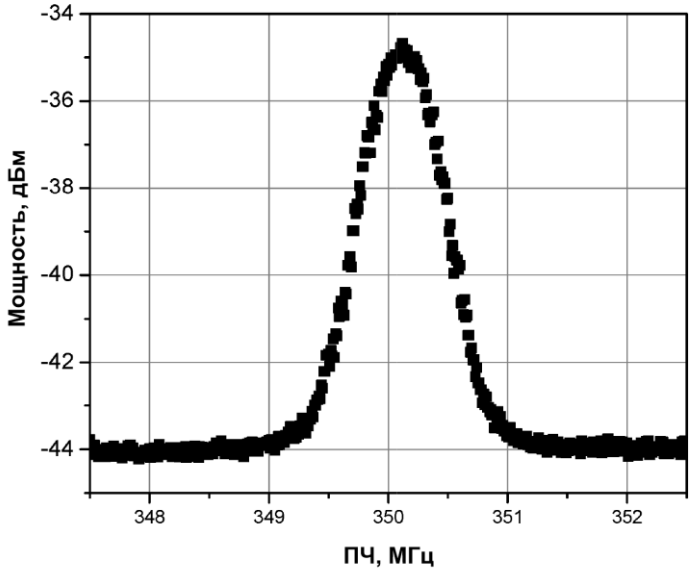


Рисунок 6.7 – Линия ККЛ на частоте 4,7 ТГц в режиме частотной автоподстройки: спектр сигнала ПЧ при полосе разрешения анализатора спектра 100 кГц.

При замыкании контура ФАПЧ получена фазовая синхронизация (рис. 6.8). Сигнал превышает шум примерно на 20 дБ в полосе разрешения 30 кГц. При уменьшении полосы до 30 Гц отношение сигнал/шум возрастает в соответствии с отношением полос, то есть уровень фазового шума плоский, а центральный пик остается неразрешенным вплоть до полосы 1 Гц. Усиление петли выбиралось так, чтобы отношение сигнал/шум синхронизированного сигнала было наибольшим.

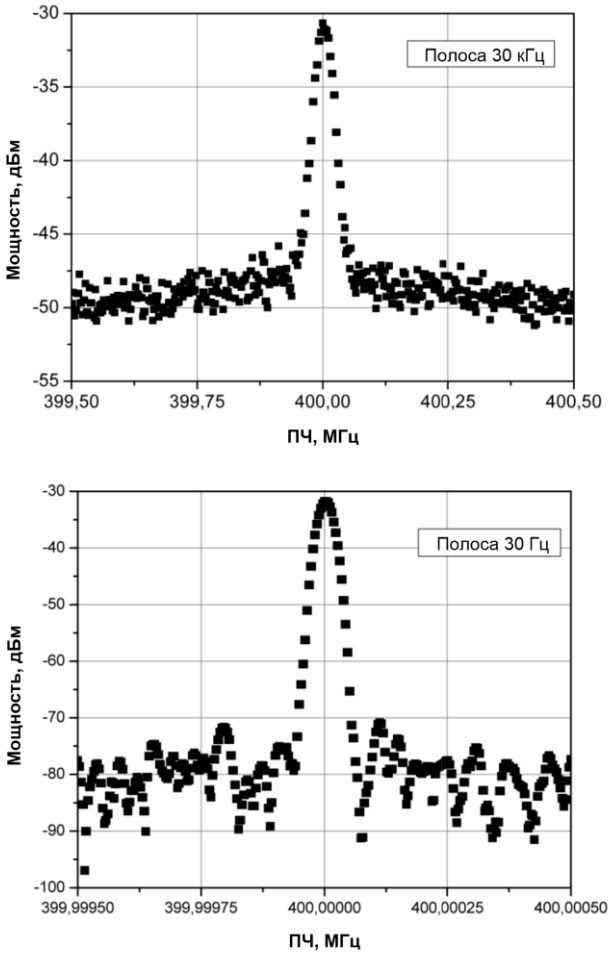


Рисунок 6.8 – Линия ККЛ на частоте 4,7 ТГц в режиме фазовой синхронизации: спектры сигнала ПЧ при полосе разрешения 30 кГц (вверху) и 30 Гц (внизу).

Этот эксперимент показал, что метод ФАПЧ применим на частоте 4,7 ТГц, но выявил и его слабые места. Отношение сигнал/шум в пересчете на полосу 1 МГц составляет всего около 5 дБ. Характерные максимумы фазового шума на границе полосы петли лежат ниже шума тракта ПЧ; это означает, что в пределах полосы петли на лазер вместе с сигналом обратной связи подается шум, ухудшающий чистоту его спектра. Связь «рупор к рупору» проста, но не допускает юстировки; потери в ней оценены в 10–20 дБ [А25]. Наконец, смеситель при температуре 10 К противоречит главному требованию к бортовой системе – работе всех элементов петли при комнатной температуре. Дальнейшая работа шла поэтому по двум направлениям: создание диодов с меньшими потерями преобразования на высоких гармониках и переход к смесителю при комнатной температуре с согласующей оптикой.

6.4.3. Диоды на сверхрешетках с малым числом периодов

Смесители нового поколения построены на диодах со сверхрешетками из 6 и 10 периодов [209, 216]. Состав периода прежний – 18 монослоев GaAs и 4 монослоя AlAs при легировании

кремнием до $2\cdot10^{18}$ см$^{-3}$, – но толщина сверхрешетки уменьшена со 112 нм до 37 нм (6 периодов) и 62 нм (10 периодов). По сравнению с 18-периодными диодами [А24] эффективность преобразования на частотах выше 4 ТГц возросла примерно на 10 дБ. Различие между диодами с 6 и 10 периодами несущественно: для лучших образцов каждого типа коэффициент преобразования и отношение сигнал/шум различались не более чем на 1–2 дБ, слегка изменяясь с частотой и условиями эксперимента. Это указывает на то, что число периодов близко к оптимальному. В экспериментах на частоте 4,7 ТГц использованы диоды обоих типов.

Площадь активной области планарного диода составляет около 1 мкм^2, последовательное сопротивление – 10–15 Ом, как у терагерцовых смесителей на диодах Шоттки. Емкость диода непосредственно не измерялась; оценка по формуле плоского конденсатора при указанных площади и толщине сверхрешетки и диэлектрической проницаемости 12,9 дает 2–3 фФ. Вместе с последовательным сопротивлением это отвечает частоте среза RC-цепи выше 4 ТГц.

Преимущество короткой сверхрешетки объясняется несколькими причинами. Транспорт электронов в 6-периодной структуре существенно быстрее, и частоты автоколебаний в ней выше, чем в 18-периодной [217]; расчет методом Монте-Карло дает время пролета активной области около 0,3 пс [209]. Отрицательная дифференциальная проводимость сверхрешетки связана с областью сильного поля (доменом), возникающей выше некоторого напряжения; протяженность домена оценивается примерно в 6 периодов [218]. При меньшем числе периодов нелинейность должна поэтому ослабевать, а при большем добавляются слои, которые увеличивают последовательное сопротивление, почти не участвуя в нелинейном преобразовании. Сказывается и технология: площадь диода задается жидкостным травлением с подтравом, так что площадь нижнего контакта больше площади верхнего и растет с числом периодов. При этом увеличиваются емкость, сопротивление растекания и продольное сопротивление нижних слоев, возрастающие с частотой из-за скин-эффекта. Для диодов с 6 и 10 периодами эти эффекты близки и до частоты 4,7 ТГц на характеристиках не сказываются, тогда как для 18-периодных диодов они уже существенны.

Конструкция смесительного блока показана на рис. 6.9; для диодов обоих типов использованы одинаковые блоки. Диагональный рупор переходит в короткий волновод сечением 100 × 200 мкм с частотой отсечки около 750 ГГц. Диод установлен в Е-плоскости волновода. Опорный сигнал с частотой около 200 ГГц подводится с противоположной стороны по волноводу WR-4; щелевая линия концентрирует его на диоде. Сигнал ПЧ выводится на коаксиальный разъем микрополосковой линией, образованной плоским проводником и структурой щелевой линии. Полной электродинамической и транспортной модели смесителя пока нет; ее построение, опирающееся на измерения большего числа образцов, является предметом дальнейших исследований.

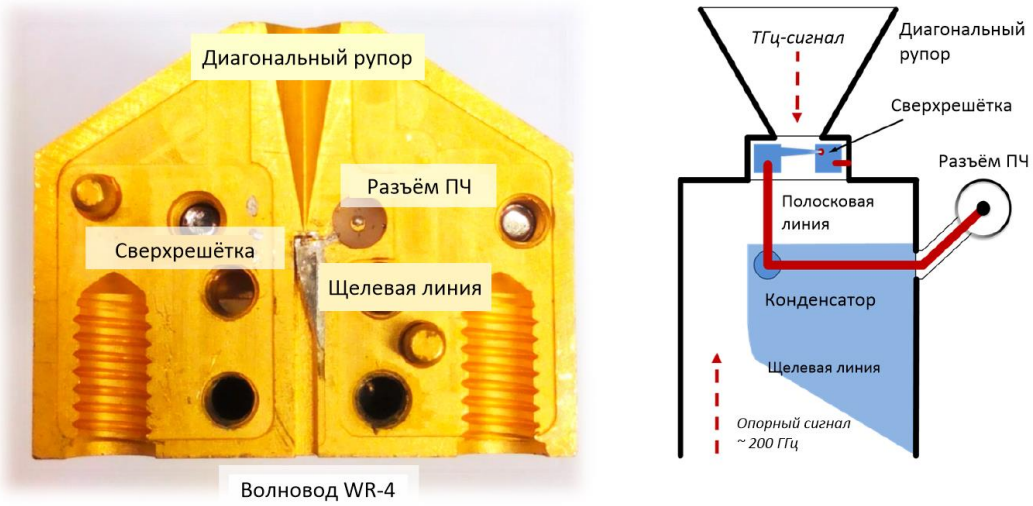


Рисунок 6.9 – Гармонический смеситель на сверхрешетке. Слева – фотография раскрытого блока: диагональный рупор для ввода терагерцового излучения, диод на сверхрешетке, щелевая линия, волновод опорного сигнала WR-4, разъем ПЧ. Справа – схема смесителя: ТГц-сигнал – излучение лазера; полосковая линия служит для вывода сигнала ПЧ.

6.4.4. Квантово-каскадные лазеры

Эксперименты выполнены с двумя ККЛ, работающими в непрерывном режиме на частотах вблизи 4,7 ТГц. Оба лазера имеют решетку РОС третьего порядка и активную область GaAs/AlGaAs на четырехъямной схеме с резонансно-фононным опустошением; гетероструктуры выращены методом молекулярно-пучковой эпитаксии в Национальных лабораториях Сандия, лазеры разработаны и изготовлены в Массачусетском технологическом институте [212]. Лазеры различаются конструкцией решетки, мощностью и способом охлаждения, что позволило испытать метод в двух существенно разных условиях.

Первый лазер (далее ККЛ1) имеет гофрированную решетку из 27 периодов; длина прибора около 0,76 мм, ширина 17 мкм, высота 10 мкм. На одном кристалле размещена линейка из 21 лазера с шагом по частоте 7,5 ГГц, что позволяет выбрать лазер под заданную частоту гетеродина. ККЛ1 генерирует одну моду на частоте 4,762 ТГц. Он работал в заливном гелиевом криостате при температуре 10 К и рассеивал 0,7 Вт. Мощность излучения, измеренная измерителем мощности Thomas Keating в плоскости входного рупора смесителя, составила около 50 мкВт. Выходная мощность лазеров этой партии достигает 250 мкВт; различие объясняется потерями в оптике и на воздушном участке, а также разбросом параметров лазеров. Диаграмма направленности, измеренная пироэлектрическим приемником на расстоянии около 50 мм от кристалла лазера, имеет один основной лепесток с расходимостью 12°.

Второй лазер (ККЛ2) имеет антенно-связанную решетку третьего порядка, в которой коррекция профиля подавляет поперечную моду высшего порядка и обеспечивает точное фазовое согласование [212]. Он генерирует одну моду на частоте 4,72 ТГц при температуре 58 К, которая достигается с помощью криоохладителя Стирлинга (Sunpower CryoTel), и рассеивает до 3 Вт. Выходная мощность лазера при 60 К составляет 4,5–5 мВт; на входе рупора смесителя измерено 0,8 мВт, пучок близок к гауссову. Параметры лазеров и условия экспериментов, включая эксперименты раздела 6.3 и п. 6.4.2, сведены в таблице 6.3.

Таблица 6.3 – Параметры лазеров и условия экспериментов по фазовой синхронизации

Параметр	ККЛ 3,4 ТГц (раздел 6.3)	ККЛ 4,7 ТГц (п. 6.4.2)	ККЛ1	ККЛ2
Частота генерации, ТГц	3,433	4,7	4,762	4,72
Охлаждение	проточный гелиевый криостат	заливной гелиевый криостат	заливной гелиевый криостат	криоохладитель Стирлинга
Температура, К	15–25	около 10	10	58
Рассеиваемая мощность, Вт	3	0,5	0,7	до 3
Выходная мощность, мВт	около 1	около 0,25	до 0,25	4,5–5
Мощность на входе смесителя	300 мкВт	не измерялась	50 мкВт	0,8 мВт
Смеситель на сверхрешетке	18 периодов, 300 К	10 К, в криостате лазера	6 и 10 периодов, 300 К	6 и 10 периодов, 300 К
Ввод излучения в смеситель	две полиэтиленовые линзы	без оптики	эллиптическое зеркало	эллиптическое зеркало
Опорный сигнал, ГГц; гармоника	190,7; 18-я	198; 24-я	около 198; 24-я	196,7; 24-я

6.4.5. Экспериментальная установка

Схема эксперимента (рис. 6.10) повторяет схему раздела 6.3; отличия связаны с более высокой частотой, новыми диодами и разными системами охлаждения лазеров. Она одинакова для обоих лазеров с точностью до частоты опорного сигнала; значения на рис. 6.10 относятся к ККЛ2. Излучение лазера фокусируется на рупор смесителя эллиптическим зеркалом. Опорный сигнал с частотой 196,7 ГГц получен умножением на 16 частоты синтезатора 12,29 ГГц в цепочке усилителей и умножителей (Virginia Diodes); наилучшее отношение сигнал/шум на выходе смесителя достигается при мощности накачки около 10 мВт. Сигнал биений между излучением лазера и 24-й гармоникой опорного сигнала имеет частоту 0,4 ГГц.

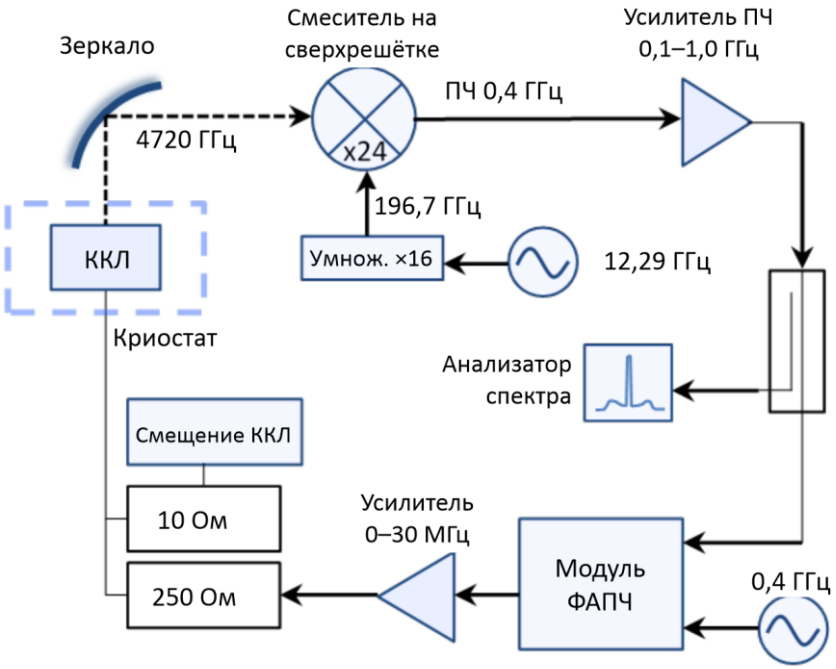


Рисунок 6.10 – Блок-схема эксперимента по фазовой синхронизации ККЛ на частоте 4,7 ТГц (значения частот – для ККЛ2). Обозначения: зеркало – эллиптическое; Умнож. ×16 – цепочка усилителей и умножителей частоты; усилитель 0–30 МГц – усилитель сигнала обратной связи.

