

Лекция № 4 «Функциональные узлы и IP модули систем связи СВЧ и КВЧ диапазонов»

В настоящем разделе рассматриваются особенности построения активных смесителей диапазона КВЧ на основе ячейки Гильберта и архитектуры с субгармонической накачкой. Сравнение проводится путем компьютерного моделирования с применением моделей элементов технологического процесса 0,13 мкм SiGe БиКМОП с граничной частотой n-p-n транзисторов 250 ГГц. Приведены результаты моделирования пассивных интегральных элементов диапазона КВЧ, такие как симметрирующие устройства на 60 ГГц и 120 ГГц и направленный ответвитель на 60 ГГц.

До недавнего времени полупроводниковые устройства диапазона крайне высоких частот (КВЧ) строились исключительно с использованием технологических процессов на основе полупроводниковых материалов группы A_3B_5 , что существенно препятствовало их широкому применению в аппаратуре промышленного и бытового назначения ввиду относительно высокой стоимости при массовом производстве, а также ограничивало дальнейшую микроминиатюризацию существующих систем.

Стремительное развитие технологических процессов на основе кремния уже сегодня позволяет говорить о возможности и перспективах производства относительно недорогих высоко интегрированных систем на кристалле, использующих диапазон КВЧ. Перспективными в плане построения КВЧ монолитных интегральных схем (МИС) класса система на кристалле являются технологически процессы БиКМОП с SiGe гетеробиполярными транзисторами и глубоко субмикронные КМОП технологические процессы уровня 180 нм и ниже.

Сегодня технологические процессы БиКМОП с SiGe гетеробиполярными транзисторами позволяют обеспечить наиболее высокие качественные показатели КВЧ МИС смешанного типа благодаря использованию в аналоговой

и цифровой части оптимизированной под конкретное применение элементной базы.

Последние достижения в развитии технологических процессов на основе кремния способствовали появлению опытных образцов КВЧ МИС для следующих систем:

- системы сверхскоростной беспроводной связи;
- автомобильные радары;
- радиометрические системы обеспечения безопасности и противодействия терроризму.

Исследования по проблемам построения экономически выгодных КВЧ монолитных интегральных схем на основе кремниевых технологий активно проводятся зарубежными научными центрами и промышленными компаниями по всему миру [90-94]. Актуальной задачей таких исследований является разработка и исследование схемотехники базовых функциональных узлов диапазона КВЧ на основе SiGe БиКМОП технологического процесса.

Основным трендом в развитии современной микроволновой радиоэлектроники и ключевых систем двойного назначения является продвижение в более высокочастотные диапазоны – КВЧ, ТГц и вплоть до оптического диапазона.

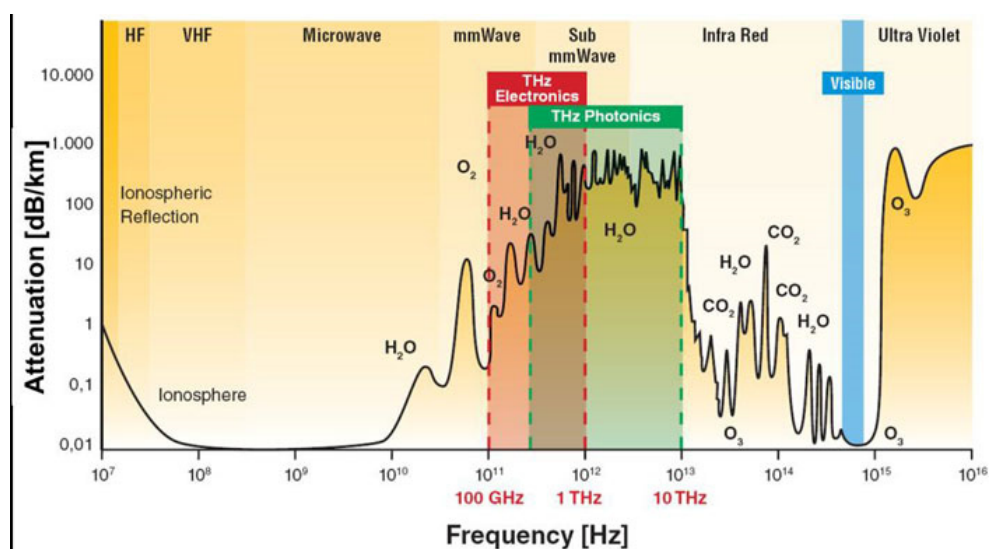


Рисунок 4.1 - Затухание сигнала в гигагерцовом и терагерцовом диапазонах частот (<http://www.dotseven.eu/concept-objectives.html>)

Стратегическое направление технологического развития элементной базы – переход к открытым линиям передачи (диэлектрическим, полупроводниковым, гиерамагнитным и др.). Причем не только в пассивных линейных элементах, но и в активных нелинейных. Ключевым направлением повышения технико-экономических показателей СВЧ устройств и систем является интеграция компонентов в функционально законченные узлы, их сквозное проектирование и производство в едином технологическом цикле.

Реализация описанных трех тенденций настоятельно требует развития междисциплинарных знаний, объединения усилий специалистов разного профиля и различных научных школ, отраслевой академической и вузовской науки, в частности, в форме национальных и международных программ. Необходимо создание нового поколения радиоэлектронных систем, соответствующих шестому технологическому укладу. Одна из перспективных программ этого направления – радиофотоника.

Диапазон частот 57 – 64 ГГц является чрезвычайно привлекательным для высокоскоростной (> 1 Гб/с) сверхширокополосной передачи данных. Устройства 60-ГГц диапазона - это в основном потребительская электроника: роутеры, точки доступа, приемопередатчики в ноутбуках, смартфонах, телевизорах, системах «умного дома» и т.д. [95].

Одной из важнейших характеристик потребительской электроники является цена конечного продукта, что создает серьезные сложности для использования дорогих GaAs и InP технологий. Для современных КМОП технологий с проектными нормами 45 нм и ниже значение граничной частоты лежит в районе 200 ГГц, что позволяет создавать приборы с рабочей частотой 60 ГГц. Однако такие технологии характеризуются достаточно низким напряжением питания [95], что делает проблематичным построение усилителей мощности с требуемыми параметрами [95].

SiGe гетеробиполярные транзисторы и СВЧ ИС на их основе в настоящее время обладают лучшими частотными характеристиками среди кремниевых приборов. При этом сопоставимые с КМОП технологией граничные частоты

достигаются при в 2-3 раза больших проектных нормах и меньшей стоимости за единицу площади. С учетом того, что в СВЧ схемах значительную часть площади занимают пассивные элементы, увеличение топологических норм практически не увеличивает площадь устройства, благодаря чему использование SiGe технологии является экономически эффективным решением для производства перспективных схем приема-передатчиков 60 ГГц диапазона [95].

4.1 Основные тенденции в проектировании, разработке и технологиях изготовления импортозамещающих микросхем СВЧ и КВЧ диапазонов

В настоящее время в микроэлектронике и системах связи идет активное освоение крайне высокого диапазона частот (КВЧ). Существенные результаты в этой области получены рядом зарубежных фирм, которые приступили к выпуску серийных КВЧ микросхем различного назначения. Однако в связи с проблемой импортозамещения 2014-2016 гг. особое значение приобретают исследования российских КВЧ микроэлектронных изделий НИИ и вузами.

Судя по публикациям, сегодня ОАО НПП «Пульсар» (г. Москва) выполняет НИР ОКР по следующим направлениям:

- «Разработка базовой технологии и библиотеки элементов для проектирования и производства монолитных интегральных схем миллиметрового диапазона волн на основе InP, GaAs и нитридных гетероэпитаксиальных структур для диапазона частот до 70-150 ГГц и выше»;
- «Разработка базовой технологии и библиотеки элементов для проектирования и производства монолитных интегральных схем миллиметрового диапазона волн на основе кремний-германиевых гетероэпитаксиальных структур и кремниевых МОП транзисторов с длиной канала 22 нм и менее»;
- «Разработка базовой технологии и библиотеки элементов для проектирования и производства СБИС СнК и СвК диапазона частот до 70- 150

ГГц и выше».

ИСВЧ ПЭ РАН в настоящее время сосредоточился на нитридных гетероструктурах, как перспективном направлении развития микросхем мм-диапазона. Сегодня GaN-транзисторы теоретически не изучены, поэтому существующие САПР СВЧ МИС (ADS, Cadence, Synopsys) не дают реальных результатов. Развитие GaN МИС идет в сторону 250 ГГц и выше, и GaN-гетероструктуры со временем станут предпочтительнее GaAs-структур по всем параметрам, включая напряжение питания.

Научно-образовательный центр «Нанотехнологии» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники имеет опыт в разработке СВЧ, КВЧ ИС до 50 ГГц, моделей и библиотек элементов для отечественных GaAs и GaN технологий, а также создания программного обеспечения для управления СВЧ измерительными комплексами, построения моделей элементов и проектирования (синтеза) СВЧ ИС, алгоритмов для ЭМ моделирования и оптимизации СВЧ устройств.

Российская компания ООО «Интегральные решения», а также НИИСИ РАН имеют опыт создания САПР для проектирования радиационно-стойких БИС.

Для отечественных технологий GaAs, GaN и SOI необходимы также исследования тестовых кристаллов с целью экстракции статических и динамических параметров базовых СВЧ элементов, в том числе с целью уточнения параметров после радиационных воздействий с учетом накопленной дозы.

Анализ литературных источников, а также предложения ведущих микроэлектронных фирм России по освоению СВЧ и КВЧ диапазонов на основе импортозамещающей ЭКБ, показывает, что сегодня к числу первоочередных задач относятся следующие:

- необходимы исследования по автоматизации СВЧ и КВЧ измерений, созданию библиотек элементов и разработке СВЧ микросхем, а также решению проблемы проектирования КВЧ изделий;

- разработка программного обеспечения (ПО) аппаратно-программных комплексов для измерений СВЧ и КВЧ ИС (70-250 ГГц) с использованием отечественного измерительного оборудования (автоматизация управления зондовыми измерениями; хранение и обработка результатов измерений, алгоритмы калибровки и деэмбеддинга, и др.);
- разработка отечественной САПР СВЧ интегральных схем с учетом радиационных воздействий;
- разработка подсистемы синтеза (генерации) принципиальных схем и топологий аналоговых микросхем, пассивных и активных СВЧ устройств на основе интеллектуальных алгоритмов;
- разработка ПО для построения моделей транзисторов и пассивных элементов СВЧ и КВЧ микросхем (линейных, нелинейных, шумовых) на базе GaAs и GaN технологий, в том числе с учетом радиационных воздействий;
- приборно-технологическое моделирование транзисторов для аналоговых СВЧ и КВЧ микросхем и СБИС (ВАХ, переключательные, СВЧ и шумовые характеристики) на базе Si, КНИ, SiGe, GaAs и GaN технологий при проектной норме 8-22 нм с учетом квантово-механических и размерных эффектов;
- оптимизация конструкции транзисторов и микросхем; оценка достижимых характеристик КВЧ аналоговых устройств и микросхем с проектной нормой 8-22 нм (реализация алгоритма для квантово-механической модели и включение его в САПР Synopsys; реализация собственной опытной программы приборнотехнологического моделирования);
- моделирование технологических процессов и операций изготовления СВЧ и КВЧ МИС на основе отечественных GaAs и GaN технологий;
- построение в частотном диапазоне до 250 ГГц моделей (линейные, нелинейные, шумовые) транзисторов и пассивных элементов для СВЧ и КВЧ микросхем на основе Si, SOI, SiGe, GaAs и GaN технологий, в том числе с учетом радиационных воздействий; разработка библиотеки элементов и

сложнофункциональных блоков (СФБ); практическая реализация интерфейса с существующими САПР СВЧ (ADS, Cadence, Synopsys);

- исследование, адаптация и интеграция инструментальных средств существующих САПР, разработка методологии и маршрутов проектирования СВЧ и КВЧ микросхем и СнК на базе Si, КНИ, SiGe, GaAs и GaN технологий на частотах до 250 ГГц; разработка собственных компонентов программного обеспечения для адаптации и интеграции САПР;

- опытное проектирование микросхем и СнК на базе Si, КНИ, SiGe, GaAs и GaN технологий с проектной нормой менее 50 нм и рабочими частотами свыше 100 ГГц;

- измерение параметров, электромагнитное (ЭМ) и тепловое моделирование, расчет СВЧ характеристик, построение моделей и определение эквивалентных схем корпусов, многокристальных модулей СвК и соединительных элементов в диапазонах СВЧ и КВЧ (70-250 ГГц);

- исследование, адаптация и интеграция инструментальных средств существующих САПР, разработка методологии и маршрутов проектирования многокристальных модулей СвК с рабочими частотами в СВЧ и КВЧ диапазонах с учетом тепловыделения.

Необходимы также дополнительные исследования по разработке отечественной системы проектирования СВЧ микросхем, в процессе которых должны быть решены следующие задачи:

- разработана подсистема моделирования СВЧ схем на основе метода гармонического баланса;

- разработаны или адаптированы подсистема постобработки и отображения характеристик линейных и нелинейных СВЧ схем;

- разработан модуль оптимизации характеристик микросхем;

- разработан прототип полнофункционального топологического редактора;

- определен перечень базовых СВЧ элементов, разработаны их электрические и топологические модели, встроенные в систему

схемотехнического моделирования и топологический редактор;

- разработан прототип подсистемы ЭМ моделирования распределенных пассивных элементов СВЧ схем (методом конечных элементов);

- доработана и адаптирована подсистема синтеза (генерации) принципиальных схем и топологий пассивных и активных СВЧ устройств;

- разработаны и изготовлены тестовые кристаллы для отечественных технологий GaAs, GaN и SOI, содержащие базовые СВЧ элементы, используемые для экстракции параметров их моделей, и специальные тестовые блоки, используемые для измерения и уточнения динамических параметров моделей базовых СВЧ элементов.

Необходимо выполнить работу по каталогизации библиотеки функциональных элементов (БФЭ), т.к. аппаратным предприятиям России нужны: конкретные БФЭ с конкретными параметрами и моделями; АЦП как функциональные элементы на 1,5 ГГц, быстрые умножители до 250 ГГц, модуляторы и демодуляторы.

Необходимы дополнительные исследования в области создания элементов базовой отечественной технологии (маршрута) проектирования СВЧ МИС и радиационно-стойкий СБИС СнК с проектными нормами 22 нм и менее и рабочими частотами 70 - 120 ГГц и более.

В России перспективно создание специализированной лаборатории проблем проектирования высокотемпературных радиационно-стойких микроэлектронных систем и базовых аналоговых и аналого-цифровых структурированных кристаллов (БАСК), работающей в режиме удаленного доступа на этапах системного и схемотехнического проектирования, экспертизе эскизных проектов конкретного типа микроэлектронных и микроэлектронных электромеханических систем, разработку системного и компонентного обликов базовых структурированных кристаллов для перспективных отечественных и зарубежных технологий, создание для разработки специализированных МЭС и их применения в руководящих

технических материалов. Одно из возможных направлений решения данной проблемы – создание в ЮФУ (Таганровский РТИ) кластерной технологической линии по кремниевым технологиям. Это было бы естественным развитием данного вуза, который уже имеет у себя оборудование НАНОФАБ-100, разработанное и изготовленное ЗАО «НТ-МДТ».

4.1.1 Перспективные интегральные схемы и практические приложения миллиметрового диапазона частот

Сегодня возникла острая необходимость в создании устройств, работающих в миллиметровом диапазоне частот (30-300 ГГц), которые обеспечивали бы быстрое подключение, высокую скорость передачи данных в системах связи и телекоммуникаций, малую стоимость, высокий уровень безопасности и малые габариты.

Потенциальные возможности будущих систем связи с приемопередатчиками миллиметрового диапазона, в случае их массового использования, позволяют создавать недорогие устройства сверхскоростной (1-10 Гбит/с) беспроводной передачи данных и могут использоваться как опорные магистральные беспроводные каналы связи базовых станций WiFi, WiMAX и LTE, беспроводная альтернатива оптическим кабельным каналам Интернет, синхронизация данных между устройствами на коротких расстояниях.

Существующие тенденции перехода на новые стандарты передачи данных ведут к более высоким скоростям. Последний стандарт 802.15.3c призван обеспечивать мультигигабитную связь на частоте 60 ГГц. Беспроводная сверхскоростная связь достигается использованием миллиметровых длины волн, где «окна частот» остаются не занятыми, а для работы в некоторых из них не требуется лицензия (59-64 ГГц в странах Европы и США, 71-76 ГГц / 81-86 ГГц в России).

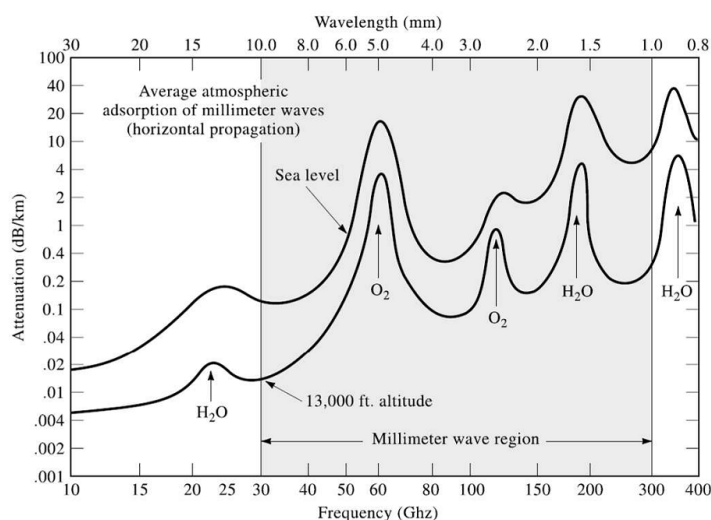


Рисунок 4.2 – Затухание сигнала при его распространении в атмосфере

Основной интерес для реализации функциональных блоков в диапазоне частот свыше 40 ГГц представляют следующие полосы частот, рис. 4.2 [96]:

- 40.5-43.5 ГГц (Q-band) - первая широкая полоса, доступная для гражданской связи. Полоса выделена для беспроводных коммуникаций в ЕС.
- 59-64 ГГц, в которой аномально велико атмосферное поглощение сигнала. Не лицензируется в США и Канаде, странах ЕС, Японии, Южной Корее, Австралии.
- 71-76/81-86 ГГц (E-band) - канал шириной 10 ГГц даёт возможность использования широкополосного сигнала, существенно увеличивая ёмкость тракта передачи данных. В России решением ГКРЧ от 15 июля 2010 года радиочастотный диапазон 71-76 ГГц / 81-86 ГГц (E-band) выделен для применения на территории Российской Федерации без оформления разрешений на использование радиочастот или радиочастотных каналов. В других странах, таких как США и Великобритания лицензии так же выдаются по упрощенной процедуре.
- 92-96 ГГц (W-band) – «окно прозрачности» в атмосфере.
- 122,5 ГГц, 245 ГГц – Промышленные, Научные и Медицинские (Industrial, Scientific and Medical, ISM) диапазоны с полосой 1 ГГц и 2 ГГц

- ведутся разработки области частот 140-160 ГГц (D-band) – (область малого затухания).

Как показали наши исследования [97,98], достоинствами миллиметрового диапазона являются очень высокая информационная пропускная способность каналов связи (широкие полосы сигнала) и квазиоптическая форма распространения излучения, при которой отсутствуют интерференция и связанные с ней помехи, характерные для передачи сигналов в атмосфере в низкочастотных диапазонах спектра электромагнитного излучения. Доступная широкая полоса позволяет передавать высокоскоростные потоки информации, включая трансляцию видеопотоков с нескольких видеокамер, передачу видеосигнала высокого разрешения, организацию транспортных потоков в сотовых сетях и т.п. Кроме того, широкая полоса допускает применение самых разнообразных схем скремблирования, помехоустойчивого кодирования, выбор оптимальных для передачи данных методов модуляции и множественного доступа, что обеспечивает возможность передачи данных с требуемой скоростью при относительно низком соотношении сигнал-шум.

4.1.2 Интегральные микросхемы и субмодули ОАО «НПП «Пульсар» для мобильных систем связи

СВЧ монолитные интегральные схемы (МИС) и субмодули являются основой современной радиоэлектронной аппаратуры. Уровень развития этих изделий определяет основные тактико-технические характеристики систем и комплексов различного назначения [99].

ОАО «НПП «Пульсар» активно развивает направления разработки электронной компонентной базы (ЭКБ), в частности, СВЧ МИС изготовленные с использованием технологических процессов на основе Si, SiGe и материалов группы A_3B_5 [99].

В исследованиях основное внимание уделяется изделиям с малым энергопотреблением, что особенно важно для систем мобильной связи [99].

Для создания предварительных каскадов разработаны малопотребляющие СВЧ усилители, способные работать как в резонансном, так и в широкополосном режиме [99]. На кристалле СВЧ МИС расположена только активная часть, а все цепи согласования являются внешними, что позволяет расширить области применения, как за счёт использования кристаллов в различных диапазонах частот, так и за счёт их использования в широкополосном режиме при введении внешней цепи обратной связи. При создании данных СВЧ МИС использован кремниевый технологический процесс со следующими основными параметрами npn-транзисторов: $f_T = 15$ ГГц, $U_{KЭ0} = 6$ В. [99]

С использованием SiGe сверхвысокочастотной биполярной технологии ($f_T = 80$ ГГц, $U_{KЭ0}=2,4$ В) была спроектирована широкополосная СВЧ МИС усилителя до 3 ГГц с током потребления 8 мА, согласованная по входу и выходу с линиями передачи 50 Ом. В качестве основы схемотехнического решения использован составной транзистор с двумя петлями отрицательной обратной связи по напряжению и корректирующими RC цепями для выравнивания амплитудно-частотной характеристики [99].

Для формирования сетки стабильных частот в системах связи используются синтезаторы частоты, одним из ключевых элементов которого является делитель частоты [99]. С использованием кремниевой сверхвысокочастотной комплементарной биполярной технологии ($f_T=20$ ГГц, $U_{KЭ0}=4,5$ В) реализован ряд широкополосных малопотребляющих СВЧ МИС делителей частоты на 2 и 4 с током потребления 12 мА и диапазоном рабочих частот до 3,7 ГГц. Особенностью таких схем является двухтактный выходной каскад, работающий в режиме АБ [99].