Сигнал ПЧ усиливается на 64 дБ; его часть (−10 дБ) через направленный ответвитель поступает на анализатор спектра, остальное – на вход модуля ФАПЧ [214]. Модуль имеет полосу около 30 МГц и регулируемое усиление; интегрирующий фильтр после фазового детектора обеспечивает устойчивую петлю второго порядка. В модуле сигнал биений сравнивается с опорным сигналом 0,4 ГГц и вырабатывается сигнал фазовой ошибки, который затем усиливается усилителем с полосой от постоянного тока до 30 МГц. Сигнал обратной связи вводится в цепь смещения лазера через резистивный сумматор на резисторах 250 и 10 Ом; номиналы выбраны как компромисс между эффективностью ввода сигнала обратной связи и предельным током источника смещения. Полоса петли в целом составляет около 10 МГц и ограничена главным образом групповой задержкой в соединительных кабелях; для синхронизации ККЛ этого более чем достаточно.

6.4.6. Результаты фазовой синхронизации

Спектры сигнала ПЧ двух синхронизированных лазеров, записанные в полосе обзора 50 МГц при полосе разрешения 1 МГц, показаны на рис. 6.11. Даже при такой широкой полосе разрешения отношение сигнал/шум превышает 20 дБ для ККЛ1 и 30 дБ для ККЛ2. По сравнению с экспериментом 2014 г., где оно составляло около 5 дБ в пересчете на ту же полосу, выигрыш равен 15–25 дБ, и получен он со смесителем при комнатной температуре.

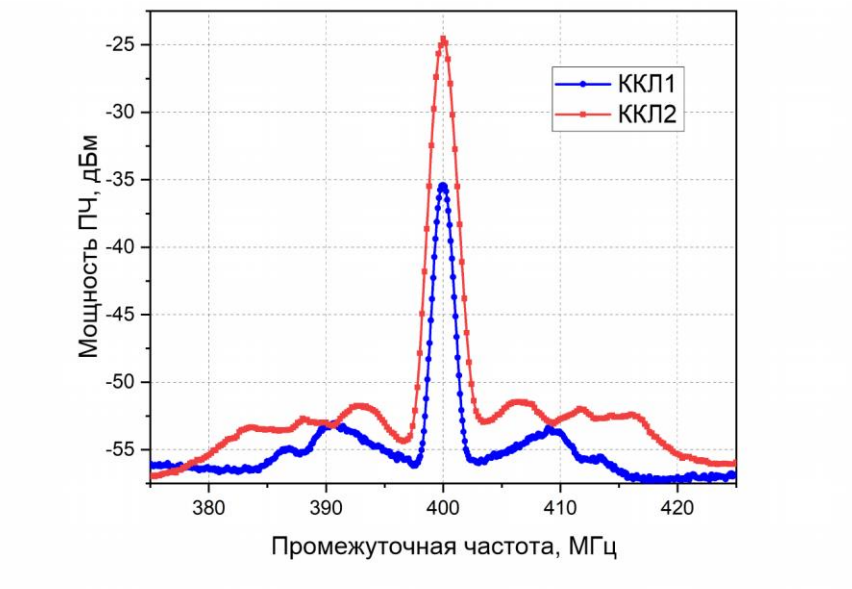


Рисунок 6.11 – Спектры сигнала ПЧ двух синхронизированных по фазе ККЛ на частоте 4,7 ТГц, записанные анализатором спектра в полосе обзора 50 МГц при полосе разрешения 1 МГц.

На отстройке около 10 МГц от несущей у ККЛ1 видны характерные максимумы фазового шума, отвечающие полосе петли 10 МГц. У ККЛ2 эти максимумы шире, что объясняется отражениями сигнала в тракте и вибрациями криоохладителя Стирлинга. Тем не менее уровень фазового шума остается низким и на спектр лазера влияет незначительно.

Доля синхронизированной мощности, определенная по методике п. 6.3.5 [215], превышает 80 % для ККЛ1 и 95 % для ККЛ2. Различие между лазерами отвечает различию в отношении сигнал/шум.

Распределение фазового шума вблизи несущей показано на рис. 6.12; кривые нормированы на мощность центрального пика и приведены к полосе 1 Гц. Уровень фазового шума составляет в среднем около −80 дБ относительно несущей для ККЛ1 и около −90 дБ для ККЛ2, что также отражает различие в отношении сигнал/шум. На отстройках от 10 до 500 Гц видны узкие пики, связанные с механическими резонансами и наводкой сети 50 Гц. Для ККЛ2 таких пиков больше, и они интенсивнее – по двум причинам. Во-первых, криоохладитель Стирлинга создает значительные вибрации, тогда как заливной криостат ККЛ1 от них свободен. Во-вторых, электроника управления охладителем создает вблизи лазера электромагнитные помехи, проникающие в цепь смещения. Оба фактора можно ослабить в летном приборе конструктивными мерами. Но и в нынешнем виде для спектральных наблюдений они не критичны: пики расположены очень близко к несущей, тогда как спектральное разрешение приемника не лучше 100 кГц.

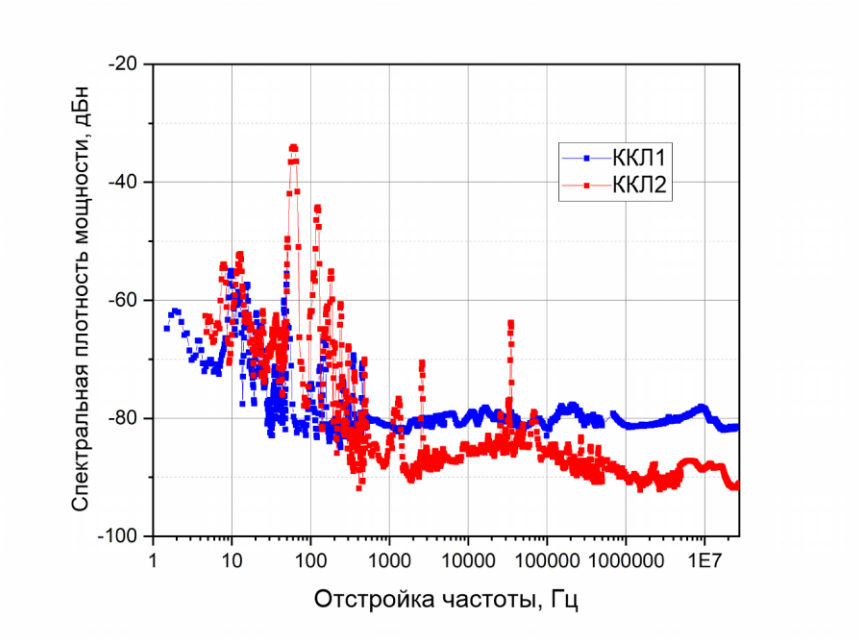


Рисунок 6.12 – Фазовый шум двух синхронизированных ККЛ на частоте 4,7 ТГц: спектральная плотность мощности относительно несущей, приведенная к полосе 1 Гц, в зависимости от отстройки.

6.4.7. Характеризация лазеров по сигналу ПЧ

Высокое отношение сигнал/шум сигнала ПЧ позволяет с высокой точностью регистрировать и частоту, и относительную мощность излучения лазера в зависимости от напряжения смещения (рис. 6.13). Диапазон напряжений выбран в безопасных для лазеров пределах. Кривые мощности представляют собой мощность линии лазера в спектре ПЧ смесителя, нормированную в максимуме на значение, измеренное измерителем мощности.

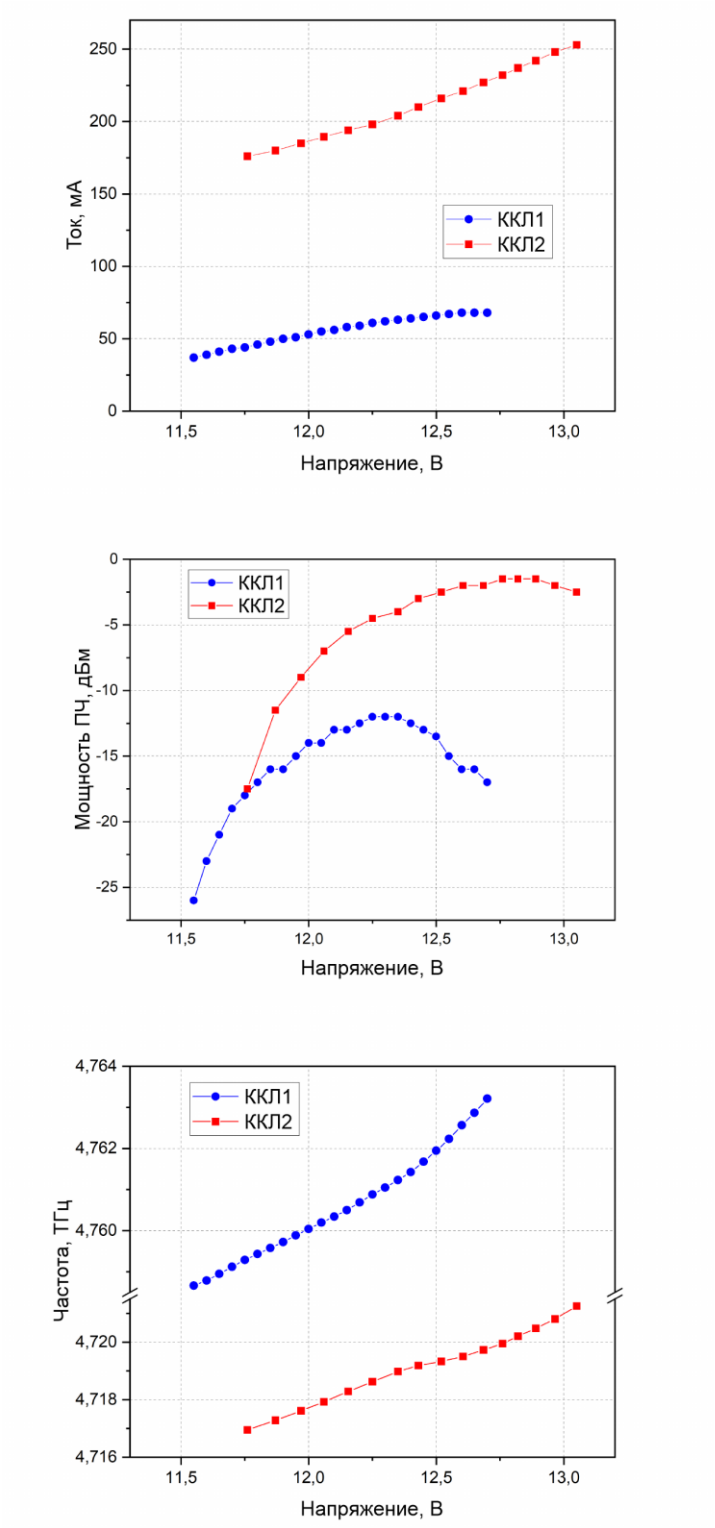


Рисунок 6.13 – Характеристики двух ККЛ на частоте 4,7 ТГц в зависимости от напряжения смещения: вверху – ток; в середине – мощность сигнала ПЧ на выходе гармонического смесителя, отражающая относительную мощность излучения; внизу – частота генерации. Частота и относительная мощность измерены с помощью гармонического смесителя на сверхрешетке.

У ККЛ1 коэффициент перестройки напряжением составляет около 3 ГГц/В на участке, где мощность растет со смещением, и около 7 ГГц/В на участке ее спада; у ККЛ2 – около 4 ГГц/В. Диапазон перестройки обоих лазеров при уменьшении мощности не более чем на 6 дБ от максимума равен примерно 2 ГГц. Существенно, что у обоих лазеров частота монотонно растет со смещением во всем исследованном диапазоне: участков с отрицательным наклоном, на которых фазовая синхронизация была бы невозможна (п. 6.3.7), у них нет.

Такая характеризация полезна и сама по себе: она позволяет отбирать лазеры для конкретного прибора и исследовать факторы, влияющие на частоту и мощность ККЛ.

6.4.8. Сопоставление с результатами других групп

К настоящему времени фазовая синхронизация ККЛ на частоте 4,7 ТГц получена тремя группами: в настоящей работе [А25, А39], в работе [123] с гармоническим смесителем на диоде Шоттки и в работе [124] со смесителем на сверхрешетке. Диод для смесителя, использованного в [124], относится, по-видимому, к предыдущему поколению приборов. Основные параметры экспериментов сведены в таблице 6.4.

Таблица 6.4 – Эксперименты по фазовой синхронизации ККЛ на частоте 4,7 ТГц

Параметр	Настоящая работа, 2014 г. [А39]	Настоящая работа, ККЛ1 [А25]	Настоящая работа, ККЛ2 [А25]	Richter et al., 2024 [123]	Mahdizadeh et al., 2026 [124]
Гармонический смеситель	сверхрешетка, 10 К	сверхрешетка, 300 К	сверхрешетка, 300 К	диод Шоттки, 300 К	сверхрешетка, 300 К
Опорный сигнал, ГГц; гармоника	198; 24-я	около 198; 24-я	196,7; 24-я	около 600; 8-я	182,6; 26-я
Частота ККЛ, ТГц	4,7	4,762	4,72	4,81 и 4,76	4,748
Охлаждение лазера	гелиевый криостат	гелиевый криостат, 10 К	охладитель Стирлинга, 58 К	охладители Стирлинга (54 К) и Гиффорда–Мак-Магона (20 К)	охладитель на пульсационной трубе, 39 К
Мощность ККЛ на входе смесителя	не измерялась (лазер 0,25 мВт)	50 мкВт	0,8 мВт	350 и 360 мкВт	более 0,5 мВт (лазер 1 мВт)
Потери преобразования, дБ	–	около 77	около 77	76	около 120 вместе с потерями связи
Отношение сигнал/шум	20 дБ в полосе 30 кГц (около 5 дБ в полосе 1 МГц*)	более 20 дБ в полосе 1 МГц	более 30 дБ в полосе 1 МГц	26 и 39 дБ в полосе 47,9 кГц (13 и 26 дБ в полосе 1 МГц*)	5 дБ в полосе 3 МГц

Параметр	Настоящая работа, 2014 г. [А39]	Настоящая работа, ККЛ1 [А25]	Настоящая работа, ККЛ2 [А25]	Richter et al., 2024 [123]	Mahdizadeh et al., 2026 [124]
Полоса петли	–	10 МГц	10 МГц	до 2 МГц	0,15 МГц (до 1,5 МГц)
Доля синхронизированной мощности, %	–	более 80	более 95	93 и 97	–

* Пересчет по отношению полос разрешения.

Отношение сигнал/шум сигнала биений в полосе 1 МГц в настоящей работе превышает 30 дБ при мощности лазера на входе смесителя 0,8 мВт и 20 дБ при мощности 50 мкВт. Для смесителя на диоде Шоттки из значений 26 и 39 дБ, измеренных в полосе 47,9 кГц при мощности 350–360 мкВт [123], пересчет по отношению полос дает 13 и 26 дБ. С учетом различия в мощности лазеров результаты для двух типов смесителей следует считать близкими, что согласуется с практически одинаковыми потерями преобразования (таблица 6.4). Существенно при этом, что в настоящей работе тот же результат достигнут с источником опорного сигнала на втрое меньшей частоте.

В эксперименте [124] сигнал превышал шум на 5 дБ в полосе 3 МГц при мощности лазера 1 мВт, а суммарные потери связи и преобразования оценены авторами в 120 дБ. Отношение сигнал/шум, полученное в настоящей работе, выше примерно на 18 дБ. Столь большое различие между смесителями одного типа объясняется, вероятно, двумя причинами: применением диодов нового поколения и тем, что входной волновод смесителя сильно сверхразмерен, так что эффективность связи излучения с диодом зависит от положения диода и меняется от образца к образцу.

Полоса петли в настоящей работе (10 МГц) значительно шире, чем в работах [123] и [124], где она составляет от десятков килогерц до 2 МГц. Широкая полоса позволяет подавлять частотный шум лазера на отстройках до нескольких мегагерц и получать высокую долю синхронизированной мощности, но требует большого отношения сигнал/шум в этой полосе. В работе [124] выбран противоположный путь: узкополосный фильтр ПЧ с линейной фазовой характеристикой, фазовый детектор на кольцевом диодном смесителе и полоса петли около 150 кГц позволили удерживать синхронизацию более трех часов при сигнале, превышающем шум всего на 1 дБ в полосе 3 МГц.

Во всех трех работах синхронизация получена при охлаждении лазера механическим криоохладителем: Стирлинга (настоящая работа и [123]), Гиффорда–Мак-Магона [123], на пульсационной трубе [124]. Вибрации охладителя проявляются одинаково – в виде узких составляющих вблизи несущей (до −23 дБ относительно несущей для охладителя Стирлинга в

[123], −37 дБ в [124]), которые при спектральном разрешении приемника 100 кГц и более для наблюдений несущественны (п. 6.4.6).

Совокупность результатов разделов 6.3 и 6.4 позволяет оценить метод в целом. Его достоинства состоят в следующем. Частота опорного сигнала невелика (около 200 ГГц), и его источником служит такая же серийная умножительная цепочка, какие применяются в гетеродинах субмиллиметровых приемников. Диод работает при комнатной температуре и без постоянного смещения. Для синхронизации достаточно малой мощности лазера: на частоте 3,4 ТГц она сохраняется при 3,3 мкВт, на частоте 4,7 ТГц при мощности 50 мкВт синхронизировано более 80 % излучения. Полоса петли 7–10 МГц обеспечивает долю синхронизированной мощности выше 95 %. Одна и та же схема применима на частотах 3,4 и 4,7 ТГц: переход к другой частоте требует лишь изменения частоты синтезатора и номера гармоники. Наконец, сигнал биений дает средство точной характеризации самих лазеров.

Ограничения метода связаны главным образом со смесителем. Характеристики смесителей меняются от образца к образцу из-за сверхразмерного входного волновода, и лучшие образцы приходится отбирать. Для накачки требуется мощность около 10 мВт на частоте 200 ГГц. Расчетной модели смесителя, которая позволила бы оптимизировать его конструкцию, пока нет (п. 6.4.3). Диоды на сверхрешетках серийно не выпускаются. К этому добавляется требование к лазеру, установленное в п. 6.3.7: в рабочем диапазоне смещений должна преобладать штарковская перестройка частоты.

Результаты работы [124] дополняют эту картину: они показывают, что при специально спроектированной узкополосной петле синхронизация удерживается и при отношении сигнал/шум, близком к единице. Запас по отношению сигнал/шум, достигнутый в настоящей работе, означает поэтому, что на стабилизацию можно отводить существенно меньшую долю мощности лазера, оставляя основную ее часть для накачки смесителя или матрицы смесителей приемника.

Результаты раздела состоят в следующем:

– в 2014 г. впервые получена фазовая синхронизация ККЛ на частоте 4,7 ТГц; сигнал биений формировался на 24-й гармонике опорного сигнала 198 ГГц смесителем на сверхрешетке, охлажденным до 10 К и размещенным в криостате лазера;

– с диодами на сверхрешетках из 6 и 10 периодов, эффективность преобразования которых на частотах выше 4 ТГц примерно на 10 дБ выше, чем у 18-периодных, синхронизация получена со смесителем при комнатной температуре;

– для двух лазеров разной конструкции отношение сигнал/шум сигнала биений превышает 20 и 30 дБ в полосе 1 МГц при мощности на входе смесителя 50 мкВт и 0,8 мВт; полоса петли 10

МГц; синхронизировано более 80 и более 95 % мощности; уровень фазового шума около −80 и −90 дБ относительно несущей в полосе 1 Гц;

– синхронизация получена как в заливном гелиевом криостате, так и при охлаждении лазера до 58 К криоохладителем Стирлинга, то есть в конфигурации, близкой к полетной;

– по сигналу биений измерены перестроечные характеристики лазеров: коэффициент перестройки 3–7 ГГц/В, диапазон перестройки около 2 ГГц;

– на частоте 4,7 ТГц потери преобразования смесителя на сверхрешетке на 24-й гармонике сигнала 200 ГГц практически равны потерям смесителя на диоде Шоттки на восьмой гармонике сигнала 600 ГГц;

– по отношению сигнал/шум сигнала биений результаты настоящей работы не уступают лучшим результатам, полученным с диодом Шоттки, и примерно на 18 дБ превосходят результат другой группы со смесителем на сверхрешетке; полоса петли 10 МГц – наибольшая из достигнутых в экспериментах на частоте 4,7 ТГц.

Таким образом, поставленные задачи выполнены.

Выводы по главе 6

1. Предложен и реализован метод фазовой синхронизации ККЛ с сигналом опорного СВЧ-синтезатора, в котором сигнал биений формируется гармоническим смесителем на полупроводниковой сверхрешетке GaAs/AlAs на высокой гармонике (18-й и 24-й) опорного сигнала с частотой около 200 ГГц. Все элементы петли, кроме самого лазера, работают при комнатной температуре.

2. На частоте 3,4 ТГц впервые получена фазовая синхронизация ККЛ в диапазоне выше 3 ТГц при использовании только элементов, работающих при комнатной температуре. Полоса петли составляет 7 МГц, с опорным сигналом синхронизировано 96 % мощности излучения лазера, уровень остаточного фазового шума – около −80 дБ относительно несущей в полосе 1 Гц. Синхронизация сохраняется при мощности лазера на входе смесителя 3,3 мкВт, то есть на стабилизацию достаточно отвести около 1 % мощности лазера.

3. Установлено, что фазовая синхронизация возможна только в тех режимах, где штарковская перестройка частоты лазера преобладает над тепловой: при обратном соотношении знак коэффициента перестройки меняется в пределах полосы петли, и петля теряет устойчивость. Отсюда следует требование к активной среде ККЛ, предназначенного для фазовой стабилизации; предложен способ выявления пригодных режимов по зависимости коэффициента перестройки от частоты модуляции напряжения смещения.

4. На частоте 4,7 ТГц фазовая синхронизация ККЛ впервые получена в 2014 г. со смесителем на сверхрешетке, охлажденным до 10 К и размещенным в криостате лазера (24-я гармоника опорного сигнала 198 ГГц). С диодами на сверхрешетках из 6 и 10 периодов, эффективность преобразования которых на частотах, превышающих 4 ТГц, примерно на 10 дБ выше, чем у 18-периодных, синхронизация получена со смесителем при комнатной температуре для двух лазеров разной конструкции. Отношение сигнал/шум сигнала биений превышает 20 и 30 дБ в полосе 1 МГц при мощности на входе смесителя 50 мкВт и 0,8 мВт, полоса петли равна 10 МГц, синхронизировано более 80 и более 95 % мощности, уровень фазового шума – около −80 и −90 дБ относительно несущей в полосе 1 Гц. Синхронизация получена в том числе при охлаждении лазера криоохладителем Стирлинга до 58 К, то есть в конфигурации, близкой к полетной.

5. На частоте 4,7 ТГц потери преобразования смесителя на сверхрешетке на 24-й гармонике сигнала 200 ГГц практически равны потерям смесителя на диоде Шоттки на восьмой гармонике сигнала 600 ГГц. По отношению сигнал/шум сигнала биений результаты настоящей работы не уступают лучшим результатам, полученным с диодом Шоттки, и примерно на 18 дБ превосходят результат другой группы со смесителем на сверхрешетке; полоса петли 10 МГц – наибольшая из достигнутых в экспериментах на этой частоте.

6. Сигнал биений на выходе гармонического смесителя дает средство точной характеризации самих лазеров: по нему измерены зависимости частоты и относительной мощности излучения от напряжения смещения. Коэффициент перестройки составляет около 1,5 ГГц/В для лазера на 3,4 ТГц и 3–7 ГГц/В для лазеров на 4,7 ТГц, диапазон перестройки последних – около 2 ГГц.

Совокупность этих результатов показывает, что метод фазовой стабилизации частоты квантово-каскадных лазеров, генерирующих непрерывное излучение в диапазоне 3–5 ТГц, основанный на применении гармонических смесителей на полупроводниковой сверхрешетке на гетероструктуре GaAs/AlAs, эффективен для создания стабильного по частоте источника гетеродина для приемников в диапазоне 3–5 ТГц.

Результаты главы обосновывают положение 5, выносимое на защиту, а также пункт 7 научной новизны и пункт 6 практической значимости работы. Они опубликованы в работах [A22, A24, A25, A39].

Личный вклад автора. Результаты, изложенные в главе, получены автором лично или при его непосредственном участии. Автор сыграл ведущую роль в подготовке экспериментальной установки и в первой реализации фазовой синхронизации излучения квантово-каскадных лазеров на частотах 3,4 и 4,7 ТГц; им выполнены измерения и обработка их результатов [A24, A25, A39], проведены анализ и сопоставление методов стабилизации частоты

ККЛ [А22]. Эксперименты выполнены в институте SRON (Нидерланды) совместно с Д.Дж. Хейтоном, М. Финкелем и Дж.Р. Гао. Диоды на полупроводниковых сверхрешетках и смесительные блоки разработаны Д.Г. Павельевым (ННГУ), модуль ФАПЧ разработан в ИФМ РАН (В.Л. Вакс) и входит в УНУ «Криоинтеграл». Квантово-каскадные лазеры разработаны и изготовлены в Массачусетском технологическом институте (Т.-Ю. Као, Ц. Ху) на гетероструктурах, выращенных в Национальных лабораториях Сандия (Дж.Л. Рено).

Заключение

В диссертации разработаны и исследованы малошумящие гетеродинные приемники субмиллиметрового диапазона длин волн на основе сверхпроводниковых смесителей с разделением боковых полос, их элементная база и источник гетеродина для приемников диапазона 3–5 ТГц. Итоги выполненного исследования состоят в следующем.

1. Построена аналитическая модель, описывающая влияние отражений в волноводном смесителе с разделением боковых полос на баланс плеч и подавление зеркальной полосы. Показано, что качество разделения боковых полос в волноводных смесителях определяется не только амплитудным и фазовым балансом отдельных элементов, но также уровнем отражений сигнала от всех элементов смесителя. На подавление влияют только отражения, проходящие через квадратурный мост (через высокочастотную нагрузку и через изоляцию моста); для волноводных СИС-смесителей наибольшее влияние на качество разделения полос оказывают величина отражения сигнала от волноводных нагрузок, а также величина изоляции волноводного квадратурного моста. Модель верифицирована электродинамическим моделированием (ее граничная оценка отличается от наихудших значений подавления не более чем на 2 дБ) и подтверждена экспериментально; на ее основе сформулированы требования к элементам волноводной структуры.

2. Разработаны экспериментальные методы анализа баланса приемника с разделением боковых полос, в которых сами СИС-смесители служат измерительными приборами: измерение баланса трактов высокой частоты и гетеродина по токам накачки, баланса тракта промежуточной частоты по дробовому шуму и измерение подавления зеркальной полосы путем инверсии смещения одного из смесителей. Последний метод дает результаты, отличающиеся от стандартного не более чем на 1,5 дБ, и позволяет оптимизировать подавление подстройкой напряжений смещения.

3. Разработан модульный волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона 600–720 ГГц. Экспериментально определены потери в субмиллиметровых волноводах при температуре 4 К: для волновода сечением 310 × 145 мкм из меди и сплава CuTe на частоте 650 ГГц они составляют 50–60 дБ/м, что согласуется с расчетом для режима аномального скин-эффекта; электролитическое золочение увеличивает потери более чем вдвое. Волноводная структура второго поколения, спроектированная с учетом отражений, обеспечивает потери около 0,5 дБ, однополосную шумовую температуру 165–300 К и подавление зеркальной полосы выше 15 дБ практически во всем диапазоне.

4. Создан первый волноводный СИС-смеситель с разделением боковых полос для диапазона 800–950 ГГц – наиболее высокочастотного окна прозрачности, доступного для

регулярных наземных наблюдений. Его однополосная шумовая температура составляет 450–900 К и превышает сумму двухполосных шумовых температур использованных СИС-смесителей в среднем на 15 %, что соответствует расчетным потерям в волноводах (0,6 дБ); подавление зеркальной полосы превышает 15 дБ в 95 % рабочей полосы. Тем самым СИС-смесители для диапазонов 600–720 и 800–950 ГГц, спроектированные с учетом отражений в элементах приемника, имеют уровень разделения боковых полос выше 15 дБ в более чем 95 % приемной полосы.

5. Смесители диапазона 600–720 ГГц внедрены в штатный приемник SEPIA660 телескопа APEX, который с 2018 г. работает в диапазоне перестройки 581–727 ГГц с двумя поляризациями и подавлением зеркальной полосы более 20 дБ. Переход от двухполосного приема к разделению полос выполнен заменой картриджа без изменения антенной системы и криостата. Наблюдения по программе научной верификации показали, что разделение боковых полос избавляет от восстановления однополосного спектра и дает более ровную базовую линию.

6. Исследованы СИС-смесители на основе туннельных переходов Nb/AlN/NbN, встроенных в микрополосковую линию $NbTiN/SiO_2/Al$. Показано, что они эффективно работают в диапазоне 800–950 ГГц и имеют ряд преимуществ по сравнению с туннельными СИС-переходами на основе барьера AlO_x: высокое щелевое напряжение (3,15–3,22 мВ против 2,8 мВ) обеспечивает более широкую область рабочих напряжений на высоких частотах, а увеличение плотности тока до 30 кА/см² расширяет входную полосу смесителя до 250 ГГц; разогрев перехода мощностью гетеродина не является критичным. Двухполосная шумовая температура смесителей составляет 125–195 К в диапазоне 700–810 ГГц и 350–440 К на верхнем краю диапазона 790–950 ГГц. Смесители внедрены в матричный приемник CHAMP+ телескопа APEX; чувствительность его высокочастотной подматрицы повышена в 1,3–1,5 раза.

7. Разработан метод дисперсионной Фурье-спектрометрии для прямого измерения высокочастотных свойств толстых сверхпроводящих пленок в отражении на частотах до 2–3 ТГц, включая область щели. Для пленок NbTiN толщиной 360 нм получены коэффициент сильной связи 3,71–4,02 и щелевая частота 1,13–1,23 ТГц. Установлено, что высокочастотная проводимость пленок может существенно отличаться от значений, измеренных на постоянном токе, и что операции формирования рисунка не ухудшают высокочастотных свойств пленок NbTiN; результаты согласуются с данными терагерцовой спектроскопии во временной области в пределах нескольких процентов. Тем самым показано, что метод дисперсионной Фурье-спектрометрии эффективен для исследования высокочастотных свойств сверхпроводящих пленок NbTiN толщиной до 360 нм на частотах до 2 ТГц.

8. Впервые продемонстрировано калиброванное цифровое разделение боковых полос на субмиллиметровых волнах. В приемнике диапазона 602–720 ГГц с удаленным квадратурным ПЧ-

делителем среднее подавление зеркальной полосы составило 45,9 дБ и превышает 40 дБ в 93 % полосы. Показано, что цифровая компенсация применима и к полностью аналоговому приемнику без изменения его аналоговой части: среднее подавление повышено с 22 до 46 дБ. Калибровка сохраняет силу в течение суток и после многократного размагничивания и удаления захваченного магнитного потока. Определены факторы, ограничивающие достижимое подавление, и проведен анализ погрешностей калибровки для двух схем.

9. Предложен и реализован метод фазовой синхронизации квантово-каскадного лазера с сигналом опорного СВЧ-синтезатора, в котором сигнал биений формируется гармоническим смесителем на полупроводниковой сверхрешетке GaAs/AlAs на 18-й и 24-й гармониках опорного сигнала с частотой около 200 ГГц; все элементы петли, кроме лазера, работают при комнатной температуре. На частоте 3,4 ТГц полоса петли составляет 7 МГц, с опорным сигналом синхронизировано 96 % мощности излучения, синхронизация сохраняется при мощности лазера на входе смесителя 3,3 мкВт. На частоте 4,7 ТГц для двух лазеров разной конструкции полоса петли равна 10 МГц, синхронизировано более 80 и более 95 % мощности, в том числе при охлаждении лазера криоохладителем Стирлинга. Установлено, что фазовая синхронизация возможна только в режимах, где штарковская перестройка частоты лазера преобладает над тепловой. Тем самым метод фазовой стабилизации частоты квантово-каскадных лазеров, генерирующих непрерывное излучение в диапазоне 3–5 ТГц, основанный на применении гармонических смесителей на полупроводниковой сверхрешетке на гетероструктуре GaAs/AlAs, эффективен для создания стабильного по частоте источника гетеродина для приемников в диапазоне 3–5 ТГц.