Другим важным элементом синтезатора частоты является умножитель частоты. Разработаны СВЧ МИС активных умножителей частоты на 2 на основе кремниевого технологического процесса и умножители частоты с расширенным диапазоном рабочих частот на основе техпроцесса группы A_3B_5 в корпусе [99].

Следует отметить, что использование оптимальных для конкретных применений конструктивных решений и технологических процессов позволяет обеспечить высокие потребительские качества широкой номенклатуре ЭКБ разрабатываемой и выпускаемой предприятием, а также обеспечивает значительное расширение номенклатуры разработанных СВЧ МИС и субмодулей. Для каждого конкретного применения должен быть осуществлен рациональный выбор подходящего технологического процесса и конструктивного исполнения исходя из технических и экономических критериев, а также путем поиска компромисса между технико-экономическими показателями [99].

4.2 Структурные схемы систем связи СВЧ и КВЧ диапазонов

В современных системах связи КВЧ диапазона используется несколько вариантов построения приемников и передатчиков. В общем случае приемный и передающий тракт состоят из входной аналоговой части, модулятора/демодулятора и платы основных частот, которая может включать модулятор/демодулятор (рис. 4.3).

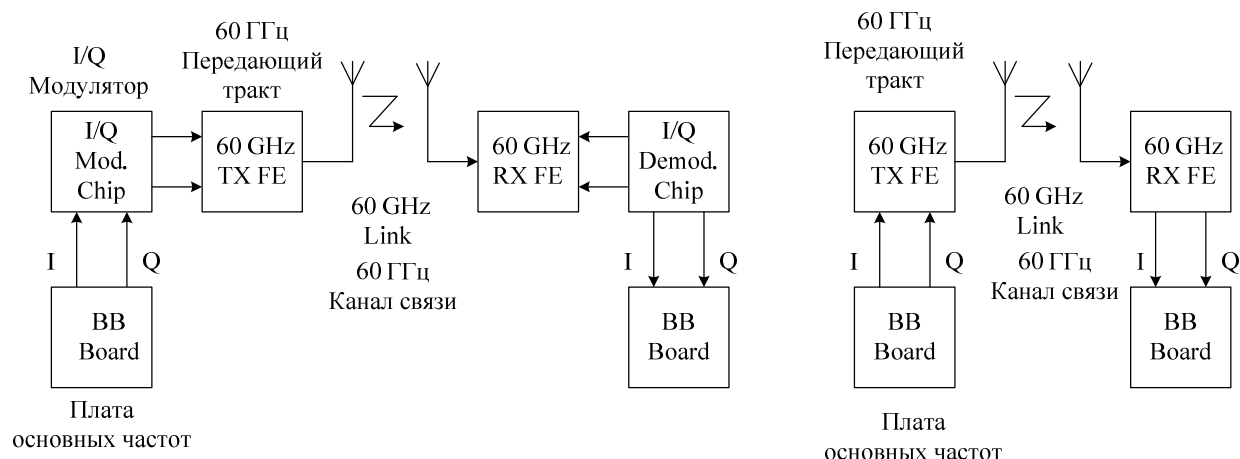


Рисунок 4.3 – Архитектуры систем передачи приема информации КВЧ диапазона

Наиболее широко используемой архитектурой в беспроводных системах является супергетеродинная (рис. 4.4) [95]. Полосовой ВЧ фильтр, предшествующий малому усилителю, уменьшает внеполосные сигналы, а также уровень помех по зеркальному каналу. Затем весь спектр преобразуется вниз по частоте на фиксированную промежуточную частоту с использованием перестраиваемого гетеродина. Данная структура характеризуется возможностью получения ультравысокой скорости передачи данных и хорошей помехозащищенности [95].

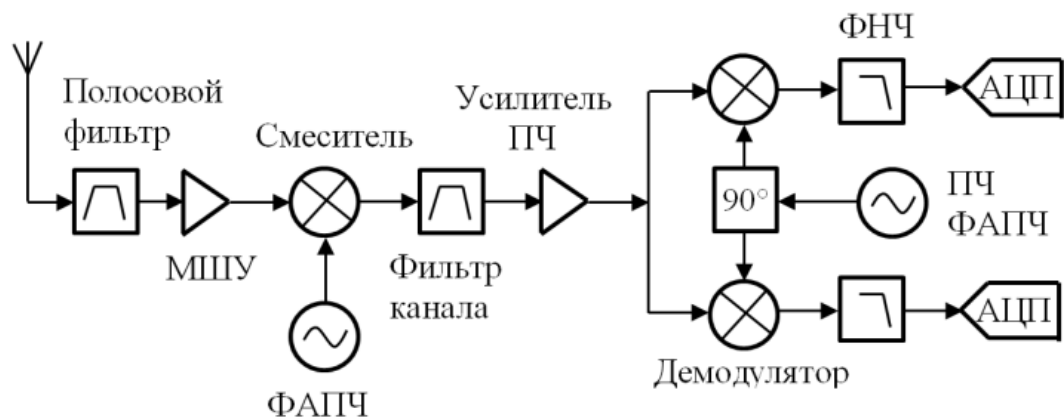


Рисунок 4.4 – Супергетеродинная структура приемного тракта

Структуры приемных и передающих трактов в супергетеродинной структуре показаны на рис. 4.5 – рис. 4.6 соответственно.

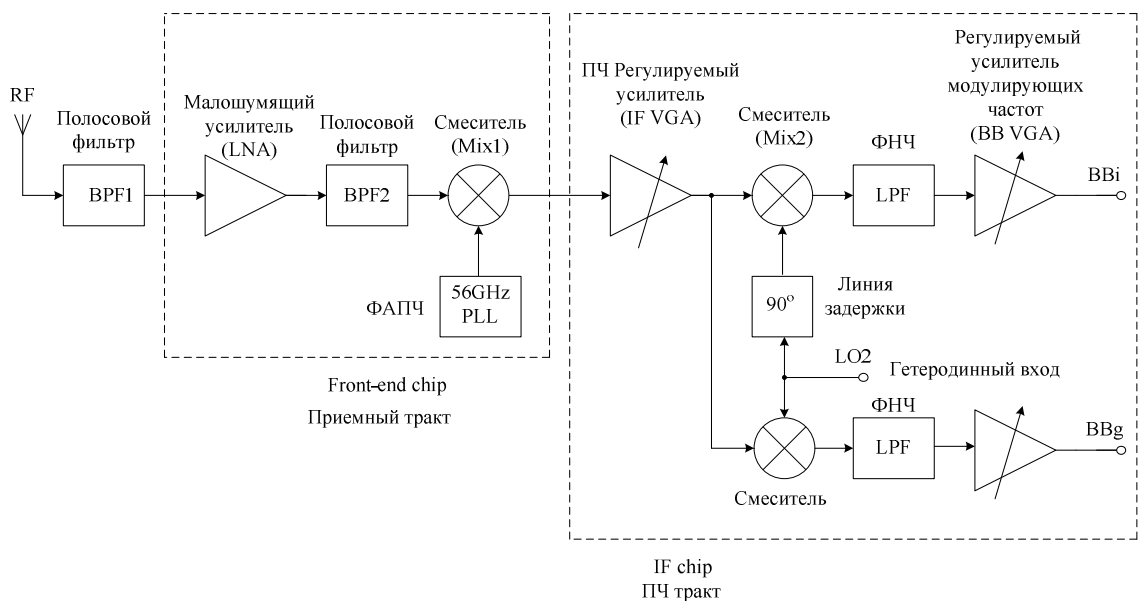


Рисунок 4.5 – Структура приемника с одним преобразователем частоты и квадратурным демодулятором

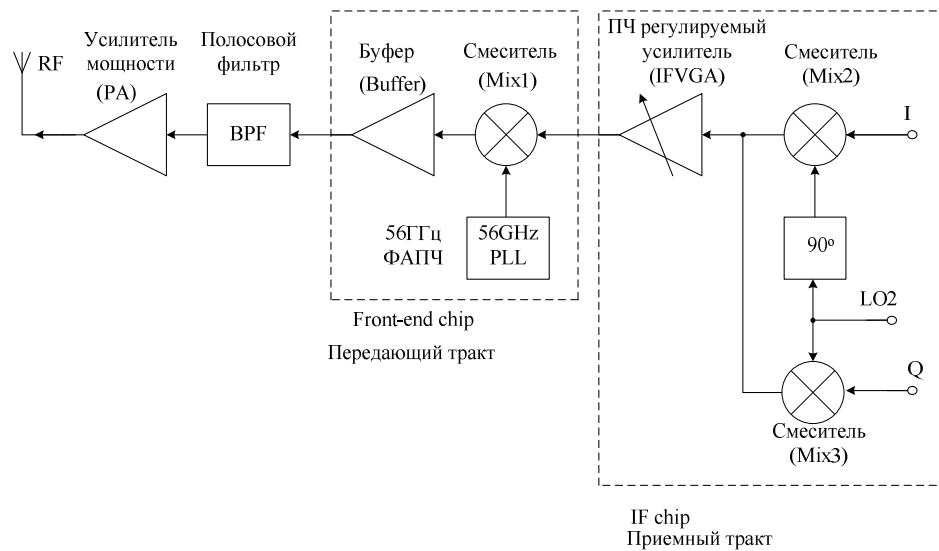


Рисунок 4.6 – Структура передатчика с одним преобразователем частоты и квадратурным модулятором

Схема приемопередающего устройства с единой системой ФАПЧ для приемного и передающего тракта показана на рис. 4.7. Приемный тракт обеспечивает фильтрацию входного сигнала и его усиление до входа смесителя (Mx1), где понижается до 5 ГГц и демоделируется для получения IQ сигналов. Приемная часть состоит из модулятора, регулируемого усилителя (VGA1), смесителя (Mx1) для повышения частоты сигнала до 60 ГГц, усилителя мощности и полосового фильтра. Использование двух антенн позволяет получить лучшую развязку между приемным и передающим трактом.

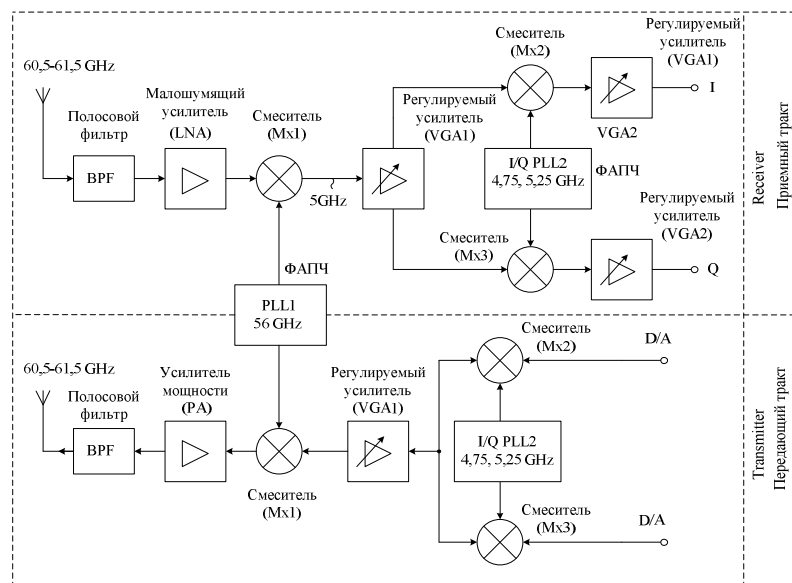


Рисунок 4.7 – Функциональная схема приемо-передающего устройства

Схема приемного и передающего тракта с использованием отдельных генераторов приведена на рис. 4.8.

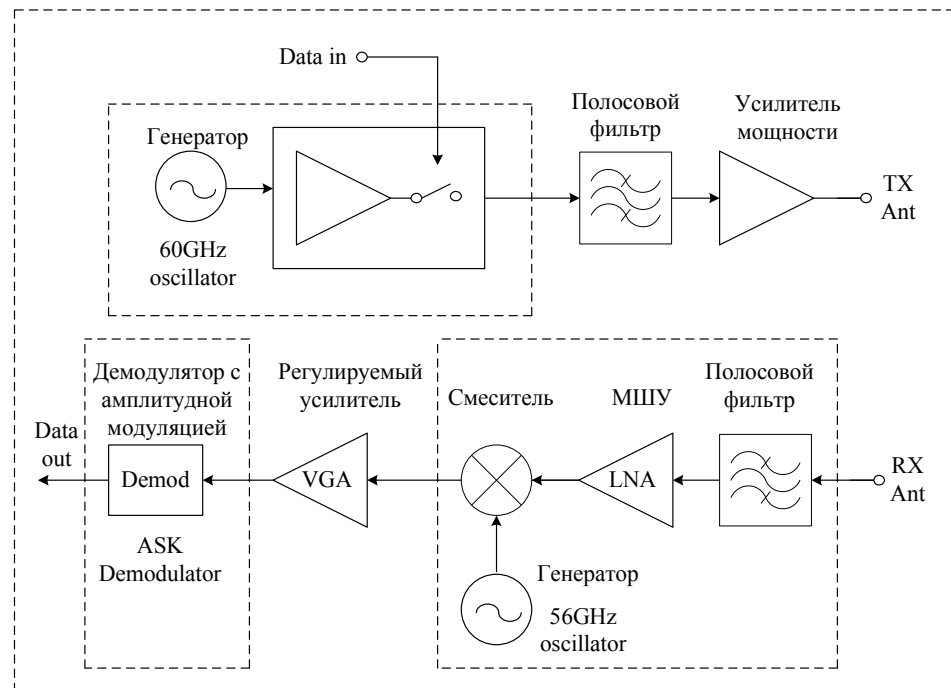


Рисунок 4.8 – Функциональная схема приемо-передающего устройства

Варианты основных модификаций входных цепей приемников приведены на рис. 4.9, которые отличаются использованием малошумящего усилителя.

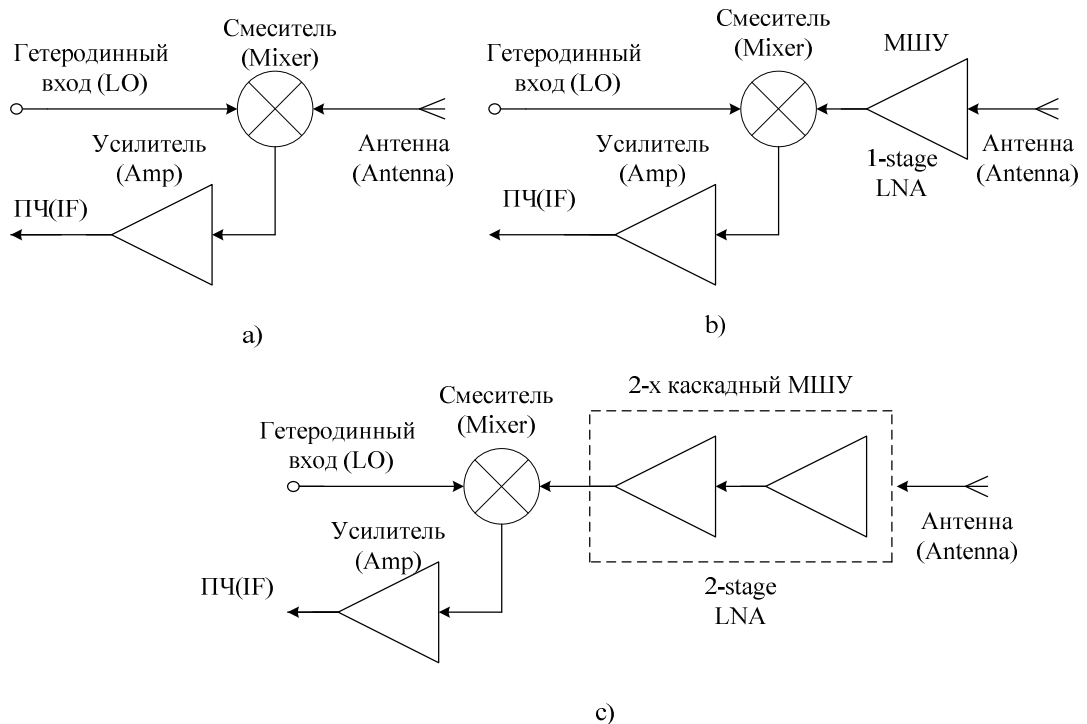


Рисунок 4.9 – Основные модификации входных цепей приемника

Преимущества приемника прямого преобразования (рис. 4.10) состоят в том, что он хорошо подходит для монолитного исполнения из-за отсутствия фильтрации зеркальной частоты. Тем не менее, такая архитектура не получила широкого применения на сегодняшний день, особенно в беспроводных приемопередатчиках с высокими эксплуатационными свойствами, работающих в КВЧ диапазоне, из-за своей чувствительности к проблемам смещения постоянной составляющей (DC offset), четным гармоникам входного сигнала и утечке сигнала гетеродина на антенный вход и его излучение. Последняя проблема может рассматриваться как наиболее серьезная.

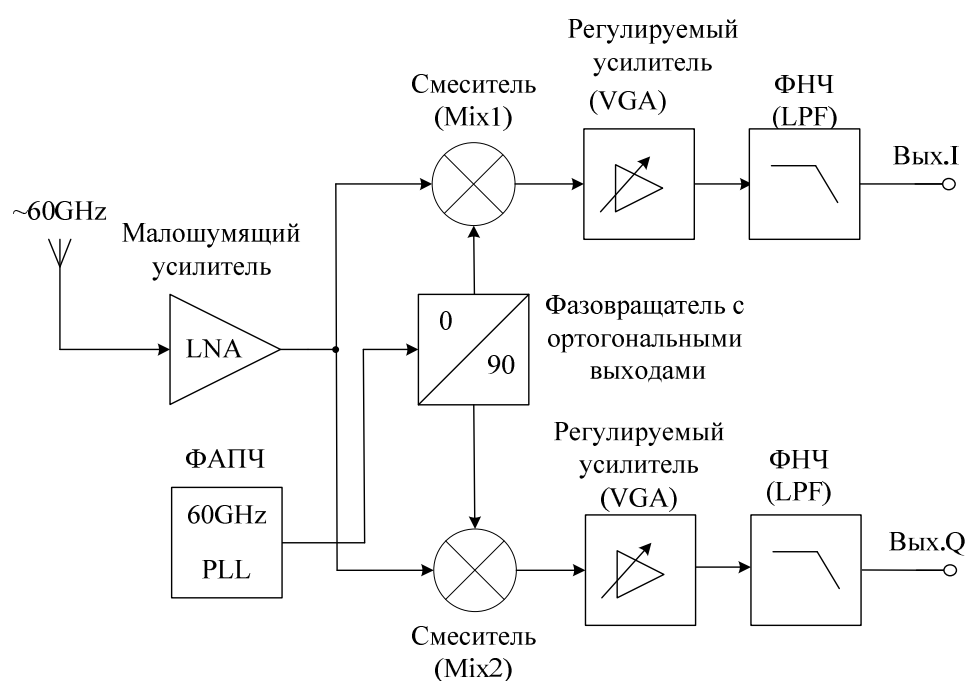


Рисунок 4.10 – Структура приемника с прямым преобразователем сигнала в квадратурных каналах Direct conversion architecture

Супергетеродинная структура так же позволяет проектировать приемники с несколькими каналами. Как показано на рис. 4.11, такая архитектура может работать в двух режимах, на прием сигналов 60 ГГц и 5 ГГц.

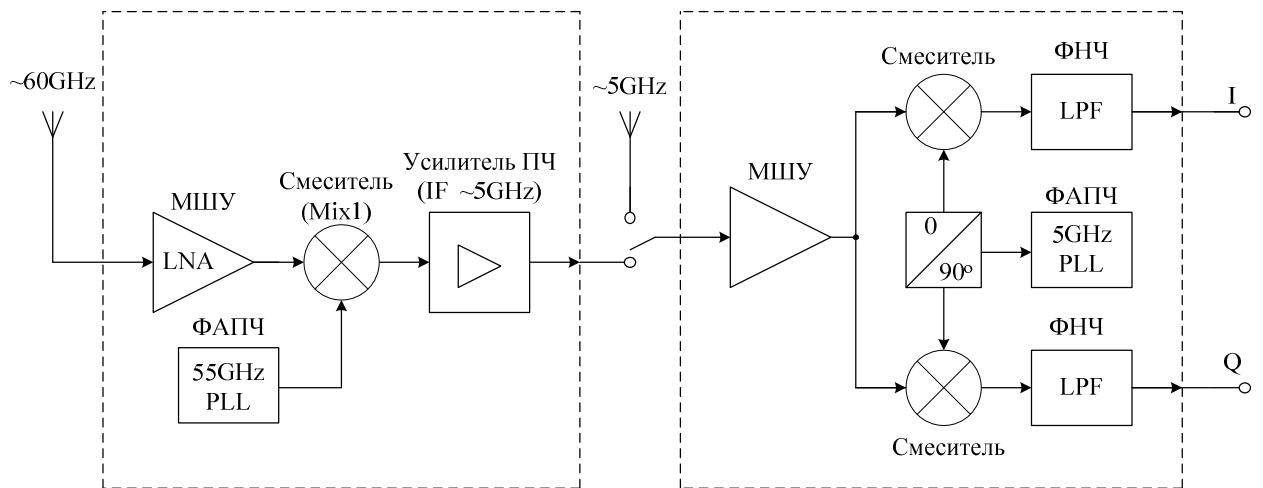


Рисунок 4.11 – Гетеродинная архитектура приемника

Приемник с постепенным понижением частоты (sliding-IF) можно рассматривать для использования в КВЧ системах связи (рис. 4.12). Структура приемника (рис. 4.12) содержит единую систему ФАПЧ (PLL) с последующим делителем для генерации необходимой частоты преобразования.