Совокупность полученных результатов означает, что поставленные в работе задачи решены, а ее цель достигнута.

Рекомендации. При проектировании волноводных смесителей с разделением боковых полос отражения следует минимизировать наряду с разбалансом: изоляция и входное отражение квадратурного моста должны быть не хуже −24…−26 дБ, в том числе ценой некоторого ухудшения его баланса, отражение высокочастотной нагрузки – не хуже −30 дБ при 4 К, связь ответвителей гетеродина – слабой (−13…−16 дБ). Сечение волноводов следует выбирать наибольшим, допускающим одномодовый режим, а блоки изготавливать из меди или медного сплава без золочения. Пары СИС-элементов целесообразно подбирать из соседних точек одной пластины. В действующих приемниках цифровую компенсацию подавления рекомендуется применять при сохраненном аналоговом квадратурном ПЧ-делителе, с повторной калибровкой после термоцикла криостата; для новых приемников на высоких частотах предпочтительна схема без него. Квантово-каскадные лазеры, предназначенные для фазовой стабилизации, следует проектировать так, чтобы в рабочем диапазоне смещений преобладала штарковская перестройка

частоты; пригодность лазера проверяется по зависимости коэффициента перестройки от частоты модуляции напряжения смещения. Дисперсионную Фурье-спектрометрию рекомендуется использовать для контроля технологии сверхпроводящих пленок приемных структур.

Перспективы дальнейшей разработки темы. Разработанные смесители с разделением боковых полос могут быть использованы для модернизации приемников диапазонов 9 и 10 обсерватории ALMA и для создания двухполяризационного приемника диапазона 800–950 ГГц телескопа APEX. Показанная возможность работы без изоляторов промежуточной частоты открывает путь к компактным матричным приемникам с разделением боковых полос. Дальнейшее улучшение характеристик связано со снижением шумовой температуры СИС-смесителей диапазона 800–950 ГГц и с выяснением механизмов, определяющих согласованность пар смесителей. Метод цифрового разделении боковых полос должен быть апробирован на телескопе. Метод фазовой стабилизации квантово-каскадных лазеров может быть положен в основу бортовых гетеродинов диапазона 3–5 ТГц, в том числе на частотах 4,7 и 5,3 ТГц; для этого необходимы расчетная модель гармонического смесителя на сверхрешетке и оптимизация его конструкции. Когерентность синхронизированного излучения с опорным сигналом открывает возможность построения фазированных решеток и интерферометров этого диапазона.

Благодарности

В заключение я хотел бы выразить искреннюю благодарность всем людям, которые были рядом со мной на этом пути и помогали заниматься моим любимым делом – наукой. В первую очередь, моему научному руководителю начиная с бакалаврского диплома, Кошельцу Валерию Павловичу, который дал мне возможность быть в науке, расти, решать интереснейшие задачи, и всегда готов поддержать советом, словом и делом. Низкий поклон всем коллегам в ИРЭ, ваше тепло, любовь к делу и готовность помочь очень дороги для меня, а ваша тяга и умение добиваться результата вдохновляет на новые интересные проекты.

Отдельные слова благодарности хочу адресовать замечательным коллегам из университета Гронигена, особенно Андрею Барышеву за мудрейшее руководство, гениальные идеи, неисчерпаемую энергию и вдохновение; Рональду Хесперу за его приверженность истинной науке, которая меняет людей вокруг, за искреннюю дружбу; Мариэлле Беккема, Робу де Хану, Ёсту Адему, Альберту Коопсу, Яну Бархову, Виллем-Яну Фрелингу, Герриту Герлофсма, Лео де Йонгу, Браму Лап за продуктивную работу и теплые дружеские отношения.

Благодарю Дмитрия Геннадиевича Павельева за увлекательнейшую экспериментальную эпопею благодаря его уникальным сверхрешеткам.

Хочу сказать отдельное спасибо всем дорогим коллегам из Астрокосмического центра ФИАН за искренность, за вдохновение, за замечательную совместную работу, увлекательные беседы, за человечность. Отдельно хочу выразить благодарность руководству: Сергею Федоровичу Лихачеву – за уникальную возможность создавать передовые приборы для науки, и Ларисе Николаевне Лихачевой – за мудрость.

Благодарю своих ближайших соратников Кирилла Рудакова, Ивана Третьякова, Яромира Водзяновского, Григория Назарова, Владимира Федорова за надежность и верность делу.

Эта работа посвящается тем людям, которые взрастили во мне любовь к физике. В первую очередь это касается моего отца, Худченко Вячеслава Николаевича, который привил мне интерес к решению задачек еще с детских лет, по сути определив мой путь, связанный с физикой. Низкий поклон моим дорогим учителям: Любови Ивановне Мартыновой, Бардиновой Тамаре Дмитриевне и Татьяне Павловне. И отдельное спасибо, и светлая память, Шабунину Михаилу Ивановичу, вдохновившему на занятие наукой.

Также посвящаю эту работу моей семе, супруге Наталье и детям Ярославу, Мирославу, Юле и Жене… спасибо, что всегда поддерживаете меня и придаете сил жить и творить!

Список сокращений и условных обозначений

Сокращения

АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
БКШ	– теория сверхпроводимости Бардина – Купера – Шриффера
ВАХ	– вольт-амперная характеристика
ВБП, НБП	– верхняя и нижняя боковые полосы приема
ВЧ	– высокая частота; высокочастотный тракт (тракт принимаемого сигнала)
ДФС	– дисперсионная Фурье-спектрометрия
ИК	– инфракрасный (диапазон)
ККЛ	– квантово-каскадный лазер
ЛОВ	– лампа обратной волны
МШУ	– малошумящий усилитель
ПЛИС	– программируемая логическая интегральная схема
ПЧ	– промежуточная частота
РОС	– распределенная обратная связь
РСДБ	– радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами
СВЧ	– сверхвысокие частоты
СИП	– сверхпроводниковый интегральный приемник
СИС	– сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник (туннельный переход)
ТДС	– терагерцовая спектроскопия во временной области
ФАПЧ	– фазовая автоподстройка частоты
ФНЧ	– фильтр нижних частот
2SB	– схема приема с разделением боковых полос (sideband separating)
DSB	– двухполосный режим приема (double sideband)
RRR	– отношение сопротивлений при комнатной и криогенной температурах (residual resistance ratio)
SRR	– коэффициент подавления зеркальной боковой полосы (sideband rejection ratio)
SSB	– однополосный режим приема (single sideband)

Условные обозначения

Δ	– энергетическая щель сверхпроводника
Γ	– коэффициент отражения
λ_L	– лондоновская глубина проникновения

σ	– проводимость
e, h, k_B	– заряд электрона, постоянная Планка, постоянная Больцмана
f_c, $f_г$, $f_{пч}$	– частота сигнала, частота гетеродина, промежуточная частота
J_c	– плотность критического тока СИС-перехода
R_n	– сопротивление СИС-перехода в нормальном состоянии
R_nA	– произведение нормального сопротивления на площадь СИС-перехода
R_j/R_n	– параметр качества СИС-перехода: отношение сопротивлений под щелью и в нормальном состоянии
S_{ij}	– элементы матрицы рассеяния (S-параметры)
SRR_a, $SRR_к$	– аналоговый и скомпенсированный коэффициенты подавления зеркальной полосы
T_c	– критическая температура сверхпроводника
$T_{пр}$, $T_{сист}$	– шумовая температура приемника и системная шумовая температура
T_{DSB}, T_{SSB}	– двухполосная и однополосная шумовые температуры
V_g	– щелевое напряжение СИС-перехода
X_1, X_2	– калибровочные константы цифрового разделения боковых полос

Список литературы

1. Siegel P.H. Terahertz technology // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2002. – Vol. 50, No. 3. – P. 910–928. DOI: 10.1109/22.989974

2. Hauser M.G., Dwek E. The Cosmic Infrared Background: Measurements and Implications // Annu. Rev. Astron. Astrophys. – 2001. – Vol. 39. – P. 249–307. DOI: 10.1146/annurev.astro.39.1.249

3. de Graauw T. [et al.]. The Herschel-Heterodyne Instrument for the Far-Infrared (HIFI) // Astron. Astrophys. – 2010. – Vol. 518. – Art. no. L6. DOI: 10.1051/0004-6361/201014698

4. Event Horizon Telescope Collaboration. First M87 Event Horizon Telescope Results. I. The Shadow of the Supermassive Black Hole // Astrophys. J. Lett. – 2019. – Vol. 875. – Art. no. L1. DOI: 10.3847/2041-8213/ab0ec7

5. Tucker J.R., Feldman M.J. Quantum detection at millimeter wavelengths // Rev. Mod. Phys. – 1985. – Vol. 57, No. 4. – P. 1055–1113. DOI: 10.1103/RevModPhys.57.1055

6. Kerr A.R., Pan S.-K., Claude S.M.X. [et al.]. Development of the ALMA Band-3 and Band-6 Sideband-Separating SIS Mixers // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2014. – Vol. 4, No. 2. – P. 201–212. DOI: 10.1109/TTHZ.2014.2302537

7. Wootten A., Thompson A.R. The Atacama Large Millimeter/Submillimeter Array // Proc. IEEE. – 2009. – Vol. 97, No. 8. – P. 1463–1471. DOI: 10.1109/JPROC.2009.2020572

8. Baryshev A.M. [et al.]. The ALMA Band 9 receiver: Design, construction, characterization, and first light // Astron. Astrophys. – 2015. – Vol. 577. – Art. no. A129. DOI: 10.1051/0004-6361/201425529

9. Gonzalez A. [et al.]. ALMA Band 10 (787–950 GHz): summary of the production of 73 receivers and first light results // Proc. SPIE 9153, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VII. – 2014. – Art. no. 91530N. DOI: 10.1117/12.2055598

10. Güsten R. [et al.]. The Atacama Pathfinder EXperiment (APEX) – a new submillimeter facility for southern skies // Astron. Astrophys. – 2006. – Vol. 454, No. 2. – P. L13–L16. DOI: 10.1051/0004-6361:20065420

11. Jackson B.D. [et al.]. Low-noise 0.8–0.96- and 0.96–1.12-THz superconductor–insulator–superconductor mixers for the Herschel Space Observatory // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – Vol. 54, No. 2. – P. 547–558. DOI: 10.1109/TMTT.2005.862717

12. Mattis D.C., Bardeen J. Theory of the anomalous skin effect in normal and superconducting metals // Phys. Rev. – 1958. – Vol. 111, No. 2. – P. 412–417. DOI: 10.1103/PhysRev.111.412

13. Shurakov A., Lobanov Y., Goltsman G. Superconducting hot-electron bolometer: from the discovery of hot-electron phenomena to practical applications // Supercond. Sci. Technol. – 2016. – Vol. 29, No. 2. – Art. no. 023001. DOI: 10.1088/0953-2048/29/2/023001

14. Gol'tsman G.N., Semenov A.D., Gousev Yu.P. [et al.]. Sensitive picosecond NbN detector for radiation from millimetre wavelengths to visible light // Supercond. Sci. Technol. – 1991. – Vol. 4, No. 9. – P. 453–456. DOI: 10.1088/0953-2048/4/9/020

15. Tretyakov I., Ryabchun S., Finkel M. [et al.]. Low noise and wide bandwidth of NbN hot-electron bolometer mixers // Appl. Phys. Lett. – 2011. – Vol. 98, No. 3. – Art. no. 033507. DOI: 10.1063/1.3544050

16. Maestrini A. [et al.]. Schottky diode-based terahertz frequency multipliers and mixers // C. R. Physique. – 2010. – Vol. 11, No. 7-8. – P. 480–495. DOI: 10.1016/j.crhy.2010.05.002

17. Koshelets V.P., Shitov S.V. Integrated superconducting receivers // Supercond. Sci. Technol. – 2000. – Vol. 13, No. 5. – P. R53–R69. DOI: 10.1088/0953-2048/13/5/201

18. Köhler R. [et al.]. Terahertz semiconductor-heterostructure laser // Nature. – 2002. – Vol. 417. – P. 156–159. DOI: 10.1038/417156a

19. Kloosterman J.L. [et al.]. Hot electron bolometer heterodyne receiver with a 4.7-THz quantum cascade laser as a local oscillator // Appl. Phys. Lett. – 2013. – Vol. 102, No. 1. – Art. no. 011123. DOI: 10.1063/1.4774085

20. Chenu J.-Y. [et al.]. The Front-End of the NOEMA Interferometer // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2016. – Vol. 6, No. 2. – P. 223–237. DOI: 10.1109/TTHZ.2016.2525762

21. Khosropanah P. [et al.]. Phase locking of a 2.7 THz quantum cascade laser to a microwave reference // Opt. Lett. – 2009. – Vol. 34, No. 19. – P. 2958–2960. DOI: 10.1364/OL.34.002958

22. Barbieri S. [et al.]. Phase-locking of a 2.7-THz quantum cascade laser to a mode-locked erbium-doped fibre laser // Nature Photonics. – 2010. – Vol. 4, No. 9. – P. 636–640. DOI: 10.1038/nphoton.2010.125

23. Tielens A.G.G.M. The Physics and Chemistry of the Interstellar Medium. – Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

24. Schilke P. [et al.]. A Line Survey of Orion-KL from 607 to 725 GHz // Astrophys. J. Suppl. Ser. – 2001. – Vol. 132, No. 2. – P. 281–364. DOI: 10.1086/318951

25. Altwegg K. [et al.]. 67P/Churyumov-Gerasimenko, a Jupiter family comet with a high D/H ratio // Science. – 2015. – Vol. 347, No. 6220. – Art. no. 1261952. DOI: 10.1126/science.1261952

26. van Dishoeck E.F., Herbst E., Neufeld D.A. Interstellar Water Chemistry: From Laboratory to Observations // Chem. Rev. – 2013. – Vol. 113, No. 12. – P. 9043–9085. DOI: 10.1021/cr4003177

27. Kirsanova M.S. [et al.]. Origin and transport of water in the Universe // Physics–Uspekhi. – 2025. – Vol. 68, No. 3. – P. 278–293. DOI: 10.3367/UFNe.2024.08.039744

28. ALMA image of the protoplanetary disc around HL Tauri: ESO Photo Release eso1436 [Электронный ресурс]. – Credit: ALMA (ESO/NAOJ/NRAO). – URL: https://www.eso.org/public/images/eso1436a/ (дата обращения: 21.09.2026).

29. Carilli C.L., Walter F. Cool Gas in High-Redshift Galaxies // Annu. Rev. Astron. Astrophys. – 2013. – Vol. 51. – P. 105–161. DOI: 10.1146/annurev-astro-082812-140953

30. Event Horizon Telescope Collaboration. First Sagittarius A* Event Horizon Telescope Results. I. The Shadow of the Supermassive Black Hole in the Center of the Milky Way // Astrophys. J. Lett. – 2022. – Vol. 930. – Art. no. L12. DOI: 10.3847/2041-8213/ac6674

31. First Image of a Black Hole: ESO Photo Release eso1907 [Электронный ресурс]. – Credit: EHT Collaboration. – URL: https://www.eso.org/public/images/eso1907a/ (дата обращения: 21.09.2026).

32. Kooi J.W. Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy: PhD thesis. – Groningen: Rijksuniversiteit Groningen, 2008. – ISBN 978-90-367-3653-4.

33. Kerr A.R. Suggestions for revised definitions of noise quantities, including quantum effects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999. – Vol. 47, No. 3. – P. 325–329. DOI: 10.1109/22.750234

34. Caves C.M. Quantum limits on noise in linear amplifiers // Phys. Rev. D. – 1982. – Vol. 26, No. 8. – P. 1817–1839. DOI: 10.1103/PhysRevD.26.1817

35. Pardo J.R., Cernicharo J., Serabyn E. Atmospheric transmission at microwaves (ATM): an improved model for millimeter/submillimeter applications // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2001. – Vol. 49, No. 12. – P. 1683–1694. DOI: 10.1109/8.982447

36. Schieder R., Kramer C. Optimization of heterodyne observations using Allan variance measurements // Astron. Astrophys. – 2001. – Vol. 373, No. 2. – P. 746–756. DOI: 10.1051/0004-6361:20010611

37. Belitsky V. [et al.]. SEPIA – a new single pixel receiver at the APEX telescope // Astron. Astrophys. – 2018. – Vol. 612. – Art. no. A23. DOI: 10.1051/0004-6361/201731458

38. Meledin D. [et al.]. SEPIA345: A 345 GHz dual polarization heterodyne receiver channel for SEPIA at the APEX telescope // Astron. Astrophys. – 2022. – Vol. 668. – Art. no. A2. DOI: 10.1051/0004-6361/202244211

39. Kasemann C. [et al.]. CHAMP+: a powerful array receiver for APEX // Proc. SPIE 6275, Millimeter and Submillimeter Detectors and Instrumentation for Astronomy III. – 2006. – Art. no. 62750N. DOI: 10.1117/12.670810

40. nFLASH [Электронный ресурс] // Atacama Pathfinder EXperiment (APEX). – URL: https://www.apex-telescope.org/ns/observing/the-telescope/instruments/nflash/ (дата обращения: 22.09.2026).

41. Carter M. [et al.]. The EMIR multi-band mm-wave receiver for the IRAM 30-m telescope // Astron. Astrophys. – 2012. – Vol. 538. – Art. no. A89. DOI: 10.1051/0004-6361/201118452

42. Event Horizon Telescope Collaboration. First M87 Event Horizon Telescope Results. II. Array and Instrumentation // Astrophys. J. Lett. – 2019. – Vol. 875, No. 1. – Art. no. L2. DOI: 10.3847/2041-8213/ab0c96

43. Belitsky V., Lapkin I., Fredrixon M. [et al.]. A new 3 mm band receiver for the Onsala 20 m antenna // Astron. Astrophys. – 2015. – Vol. 580. – Art. no. A29. DOI: 10.1051/0004-6361/201425573

44. Ezawa H., Kawabe R., Kohno K., Yamamoto S. The Atacama Submillimeter Telescope Experiment (ASTE) // Proc. SPIE 5489, Ground-based Telescopes. – 2004. – P. 763. DOI: 10.1117/12.551391

45. ASTE 350 GHz receivers: DASH345, CATS345 [Электронный ресурс] // Atacama Submillimeter Telescope Experiment (ASTE), NAOJ. – URL: https://aste.nao.ac.jp/instruments/345rx.html (дата обращения: 22.09.2026).

46. Asayama S., Kamazaki T., Ishii S. [et al.]. ASTE Band 10 (787–950 GHz) heterodyne receiver: System description, commissioning, and science verification // Publ. Astron. Soc. Jpn. – 2022. – Vol. 74, No. 4. – P. 678–688. DOI: 10.1093/pasj/psac028

47. Buckle J.V., Hills R.E., Smith H. [et al.]. HARP/ACSIS: a submillimetre spectral imaging system on the James Clerk Maxwell Telescope // Mon. Not. R. Astron. Soc. – 2009. – Vol. 399, No. 2. – P. 1026–1043. DOI: 10.1111/j.1365-2966.2009.15347.x

48. Baars J.W.M., Martin R.N., Mangum J.G. [et al.]. The Heinrich Hertz Telescope and the Submillimeter Telescope Observatory // Publ. Astron. Soc. Pac. – 1999. – Vol. 111, No. 759. – P. 627–646. DOI: 10.1086/316365

49. Hughes D.H., Jáuregui Correa J.-C., Schloerb F.P. [et al.]. The Large Millimeter Telescope // Proc. SPIE 7733, Ground-based and Airborne Telescopes III. – 2010. – Art. no. 773312. DOI: 10.1117/12.857974

50. Carlstrom J.E., Ade P.A.R., Aird K.A. [et al.]. The 10 Meter South Pole Telescope // Publ. Astron. Soc. Pac. – 2011. – Vol. 123, No. 903. – P. 568–581. DOI: 10.1086/659879

51. Kim J., Marrone D.P., Beaudoin C. [et al.]. A VLBI receiving system for the South Pole Telescope // Proc. SPIE 10708, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy IX. – 2018. DOI: 10.1117/12.2301005

52. Chen M.-T., Asada K., Matsushita S. [et al.]. The Greenland Telescope — Construction, Commissioning, and Operations in Pituffik // Publ. Astron. Soc. Pac. – 2023. – Vol. 135, No. 1051. – Art. no. 095001. DOI: 10.1088/1538-3873/acf072

53. Romero G.E. Large Latin American Millimeter Array // Science Reviews – from the end of the world. – 2020. – Vol. 1, No. 4. – P. 24–36. DOI: 10.52712/sciencereviews.v1i4.10

54. Rasztocky E., Hampel M.R., Reeves R. [et al.]. Design of the tertiary optical system for the Large Latin American Millimeter Array radio telescope // J. Astron. Telesc. Instrum. Syst. – 2024. – Vol. 10, No. 4. – Art. no. 044001. DOI: 10.1117/1.JATIS.10.4.044001

55. Backes M., Müller C., Conway J.E. [et al.]. The African Millimetre Telescope // Proc. 4th Annual Conference on High Energy Astrophysics in Southern Africa (HEASA 2016). – PoS(HEASA2016)029. – 2017. DOI: 10.22323/1.275.0029

56. Backes M., Böttcher M., Falcke H. Millimeter-Wave Monitoring of Active Galactic Nuclei with the Africa Millimetre Telescope // Galaxies. – 2019. – Vol. 7, No. 2. – Art. no. 66. DOI: 10.3390/galaxies7020066

57. XSMT Project Collaboration Group, Ao Y., Chang J. [et al.]. Scientific Objectives of the Xue-shan-mu-chang 15-meter Submillimeter Telescope // Sci. China Phys. Mech. Astron. (принята к печати). – 2025. – arXiv:2509.13983.

58. Balega Yu.Yu., Bataev D.K.-S., Bubnov G.M. [et al.]. Direct Measurements of Atmospheric Absorption of Subterahertz Waves in the Northern Caucasus // Doklady Physics. – 2022. – Vol. 67, No. 1. – P. 1–4. DOI: 10.1134/S1028335822010013

59. Pankratova E.A., Bubukin I.T., Rakut I.V. [et al.]. Analysis of atmospheric absorption data at Khulugaysha site // Atmos. Environ. – 2026. – Vol. 383. – Art. no. 122274. DOI: 10.1016/j.atmosenv.2026.122274

60. Ho P.T.P., Moran J.M., Lo K.Y. The Submillimeter Array // Astrophys. J. Lett. – 2004. – Vol. 616, No. 1. – P. L1–L6. DOI: 10.1086/423245

61. Grimes P.K., Blundell R., Leiker P. [et al.]. Receivers for the wideband Submillimeter Array // Proc. 31st Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT 2020). – Tempe, 2020. – URL: https://www.nrao.edu/meetings/isstt/papers/2020/2020000036.pdf

62. Woody D.P., Beasley A.J., Bolatto A.D. [et al.]. CARMA: a new heterogeneous millimeter-wave interferometer // Proc. SPIE 5498, Millimeter and Submillimeter Detectors for Astronomy II. – 2004. – P. 30. DOI: 10.1117/12.552446

63. Engargiola G., Navarrini A., Plambeck R.L., Wadefalk N. Simple 1 mm receivers with a fixed tuned double sideband SIS mixer and a wideband InP MMIC amplifier // Int. J. Infrared Millim. Waves. – 2004. – Vol. 25, No. 12. – P. 1733–1755. DOI: 10.1007/s10762-004-0194-y

64. Ishiguro M., Chiba K., Sakamoto S. From Nobeyama Radio Observatory to the international project ALMA — Evolution of millimeter and submillimeter wave astronomy in Japan // Proc. Jpn. Acad., Ser. B. – 2022. – Vol. 98, No. 8. – P. 439–469. DOI: 10.2183/pjab.98.023

65. Kohno K., Tosaki T., Okuda T. [et al.]. Nobeyama Millimeter Array Observations of GRB 030329: a Decay of Afterglow with Bumps and Molecular Gas in the Host Galaxy // Publ. Astron. Soc. Jpn. – 2005. – Vol. 57, No. 1. – P. 147–153. DOI: 10.1093/pasj/57.1.147

66. Nakajima T., Kimura K., Nishimura A. [et al.]. A New 100-GHz Band Two-Beam Sideband-Separating SIS Receiver for Z-Machine on the NRO 45-m Radio Telescope // Publ. Astron. Soc. Pac. – 2013. – Vol. 125, No. 925. – P. 252–262. DOI: 10.1086/670124

67. Heyminck S. [et al.]. GREAT: the SOFIA high-frequency heterodyne instrument // Astron. Astrophys. – 2012. – Vol. 542. – Art. no. L1. DOI: 10.1051/0004-6361/201218811

68. Mirzaei B., Gan Y., Finkel M. [et al.]. 4.7 THz asymmetric beam multiplexer for GUSTO // Opt. Express. – 2021. – Vol. 29, No. 15. – P. 24434–24445. DOI: 10.1364/OE.432088

69. Xu J., Schreier F., Wetzel G. [et al.]. Performance Assessment of Balloon-Borne Trace Gas Sounding with the Terahertz Channel of TELIS // Remote Sens. – 2018. – Vol. 10, No. 2. – Art. no. 315. DOI: 10.3390/rs10020315

70. de Lange G., Birk M., Boersma D. [et al.]. Development and characterization of the superconducting integrated receiver channel of the TELIS atmospheric sounder // Supercond. Sci. Technol. – 2010. – Vol. 23, No. 4. – Art. no. 045016. DOI: 10.1088/0953-2048/23/4/045016

71. Khudchenko A.V., Koshelets V.P., Dmitriev P.N., Ermakov A.B., Yagoubov P.A., Pylypenko O.M. A cryogenic phase locking loop system for a superconducting integrated receiver // Supercond. Sci. Technol. – 2009. – Vol. 22, No. 8. – Art. no. 085012. DOI: 10.1088/0953-2048/22/8/085012

72. Wienold M., Semenov A.D., Dietz E. [et al.]. OSAS-B: A Balloon-Borne Terahertz Spectrometer for Atomic Oxygen in the Upper Atmosphere // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2024. – Vol. 14, No. 3. – P. 327–335. DOI: 10.1109/TTHZ.2024.3363135

73. Wiedner M.C., Mehdi I., Baryshev A. [et al.]. A Proposed Heterodyne Receiver for the Origins Space Telescope // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2018. – Vol. 8, No. 6. – P. 558–571. DOI: 10.1109/TTHZ.2018.2876093

74. Cooray A., MacGregor M., Vervack R.J. [et al.]. Far-infrared spectroscopy space telescope (FIRSST) // Proc. SPIE 13092, Space Telescopes and Instrumentation 2024: Optical, Infrared, and Millimeter Wave. – 2024. DOI: 10.1117/12.3019435

75. Wiedner M.C., Baryshev A., Grimes P. [et al.]. Concept Study of the Heterodyne Spectroscopy Instrument (HSI) for the Proposed Far-IR Spectroscopy Space Telescope (FIRSST) // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2026. – Vol. 16, No. 4. – P. 487–495. DOI: 10.1109/TTHZ.2026.3671953

76. Johnson M., Akiyama K., Baturin R. [et al.]. The Black Hole Explorer: motivation and vision // Proc. SPIE 13092, Space Telescopes and Instrumentation 2024: Optical, Infrared, and Millimeter Wave. – 2024. – Art. no. 130922D. DOI: 10.1117/12.3019835

77. Tong E., Akiyama K., Grimes P.K. [et al.]. Receivers for the Black Hole Explorer (BHEX) mission // Proc. SPIE 13092, Space Telescopes and Instrumentation 2024: Optical, Infrared, and Millimeter Wave. – 2024. – Art. no. 130926T. DOI: 10.1117/12.3018054

78. Marrone D.P., Houston J., Akiyama K. [et al.]. The Black Hole Explorer: instrument system overview // Proc. SPIE 13092, Space Telescopes and Instrumentation 2024: Optical, Infrared, and Millimeter Wave. – 2024. DOI: 10.1117/12.3019589

79. Mehdi I., Siles J.V., Lee C., Schlecht E. THz Diode Technology: Status, Prospects, and Applications // Proc. IEEE. – 2017. – Vol. 105, No. 6. – P. 990–1007. DOI: 10.1109/JPROC.2017.2650235

80. Erickson N.R., Goyette T.M. TeraHertz Schottky-Diode Balanced Mixers // Proc. 21st Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT 2010). – Oxford, 2010. – P. 150–153. – URL: https://www.nrao.edu/meetings/isstt/papers/2010/2010150153.pdf

81. Kotiranta M., Jacob K., Kim H. [et al.]. Optical Design and Analysis of the Submillimeter-Wave Instrument on JUICE // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2018. – Vol. 8, No. 6. – P. 588–595. DOI: 10.1109/TTHZ.2018.2866116

82. Treuttel J., Gatilova L., Maestrini A. [et al.]. A 520–620-GHz Schottky Receiver Front-End for Planetary Science and Remote Sensing With 1070 K–1500 K DSB Noise Temperature at Room Temperature // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2016. – Vol. 6, No. 1. – P. 148–155. DOI: 10.1109/TTHZ.2015.2496421

83. Kangas V., D'Addio S., Loiselet M. [et al.]. Microwave Sounder instrument for MetOp Second Generation // 2014 13th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment (MicroRad). – 2014. – P. 232–235. DOI: 10.1109/MicroRad.2014.6878947

84. New MetOp Second Generation weather satellite returns first data [Электронный ресурс] // European Space Agency. – 2025. – URL: https://www.esa.int/Applications/Observing_the_Earth/Meteorological_missions/MetOp_Second_Generation/New_MetOp_Second_Generation_weather_satellite_returns_first_data (дата обращения: 22.09.2026).

85. D'Addio S., Bayle F., Vetrano E. [et al.]. Microwave Imager instrument for MetOp Second Generation // 2014 13th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment (MicroRad). – 2014. – P. 236–239. DOI: 10.1109/MicroRad.2014.6878948

86. Kangas V., D'Addio S., Klein U. [et al.]. Ice cloud imager instrument for MetOp Second Generation // 2014 13th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment (MicroRad). – 2014. – P. 228–231. DOI: 10.1109/MicroRad.2014.6878946

87. Eriksson P., Rydberg B., Mattioli V. [et al.]. Towards an operational Ice Cloud Imager (ICI) retrieval product // Atmos. Meas. Tech. – 2020. – Vol. 13, No. 1. – P. 53–71. DOI: 10.5194/amt-13-53-2020

88. Филиппенко Л.В., Чекушкин А.М., Фоминский М.Ю. [и др.]. Сверхпроводниковые приёмные устройства терагерцового диапазона // Успехи физических наук. – 2024. – Т. 194, № 11. – С. 1207–1222. DOI: 10.3367/UFNr.2024.07.039726

89. Dayem A.H., Martin R.J. Quantum Interaction of Microwave Radiation with Tunneling Between Superconductors // Phys. Rev. Lett. – 1962. – Vol. 8, No. 6. – P. 246–248. DOI: 10.1103/PhysRevLett.8.246

90. Tien P.K., Gordon J.P. Multiphoton Process Observed in the Interaction of Microwave Fields with the Tunneling between Superconductor Films // Phys. Rev. – 1963. – Vol. 129, No. 2. – P. 647–651. DOI: 10.1103/PhysRev.129.647

91. Tucker J.R. Quantum limited detection in tunnel junction mixers // IEEE J. Quantum Electron. – 1979. – Vol. 15, No. 11. – P. 1234–1258. DOI: 10.1109/JQE.1979.1069931

92. Josephson B.D. Possible new effects in superconductive tunnelling // Physics Letters. – 1962. – Vol. 1, No. 7. – P. 251–253. DOI: 10.1016/0031-9163(62)91369-0

93. Novoselov E., Cherednichenko S. Low noise terahertz MgB2 hot-electron bolometer mixers with an 11 GHz bandwidth // Appl. Phys. Lett. – 2017. – Vol. 110, No. 3. – Art. no. 032601. DOI: 10.1063/1.4974312

94. Novoselov E. MgB2 hot-electron bolometer mixers for sub-mm wave astronomy: PhD thesis. – Göteborg: Chalmers University of Technology, 2017. – ISBN 978-91-7597-575-7. – URL: https://research.chalmers.se/publication/502961/file/502961_Fulltext.pdf (дата обращения: 23.09.2026).