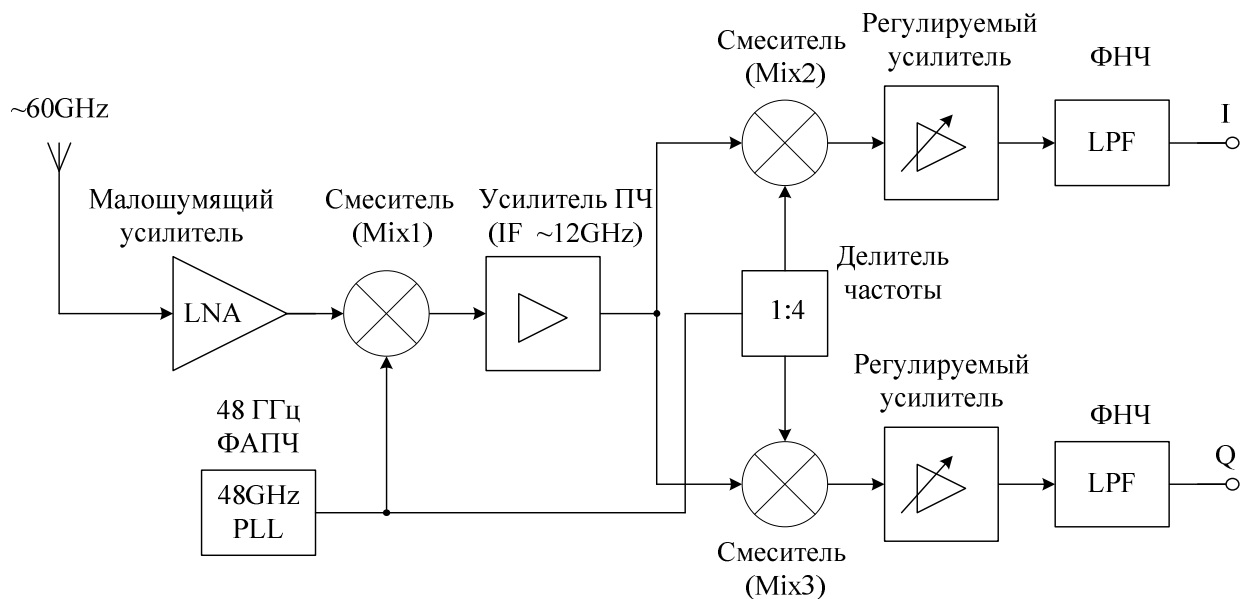


Рисунок 4.12 – Приемник с постепенным понижением частоты (Sliding IF)

Архитектуры передатчиков с 5 ГГц входным сигналом и выходным 60 ГГц сигналом с однофазным (рис. 4.13) и дифференциальным (рис. 4.14) выходом.

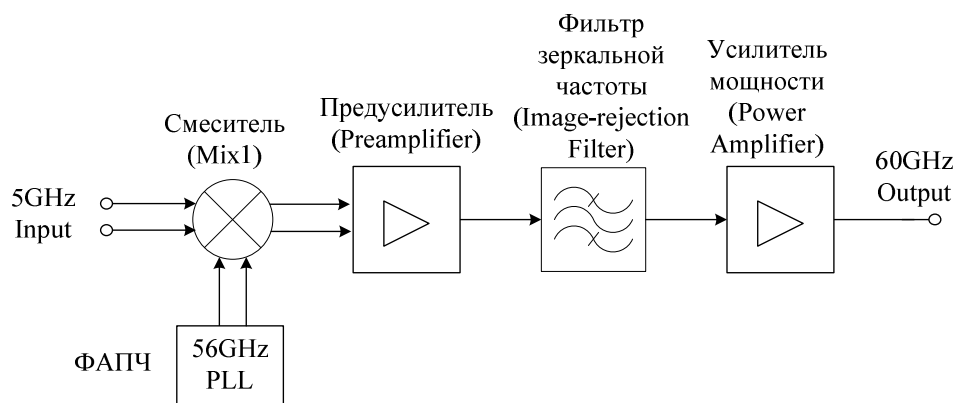


Рисунок 4.13 – Передатчик КВЧ диапазона

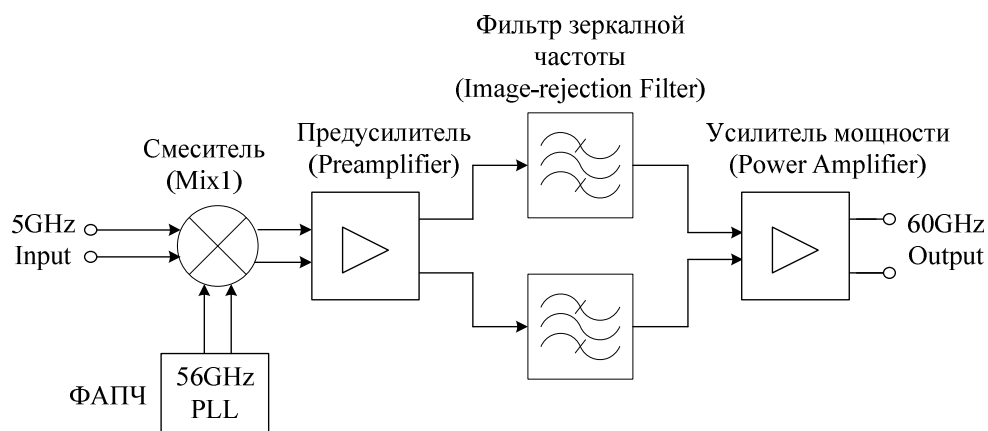


Рисунок 4.14 – Передатчик с двумя фильтрами зеркальной частоты

На рис. 4.15 показана более подробная схема передатчика с дифференциальным выходом и единой цепью ФАПЧ для модулятора и повышающего смесителя.

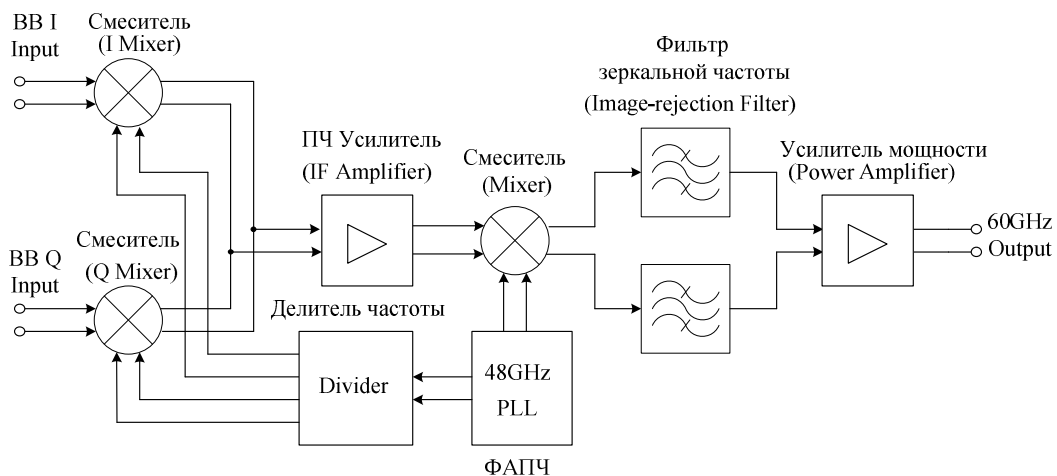


Рисунок 4.15 – Передатчик с делителем частоты

4.3 Смесители сигналов КВЧ диапазона

Смесители диапазона КВЧ широко применяются в приемопередатчиках для преобразования частоты. В передатчике, смеситель применяется для преобразования сигнала промежуточной частоты (ПЧ) вверх на частоту радиочастотного (РЧ) сигнала с последующим усилением в усилителе мощности (УМ) и передачей в антенну. В этом случае для смесителя более важными являются параметры выходная мощность и линейность.

Поскольку обеспечение сигнала с мощностью более 10 мВт в КВЧ МИС на основе кремниевых технологий является относительно сложной задачей, то наибольшее применение нашли активные смесители частоты, благодаря меньшим требованиям к мощности гетеродина и положительному коэффициенту преобразования входного сигнала.

Таблица 4.1 - Сравнение параметров активных двойных балансных смесителей КВЧ диапазона

Ссылка на публикацию	[100]	[101]	[102]
Архитектура	Гильберт	каскадная конфигурация гетеродина	верхняя конфигурация гетеродина
Технологический процесс	0,25 мкм SiGe	0,13 мкм SiGe	0,12 мкм SiGe
Центральная частота рабочего диапазона, ГГц	60	220	50
Входная мощность при компрессии коэффициента преобразования на 1 дБ, дБм	-5,6	-	-16,5
Коэффициент преобразования, дБ	2,2	0	9
Мощность гетеродина, дБм	4	0	6
Потребляемая мощность, мВт	33	59	23
Площадь кристалла, мм ²	0,283	-	0,32

Наибольшее распространение нашла схема активного смесителя на основе ячейки Гилберта [103, 100, 104-105].

Среди субгармонических активных смесителей основанных на двойной балансной структуре преобладают три основных типа: каскадная конфигурация гетеродина (three-level stacked-LO) [106, 107, 101, 108]. Принцип работы такого смесителя основан на смешивании ПЧ сигнала с квадратурным сигналом

гетеродина. Верхняя (top-LO-configuration) [106,102] и нижняя (bottom-LO-configuration) конфигурация гетеродина [106,109] основаны на нелинейности транзистора. Схема с каскодной конфигурацией требует меньшую мощность гетеродина, но требует большего напряжения питания из-за своей многоярусности. Так же благодаря каскодной структуре 2Г-ПЧ изоляция достигает наибольшего значения. При сравнении с каскодной конфигурацией гетеродина, верхняя и нижняя конфигурации гетеродина могут работать на более высоких частотах, потому что такие схемы используют в работе нелинейность транзистора. Верхняя конфигурация имеет простую схему, но обеспечивает малый коэффициент преобразования и слабую 2Г-ПЧ изоляцию. Нижняя конфигурация гетеродина обеспечивает наименьшую межпортовую изоляцию из-за схемной реализации.

В таблице 4.1 показаны сравнительные параметры активных двойных балансных смесителей в СВЧ и КВЧ диапазоне.

На рис. 4.16 показана схема смесителя диапазона КВЧ на основе ячейки Гильберта. Для уменьшения напряжения питания исключен источник опорного тока и используется LC контур. В качестве сосредоточенной емкости используется выходная паразитная емкость транзисторов Q3-Q6.

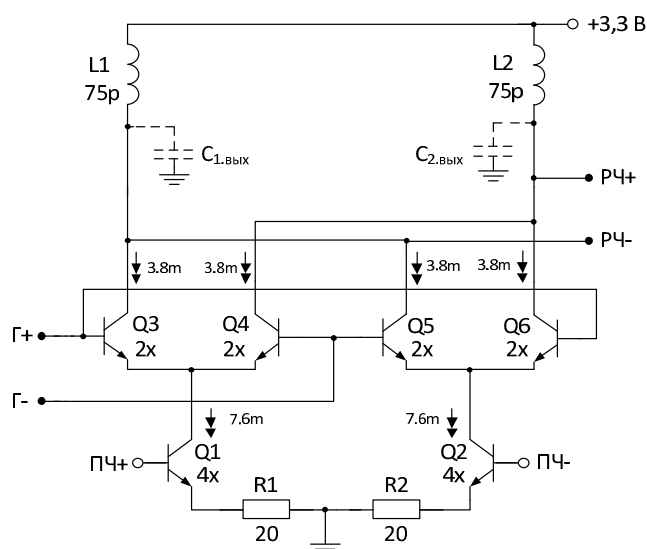


Рисунок 4.16 – Схема смесителя на основе ячейки Гильберта

Изменением номиналов резисторов R1, R2 схемы рис. 4.16 и значения индуктивной нагрузки L1, L2 коэффициент преобразования и линейность смесителя могут быть оптимизированы. Ток нижней дифференциальной пары оптимизируется для достижения максимальной граничной частоты транзисторов при заданной площади эмиттеров (его значение равно 7,6 мА для каждого транзистора VT1 и VT2 (рис. 4.16)). Однодецибелную точку компрессии, которая определяет линейность по входу, можно рассчитать по следующей формуле [100]:

$$V_{1dB} = \frac{2\sqrt{2}\phi_T}{5,25} (g_m R_E + 1)^2, \quad (4.1)$$

$$K_{\Pi} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} - \tanh\left(\frac{u_{\Gamma}}{2\phi_T}\right) \frac{R_{\text{н}}}{\frac{1}{g_m} + R_E}, \quad (4.2)$$

где $\phi_T = 26$ мВ – температурный потенциал; g_m – крутизна нижней дифференциальной пары на транзисторах Q1, Q2; R_E – сопротивление эмиттерных резисторов; $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки.

Из формулы (4.1) следует, что линейность по входу увеличивается с увеличением сопротивления эмиттерных резисторов, но коэффициент преобразования (K_{Π}) при этом падает (4.2) из-за уменьшения крутизны g_m .

При величине эмиттерных резисторов R1=R2=20 Ом промоделированный с помощью САПР Agilent ADS коэффициент преобразования равен 2,2 дБ, а входная однодецибелная точка компрессии равна минус 6,3 дБм на частоте 120,5 ГГц.

Моделирование выполнялось в САПР Cadence и ADS Momentum и с учетом паразитных параметров. Все входы и выходы согласованы на сопротивление 50 Ом. Коэффициент преобразования (K_{Π}) достигает максимума при мощности гетеродина $P_{\Gamma}=6$ дБм. Выходная мощность насыщения 0 дБм.

В табл. 4.2 представлены характеристики смесителя.

Таблица 4.2 - Результаты моделирования смесителя рис. 4.16

Техпроцесс	0,13 мкм БиКМОП
Диапазон частот, ГГц	113-127
Ток потребления, мА	16.4@3.3В
Коэффициент преобразования, дБ	2,3
Выходная 1дБ точка компрессии, дБм	-5
Полоса пропускания ПЧ по уровню минус 3 дБ, ГГц	0,5-7,4
Г-РЧ изоляция, дБ	>55
Мощность гетеродина, дБм	6
Тип входа	Г, РЧ – однофазные ПЧ – дифферен.

Для преобразования дифференциального РЧ выхода смесителя в однофазный и однофазного входа гетеродина в дифференциальный в диапазоне частот 120 ГГц используется симметрирующее устройство (СУ) Маршанда [110]. СУ Маршанда является широкополосным устройством с небольшим коэффициентом потерь. Он конвертирует однофазный сигнал в дифференциальный с помощью связанных четвертьволновых отрезков линий передачи. Для того, чтобы уменьшить размер такой структуры, линии были скручены в меандр. Согласование входа и выхода устройства на 50 и 100 Ом происходит путем соответствующего выбора волновых сопротивлений для четной и нечетной моды связанных линий [109]. Топология такого СУ показана на рис. 4.17.

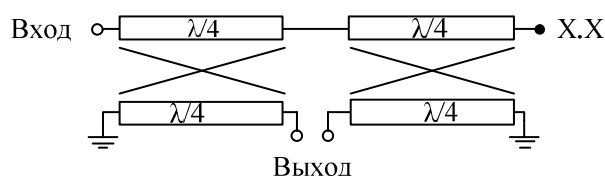


Рисунок 4.17 – Топология СУ Маршанда

Электромагнитное (ЭМ) моделирование показало что СУ имеет 1,35 дБ потерь, 4,5 градусов разбаланс по фазе и 0,15 дБ разбаланс по амплитуде. Диапазон рабочих частот от 110 ГГц до 130 ГГц.

Смеситель на основе ячейки Гильберта показал хорошие параметры выходной мощности и Г-РЧ изоляции, но у него есть недостаток,

закрывающийся в высокой частоте и требуемой мощности (6 дБм) сигнала гетеродина. Для того, чтобы облегчить проектирование цепей, связанных с гетеродином (ГУН, ФАПЧ), можно использовать смеситель на субгармонических частотах, использующий вторую гармонику частоты гетеродина.

При этом была выбрана каскодная трехъярусная схема рис. 4.18. Схема обеспечивает наилучшую изоляцию от порта гетеродина к порту ПЧ, требует меньше мощности гетеродина и обеспечивает хороший коэффициент преобразования. К недостаткам такой схемы относится ее многоярусность, которая требует большее напряжение питания.

На рис. 4.18а показана схема субгармонического каскодного смесителя (а). На базы транзисторов Q7-Q10 подается сигнал гетеродина с фазировкой $0^\circ/180^\circ$ и обозначена как синфазная компонента сигнала (Γ_I и $\bar{\Gamma}_I$). Квадратурная составляющая, с начальными фазами $90^\circ/270^\circ$ (Γ_Q и $\bar{\Gamma}_Q$) подается на базы транзисторов Q3-Q6. На рис. 4.18б показан один цикл переключения транзисторных пар. Из него можно увидеть, что квадратурный и синфазный сигнал складываются в Γ каскаде и образуют сигнал Γ_{I-Q} , имеющий в два раза меньший период, а значит в два раза большую частоту, чем в исходном сигнале.

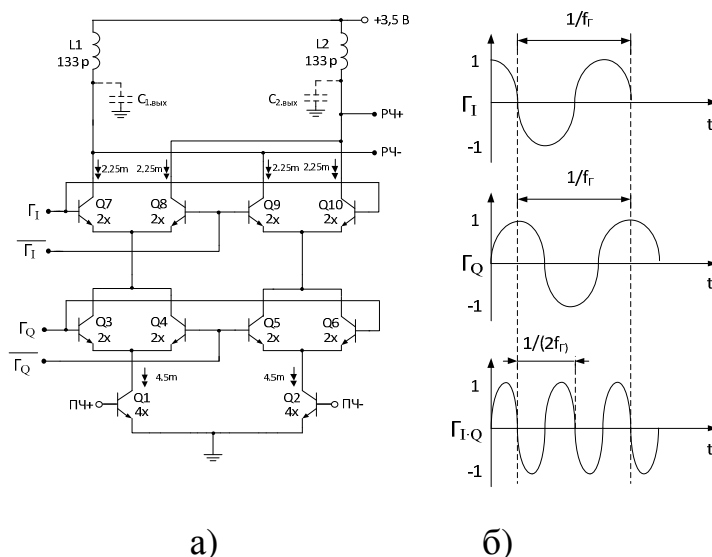


Рисунок 4.18 – Схема субгармонического смесителя с каскодной конфигурацией гетеродина (а) и его принцип работы (б)

Ток ПЧ дифференциального каскада составляет 4,5 мА на каждом транзисторе. Эмиттерные резисторы были исключены из схемы для уменьшения напряжения питания. Нагрузкой смесителя служит LC контур. В качестве емкости используется паразитная выходная емкость транзисторов.

Для конвертирования однофазного сигнала в дифференциальный используются СУ Маршанда. Т.к. частота гетеродина в субгармоническом смесителе равна 60 ГГц, длина отрезков передачи СУ была увеличена в 2 раза.

Для получения квадратурной Q и синфазной I компоненты необходим квадратурный направленный ответвитель. Схема его включения показана на рис. 4.19. Простейший ответвитель состоит из 4 четвертьволновых отрезков линий передачи с разным волновым сопротивлением, однако на частоте 60 ГГц такая структура занимает не позвоительно много места на кристалле, для уменьшения занимаемой площади можно использовать $\lambda/8$ и $\lambda/12$ отрезки линий передачи с зашунтированными конденсаторами на концах [111]. На рис. 4.19 показана дифференциальная схема направленного ответвителя с использованием компланарных линий передачи. Для согласования на дифференциальное сопротивление 100 Ом, волновое сопротивление компланарной линии, зависящее от ширины линии и расстояния между полосковыми элементами, было выбрано равным 70,7 Ом.

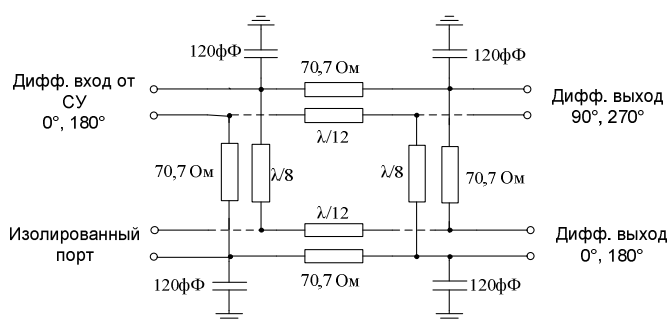


Рисунок 4.19 – Схема направленного ответвителя с уменьшенной площадью

ЭМ моделирование схемы рис. 4.19 показало что в полосе частот 55-65 ГГц ответвитель имеет 4,5-5 дБ потерь, амплитудный разбаланс не более 0,5дБ, фазовый разбаланс не более 4 градусов, коэффициент отражения более -11дБ.

Все входы и выходы смесителя согласованы на сопротивление 50 Ом. Коэффициент преобразования ($K_{\text{п}}$) достигает максимума при мощности гетеродина $P_{\text{Г}}=4$ дБм. В табл. 4.3 показаны результаты моделирования субгармонического смесителя.

Таблица 4.3 - Результаты моделирования смесителя рис. 4.3а

Техпроцесс	0,13 мкм БиКМОП
Частота, ГГц	103-133
Ток потребления, мА	10.2@3.5В
Коэффициент преобразования, дБ	5,2
Выходная 1дБ точка компрессии, дБм	-12,4
Полоса пропускания ПЧ по уровню минус 3 дБ, ГГц	0,5-13
Г-РЧ изоляция, дБ	43
Мощность гетеродина, дБм	4
Тип входа	Г, РЧ – однофазные ПЧ – дифферен.

4.4 Оптимизация добротности LC нагрузок КВЧ диапазона

Во многих КВЧ МИС смесителей и усилителей используются дифференциальный выход, нагруженный на сопротивление $R_{\text{н}}$, от значения которого зависит коэффициент передачи схемы (смесители Гильберта и их модификации, дифференциальные усилители, генераторы и т.д.) [112–114]. Современные МИС по SiGe техпроцессам имеют напряжения питания 3,3 - 5 В, что существенно ограничивает диапазон значений $R_{\text{н}}$ в сторону уменьшения. В этом случае для увеличения коэффициента передачи и выделения полезной составляющей сигнала в КВЧ диапазоне зачастую используют короткозамкнутые четвертьволновые отрезки линий передачи.

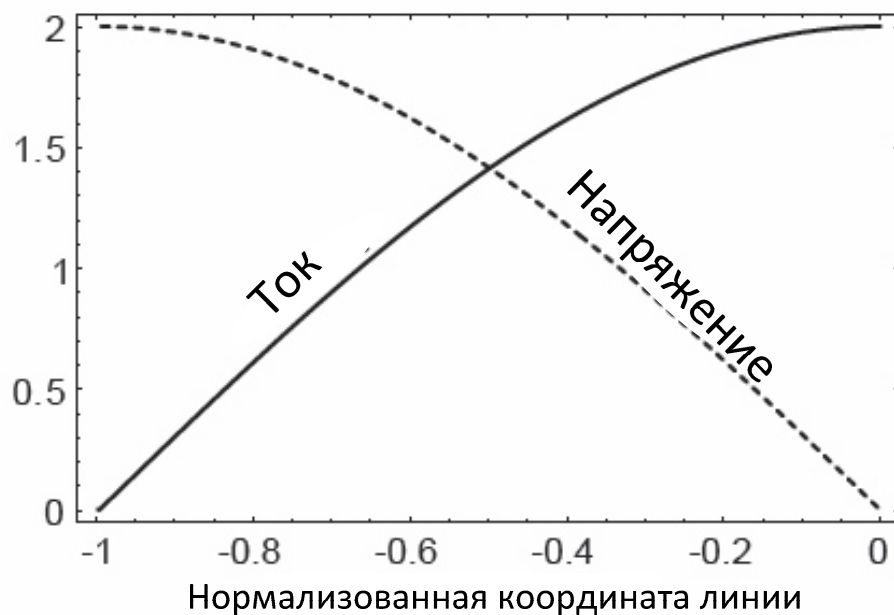
В качестве нагрузки смесителей сигналов в коллекторных цепях частот используются LC цепи. Добротность таких цепей определяет коэффициент преобразования смесителя и полосу пропускания, поэтому её оптимизация является актуальной задачей [115].

Дифференциальная линия, закороченная на одном из концов, на резонансной частоте работает в режиме стоячей волны. На рис. 4.20а изображена такая линия, а на рис. 4.20б графики токов и напряжений в

зависимости от нормированной координаты линии. Из рисунка можно сделать вывод, что левая часть такой линии имеет емкостной характер, а правая индуктивный. На короткозамкнутом конце линии напряжение находится на минимальном уровне, а ток на максимальном, поэтому потери происходят в основном из за последовательного сопротивления микрополосковой линии. С другой стороны линии, наоборот, ток минимален, а напряжение – максимально, поэтому потери связаны с паразитной шунтирующей проводимостью между дифференциальными линиями.



а)



б)

Рисунок 4.20 – Дифференциальный четвертьволной отрезок линии передачи (а) и графики токов и напряжений в зависимости от координаты линии (б) [36]

Это явление может быть использовано для снижения потерь в линии и соответственно увеличения добротности [116]. Для этого, на короткозамкнутом конце линии необходимо увеличивать ширину линий и зазор между ними, а на

другом конце, наоборот, уменьшать ширину и зазор, как показано на рис. 36. Длина такой линии рассчитывается из формулы (4.3).

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{f_c \cdot \sqrt{\epsilon_R}}, \quad (4.3)$$

где c – скорость света, f_c – резонансная частота, ϵ_R – диэлектрическая проницаемость.

Так, для резонансной частоты 120 ГГц и кремниевой подложке с $\epsilon_R=4,1$, длина линии будет равна около 310 мкм.

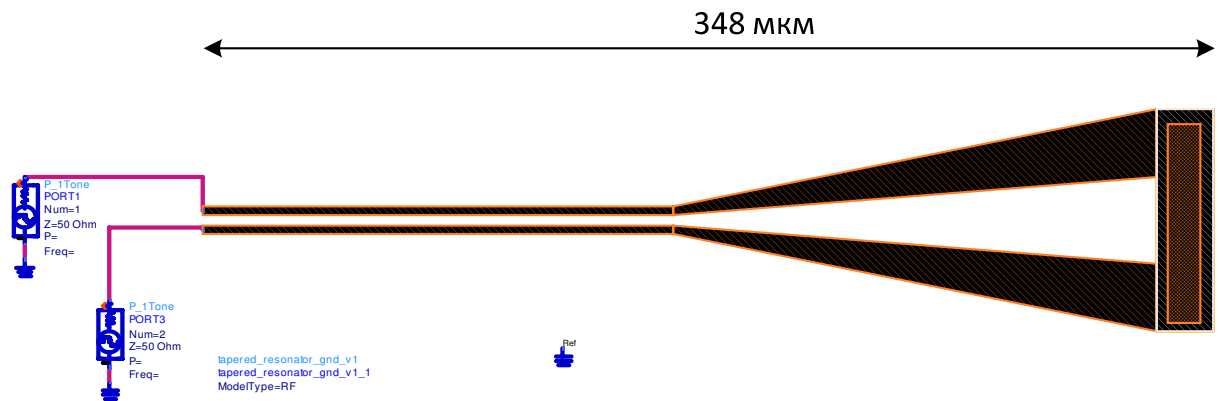
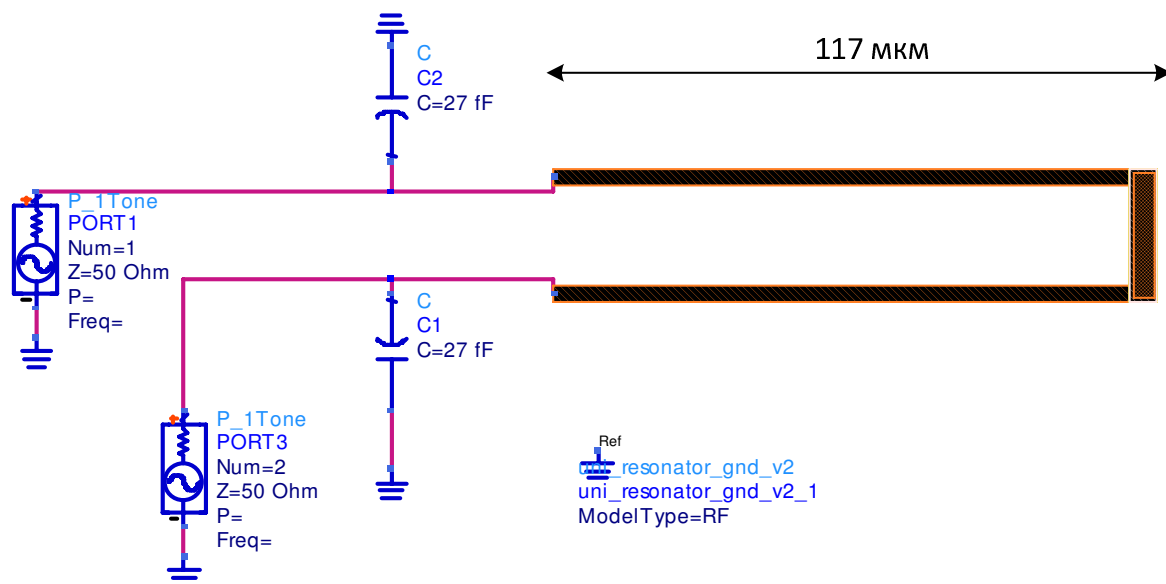
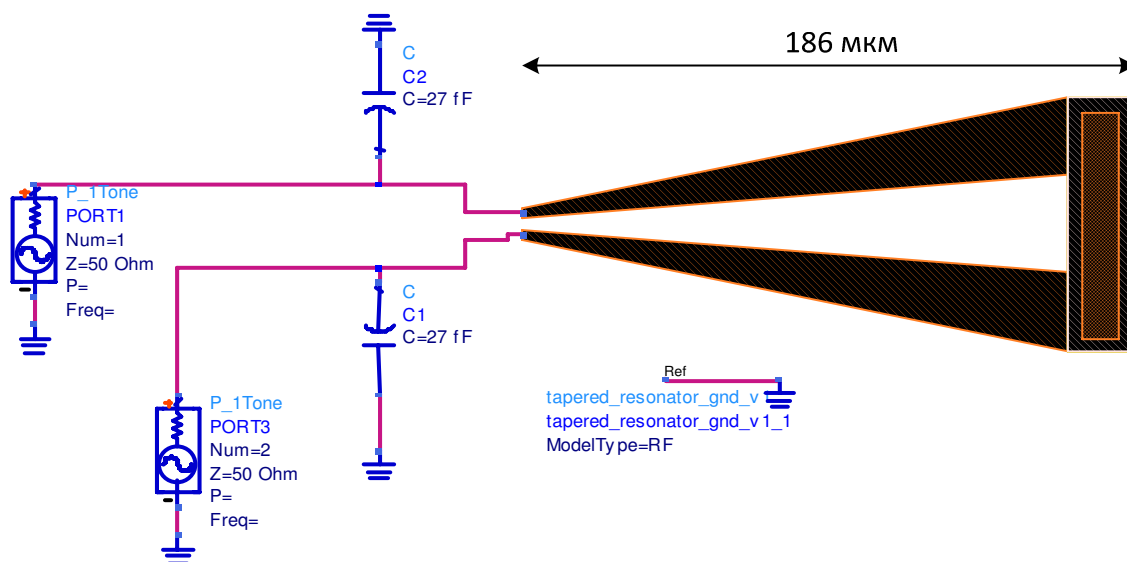


Рисунок 4.21 – Линия передачи с увеличенной добротностью

При проектировании нагрузок, необходимо учитывать выходную коллекторную емкость транзисторов, которая может существенно повлиять на добротность таких линий. Например, выходная паразитная емкость смесителя на основе ячейки Гильберта равна 27 фФ [112]. Таким образом, вместо левой части четвертьволнового отрезка линии передачи, имеющей емкостной характер, может быть использована паразитная выходная емкость транзисторов, рисунок 4.22. Кроме этого, это существенно сэкономит занимаемую площадь на кристалле.



а)



б)

Рисунок 4.22 – Схема моделирования LC нагрузки без оптимизации (а) и с оптимизацией добротности (б) в САПР Agilent ADS

На рис. 4.23 показаны результаты электромагнитного моделирования входного сопротивления, выраженного в дБ, от частоты в САПР Agilent ADS с использованием подложки SiGe БиКМОП технологического процесса с проектными нормами 0,13 мкм. Как видно, оптимизация формы такой линии позволяет повысить добротность на 24%.

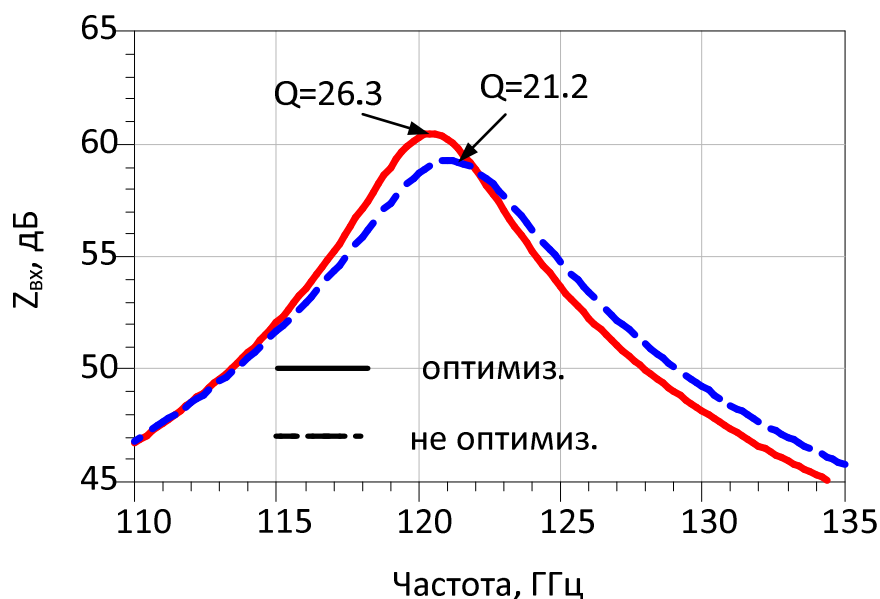


Рисунок 4.23 – Результаты моделирования LC нагрузки в САПР Agilent ADS

Были рассмотрены варианты LC нагрузок в схемах КВЧ диапазона. Было установлено, что оптимизация формы микрополосковой линии позволяет повысить добротность на 24%.

4.5 Умножители частоты

В настоящее время возникла острая необходимость в создании устройств связи, работающих в миллиметровом диапазоне частот (30-300ГГц), которые обеспечивали бы быстрое подключение, высокую скорость передачи данных, малую стоимость, высокий уровень безопасности и малые габариты.

Потенциальные возможности будущих систем связи с приемопередатчиками миллиметрового диапазона, в случае их массового использования, позволяют создавать недорогие устройства сверхскоростной беспроводной передачи данных и могут использоваться как опорные магистральные беспроводные каналы связи базовых станций WiFi, WiMAX и LTE, беспроводная альтернатива оптическим кабельным каналам Интернет на коротких расстояниях. В таких системах находят широкое применение

удвоители частот (УДЧ) КВЧ-диапазонов. Например, в радиоприёмных устройствах, где частоту гетеродина для смесителя получают удвоением частоты задающего генератора или получения удвоенной частоты генератора в передатчике. Это позволяет повысить выходную мощность в КВЧ-диапазоне, в котором сложно реализовать генераторы с приемлемыми параметрами.

Существует две основные разновидности УДЧ: пассивные и активные. Выходная мощность пассивных УДЧ меньше, чем входная, и характеризуется потерями преобразования. Активные УДЧ, как правило, имеют положительный коэффициент преобразования и строятся по схемам на основе дифференциальных каскадов, т.к. в таких схемах достигается хорошее подавление входной частоты [117, 118].

Развитие технологических процессов на основе кремния уже сегодня позволяет говорить о возможности производства относительно недорогих систем на кристалле, использующих диапазон КВЧ. Перспективными в плане построения КВЧ монолитных интегральных схем (МИС) класса «система на кристалле» являются технологические процессы БиКМОП с SiGe гетеробиполярными транзисторами [119].

В данной работе рассматриваются результаты проектирования, измерения параметров и компьютерного моделирования удвоителя частот миллиметрового диапазона на биполярных транзисторах SiGe-технологии с проектными нормами 0,25 мкм.

На рис. 4.24 показана схема удвоителя частоты, который имеет входную цепь согласования на LC-элементах ($L1$, $L2$), дифференциальный каскад ($VT1$, $VT2$), работающий в нелинейном режиме, и цепь установления потенциалов ($R1 \div R16$). Выходной сигнал дифференциального каскада усиливается выходным каскадом с общей базой ($VT3$), в котором в качестве нагрузки используется индуктивность ($L3$), что позволяет получить высокий коэффициент преобразования.

Для оптимизации работы УДЧ рис. 4.24 в диапазоне КВЧ было проведено симметрирование элементов схемы (цепи установления статического режима), где линией симметрии являлся путь прохождения сигнала.

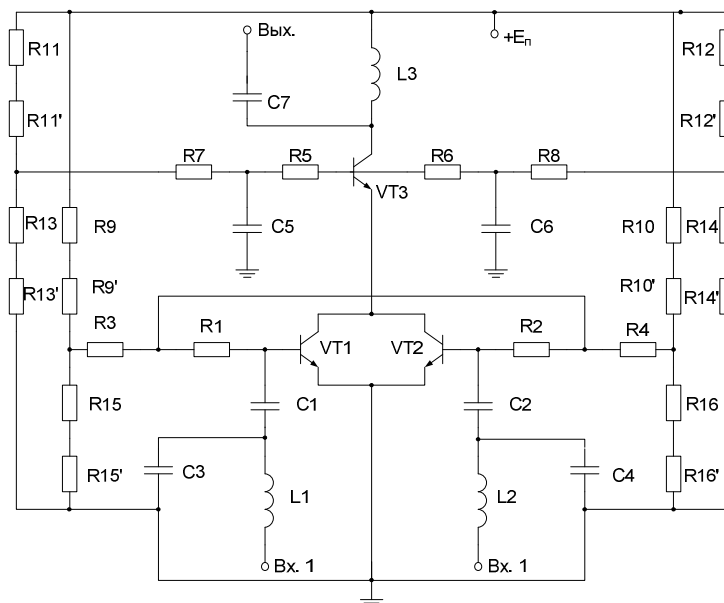
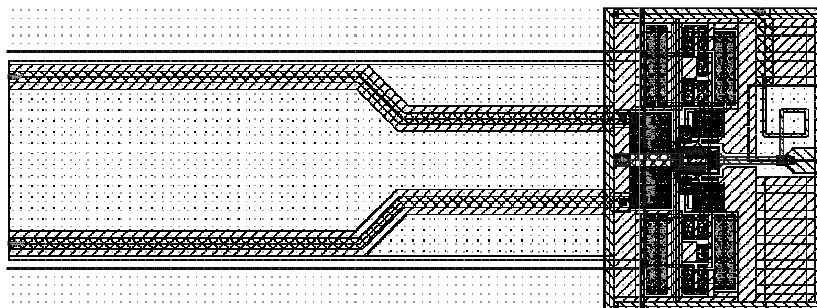
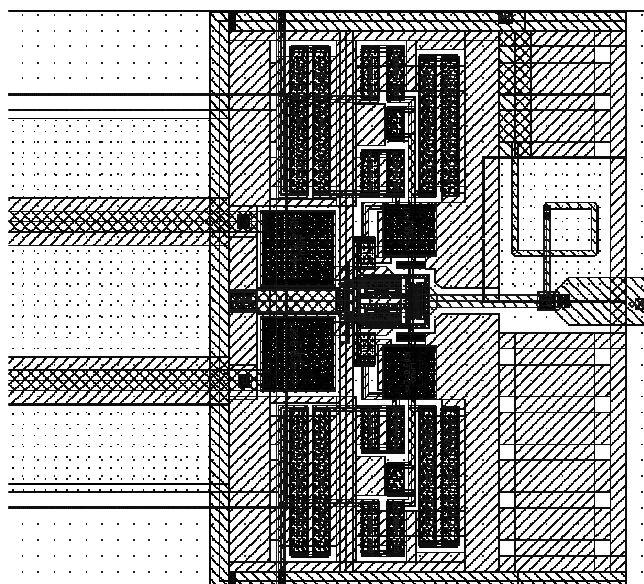


Рисунок 4.24 – Схема удвоителя частот

На рис. 4.25 показана топология УДЧ рис. 4.24 в среде *Cadence* на моделях SiGe-транзисторов технологического процесса SG25H1 фирмы INP (Германия). Входные катушки индуктивности схемы были преобразованы в линии передачи, что сохраняет номинал индуктивности и уменьшает электромагнитные наводки.



а)



б)

Рисунок 4.25 – Топология удвоителя частот рис.4.24 в среде Cadence.

Малый масштаб (а), укрупненный масштаб (б)

На рис. 4.26 приведены результаты измерений частотного спектра выходного сигнала в экспериментальной микросхеме УДЧ с топологией рис. 4.25.

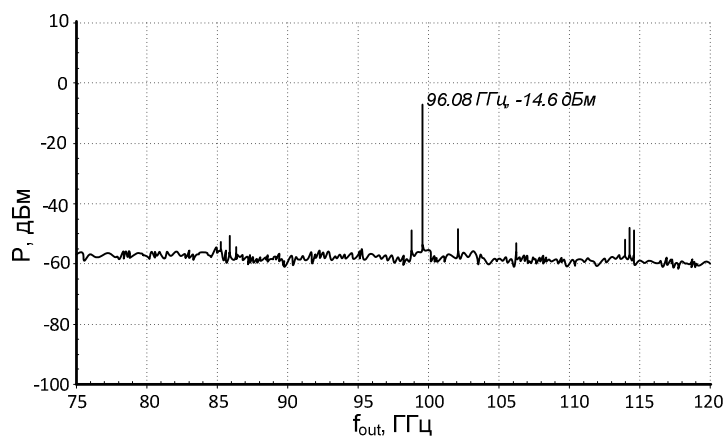


Рисунок 4.26 – Частотный спектр выходного сигнала УДЧ

Из рассмотрения рис. 4.26 следует, что при входном сигнале частотой 48 ГГц на выходе УДЧ имеем сигнал с частотой 96 ГГц и мощностью выходного сигнала -14 дБм. Данные измерений удовлетворяют результатам компьютерного моделирования УДЧ с допустимым отклонением. На рис. 4.27 ÷

рис. 4.30 представлены результаты исследования схемы УДЧ (рис. 4.24) с учётом электромагнитного анализа топологии (рис. 4.25) в среде *Momentum ADS*.

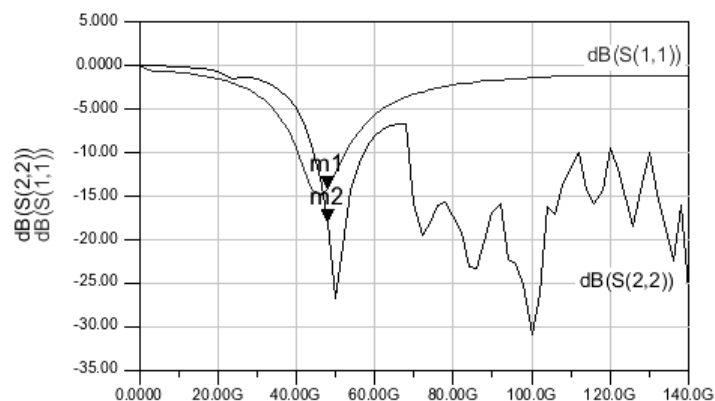


Рисунок 4.27 – Нормированные по оси Y S-параметры УДЧ

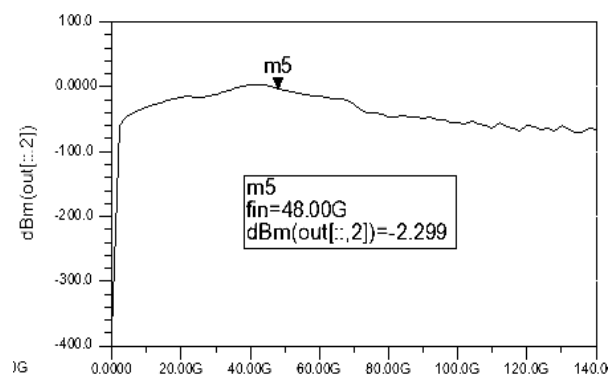


Рисунок 4.28 – Коэффициент передачи УДЧ по мощности

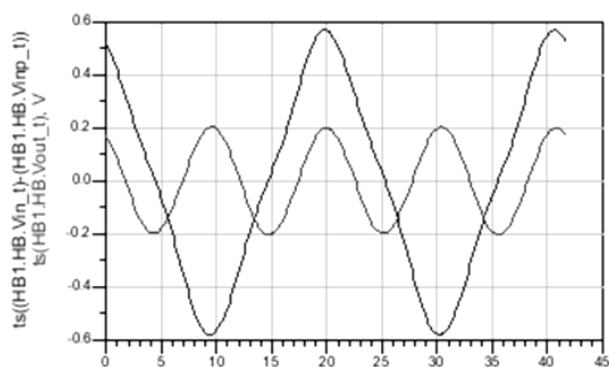


Рисунок 4.29 – Осциллограмма выходного сигнала УДЧ

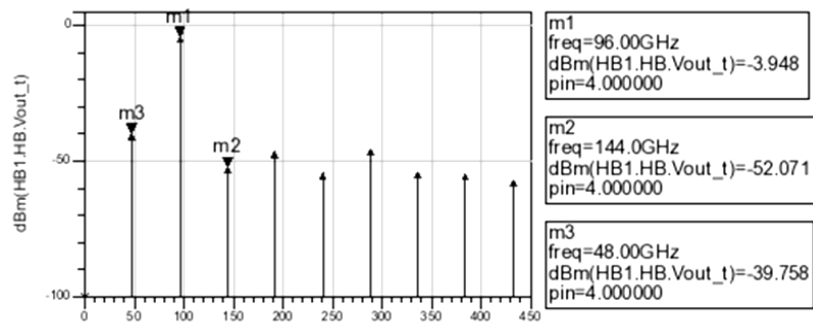


Рисунок 4.30 – Спектр выходного сигнала УДЧ

Как видно из характеристик (рис. 4.27 ÷ рис. 4.30), схема УДЧ согласована по входу на частоте 48 ГГц, по выходу – на частоте 96 ГГц. При нагрузке 50 Ом выходная мощность равна 5 дБм, а подавление входного сигнала составляет 48 дБ.