95. Taber R.C. A parallel plate resonator technique for microwave loss measurements on superconductors // Rev. Sci. Instrum. – 1990. – Vol. 61, No. 8. – P. 2200–2206. DOI: 10.1063/1.1141389

96. Gorshunov B., Volkov A., Spektor I. [et al.]. Terahertz BWO-spectroscopy // Int. J. Infrared Millim. Waves. – 2005. – Vol. 26, No. 9. – P. 1217–1240. DOI: 10.1007/s10762-005-7600-y

97. Kozlov G., Volkov A. Coherent source submillimeter wave spectroscopy // Millimeter and Submillimeter Wave Spectroscopy of Solids. Topics in Applied Physics. Vol. 74. – Berlin; Heidelberg: Springer, 1998. – P. 51–109. DOI: 10.1007/BFb0103420

98. Dressel M., Drichko N., Gorshunov B., Pimenov A. THz Spectroscopy of Superconductors // IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. – 2008. – Vol. 14, No. 2. – P. 399–406. DOI: 10.1109/JSTQE.2007.910764

99. Zimmermann W., Brandt E.H., Bauer M., Seider E., Genzel L. Optical conductivity of BCS superconductors with arbitrary purity // Physica C. – 1991. – Vol. 183, No. 1–3. – P. 99–104. DOI: 10.1016/0921-4534(91)90771-P

100. Kerr A.R., Horner N. A Split-Block Waveguide Directional Coupler // ALMA Memo 432. – Charlottesville: NRAO, 2002. – 26 Aug. – URL: https://library.nrao.edu/public/memos/alma/memo432.pdf (дата обращения: 23.09.2026).

101. Reck T., Jung-Kubiak C., Leal-Sevillano C., Chattopadhyay G. Silicon micromachined waveguide components at 0.75 to 1.1 THz // 39th Int. Conf. on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – 2014. – P. 1–2. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2014.6956008

102. Claude S., Niranjanan P., Jiang F. [et al.]. Performance of the Production Band 3 receivers (84–116 GHz) for the Atacama Large Millimeter Array (ALMA) // J. Infrared Millim. Terahertz Waves. – 2014. – Vol. 35, No. 6–7. – P. 563–582. DOI: 10.1007/s10762-014-0071-2

103. Asayama S., Takahashi T., Kubo K. [et al.]. Development of ALMA Band 4 (125–163 GHz) receiver // Publ. Astron. Soc. Jpn. – 2014. – Vol. 66, No. 3. – Art. no. 57. DOI: 10.1093/pasj/psu026

104. Billade B., Nystrom O., Meledin D. [et al.]. Performance of the First ALMA Band 5 Production Cartridge // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2012. – Vol. 2, No. 2. – P. 208–214. DOI: 10.1109/TTHZ.2011.2182220

105. Mahieu S., Maier D., Lazareff B. [et al.]. The ALMA Band-7 Cartridge // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2012. – Vol. 2, No. 1. – P. 29–39. DOI: 10.1109/TTHZ.2011.2177734

106. Satou N., Sekimoto Y., Iizuka Y. [et al.]. A Submillimeter Cartridge-Type Receiver: ALMA Band 8 (385–500 GHz) Qualification Model // Publ. Astron. Soc. Jpn. – 2008. – Vol. 60, No. 5. – P. 1199–1207. DOI: 10.1093/pasj/60.5.1199

107. Kamikura M., Naruse M., Asayama S. [et al.]. Development of a Submillimeter Double-Ridged Waveguide Ortho-Mode Transducer (OMT) for the 385–500 GHz Band // J. Infrared Millim. Terahertz Waves. – 2010. DOI: 10.1007/s10762-010-9632-1

108. Kerr A.R., Moseley H., Wollack E. [et al.]. MF-112 and MF-116: Compact Waveguide Loads and FTS Measurements at Room Temperature and 5 K // ALMA Memo 494. – Charlottesville: NRAO, 2004. – 14 May. – URL: https://library.nrao.edu/public/memos/alma/memo494.pdf (дата обращения: 23.09.2026).

109. Kooi J.W., Reeves R.A., Lichtenberger A.W. A Programmable Cryogenic Waveguide Calibration Load With Exceptional Temporal Response and Linearity // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2018. – Vol. 8, No. 4. – P. 434–445. DOI: 10.1109/TTHZ.2018.2826838

110. López C.D., Flosason K.B., Meledin D. [et al.]. Microfabricated Waveguide Terminations for Wideband and Low-Power THz Applications // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2025. – Vol. 15, No. 2. – P. 181–190. DOI: 10.1109/TTHZ.2024.3510658

111. Khudchenko A.V., Rudakov K.I., Tretyakov I.V., Chekushkin A.M., Mutaev I.A., Koshelets V.P. Development of the cryogenic load for 1.1–1.4 mm sideband separating SIS-mixer // Technical Physics. – 2024. – Vol. 69, No. 8. – P. 1119–1124. DOI: 10.61011/TP.2024.08.58998.179-24

112. Westig M.P., Jacobs K., Stutzki J. [et al.]. Balanced superconductor–insulator–superconductor mixer on a 9 μm silicon membrane // Supercond. Sci. Technol. – 2011. – Vol. 24, No. 8. – Art. no. 085012. DOI: 10.1088/0953-2048/24/8/085012

113. Fujii Y., Kojima T., Gonzalez A. [et al.]. Low-noise integrated balanced SIS mixer for 787–950 GHz // Supercond. Sci. Technol. – 2017. – Vol. 30, No. 2. – Art. no. 024001. DOI: 10.1088/0953-2048/30/2/024001

114. Kerr A.R., Pan S.-K., Effland J.E. Sideband Calibration of Millimeter-Wave Receivers // ALMA Memo 357. – Charlottesville: NRAO, 2001. – 27 Mar. – URL: https://legacy.nrao.edu/alma/memos/html-memos/alma357/memo357.pdf (дата обращения: 24.09.2026).

115. Siles J.V., Cooper K.B., Lee C. [et al.]. A New Generation of Room-Temperature Frequency-Multiplied Sources With up to 10× Higher Output Power in the 160-GHz–1.6-THz Range // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2018. – Vol. 8, No. 6. – P. 596–604. DOI: 10.1109/TTHZ.2018.2876620

116. Hübers H.-W. Terahertz Heterodyne Receivers // IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. – 2008. – Vol. 14, No. 2. – P. 378–391. DOI: 10.1109/JSTQE.2007.913964

117. Williams B.S. Terahertz quantum-cascade lasers // Nature Photonics. – 2007. – Vol. 1, No. 9. – P. 517–525. DOI: 10.1038/nphoton.2007.166

118. Richter H., Wienold M., Schrottke L. [et al.]. 4.7-THz Local Oscillator for the GREAT Heterodyne Spectrometer on SOFIA // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2015. – Vol. 5, No. 4. – P. 539–545. DOI: 10.1109/TTHZ.2015.2442155

119. Betz A.L., Boreiko R.T., Williams B.S. [et al.]. Frequency and phase-lock control of a 3 THz quantum cascade laser // Opt. Lett. – 2005. – Vol. 30, No. 14. – P. 1837–1839. DOI: 10.1364/OL.30.001837

120. Baryshev A., Hovenier J.N., Adam A.J.L. [et al.]. Phase locking and spectral linewidth of a two-mode terahertz quantum cascade laser // Appl. Phys. Lett. – 2006. – Vol. 89, No. 3. – Art. no. 031115. DOI: 10.1063/1.2227624

121. Rabanus D., Graf U.U., Philipp M. [et al.]. Phase locking of a 1.5 Terahertz quantum cascade laser and use as a local oscillator in a heterodyne HEB receiver // Opt. Express. – 2009. – Vol. 17, No. 3. – P. 1159–1168. DOI: 10.1364/OE.17.001159

122. Danylov A., Erickson N., Light A., Waldman J. Phase locking of 2.324 and 2.959 terahertz quantum cascade lasers using a Schottky diode harmonic mixer // Opt. Lett. – 2015. – Vol. 40, No. 21. – P. 5090–5092. DOI: 10.1364/OL.40.005090

123. Richter H., Rothbart N., Wienold M. [et al.]. Phase-Locking of Quantum-Cascade Lasers Operating Around 3.5 THz and 4.7 THz With a Schottky-Diode Harmonic Mixer // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2024. – Vol. 14, No. 3. – P. 346–353. DOI: 10.1109/TTHZ.2024.3385379

124. Mahdizadeh S., Justen M., Graf U.U., Stutzki J. Phase Locking a 4.7-THz Quantum Cascade Laser to a Stable Laboratory Synthesizer // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2026. – Vol. 16, No. 4. – P. 476–481. DOI: 10.1109/TTHZ.2026.3670539

125. Freeman J.R., Ponnampalam L., Shams H. [et al.]. Injection locking of a terahertz quantum cascade laser to a telecommunications wavelength frequency comb // Optica. – 2017. – Vol. 4, No. 9. – P. 1059–1064. DOI: 10.1364/OPTICA.4.001059

126. Uzawa Y., Fujii Y., Gonzalez A. [et al.]. Tuning circuit material for mass-produced terahertz SIS receivers // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 2015. – Vol. 25, No. 3. – Art. no. 2401005.

127. de Lange G., Jackson B.D., Jochemsen M. [et al.]. Performance of the flight model HIFI band 3 and 4 mixer units // Proc. SPIE 6275, Millimeter and Submillimeter Detectors and Instrumentation for Astronomy III. – 2006. – Art. no. 627517.

128. Belitsky V.Yu., Jacobsson S.W., Filippenko L.V., Kollberg E.L. Broadband twin-junction tuning circuit for submillimeter SIS mixers // Microwave Opt. Technol. Lett. – 1995. – Vol. 10. – P. 74–78.

129. Zmuidzinas J., LeDuc H.G., Stern J.A., Cypher S.R. Two-junction tuning circuits for submillimeter SIS mixers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1994. – Vol. 42, No. 4. – P. 698–706.

130. Jackson B.D., de Lange G., Zijlstra T. [et al.]. Niobium titanium nitride-based superconductor-insulator-superconductor mixers for low-noise terahertz receivers // J. Appl. Phys. – 2005. – Vol. 97. – Art. no. 113904.

131. Dmitriev P.N., Lapitskaya I.L., Filippenko L.V. [et al.]. High quality Nb-based tunnel junctions for high frequency and digital applications // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 2003. – Vol. 13, No. 2. – P. 107–110.

132. Torgashin M.Yu., Koshelets V.P., Dmitriev P.N. [et al.]. Superconducting integrated receivers based on Nb-AlN-NbN circuits // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 2007. – Vol. 17, No. 2. – P. 379–382.

133. Lodewijk C.F.J., Zijlstra T., Zhu S. [et al.]. Bandwidth limitations of Nb/AlN/Nb SIS mixers around 700 GHz // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 2009. – Vol. 19, No. 3. – P. 395–399.

134. Kawamura J., Miller D., Chen J. [et al.]. Very high-current-density Nb/AlN/Nb tunnel junctions for low-noise submillimeter mixers // Appl. Phys. Lett. – 2000. – Vol. 76. – P. 2119.

135. Wang Z., Uzawa Y., Kawakami A. High current density NbN/AlN/NbN tunnel junctions for submillimeter wave SIS mixers // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 1997. – Vol. 7, No. 2. – P. 2797–2800.

136. Uzawa Y., Wang Z., Kawakami A. Terahertz NbN/AlN/NbN mixers with Al/SiO/NbN microstrip tuning circuits // Appl. Phys. Lett. – 1998. – Vol. 73, No. 5. – P. 680–682.

137. Zhu S., Zijlstra T., Golubov A.A. [et al.]. Magnetic field dependence of the coupling efficiency of a superconducting transmission line due to the proximity effect // Appl. Phys. Lett. – 2009. – Vol. 95. – Art. no. 253502.

138. Leone B., Gao J.R., Klapwijk T.M. [et al.]. Hot electron effect in terahertz hybrid devices // IEEE Trans. Appl. Supercond. – 2001. – Vol. 11, No. 1. – P. 649–652.

139. Андреев А.Ф. Теплопроводность промежуточного состояния сверхпроводников // Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 1964. – Т. 46, вып. 5. – С. 1823–1828.

140. Fujii Y., Gonzalez A., Kroug M. [et al.]. The first six ALMA Band 10 receivers // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2013. – Vol. 3, No. 1. – P. 39–49.

141. Birch J.R. Dispersive Fourier transform spectroscopy // Microchim. Acta. – 1987. – Vol. 93. – P. 105–122.

142. Nam S.B. Theory of electromagnetic properties of strong-coupling and impure superconductors. II // Phys. Rev. – 1967. – Vol. 156, No. 2. – P. 487–493.

143. Noguchi T., Naruse M., Sekimoto Y. RF conductivity and surface impedance of a superconductor taking into account the complex superconducting gap energy // Phys. Procedia. – 2012. – Vol. 36. – P. 318–323.

144. Kerr A.R., Pan S.-K., Claude S.M.X., Dindo P., Lichtenberger A.W., Lauria E.F. Development of the ALMA-North America sideband-separating SIS mixers // 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2013. – P. 1–4.

145. Maier D., Reverdy J., Coutanson L., Billon-Pierron D., Boucher C., Barbier A. Fully integrated sideband-separating mixers for the NOEMA receivers // Proc. 25th Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT 2014). – Moscow, 2014. – P. 80–84.

146. Belitsky V., Bylund M., Desmaris V. [et al.]. ALMA Band 5 receiver cartridge: Design, performance, and commissioning // Astron. Astrophys. – 2018. – Vol. 611. – Art. no. A98. DOI: 10.1051/0004-6361/201731883

147. Третьяков И.В., Худченко А.В., Черный Р.А., Лихачёв С.Ф. Моделирование частотных характеристик волноводной структуры гетеродинного приёмника с разделением

боковых полос для диапазона 211…275 ГГц // Радиотехника и электроника. – 2023. – Т. 68, № 9. – С. 904–909. DOI: 10.31857/S0033849423090243

148. Назаров Г.П., Рудаков К.И., Третьяков И.В., Водзяновский Я.О., Худченко А.В. Проектирование волноводной структуры для гетеродинного приёмника с разделением боковых полос диапазона длин волн 0,8…1 миллиметра // Радиотехника и электроника. – 2025. – Т. 70, № 12. – С. 1163–1174. DOI: 10.7868/S3034590125120031

149. Uzawa Y., Fujii Y., Gonzalez A. [et al.]. A sensitive ALMA Band 10 SIS receiver engineering model // Supercond. Sci. Technol. – 2009. – Vol. 22, No. 11. – Art. no. 114002.

150. Kerr A.R. Some fundamental and practical limits on broadband matching to capacitive devices, and the implications for SIS mixer design // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1995. – Vol. 43, No. 1. – P. 2–13.

151. Kooi J.W., Chamberlin R.A., Monje R. [et al.]. Balanced Receiver Technology Development for the Caltech Submillimeter Observatory // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2012. – Vol. 2, No. 1. – P. 71–82. DOI: 10.1109/TTHZ.2011.2177726

152. Morgan A., Pan S.-K. Graphical prediction of trapped mode resonances in sub-mm and THz networks // Proc. 23rd Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT 2012). – Tokyo, 2012. – P. 39–42.

153. Mena F.P., Baryshev A.M. Design and Simulation of a Waveguide Load for ALMA Band 9 // ALMA Memo 513. – 2005.

154. Худченко А.В., Рудаков К.И., Третьяков И.В., Чекушкин А.М., Мутаев И.А., Кошелец В.П. Разработка криогенной волноводной нагрузки для СИС-смесителя с разделением боковых полос диапазона 1,1–1,4 мм // Журнал технической физики. – 2024. – Т. 94, вып. 8. – С. 1211–1216. DOI: 10.61011/JTF.2024.08.58548.179-24

155. Pippard A.B. The surface impedance of superconductors and normal metals at high frequencies. II. The anomalous skin effect in normal metals // Proc. R. Soc. Lond. A. – 1947. – Vol. 191. – P. 385–399.

156. Reuter G.E.H., Sondheimer E.H. The theory of the anomalous skin effect in metals // Proc. R. Soc. Lond. A. – 1948. – Vol. 195. – P. 336–364.

157. Finger R., Kerr A.R. Microwave Loss Reduction in Cryogenically Cooled Conductors // Int. J. Infrared Millim. Waves. – 2008. – Vol. 29, No. 10. – P. 924–932.