По результатам измерений разработанный УДЧ удовлетворяет требования приемопередатчиков КВЧ диапазона, в том числе автомобильных радаров.

Практическое применение УДЧ (рис. 4.31) и других КВЧ функциональных узлов [97, 98] приемо-передающей аппаратуре показало, что достоинством КВЧ диапазона является квазиоптическая форма распространения излучения, при которой отсутствуют интерференция и связанные с ней помехи, характерные для передачи сигналов в атмосфере в низкочастотных диапазонах спектра электромагнитного излучения.

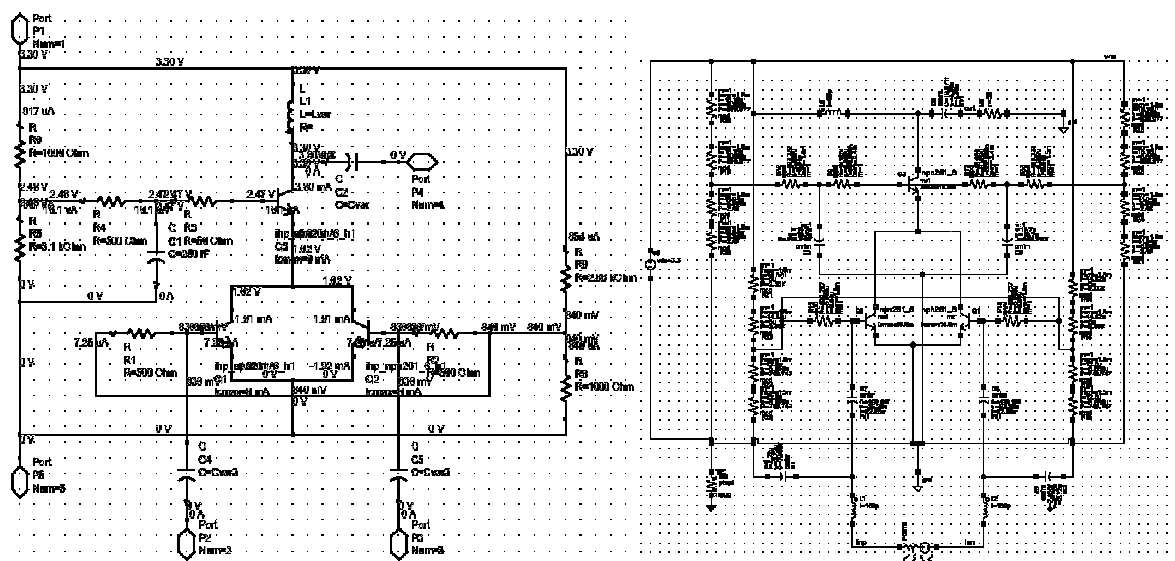
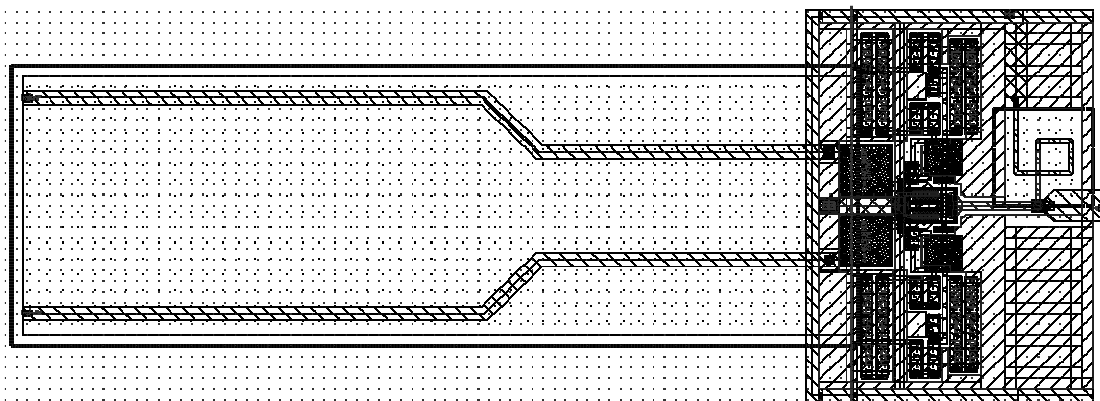
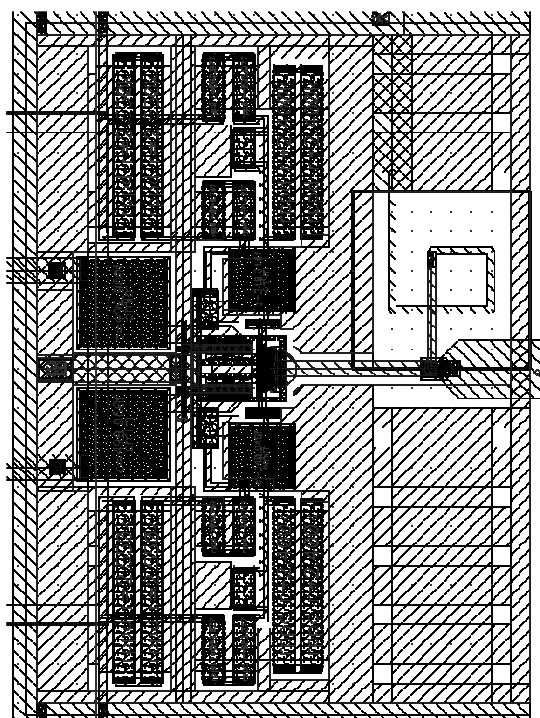


Рисунок 4.31 – Принципиальная схема УДЧ в среде Cadence



a)



б)

На рисунках 4.34-4.39, 4.41-4.49 показано несколько итераций моделирования, которое было осуществлено для поиска оптимальных результатов.

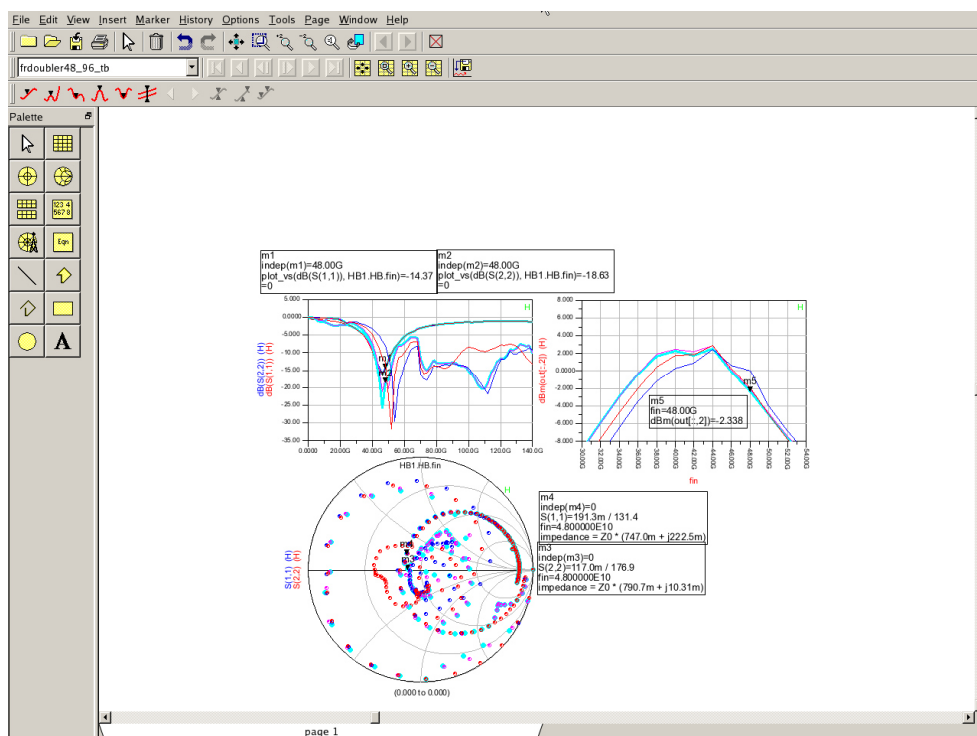


Рисунок 4.34 – Результаты моделирования S-параметров схемы УДЧ в среде ADS (1 итерация)

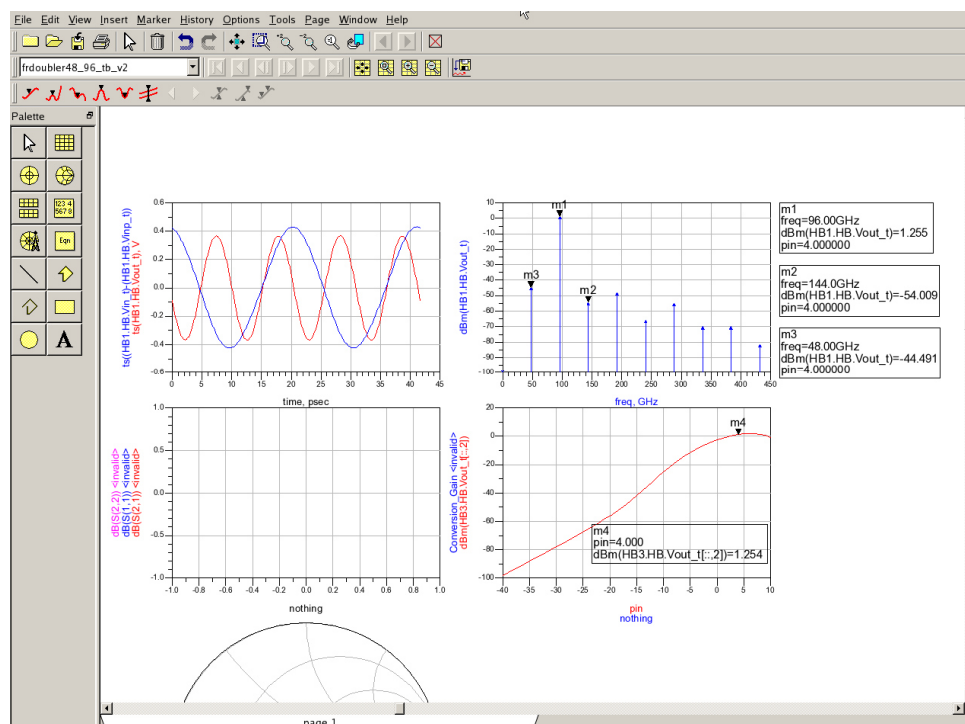


Рисунок 4.35 – Результаты моделирования выходной мощности схемы УДЧ в среде ADS (1 итерация)

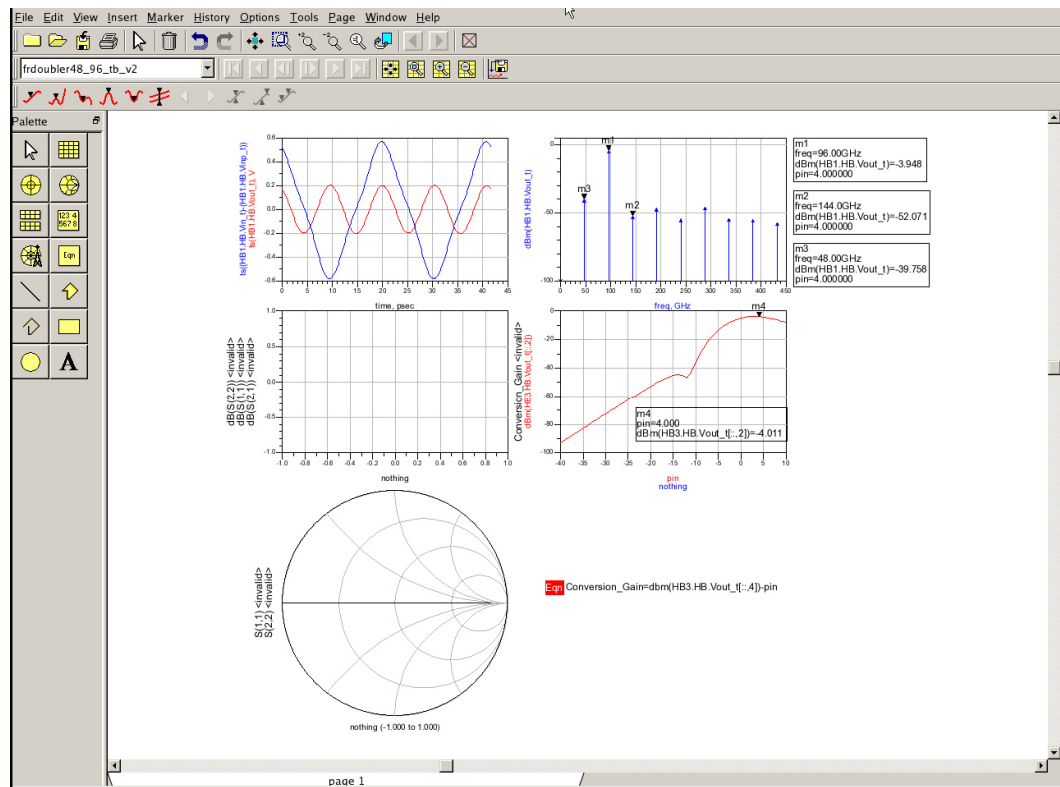


Рисунок 4.36 – Результаты моделирования выходной мощности схемы УДЧ в среде ADS (2 итерация)

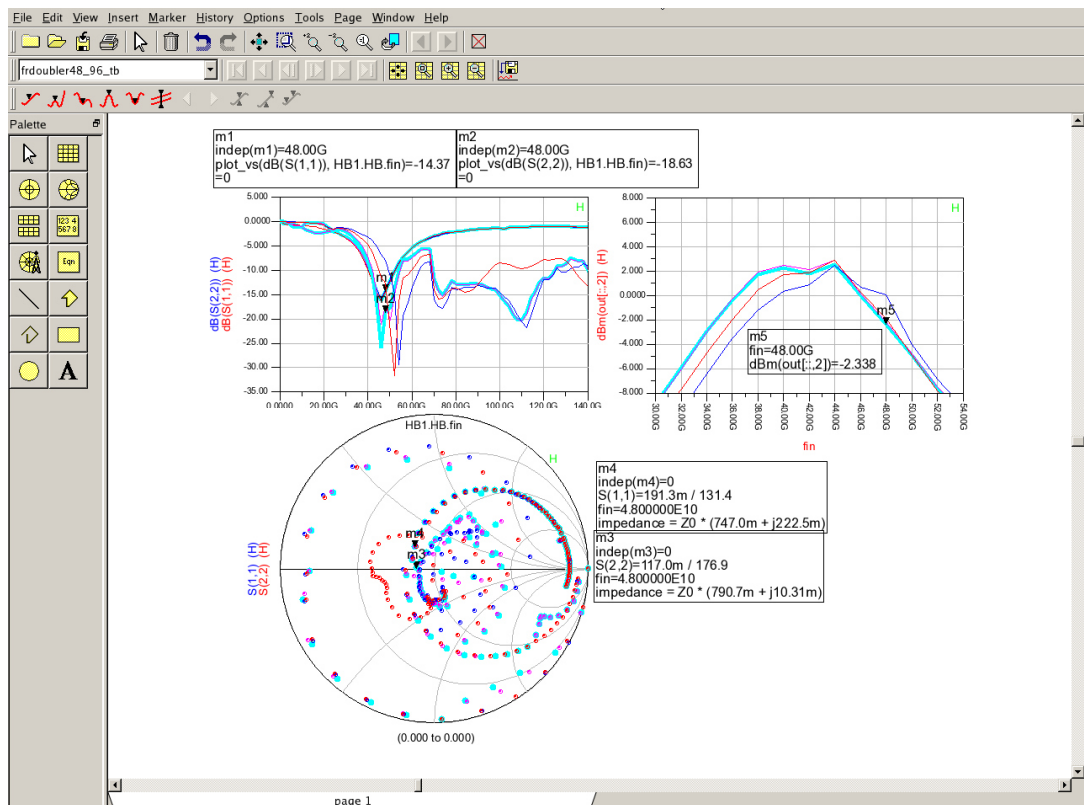


Рисунок 4.37 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (2 итерация)

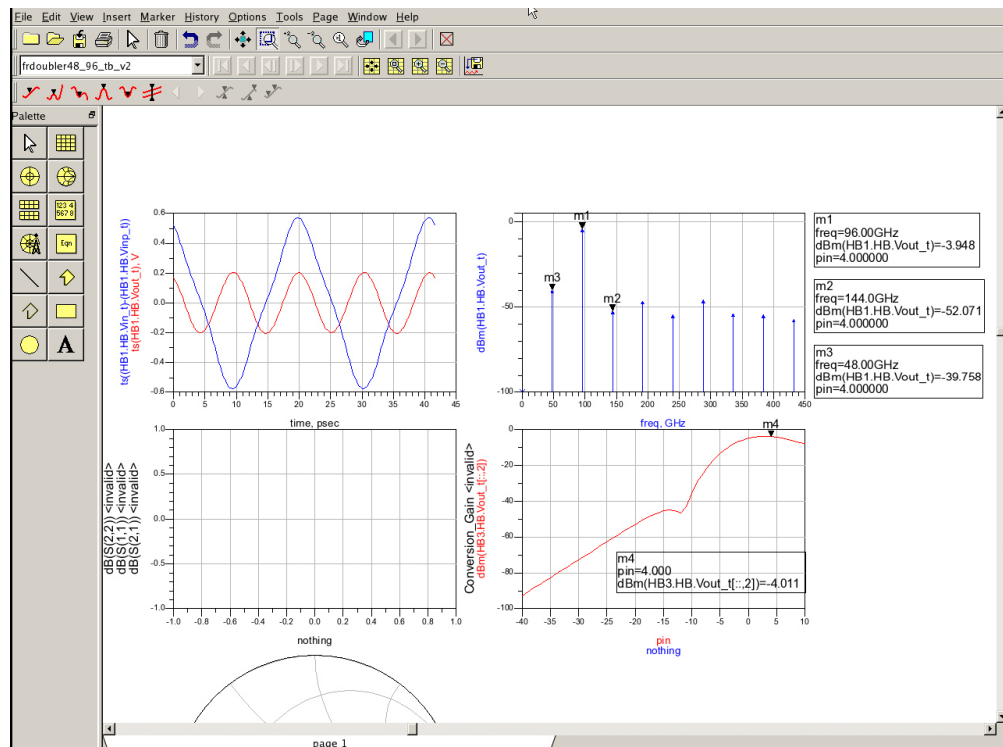


Рисунок 4.38 – Результаты моделирования выходной мощности схемы УДЧ в среде ADS (3 итерация)

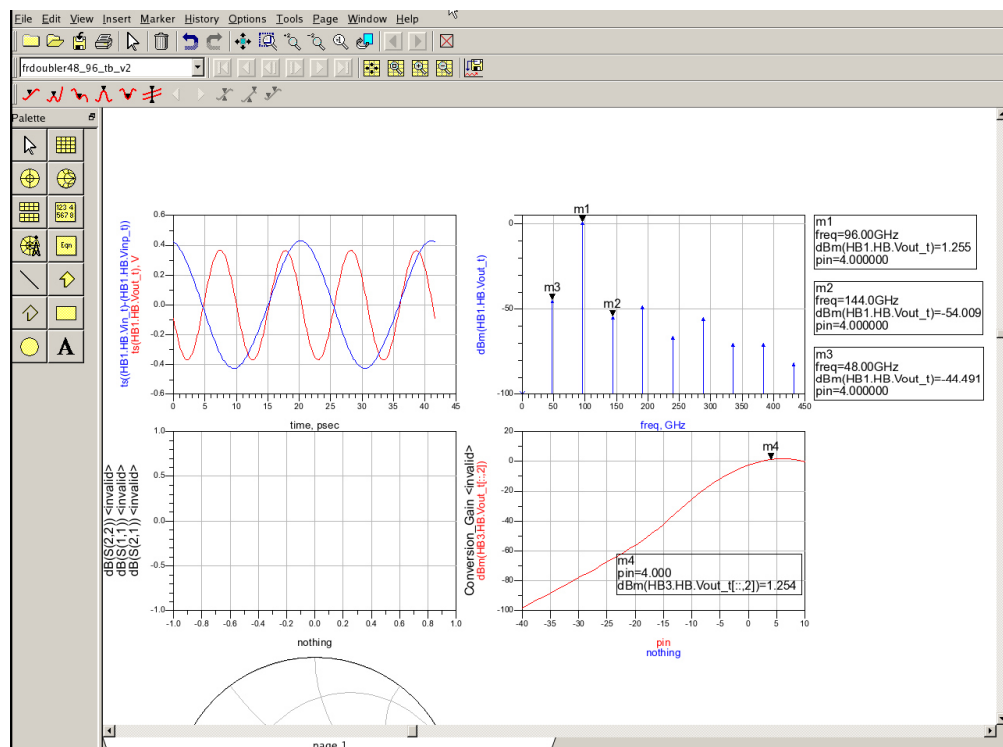


Рисунок 4.39 – Результаты моделирования выходной мощности схемы УДЧ в среде ADS (4 итерация)

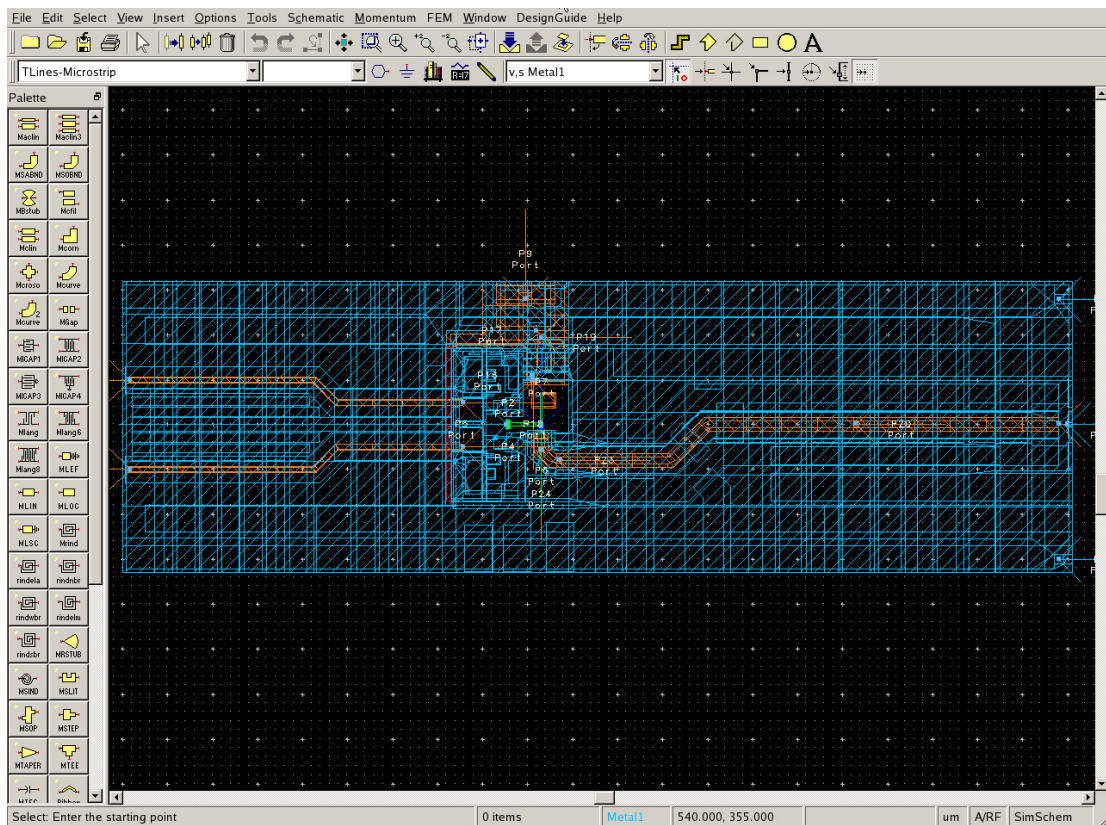


Рисунок 4.40 – Топология ADS в среде Momentum

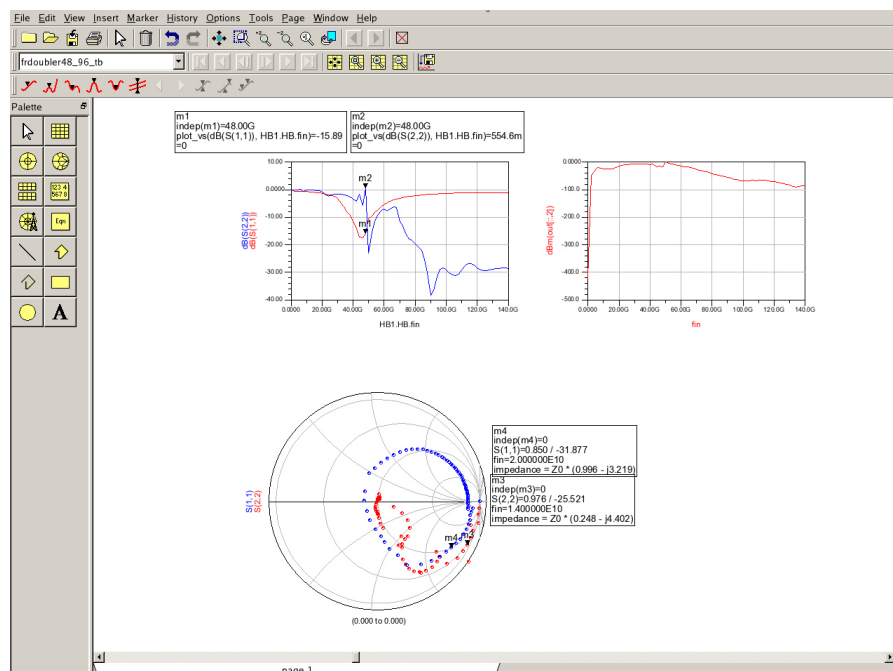


Рисунок 4.41 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (1 итерация)

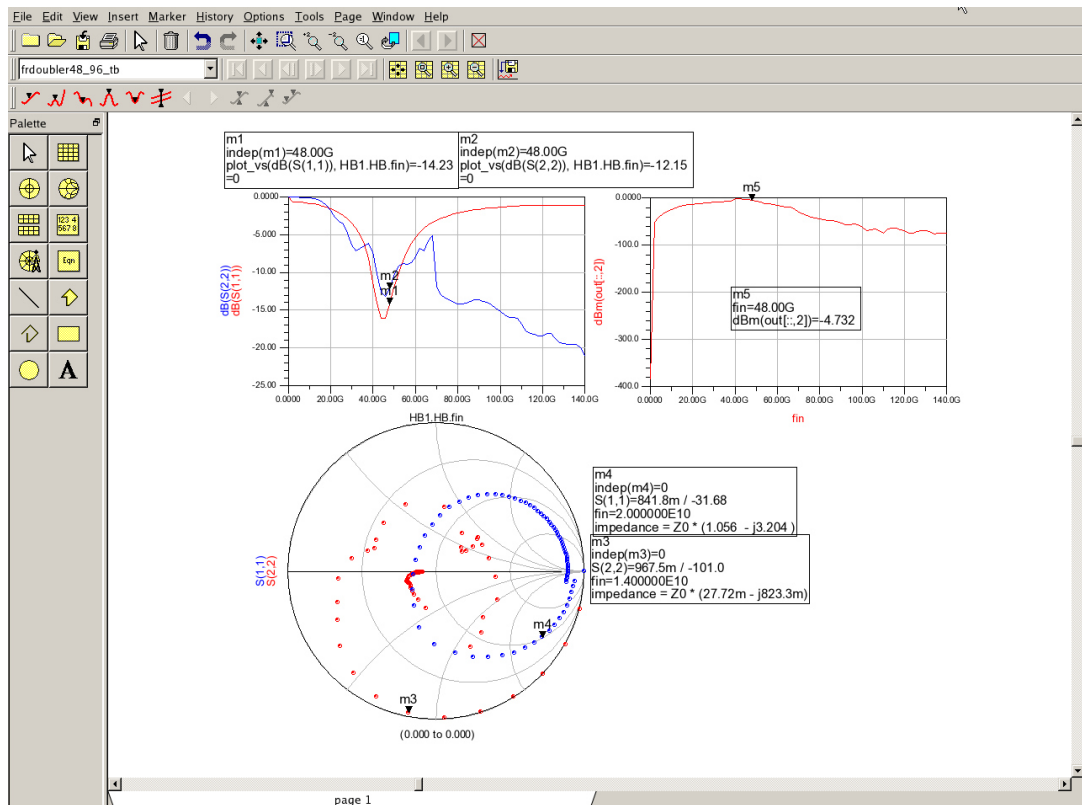


Рисунок 4.42 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (2 итерация)

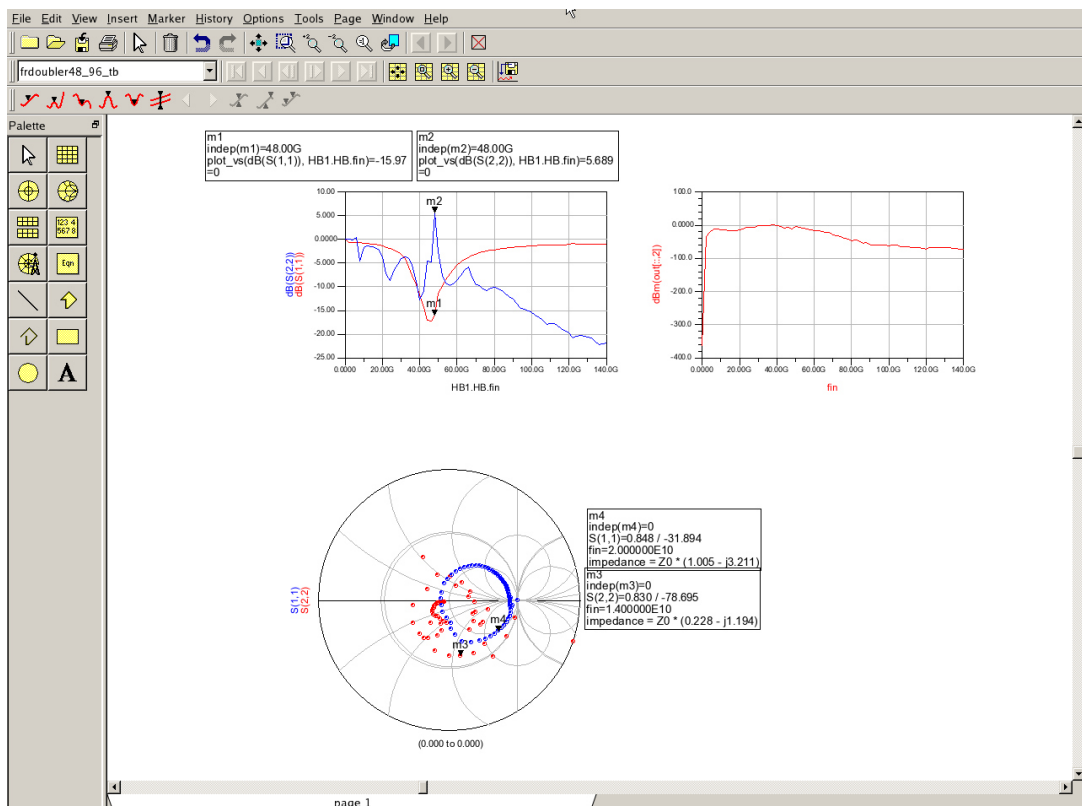


Рисунок 4.43 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (3 итерация)

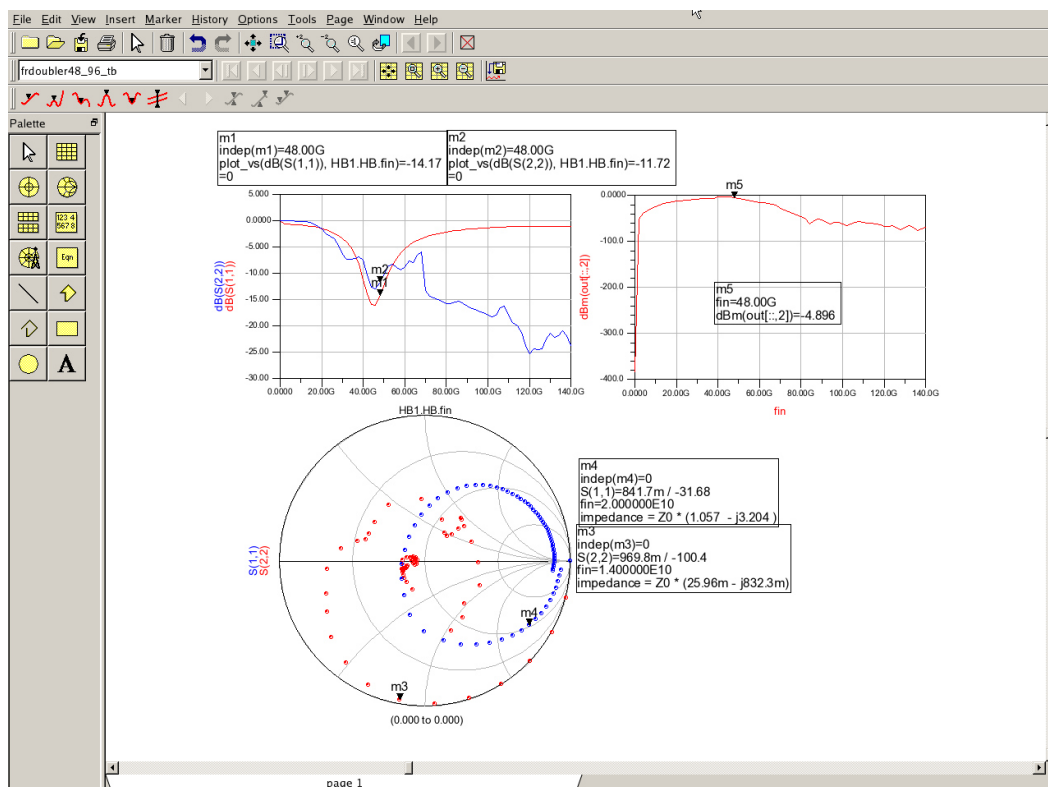


Рисунок 4.44 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (4 итерация)

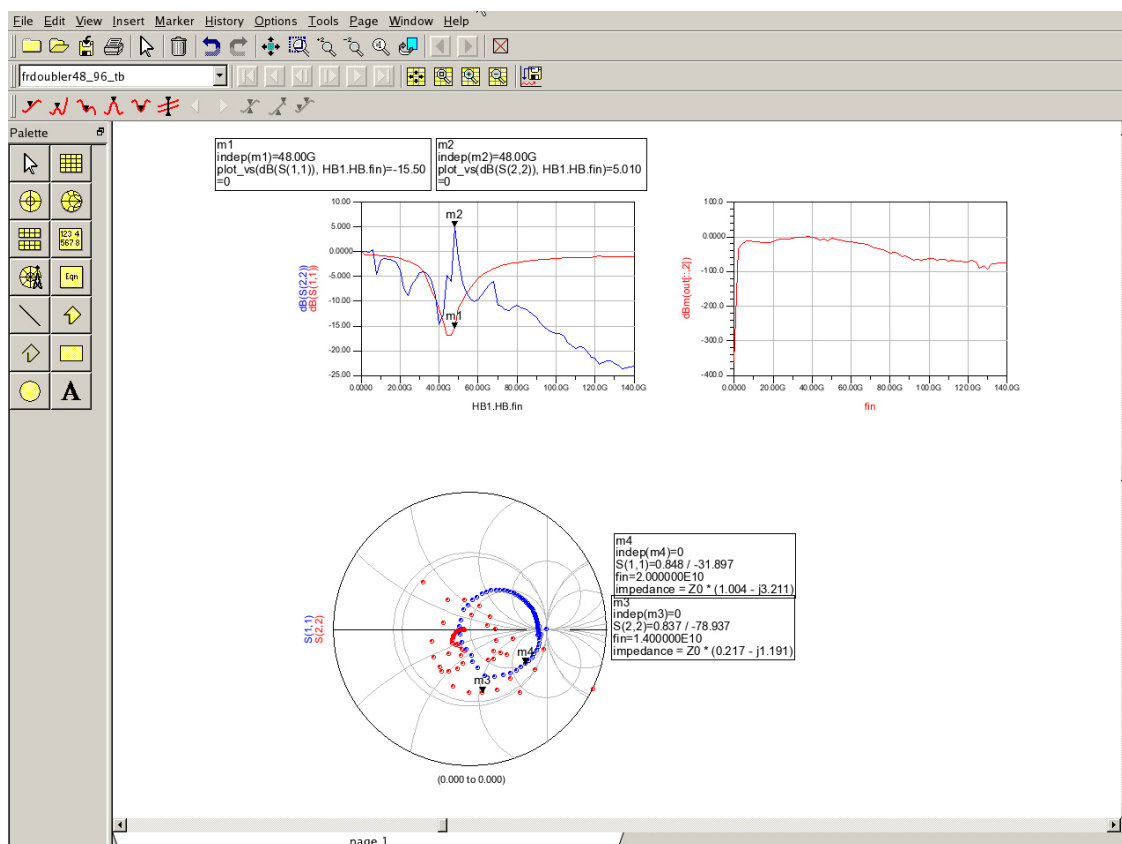


Рисунок 4.45 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (5 итерация)

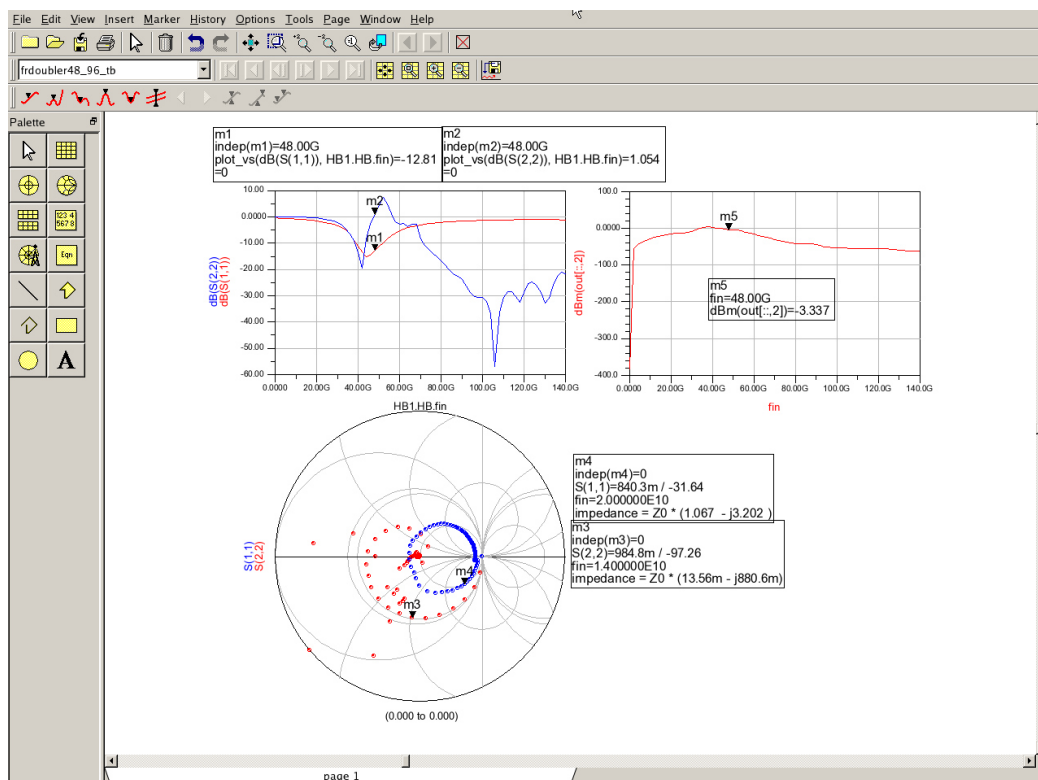


Рисунок 4.46 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (6 итерация)

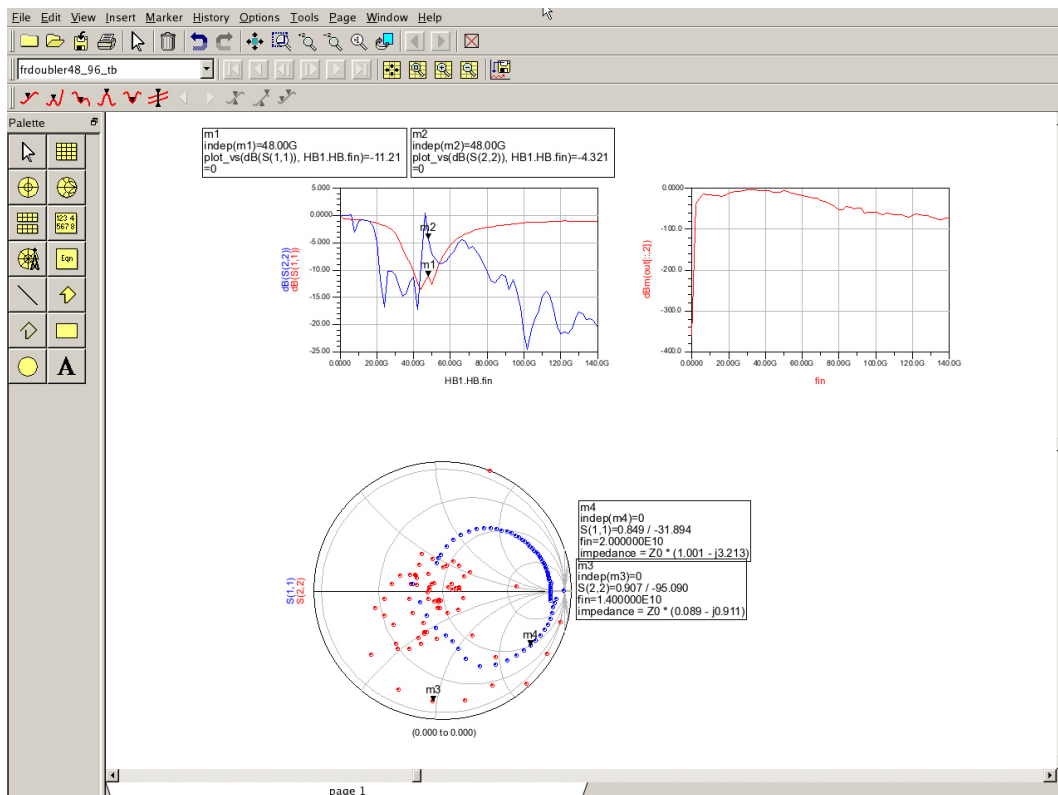


Рисунок 4.47 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (7 итерация)