158. Marcuvitz N. Waveguide Handbook. – New York: McGraw-Hill, 1951. – (MIT Radiation Laboratory Series; Vol. 10).

159. Mena F.P., Kooi J.W., Baryshev A.M. [et al.]. Design and Performance of a 600–720-GHz Sideband-Separating Receiver Using AlOx and AlN SIS Junctions // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – Vol. 59, No. 1. – P. 166–177.

160. Malo-Gómez I., Gallego-Puyol J.D., Diez-González C., López-Fernández I., Briso-Rodríguez C. Cryogenic Hybrid Coupler for Ultra-Low-Noise Radio Astronomy Balanced Amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – Vol. 57, No. 12. – P. 3239–3245.

161. Woody D.P., Miller R.E., Wengler M.J. 85–115-GHz Receivers for Radio Astronomy // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – Vol. 33, No. 2. – P. 90–95.

162. Dubash N.B., Pance G., Wengler M.J. Photon Noise in the SIS Detector // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1994. – Vol. 42, No. 4. – P. 715–725.

163. Maier D., Reverdy J., Billon-Pierron D., Barbier A. Upgrade of EMIR's Band 3 and Band 4 mixers for the IRAM 30 m telescope // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2012. – Vol. 2, No. 2. – P. 215–221.

164. Hesper R., Gerlofsma G., Mena F.P., Spaans M.C., Baryshev A.M. A sideband-separating mixer upgrade for ALMA Band 9 // Proc. 20th Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT 2009). – Charlottesville, 2009. – P. 257–260.

165. Baryshev A.M., Wild W. ALMA Band 9 optical layout // ALMA Memo 394. – 2001.

166. Zijlstra T., Lodewijk C.F.J., Vercruyssen N., Tichelaar F.D., Loudkov D.N., Klapwijk T.M. Epitaxial aluminum nitride tunnel barriers grown by nitridation with a plasma source // Appl. Phys. Lett. – 2007. – Vol. 91. – Art. no. 233102.

167. Baryshev A.M., Candotti M., Trappe N.A. Cross-polarization characterization of GORE-TEX slabs at Band 9 frequencies // ALMA Memo 551. – 2006.

168. Carter M.C., Baryshev A., Harman M. [et al.]. ALMA front-end optics // Proc. SPIE. – 2004. – Vol. 5489. – P. 1074–1084.

169. Candotti M., Baryshev A.M., Trappe N. Quasi-optical assessment of the ALMA Band 9 front-end // Infrared Phys. Technol. – 2009. – Vol. 52, No. 5. – P. 174–179.

170. López-Fernández I., Gallego Puyol J.D., Diez González C., Barcia Cancio A. Development of cryogenic IF low-noise 4–12 GHz amplifiers for ALMA radio astronomy receivers // 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2006. – P. 1907–1910.

171. Wild W., Payne J. Specifications for the ALMA Front End Assembly. – 2000.

172. Maxwell E. Conductivity of metallic surfaces at microwave frequencies // J. Appl. Phys. – 1947. – Vol. 18, No. 7. – P. 629–638.

173. Groppi C.E., Love B., Underhill M., Walker C. Automated CNC micromachining for integrated THz waveguide circuits // Proc. 21st Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT 2010). – 2010. – P. 338–341.

174. Aja Abelán B. [et al.]. 4–12- and 25–34-GHz cryogenic mHEMT MMIC low-noise amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2012. – Vol. 60, No. 12. – P. 4080–4088.

175. Otarola A., Holdaway M., Nyman L.-E., Radford S.J.E., Butler B.J. Atmospheric transparency at Chajnantor: 1973–2003 // ALMA Memo 512. – 2005.

176. Kroug M., Kojima T., Fujii Y., Ohtawara K., Miyachi A., Uzawa Y. Noise performance of ALMA Band 10 receivers employing high-Jc SIS mixers // Proc. 29th Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT 2018). – Pasadena, 2018.

177. Thompson A.R., D'Addario L.R. Relative sensitivity of double- and single-sideband systems for both total power and interferometry // ALMA Memo 304. – 2000.

178. Uzawa Y. [et al.]. Development and testing of Band 10 receivers for the ALMA project // Physica C. – 2013. – Vol. 494. – P. 189–194.

179. Gibson H.J. [et al.]. A novel spline-profile diagonal horn suitable for integration into THz split-block components // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2017. – Vol. 7, No. 6. – P. 657–663.

180. Crockett N.R. [et al.]. Herschel Observations of EXtra-Ordinary Sources: Analysis of the HIFI 1.2 THz Wide Spectral Survey toward Orion KL. I. Methods // Astrophys. J. – 2014. – Vol. 787, No. 2. – Art. no. 112.

181. Tercero B., Cernicharo J., Pardo J.R., Goicoechea J.R. A line confusion limited millimeter survey of Orion KL. I. Sulfur carbon chains // Astron. Astrophys. – 2010. – Vol. 517. – Art. no. A96. DOI: 10.1051/0004-6361/200913501

182. Kerr A.R., Effland J., Lichtenberger A.W., Mangum J. Towards a Second Generation SIS Receiver for ALMA Band 6. – Tech. Rep. – NRAO, 2016.

183. Wild W., Payne J., Lamb J.W. [et al.]. ALMA Construction Project Book. – Tech. Rep. – NRAO, 2002.

184. Fisher J.R., Morgan M.A. Analysis of a Single-Conversion, Analog/Digital Sideband-Separating Mixer Prototype. – Electronics Division Internal Report No. 320. – Charlottesville: NRAO, 2008.

185. Morgan M.A., Fisher J.R. Experiments with Digital Sideband-Separating Downconversion // Publ. Astron. Soc. Pacific. – 2010. – Vol. 122, No. 889. – P. 326–335.

186. Finger R., Mena F.P., Reyes N., Rodriguez R., Bronfman L. A Calibrated Digital Sideband Separating Spectrometer for Radio Astronomy Applications // Publ. Astron. Soc. Pacific. – 2013. – Vol. 125, No. 925. – P. 263–269.

187. Rodríguez R., Finger R., Mena F.P. [et al.]. A Sideband-Separating Receiver with a Calibrated Digital IF-Hybrid Spectrometer for the Millimeter Band // Publ. Astron. Soc. Pacific. – 2014. – Vol. 126, No. 938. – P. 380–385.

188. Murk A., Treuttel J., Rea S., Matheson D. Characterization of a 340 GHz Sub-Harmonic IQ Mixer with Digital Sideband Separating Backend // 5th ESA Workshop on Millimetre Wave Technology

and Applications & 31st ESA Antenna Workshop. – ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 18–20 May 2009. – P. 469–476.

189. CASPER: Collaboration for Astronomy Signal Processing and Electronics Research [Электронный ресурс]. – URL: https://casper.berkeley.edu/ (дата обращения: 09.10.2026).

190. Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement. – JCGM 100:2008. – Joint Committee for Guides in Metrology, 2008.

191. Asayama S., Whyborn N., Yagoubov P. ALMA SIS mixer optimization for stable operation // Proc. SPIE. – 2012. – Vol. 8452: Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VI. – Art. no. 84522Z. DOI: 10.1117/12.925802

192. Bout J., Baryshev A., Barkhof J. [et al.]. AlN Barrier SIS Junctions in Submm Heterodyne Receivers: Operational Aspects // Proc. 19th Int. Symp. on Space Terahertz Technology. – Groningen, The Netherlands, 28–30 April 2008. – P. 421–424.

193. Hayton D.J., Kloosterman J.L., Ren Y. [et al.]. A 4.7 THz heterodyne receiver for a balloon borne telescope // Proc. SPIE. – 2014. – Vol. 9153. – Art. no. 91531R.

194. Risacher C., Güsten R., Stutzki J. [et al.]. The upGREAT Dual Frequency Heterodyne Arrays for SOFIA // J. Astron. Instrum. – 2018. – Vol. 7, No. 4. – Art. no. 1840014. DOI: 10.1142/S2251171718400147

195. Walker C. [et al.]. Gal/Xgal U/LDB Spectroscopic/Stratospheric THz Observatory: GUSTO // Proc. SPIE. – 2022. – Vol. 12190. – Art. no. 121900E. DOI: 10.1117/12.2629051

196. Khalatpour A., Paulsen A.K., Addamane S.J. [et al.]. A Tunable Unidirectional Source for GUSTO’s Local Oscillator at 4.74 THz // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2022. – Vol. 12, No. 2. – P. 144–150. DOI: 10.1109/TTHZ.2021.3124310

197. Vitiello M.S., Consolino L., Bartalini S. [et al.]. Quantum-limited frequency fluctuations in a terahertz laser // Nature Photonics. – 2012. – Vol. 6, No. 8. – P. 525–528. DOI: 10.1038/nphoton.2012.145

198. Richter H., Pavlov S.G., Semenov A.D. [et al.]. Submegahertz frequency stabilization of a terahertz quantum cascade laser to a molecular absorption line // Appl. Phys. Lett. – 2010. – Vol. 96, No. 7. – Art. no. 071112. DOI: 10.1063/1.3324703

199. Ren Y., Hovenier J.N., Cui M. [et al.]. Frequency locking of single-mode 3.5-THz quantum cascade lasers using a gas cell // Appl. Phys. Lett. – 2012. – Vol. 100, No. 4. – Art. no. 041111.

200. Wienold M., Alam T., Schrottke L., Grahn H.T., Hübers H.-W. Doppler-free spectroscopy with a terahertz quantum-cascade laser // Opt. Express. – 2018. – Vol. 26, No. 6. – P. 6692–6699.

201. Voigt R. [et al.]. Frequency stabilization of a terahertz quantum-cascade laser to the Lamb dip of a molecular absorption line // Opt. Express. – 2023. – Vol. 31, No. 9. – P. 13888–13894.

202. Danylov A., Light A., Waldman J., Erickson N., Qian X., Goodhue W. 2.32 THz quantum cascade laser frequency-locked to the harmonic of a microwave synthesizer source // Opt. Express. – 2012. – Vol. 20. – P. 27908–27914.

203. Consolino L., Taschin A., Bartolini P. [et al.]. Phase-locking to a free-space terahertz comb for metrological-grade terahertz lasers // Nat. Commun. – 2012. – Vol. 3. – Art. no. 1040.

204. Ravaro M., Manquest C., Sirtori C. [et al.]. Phase-locking of a 2.5 THz quantum cascade laser to a frequency comb using a GaAs photomixer // Opt. Lett. – 2011. – Vol. 36, No. 20. – P. 3969–3971.

205. Bulcha B.T., Hesler J.L., Drakinskiy V. [et al.]. Design and characterization of 1.8–3.2 THz Schottky-based harmonic mixers // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2016. – Vol. 6, No. 5. – P. 737–746. DOI: 10.1109/TTHZ.2016.2576686

206. Curwen C.A., Kawamura J.H., Hayton D.J. [et al.]. Phase locking of a THz QC-VECSEL to a microwave reference // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2023. – Vol. 13, No. 5. – P. 448–453. DOI: 10.1109/TTHZ.2023.3280451

207. Jayasankar D. [et al.]. A 3.5-THz, ×6-harmonic, single-ended Schottky diode mixer for frequency stabilization of quantum-cascade lasers // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2021. – Vol. 11, No. 6. – P. 684–694.

208. Endres C.P. [et al.]. Application of superlattice multipliers for high-resolution terahertz spectroscopy // Rev. Sci. Instrum. – 2007. – Vol. 78, No. 4. – Art. no. 043106.

209. Pavelyev D.G., Vasilev A.P., Kozlov V.A., Obolenskaya E.S., Obolensky S.V., Ustinov V.M. Increase of Self-Oscillation and Transformation Frequencies in THz Diodes // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2018. – Vol. 8, No. 2. – P. 231–236. DOI: 10.1109/TTHZ.2017.2785043

210. Qin Q., Williams B.S., Kumar S., Reno J.L., Hu Q. Tuning a terahertz wire laser // Nature Photonics. – 2009. – Vol. 3, No. 12. – P. 732–737.

211. Amanti M.I., Scalari G., Castellano F., Beck M., Faist J. Low divergence Terahertz photonic-wire laser // Opt. Express. – 2010. – Vol. 18, No. 6. – P. 6390–6395.

212. Kao T.-Y., Hu Q., Reno J.L. Perfectly phase-matched third-order distributed feedback terahertz quantum-cascade lasers // Opt. Lett. – 2012. – Vol. 37, No. 11. – P. 2070–2072.

213. Cui M., Hovenier J.N., Ren Y. [et al.]. Beam and phase distributions of a terahertz quantum cascade wire laser // Appl. Phys. Lett. – 2013. – Vol. 102, No. 11. – Art. no. 111113.

214. Vaks V., Illiyuk A., Panin A., Pripolsin S., Basov S., Paveliev D. Set of subTHz and THz synthesizers for precise measurements // Proc. 37th European Microwave Conference. – Munich, 2007. – P. 822–825.

215. Santarelli G., Clairon A., Lea S.N., Tino G.M. Heterodyne optical phase-locking of extended-cavity semiconductor lasers at 9 GHz // Opt. Commun. – 1994. – Vol. 104, No. 4–6. – P. 339–344. DOI: 10.1016/0030-4018(94)90567-3

216. Pavelyev D.G. [et al.]. Simulation of electron transport in GaAs/AlAs superlattices with a small number of periods for the THz frequency range // Semiconductors. – 2016. – Vol. 50, No. 11. – P. 1526–1531.

217. Obolenskaya E.S., Ivanov A.S., Pavelyev D.G., Kozlov V.A., Vasilev A.P. Comparison of the features of electron transport and subterahertz generation in diodes based on 6-, 18-, 70-, and 120-period GaAs/AlAs superlattices // Semiconductors. – 2019. – Vol. 53, No. 9. – P. 1192–1197.

218. Pavel'ev D.G. [et al.]. Characteristics of planar diodes based on heavily doped GaAs/AlAs superlattices in the terahertz frequency region // Semiconductors. – 2004. – Vol. 38, No. 9. – P. 1105–1110.