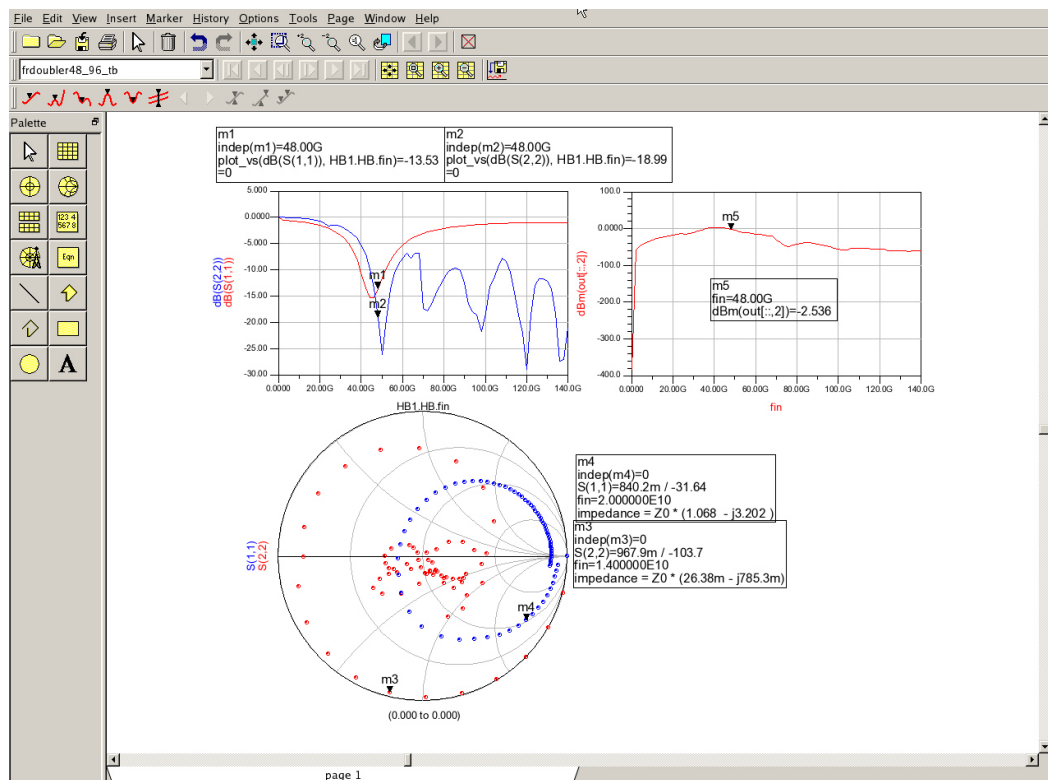


Рисунок 4..48 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (8 итерация)

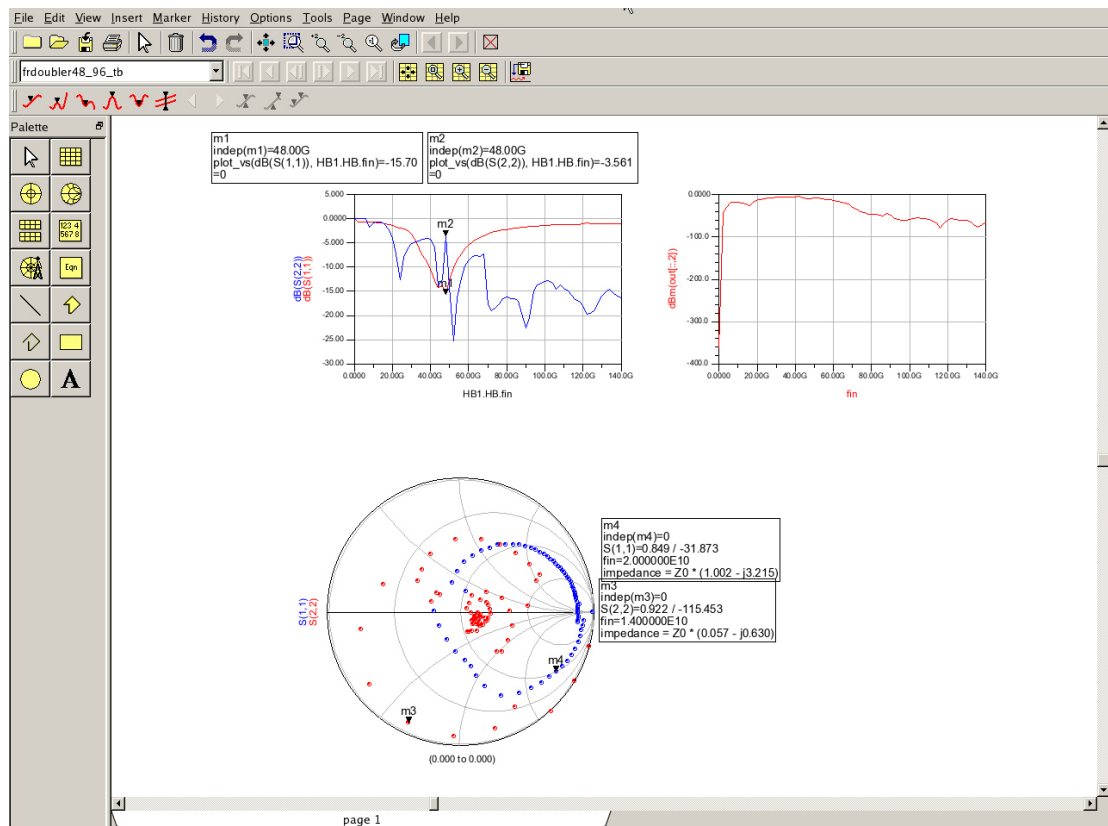


Рисунок 4.49 – Результаты моделирования S-параметров и выходной мощности, схемы УДЧ в среде ADS (9 итерация)

4.6 Линии передачи для интегральных микросхем СВЧ и КВЧ диапазонов

Одним из основных направлений развития современной КВЧ-микроэлектроники, является совершенствование «систем на кристалле» и «систем в корпусе», сочетающих планарную технологию и навесные микроэлементы. Хорошо известные планарные линии передачи (ЛП), обеспечивающие КВЧ соединение микроэлементов в пределах корпуса, такие как микрополосковая и щелевая ЛП, не эффективны для гибридных интегральных схем миллиметрового диапазона из-за большого затухания, а также по конструктивным соображениям. В связи с этим представляется актуальным исследование новых конструкций ЛП, которые могут использоваться в данных диапазонах и удовлетворяют требованиям «системы в корпусе» различных приемо-передающих модулей [120].

В работе [120] в строгой постановке решена электростатическая задача для линий передачи с торцевым проводником.

Основная часть энергии электромагнитной волны (рис. 4.50) распространяется в диэлектрике вблизи торца подложки (1) между полосковым проводником (2), расположенном на торце, и пленочным экраном (3) на плоскостях подложки. Исследуемая ЛП должна обладать меньшим затуханием по сравнению с микрополосковой линией из-за большей площади токоведущих частей. Кроме того, волна распространяется по периферии ГИС, что увеличивает переходные затухания и уменьшает паразитные обратные связи [120].

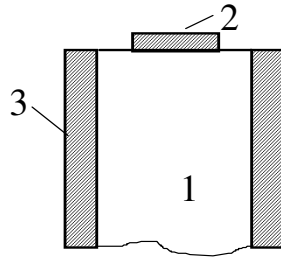


Рисунок 4.50 – ЛП с торцевым проводником

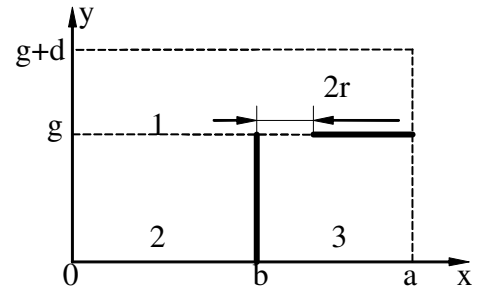


Рисунок 4.51 – Область поиска решения уравнения Лапласа

Поскольку поле сосредоточено вблизи проводников, расположим электрические стенки (рис. 4.51) на достаточно большом расстоянии b от плоскостей подложки, g и d – от полоскового проводника (снизу и сверху, соответственно). Таким образом, электрические стенки будут располагаться при $x=0$, $y=0$ и $y=g+d$. Ввиду симметрии исследуемой структуры достаточно ограничиться рассмотрением одной половины ЛП, установив магнитную стенку при $x=a$. Будем считать толщину проводников равной нулю, тогда для нахождения потенциала в ЛП необходимо решить уравнение Лапласа. Воспользуемся методом частичных областей [121] разбив поперечное сечение ЛП на три области (цифры 1,2,3 на рис. 4.51). Потенциалы в областях представим в виде [120]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_1 = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \operatorname{sh} \alpha_n (y - h) \sin \alpha_n x \\ \varphi_2 = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \operatorname{sh} \beta_n y \sin \beta_n x \\ \varphi_3 = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \operatorname{sh} \gamma_n y \sin \gamma_n (x - b) \end{array} \right. \quad (4.4)$$

где $\alpha_n = (2n - 1)\pi / 2a$, $\beta_n = n\pi / b$, $\gamma_n = (2n - 1)\pi / l$, $h = g + d$, $l = a - b$, A_n, B_n, C_n – неизвестные коэффициенты. Потенциалы (4.4) удовлетворяют уравнению

Лапласа и следующим условиям: электрическая стенка при $x = 0$ и $y = 0, h$; магнитная стенка при $x = a$. Потенциал при $y = g$ представим в виде:

$$\varphi(x, g) = \begin{cases} u(x), 0 \leq x \leq b \\ v(x), b \leq x \leq s = b + 2r \\ 1, s \leq x \leq a \end{cases} \quad (4.5)$$

где $u(x), v(x)$ - неизвестные функции. Используя (4.5) выражаем неизвестные коэффициенты A_n, B_n, C_n через преобразования Фурье U и V функций $u(x), v(x)$. Из условия непрерывности нормальной составляющей вектора электрической индукции получаем систему интегральных уравнений (СИУ) относительно $u(x), v(x)$:

$$\begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} [M_1 U(\alpha_n) \sin \alpha_n x - M_2 U(\beta_n) \sin \beta_n x + M_1 V(\alpha_n) \sin \alpha_n x] = P_1 \\ \sum_{n=1}^{\infty} [(U(\alpha_n) + V(\alpha_n)) M_1 \sin \alpha_n x - \epsilon M_3 V(\gamma_n) \sin \gamma_n (x - b)] = P_2 \end{cases}, \quad (4.6)$$

где $M_1 = 2\alpha_n \frac{\text{cth}(\alpha_n x)}{a}$, $M_2 = 2\beta_n \frac{\text{cth}\beta_n g}{b}$, $M_3 = 2\gamma_n \frac{\text{cth}\gamma_n g}{l}$,

ϵ - диэлектрическая проницаемость подложки,

$$U(\alpha_n) = \int_0^b U(x) \sin \alpha_n x \cdot dx \text{ и т.д.}$$

правые части СИУ имеют вид

$$P_1 = - \sum_{n=1}^{\infty} M_1 \frac{\cos \alpha_n S}{\alpha_n} \sin \alpha_n x$$

$$P_2 = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\epsilon M_3 \frac{\cos(\gamma_n 2r)}{\gamma_n} \sin \gamma_n (x - b) - M_1 \frac{\cos \alpha_n S}{\alpha_n} \sin \alpha_n x \right],$$

$$S = b + 2r.$$

СИУ (4.6) была решена методом Галёркина на базисе, учитывающем поведение потенциала вблизи металлического ребра. Неизвестные функции были представлены в виде

$$\begin{cases} V(x) = \sum_{m=0}^{\infty} Y_m \sqrt{r^2 - x^2} U_m\left(\frac{x}{r}\right) + \frac{x+r}{2r}, & -r \leq x \leq r \\ U(x) = \sum_{m=0}^{\infty} X_{2m+1} \sqrt{b^2 - x^2} U_{2m+1}\left(\frac{x}{b}\right), & 0 \leq x \leq b \end{cases},$$

где U_m - полиномы Чебышева 2-го рода, X_m, Y_m - неизвестные коэффициенты.

Используя стандартную процедуру метода Галёркина СИУ (4.6) сведена к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно X_m и Y_m .

Для ускорения суммирования медленно сходящихся рядов в матричных элементах СЛАУ использован эффективный способ улучшения сходимости, предложенный в [121]. Суммировались непосредственно только первые N членов ряда, а остаток определялся по формуле Эйлера-Маклорена [122], в которой функции Бесселя заменялись асимптотическими выражениями. Как показали расчеты, при этом достаточно ограничиться $N=20 \div 30$. Учет особенности на ребре обусловил быструю сходимость алгоритма. Анализ внутренней сходимости показал, что для расчетов с погрешностью не более 0.1% достаточно решать СЛАУ 3-4 порядка.

Разработанный алгоритм реализован в виде программы для ПЭВМ позволяющей рассчитывать погонную емкость, волновое сопротивление Z и коэффициент замедления $n = \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$ исследуемой ЛП, где $\epsilon_{\text{эфф}}$ - эффективная проницаемость ЛП. Для верификации расчетов было проведено натурное моделирование ЛП и измерена погонная емкость. Результаты расчета и эксперимента отличались не более чем на 5%, что не выходит за пределы погрешности эксперимента.

На рис.4.52, 4.53 представлены результаты расчета зависимости n и Z от толщины подложки l , соответственно. Кривые рассчитаны для $\epsilon = 9.8$ и $r=0.9$.

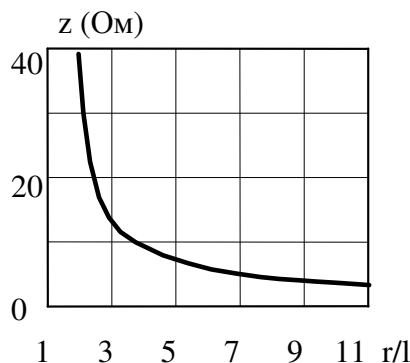


Рисунок 4.52 – Зависимость волнового сопротивления от ширины зазора

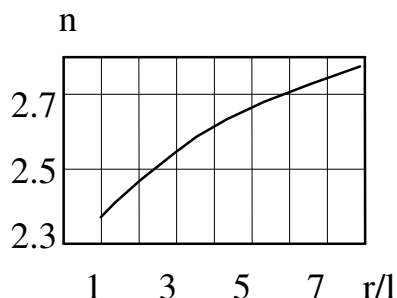


Рисунок 4.53 – Зависимость коэффициента замедления от ширины зазора

Приведенные результаты свидетельствуют о том, что с уменьшением относительной ширины зазора $\frac{r}{l}$ увеличивается $\epsilon_{\text{эфф}}$, т.к. всё большая часть поля при этом “втягивается” в диэлектрик, что приводит к росту n и уменьшению Z .

4.7 Высокочастотные аттенюаторы

Пассивные аттенюаторы находят широкое применение в радиоизмерительных и радиолокационных трактах. Совершенствование данных систем определяет необходимость создания аттенюаторов на базе интегральной технологии, что позволяет значительно расширить функциональные

возможности и быстроту работы данных систем, при этом уменьшая массогабаритные параметры и стоимость [123].

4.7.1 Обзор схемотехнических решений монолитных аттенюаторов

Традиционная схема аттенюатора представляет собой бинарные звенья резистивных делителей соединенные последовательно. Каждое звено предполагает прямое прохождение сигнала и прохождение сигнала с заданным ослаблением, как правило соответствующем определенному разряду [123].

Наибольшее распространение при построении звеньев резистивных аттенюаторов получили три основных типа схем, а именно: Π – образного или T – образного четырехполюсника, а также T – образной перекрытой (мостовой перекрытой) схемы. На основе этих схем возможно создание регулируемых аттенюаторов с переменным коэффициентом ослабления и постоянным характеристическим сопротивлением.

Переключение каналов прохождения сигнала осуществляется двунаправленными (SPDT - single port double throw) ключами, которые могут выполняться на р-і-п диодах, МОП транзисторах и других ключевых элементах. Наиболее привлекательными по размерам и энергопотреблению являются проходные ключи на основе МОП транзисторов. Основным ограничением при использовании МОП транзисторов в качестве переключателей являются большие потери на паразитных емкостях C_{gd} , C_{gs} , C_{sb} , C_{db} . Чтобы уменьшить влияние этих паразитных емкостей, используются изолированные транзисторы с глубоким карманом [123].

Последовательная схема на основе резистивных делителей отличается простотой и дает приемлемую точность ослабления сигнала на малых и средних частотах. К недостаткам схемы можно также отнести высокий уровень начальных потерь аттенюатора, ограниченные частотный и динамический диапазон.

На рис. 4.54 приведена схема одной ячейки аттенюатора с SPDT ключами и цепями управления. Транзисторы M1 и M3 являются входным SPDT-ключом

и выполняют основную роль по разделению сигнала. Прходные транзисторы M2 и M4 входят в состав выходного ключа и обеспечивают дополнительную изоляцию аттенюирующей цепи от отраженного сигнала. В оба плеча схемы включены шунтирующие транзисторы M5 и M6, с целью уменьшение пролезания паразитного сигнала [123]. Размеры транзисторов во входных и выходных ключах подбираются для каждой ячейки индивидуально, с учетом входного и выходного согласования, определяемого по диаграмме Смита. Управление транзисторами производится подачей на затворы напряжения питания или земли. Для получения инверсного сигнала управления используется схема встроенного инвертора.

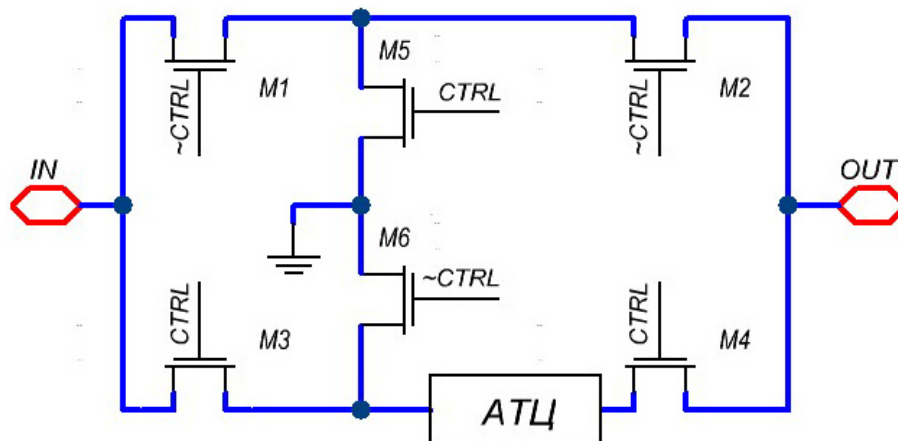


Рисунок 4.54 – Принципиальная схема аттенюирующей ячейки

Для уменьшения потерь в тракте и расширения частотного и динамического диапазонов специалистами фирмы «Analog Device» была предложена схема, получившая название «электронный тромбон» [123].

4.7.2 Высокочастотная коррекция аттенюаторов с емкостной нагрузкой

В устройствах информационно-измерительной техники, связи, автоматики и радиотехники широкое применение находят резистивные делители напряжения рис. 4.55 – аттенюаторы (АТ), обеспечивающие заданное деление (ослабление) входного напряжения ($u_{вх}$).

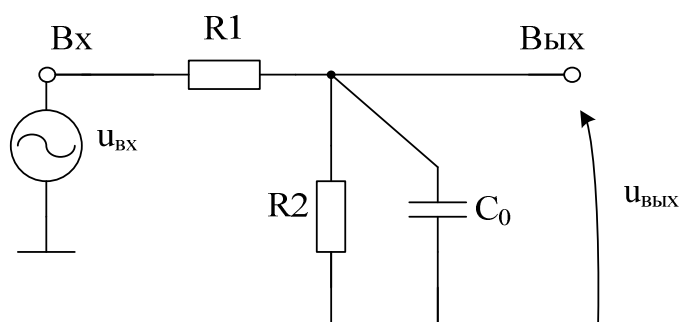


Рисунок 4.55 – Схема классического аттенюатора

С повышением частоты $u_{ВХ}$ в таких аттенюаторах возникают существенные погрешности передачи сигнала, обусловленные влиянием паразитного конденсатора C_0 цепи нагрузки, которая образуется, например, в параллельных АЦП входной емкостью компаратора. Снижение этих погрешностей – одна из проблем современной информационно-измерительной техники, которая решается сегодня как за счет схемотехники АТ, так и за счет конструктивных особенностей входных цепей (например, специальных «щупов» СВЧ-вольтметров, осциллографов, антенных систем радиоприемников и т.п.). Это ограничивает частотный диапазон аттенюатора и, как следствие, быстродействие и частотный диапазон многих измерительных приборов.

На рис. 4.56 представлена схема предлагаемого АТ [124]. Его задача - существенное расширение диапазона рабочих частот и повышение быстродействия при работе с импульсными сигналами большой амплитуды.

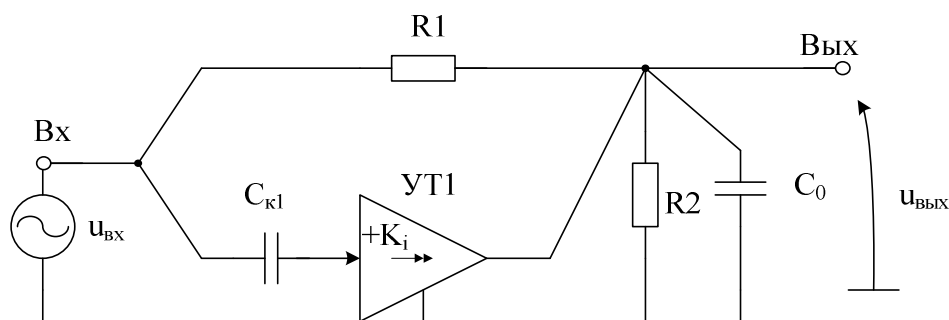


Рисунок 4.56 – Схема предлагаемого аттенюатора [124]

Коэффициент передачи аттенюатора рис. 4.56 в операторной форме может быть представлен выражением

$$K_{\Pi}(p) = K_0 \frac{1 + K_i \tau_{\text{ск}} K_0^{-1} p}{1 + \tau_{\text{с0}} p}, \quad (4.7)$$

где $\tau_{\text{ск}} = R_{1.2} C_{\text{к1}}$, $\tau_{\text{с0}} = R_{1.2} C_0$, $R_{1.2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, K_i – коэффициент передачи по

току дополнительного неинвертирующего усилителя тока УТ1, $K_0 = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$ –

коэффициент передачи АТ в диапазоне низких частот.