Список работ автора по теме диссертации

Статьи в изданиях, индексируемых в международных наукометрических базах данных Web of Science и Scopus

A1. A.V. Khudchenko, A.M. Baryshev, K.I. Rudakov, P.N. Dmitriev, R. Hesper, L. de Jong, V.P. Koshelets. High-Gap Nb-AlN-NbN SIS Junctions for Frequency Band 790–950 GHz // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2016. – Vol. 6, No. 1. – P. 127-132. DOI: 10.1109/TTHZ.2015.2504783

A2. A.V. Khudchenko, R. Hesper, A.M. Baryshev, J. Barkhof, K.I. Rudakov, D. Montofre, D. van Nguyen, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, M.Yu. Fominsky, C. Heiter, S. Heyminck, R. Güsten, B. Klein. Design and Performance of a Sideband Separating SIS Mixer for 800–950 GHz // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2019. – Vol. 9, No. 6. – P. 532-539. DOI: 10.1109/TTHZ.2019.2939003

A3. B.N.R. Lap, A.V. Khudchenko, R. Hesper, K.I. Rudakov, P.N. Dmitriev, F.V. Khan, V.P. Koshelets, A.M. Baryshev. Characterization of superconducting NbTiN films using a dispersive Fourier transform spectrometer // **Appl. Phys. Lett.** – 2021. – Vol. 119, No. 15. – Art. no. 152601. DOI: 10.1063/5.0066371

A4. A.V. Khudchenko, B.N.R. Lap, K.I. Rudakov, R. Hesper, V.P. Koshelets, P.N. Dmitriev, A.M. Chekushkin, F.V. Khan, E.S. Zhukova, L.S. Kadyrov, B.P. Gorshunov, A.M. Baryshev. Dispersive Spectrometry at Terahertz Frequencies for Probing the Quality of NbTiN Superconducting Films // **IEEE Trans. Appl. Supercond.** – 2022. – Vol. 32, No. 4. – Art. no. 1500506. DOI: 10.1109/TASC.2022.3147736

A5. A.V. Khudchenko, R. Hesper, A.M. Baryshev, J. Barkhof, F.P. Mena. Modular 2SB SIS Receiver for 600-720 GHz: Performance and Characterization Methods // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2017. – Vol. 7, No. 1. – P. 2-9. DOI: 10.1109/TTHZ.2016.2633528

A6. A. Hacar, M.R. Hogerheijde, D. Harsono, S. Portegies Zwart, C. De Breuck, K. Torstensson, W. Boland, A.M. Baryshev, R. Hesper, J. Barkhof, J. Adema, M.E. Bekema, A. Koops, A.V. Khudchenko, R. Stark. APEX-SEPIA660 Early Science: Gas at densities above 10^7 cm^{-3} towards OMC-1 // **Astron. Astrophys.** – 2020. – Vol. 644. – Art. no. A133. DOI: 10.1051/0004-6361/202038138

A7. R. Rodriguez, R. Finger, F.P. Mena, A. Alvear, R. Fuentes, A.V. Khudchenko, R. Hesper, A.M. Baryshev, N. Reyes, L. Bronfman. Digital compensation of the sideband-rejection ratio in a fully analog 2SB sub-millimeter receiver // **Astron. Astrophys.** – 2018. – Vol. 619. – Art. no. A153. DOI: 10.1051/0004-6361/201732316

A8. R. Finger, F.P. Mena, A.M. Baryshev, A.V. Khudchenko, R. Rodriguez, E. Huaracan, A. Alvear, J. Barkhof, R. Hesper, L. Bronfman. Ultra-pure digital sideband separation at sub-millimeter wavelengths // **Astron. Astrophys.** – 2015. – Vol. 584. – Art. no. A3. DOI: 10.1051/0004-6361/201526503

A9. A.V. Khudchenko, I.V. Tretyakov, V.P. Koshelets, R. Hesper, A.M. Baryshev. Design and Analysis of a Waveguide Structure for 211–275 GHz 2SB SIS Mixer // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2023. – Vol. 13, No. 6. – P. 645-653. DOI: 10.1109/TTHZ.2023.3307595

A10. L.V. Filippenko, A.M. Chekushkin, M.Yu. Fominskii, A.B. Ermakov, N.V. Kinev, K.I. Rudakov, A.V. Khudchenko, A.M. Baryshev, V.P. Koshelets, S.A. Nikitov. Superconducting terahertz receivers // **Physics–Uspekhi** – 2024. – Vol. 67, No. 11. – P. 1139-1152. DOI: 10.3367/UFNe.2024.07.039726

A11. E.S. Zhukova, B.P. Gorshunov, L.S. Kadyrov, K.V. Zhivetev, A.V. Terentiev, A.M. Chekushkin, F.V. Khan, A.V. Khudchenko, N.V. Kinev, V.P. Koshelets. Impact of the Buffer Layers and Anodization on Properties of NbTiN Films for THz Receivers // **IEEE Trans. Appl. Supercond.** – 2024. – Vol. 34, No. 3. – Art. no. 1100605. DOI: 10.1109/TASC.2024.3353139

A12. F.V. Khan, E.S. Zhukova, B.P. Gorshunov, L.S. Kadyrov, A.M. Chekushkin, A.V. Khudchenko, V.P. Koshelets. Characterization of Microwave Properties of Superconducting NbTiN Films Using TDS // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2023. – Vol. 13, No. 6. – P. 627-632. DOI: 10.1109/TTHZ.2023.3321252

A13. B.K. Tan, K.I. Rudakov, V.P. Koshelets, A.V. Khudchenko, A.M. Baryshev, G. Yassin. Comparing the performance of 850 GHz integrated bias-tee superconductor-insulator-superconductor (SIS) mixers with single- and parallel-junction tuner // **Supercond. Sci. Technol.** – 2022. – Vol. 35, No. 12. – Art. no. 125008. DOI: 10.1088/1361-6668/ac9d6e

A14. F.V. Khan, A.V. Khudchenko, A.M. Chekushkin, V.P. Koshelets. Characterization of the Parameters of Superconducting NbN and NbTiN Films Using Parallel Plate Resonator // **IEEE Trans. Appl. Supercond.** – 2022. – Vol. 32, No. 4. – Art. no. 9000305. DOI: 10.1109/TASC.2022.3148687

A15. K.I. Rudakov, A.V. Khudchenko, L.V. Filippenko, M.E. Paramonov, R. Hesper, D.A.R. da Costa Lima, A.M. Baryshev, V.P. Koshelets. THz Range Low-Noise SIS Receivers for Space and Ground-Based Radio Astronomy // **Applied Sciences** – 2021. – Vol. 11, No. 21. – Art. no. 10087. DOI: 10.3390/app112110087

A16. V.P. Koshelets, K.I. Rudakov, A.V. Khudchenko, L.V. Filippenko, R. Hesper, J. Lepine, S.-C. Shi, A.M. Baryshev. Superconducting Sub-THz Receivers for Space and Ground-Based Radio Astronomy // **Bulletin of the Lebedev Physics Institute** – 2021. – Vol. 48, No. 9. – P. 287-291. DOI: 10.3103/S1068335621090062

A17. Yu.Yu. Balega, A.M. Baryshev, G.M. Bubnov, V.F. Vdovin, S.N. Vdovichev, A.A. Gunbina, P.N. Dmitriev, V.K. Dubrovich, I.I. Zinchenko, V.P. Koshelets, S.A. Lemzyakov, D.V. Nagirnaya, K.I. Rudakov, A.V. Smirnov, M.A. Tarasov, L.V. Filippenko, V.B. Haikin, A.V. Khudchenko, A.M. Chekushkin, V.S. Edelman, R.A. Yusupov, G.V. Yakopov. Superconducting Receivers for Space, Balloon, and Ground-Based Sub-Terahertz Radio Telescopes // **Radiophysics and Quantum Electronics** – 2020. – Vol. 63, No. 7. – P. 479-500. DOI: 10.1007/s11141-021-10073-z

A18. D.A. Montofre, A. Khudchenko, F.P. Mena, A. Baryshev, R. Hesper. Single-Layer Dichroic Filters for Multi-Frequency Receivers at THz Frequencies // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2020 – Vol. 10 – No. 6 – P. 690-697. DOI: 10.1109/TTHZ.2020.3025692

A19. A. Traini, B.K. Tan, J. Garrett, A.V. Khudchenko, R. Hesper, A.M. Baryshev, P.N. Dmitriev, V.P. Koshelets, G. Yassin. The influence of LO power heating of the tunnel junction on the performance of THz SIS mixers // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2020. – Vol. 10, No. 6. – P. 720-730. DOI: 10.1109/TTHZ.2020.3028028

A20. D. Montofre, R. Molina, A. Khudchenko, R. Hesper, A. Baryshev, N. Reyes, F.P. Mena. High-Performance Smooth-Walled Horn Antennas for THz Frequency Range: Design and Evaluation // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2019 – Vol. 9 – No. 6 – P. 587-597. DOI: 10.1109/TTHZ.2019.2938985

A21. F.M. Montenegro-Montes, K. Torstensson, R. Parra, J. Pérez-Beaupuits, L. Nyman, C. Agurto, F. Azagra, M. Cárdenas, E. González, F. MacAuliffe, P. Venegas, C. De Breuck, P. Bergman, D. Gunawan, F. Wyrowski, T. Stanke, V. Belitsky, M. Fredrixon, D. Meledin, M. Olberg, M. Strandberg, E. Sundin, J. Adema, J. Barkhof, A.M. Baryshev, R. Hesper, A.V. Khudchenko. Orion-KL Observations with the Extended Tuning Range of the New SEPIA660 APEX Facility Instrument // **The Messenger** – 2019. – No. 176. – P. 20-24. DOI: 10.18727/0722-6691/5137

A22. A.V. Khudchenko, D.G. Pavelev, V.L. Vaks, A.M. Baryshev. Overview of Techniques for THz QCL phase-locking // **EPJ Web of Conferences** (TERA-2018) – 2018. – Vol. 195. – Art. no. 04003. DOI: 10.1051/epjconf/201819504003

A23. R. Hesper, A.V. Khudchenko, A.M. Baryshev, J. Barkhof, F.P. Mena. A High-Performance 650-GHz Sideband-Separating Mixer – Design and Results // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – 2017. – Vol. 7, No. 6. – P. 686-693. DOI: 10.1109/TTHZ.2017.2758270

A24. D.J. Hayton, A.V. Khudchenko, D.G. Pavelyev, J.N. Hovenier, A.M. Baryshev, J.R. Gao, T.-Y. Kao, Q. Hu, J.L. Reno, V.L. Vaks. Phase locking of a 3.4 THz third-order distributed feedback quantum cascade laser using a room-temperature superlattice harmonic mixer // **Appl. Phys. Lett.** – 2013. – Vol. 103, No. 5. – Art. no. 051115. DOI: 10.1063/1.4817319

A25. A. Khudchenko, M. Finkel, D.G. Pavelyev, D.J. Hayton, T. Kao, Q. Hu, V.P. Koshelets, V.L. Vaks, J.R. Gao. – Phase locking and characterization of 4.7 THz quantum cascade lasers using a superlattice diode harmonic mixer // **IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.** – принято в печать 09.2026 (2027 – Vol. 17, No. 1, DOI: 10.1109/TTHZ.2026.3739522)

Статьи в журналах из перечня ВАК и «Белого списка»

A26. К.И. Рудаков, П.Н. Дмитриев, А.М. Барышев, **А.В. Худченко**, Р. Хеспер, В.П. Кошелец. Малошумящие СИС-приёмники для новых радиоастрономических проектов // **Известия вузов. Радиофизика** – 2019. – Т. 62, № 7. – С. 613-622.

A27. Рудаков К.И., Кошелец В.П., Барышев А.М., Дмитриев П.Н., Худченко А.В. Сверхпроводниковые приёмные структуры частотного диапазона 700–950 ГГц для радиоастрономии // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2016. – Т. 59, № 8-9. – С. 793–797.

Коллективные монографии

A28. В.П. Кошелец, Л.В. Филиппенко, М.Ю. Фоминский, Н.В. Кинев, А.В. Худченко, М.А. Тарасов, Р.А. Юсупов, А.М. Чекушкин, А.Б. Ермаков, А.А. Гунбина. Сверхпроводниковые приемники, детекторы и генераторы терагерцового диапазона. – Глава в коллективной монографии **«Терагерцовая фотоника»**. М.: РАН. 2023. 712 с. ISBN 978-5-907645-40-0

Патенты и свидетельства о государственной регистрации

A29. Пат. 11140809 B2 США. Method and apparatus for estimating a seed germination ability : заявл. 05.08.2013 : опубл. 12.10.2021 / A. M. Barychev, A. V. Belitskaya, A. V. Khudchenko, A. H. M. C. Baltissen ; заявитель Stichting SRON Netherlands Institute for Space Research.

A30. Пат. 11256899 B2 США. Method and apparatus for classifying a seed as inbred or hybrid : заявл. 15.01.2015 : опубл. 22.02.2022 / A. M. Barychev, A. V. Belitskaya, A. V. Khudchenko, C. C. De Groot.

Публикации в трудах конференций

A31. A. Khudchenko, B.N.R. Lap, R. Hesper, K.I. Rudakov, P.N. Dmitriev, F.V. Khan, V.P. Koshelets, A.M. Baryshev, E.S. Zhukova, L.S. Kadyrov, B.P. Gorshunov. Dispersive Spectrometry at Terahertz Frequencies for Probing the Quality of NbTiN Superconducting Films // 15th European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS-2021). – Moscow, Russia (online), 5–9 September 2021.

A32. A. Khudchenko, A. Baryshev, R. Hesper, L. Filipenko, K. Rudakov, V. Koshelets. Efficiency of the Image Band Suppression in Sideband Separating SIS Receivers for Radio Astronomy // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC). – Moscow, 25–27 November 2020. – P. 19–20. DOI: 10.1109/RMC50626.2020.9312246

A33. A. Khudchenko, R. Hesper, A.M. Baryshev, J. Barkhof, M.E. Bekema, R. de Haan Stijkel, K. Rudakov, D. Montofré, D. van Nguyen, V.P. Koshelets, P. Dmitriev, M. Fominsky, C. Heiter, S. Heyminck, R. Güsten, B. Klein. First Results of the Sideband Separating Mixer for 850 GHz // Proc. 30th Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT-2019). – Gothenburg, Sweden, 15–17 April 2019. – P. 81–82.

A34. A. Khudchenko, R. Hesper, J. Barkhof, F.P. Mena, A.M. Baryshev. Comprehensive Description of Sideband Ratio of 2SB SIS Receiver // Proc. 44th Int. Conf. on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – Paris, France, 1–6 September 2019. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2019.8873725

A35. R. Hesper, A. Khudchenko, M. Lindemulder, M. Bekema, R. de Haan-Stijkel, J. Barkhof, J. Adema, A. Baryshev. A Deployable 600–720 GHz ALMA-Type Sideband-Separating Receiver Cartridge // Proc. 29th Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT-2018). – Pasadena, California, USA, 26–28 March 2018.

A36. A. Khudchenko, A.M. Baryshev, R. Hesper, M.E. Bekema, R. de Haan Stijkel, J. Barkhof, D. van Nguyen, V.P. Koshelets, P. Dmitriev, M. Fominsky, K. Rudakov, S. Heyminck, R. Güsten.

Performance of SIS Mixers for Upgrade of CHAMP+ 7-Pixel Arrays // Proc. 28th Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT-2017). – Cologne, Germany, 13–15 March 2017.

A37. R. Hesper, A. Khudchenko, A.M. Baryshev, J. Barkhof, F.P. Mena. A New High-Performance Sideband-Separating Mixer for 650 GHz // Proc. SPIE 9914, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VIII (SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation). – Edinburgh, UK, 26 June – 1 July 2016. – Art. no. 99140G. DOI: 10.1117/12.2233065

A38. D.J. Hayton, J.R. Gao, W. Laauwen, B. Mirzaei, A. Khudchenko, J. Kloosterman, D.G. Pavelyev, Q. Hu, T.Y. Kao, C.K. Walker. A 4.7 THz HEB QCL Receiver for STO2 // Proc. 27th Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT-2016). – Nanjing, China, April 2016.

A39. A.V. Khudchenko, D.J. Hayton, D.G. Pavelyev, A.M. Baryshev, J.R. Gao, T.-Y. Kao, Q. Hu, J.L. Reno, V.L. Vaks. Phase Locking a 4.7 THz Quantum Cascade Laser using a Super-Lattice Diode as Harmonic Mixer // Proc. 39th Int. Conf. on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – Tucson, Arizona, USA, 14–19 September 2014. – P. 1-2.

A40. A. Khudchenko, D.J. Hayton, A.M. Baryshev, J.R. Gao, T.-Y. Kao, Q. Hu, D.G. Paveliev, J.N. Hovenier, J.L. Reno, V.L. Vaks. Phase-Locking of a 3.4-THz Quantum Cascade Laser Using a Harmonic Super-Lattice Mixer // Proc. 38th Int. Conf. on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – Mainz, Germany, September 2013.

A41. A. Khudchenko, R. Hesper, A. Baryshev, G. Gerlofma, J. Barkhof, J. Adema, F.P. Mena, T.M. Klapwijk, M. Spaans. Sideband Separating Mixer for 600–720 GHz for ALMA Band 9 Upgrade // Proc. SPIE 8452, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VI (SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation). – Amsterdam, The Netherlands, 1–6 July 2012. DOI: https://doi.org/10.1117/12.927285

A42. A.V. Khudchenko, R. Hesper, A.M. Baryshev, F.P. Mena, J. Barkhof, T.M. Klapwijk, M. Spaans. Sideband Separating Mixer for 600–720 GHz Based on SIS // Proc. 37th Int. Conf. on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – Wollongong, Australia, September 2012.

A43. A. Khudchenko, R. Hesper, A. Baryshev, G. Gerlofma, F.P. Mena, T. Zijlstra, T.M. Klapwijk, J.W. Kooi, M. Spaans. First Results of the Sideband-Separating Mixer for ALMA Band 9 Upgrade // Proc. 22nd Int. Symp. on Space Terahertz Technology (ISSTT-2011). – Tucson, Arizona, USA, 26–28 April 2011.

A44. A. Khudchenko, R. Hesper, A. Baryshev, G. Gerlofma, F.P. Mena, T. Zijlstra, T.M. Klapwijk, M. Spaans, J.W. Kooi. Sideband Separating Mixer for 600–720 GHz // Proc. SPIE 7854, Infrared, Millimeter Wave, and Terahertz Technologies (SPIE Photonics Asia). – Beijing, China, 18–20 October 2010.