Из формулы (4.7) для частотной области можно получить

$$\dot{K}_{\Pi}(j\omega) = K_0 \frac{1 + j\omega K_i \tau_{\text{ск}} K_0^{-1}}{1 + j\omega \tau_{\text{с0}}}. \quad (4.8)$$

Из (4.8) можно найти условие независимости коэффициента передачи и полосы пропускания АТ от численных значений $C_{\text{к1}}$ и C_0

$$C_{\text{к1}} = \frac{C_0}{K_i} K_0 = \frac{C_0}{K_i} \frac{1}{1 + R_1/R_2}. \quad (4.9)$$

Если обеспечить $K_i = 1$, то, как следует из (4.9), условием существенного уменьшения влияния эквивалентной емкости нагрузки на амплитудно-частотную характеристику аттенюатора рис. 4.56 будет равенство

$$C_{\text{к1}} = \frac{C_0}{1 + \frac{R_1}{R_2}}. \quad (4.10)$$

В этом идеальном случае сомножители при $j\omega$ в формуле (4.8) будут одинаковы и, как следствие, коэффициент передачи аттенюатора становится независимым от частоты: $\dot{K}_{\Pi}(j\omega) = K_0$.

Входное сопротивление АТ рис. 4.56 на высоких частотах будет определяться емкостью конденсатора $C_{к1}$. В тех случаях, когда численные значения эквивалентной нагрузки емкости C_0 в формуле (4.9) получаются сравнительно большими, следует использовать дополнительный усилитель тока УТ1 с $K_i > 1$. Это позволит минимизировать входное сопротивление АТ на высоких частотах. Пример построения АТ с данной архитектурой показан на рис. 4.59.

Для дальнейшего увеличения входного сопротивления предлагаемого АТ целесообразно использовать схему рис. 4.57, в которой емкость конденсатора $C_{к1}$ «изолируется» от входной цепи АТ (4.8) неинвертирующим повторителем напряжения УН1, который должен иметь входную емкость $C_{вх} < C_{к1}$.

Таким образом, в схеме рис. 4.56 создаются условия для существенного расширения малосигнального диапазона рабочих частот, который на практике будет определяться (или ограничиваться) инерционностью неинвертирующего повторителя тока УТ1.

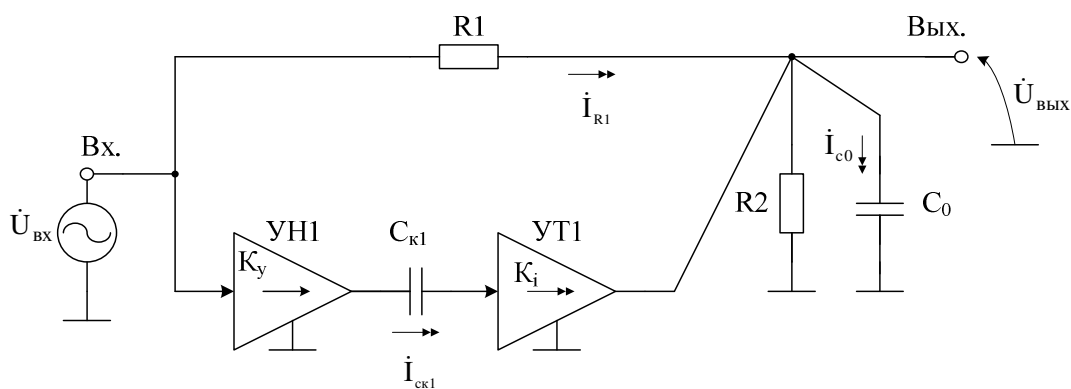


Рисунок 4.57 – Организация параллельного канала в широкополосном аттенюаторе [124]

На рис. 4.58 показана практическая схема аттенюатора рис. 2 при построении неинвертирующего усилителя тока УТ1 на основе классического каскада с общей базой.

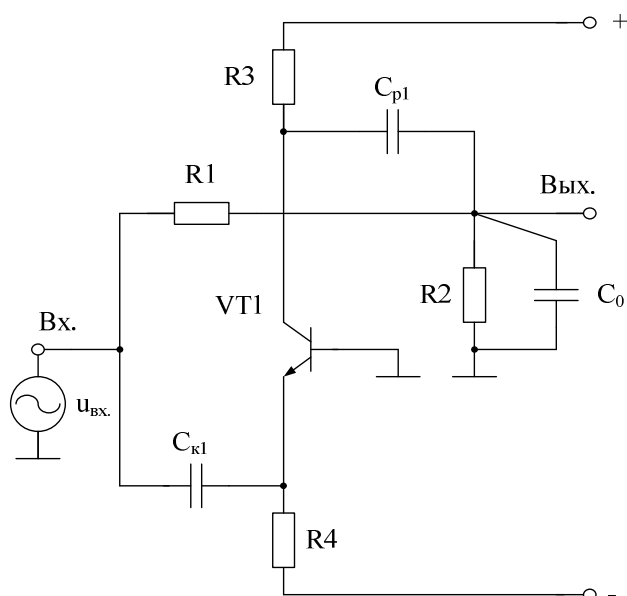


Рисунок 4.58 – Пример практической реализации аттенюатора [124]

Пример построения аналоговой секции параллельного АЦП с дифференциальным входом и аттенюаторами рис. 4.57 представлен на рис. 4.59.

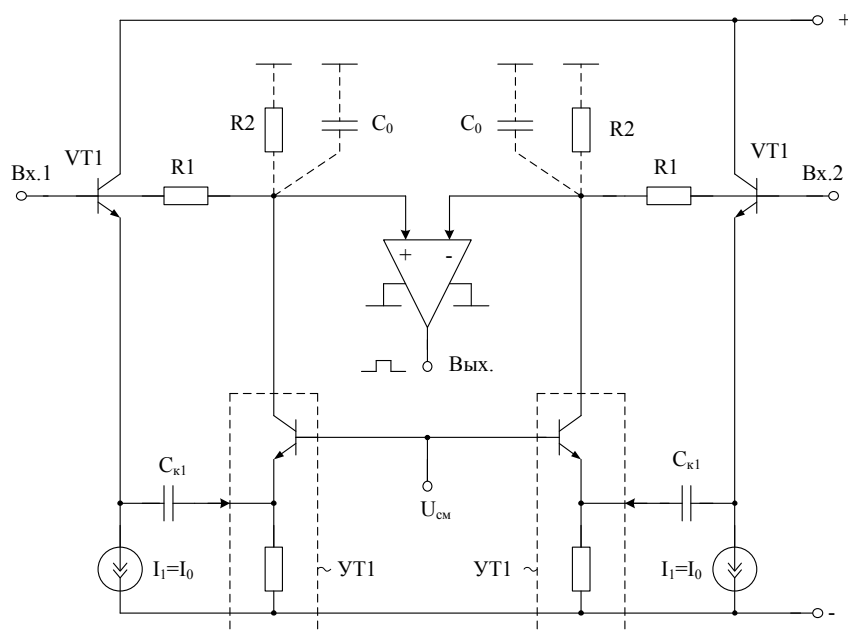


Рисунок 4.59 – Пример построения аналоговой секции параллельного АЦП с дифференциальным входом на основе аттенюаторов рис. 4.57 [124]

Вариант построения аттенюатора рис. 4.56 для случая, когда дополнительный усилитель тока имеет коэффициент передачи $K_i > 1$, показан на рис. 4.60.

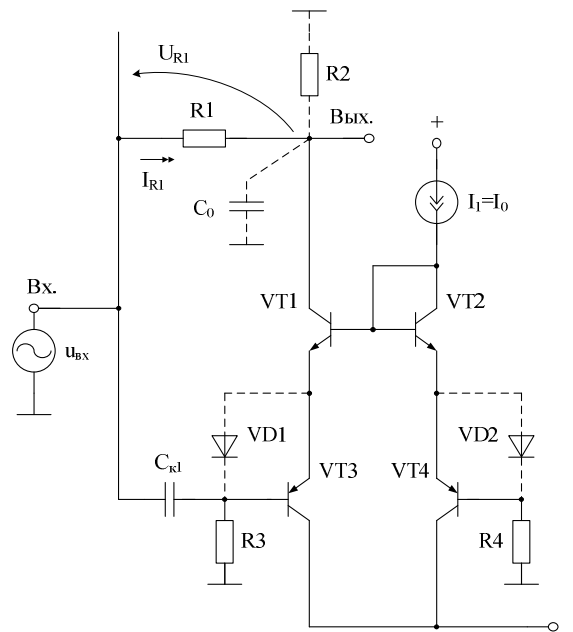


Рисунок 4.60 – Пример построения аттенюатора с коэффициентом передачи $U_{T1} K_i > 1$ [124]

На рис. 4.61 показана схема предлагаемого АТ рис. 4.56 в среде PSpice.

PARAMETERS:
Cvar = 1p

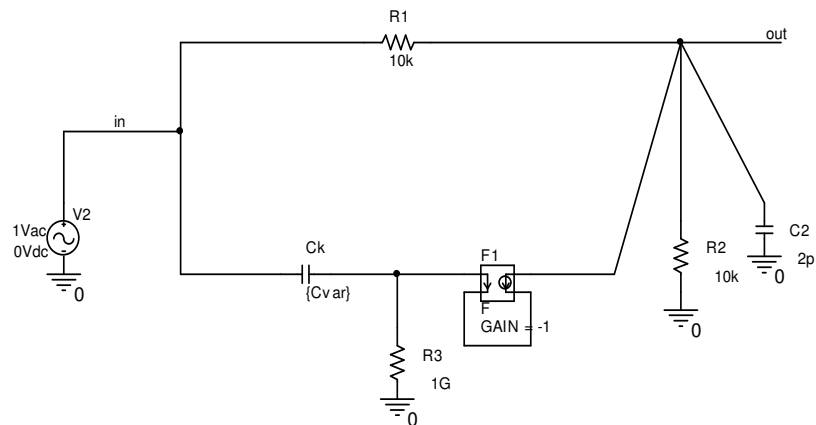


Рисунок 4.61 – Схема предлагаемого АТ рис. 4.56 в среде PSpice [124]

На рис. 4.62 приведена логарифмическая зависимость отношения выходного напряжения АТ к входному напряжению при сопротивлениях резисторов $R1=R2=10$ кОм и коэффициенте передачи K_i неинвертирующего усилителя тока $U_{T1} K_i=1$.

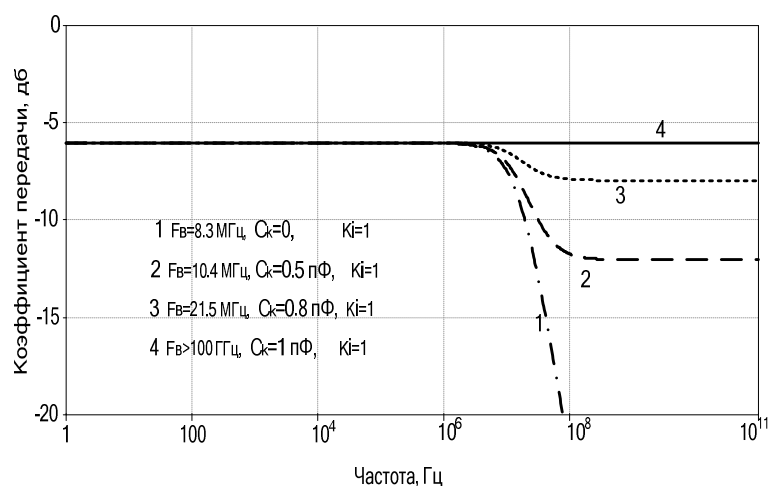


Рисунок 4.62 – Логарифмическая зависимость отношения выходного напряжения АТ к входному напряжению при сопротивлениях резисторов $R_1=R_2=10 \text{ кОм}$ и коэффициенте передачи УТ1 $K_i=1$ [124]

Из графиков рис. 4.62, в частности следует, что диапазон рабочих частот предлагаемого аттенюатора (при $C_0=C_2=2 \text{ пФ}$, $C_{k1}=C_k=1 \text{ пФ}$ и $K_0=0,5$) расширяется до $10 \div 20 \text{ ГГц}$, в то время как верхняя граничная частота классического аттенюатора (по уровню -3дБ) имеет значение 8,3 МГц.

На рис. 4.63 приведена логарифмическая зависимость отношения выходного напряжения аттенюатора к входному напряжению при сопротивлениях резисторов $R_1=10 \text{ кОм}$, $R_2=1 \text{ кОм}$ и коэффициенте передачи неинвертирующего усилителя тока УТ1 $K_i=1$.

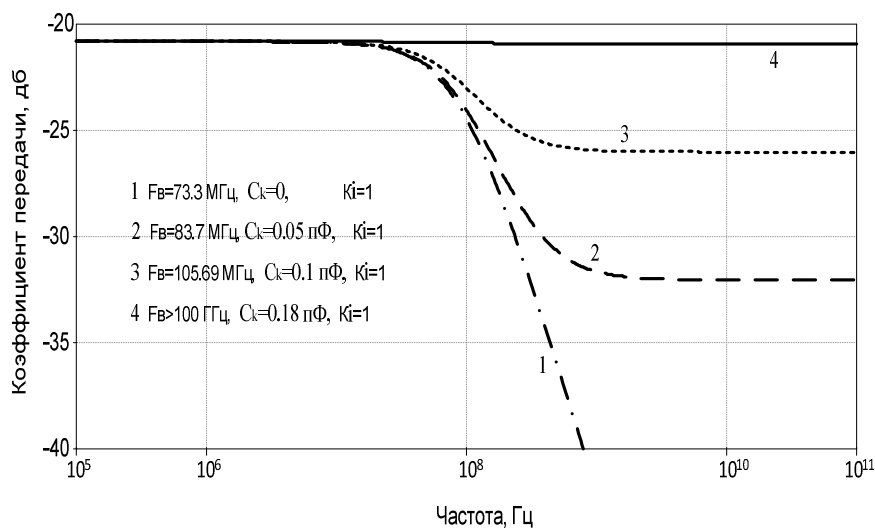


Рисунок 4.63 – Логарифмическая зависимость отношения выходного напряжения АТ к входному напряжению при сопротивлениях резисторов $R_1=10\text{ кОм}$, $R_2=1\text{ кОм}$ и коэффициенте передачи УТ1 $K_i=1$ [124]

Графики рис. 4.63 показывают, что при $K_0 \approx 0,1$ оптимальная емкость корректирующего конденсатора $C_{к1}=C_k=0,18\text{ пФ}$.

Выполненный выше анализ, а также результаты компьютерного моделирования показывают, что в схеме рис. 4.56 решена одна из проблем современной аналоговой микросхемотехники – расширение частотного диапазона и повышение быстродействия аттенюаторов сигналов, являющихся базовым узлом аналоговых и аналого-цифровых преобразователей.

4.8 Топологии КВЧ МИС и их функциональных узлов

Ниже приводятся результаты проектирования топологии функциональных узлов КВЧ систем связи, полученные творческим коллективом по проекту совместно со специалистами Института инновационной микроэлектроники (ИИР, Германия).

4.8.1 Электронный ключ

На рис. 4.64 показана топология кристалла разработанного SPDT ключа, обеспечивающего коммутацию каналов приема-передачи информации. Синим цветом выделен самый нижний – первый металл, который является экраном для микрополосковых линий, они выделены коричневым цветом. Топология разрабатывалась в программе Layout XL в пакета Cadence Virtuoso.

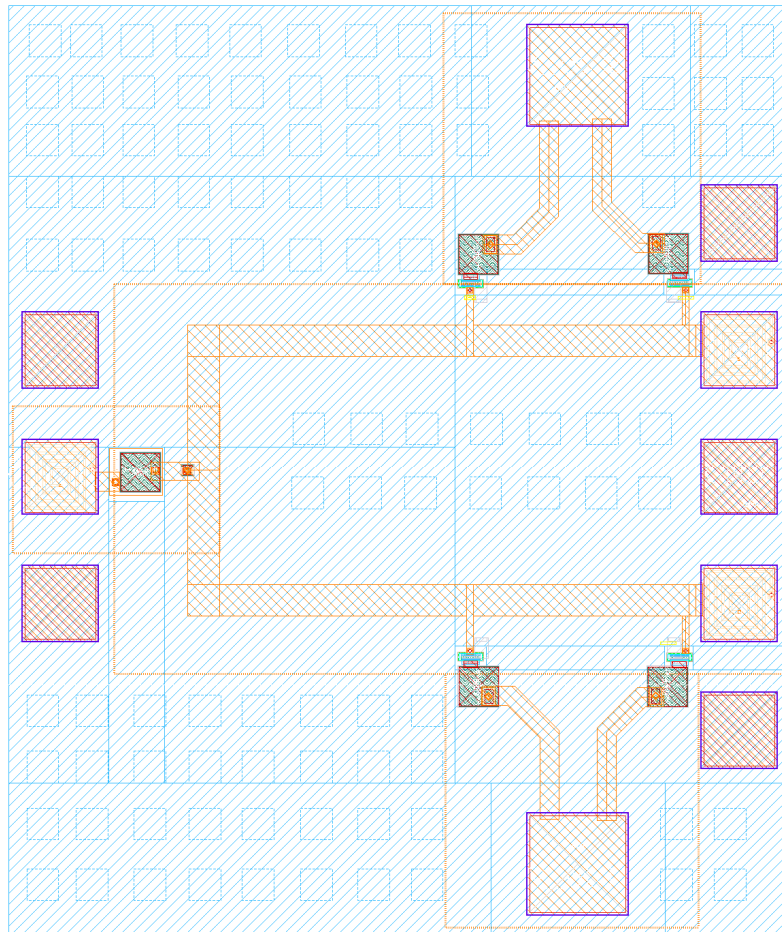


Рисунок 4.64 – Топология кристалла SPDT ключа

После того как все элементы помещены на свои места и соединены, необходимо сгенерировать наполнители (fillers), которые покроют небольшими площадками незанятую металлом часть кристалла, для того, чтобы при травлении металла можно было соблюсти необходимую плотность распределения. А так же наполнители Activ (этот слой определяет в подложке активные области для изготовления активных элементов) и GatPoly (слой поликремния, применяется для изготовления резисторов). На рис. 4.65 показаны кристалл с наполнителями и его размеры.

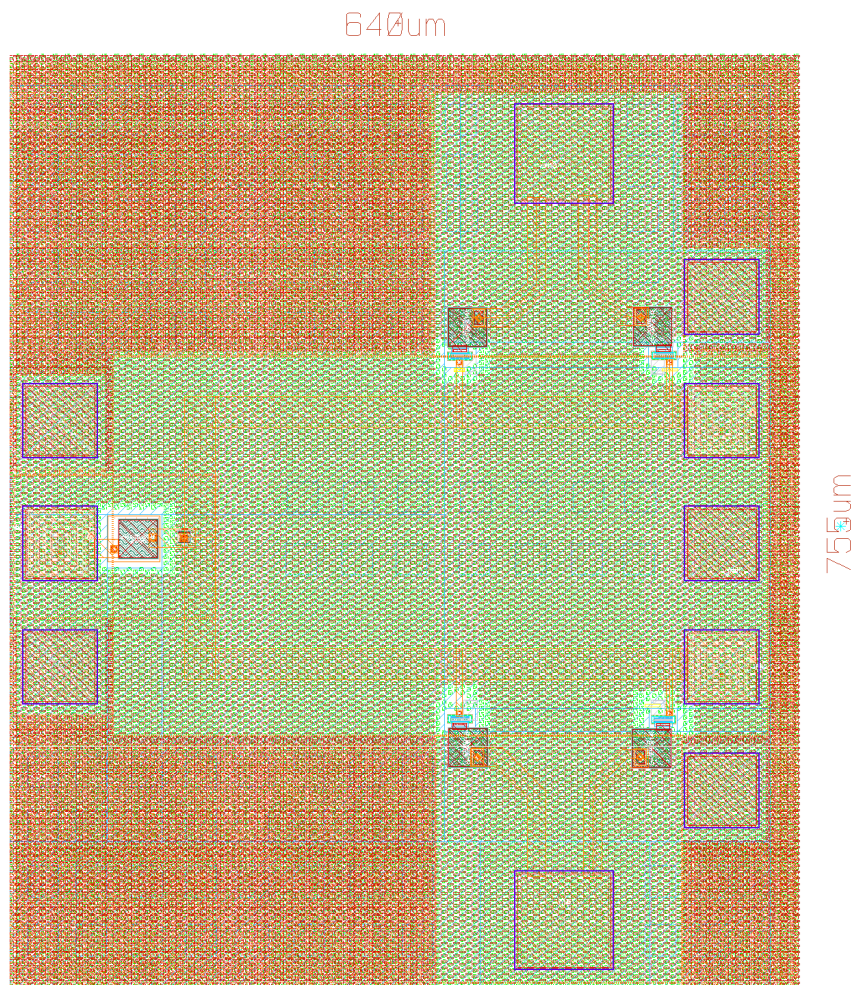


Рисунок 4.65 – Топология кристалла SPDT ключа с наполнителями и его размеры

Область под микрополосковыми линиями была специально не заполнена, чтобы наполнители не влияли на их параметры.

4.8.2 Смеситель на основе ячейки Гильберта

На рис. 4.66 показана топология данного смесителя, спроектированная в САПР Cadence Layout XL и ее размеры. На кристалл были помещены контактные площадки со входами гетеродина Г, ПЧ, РЧ и входов питания. Так как многие измерительные зонды имеют щупы со схемой GSG (земля-сигнал-земля) применялась именно такая схема. Так же это позволяет уменьшить коэффициент шума.

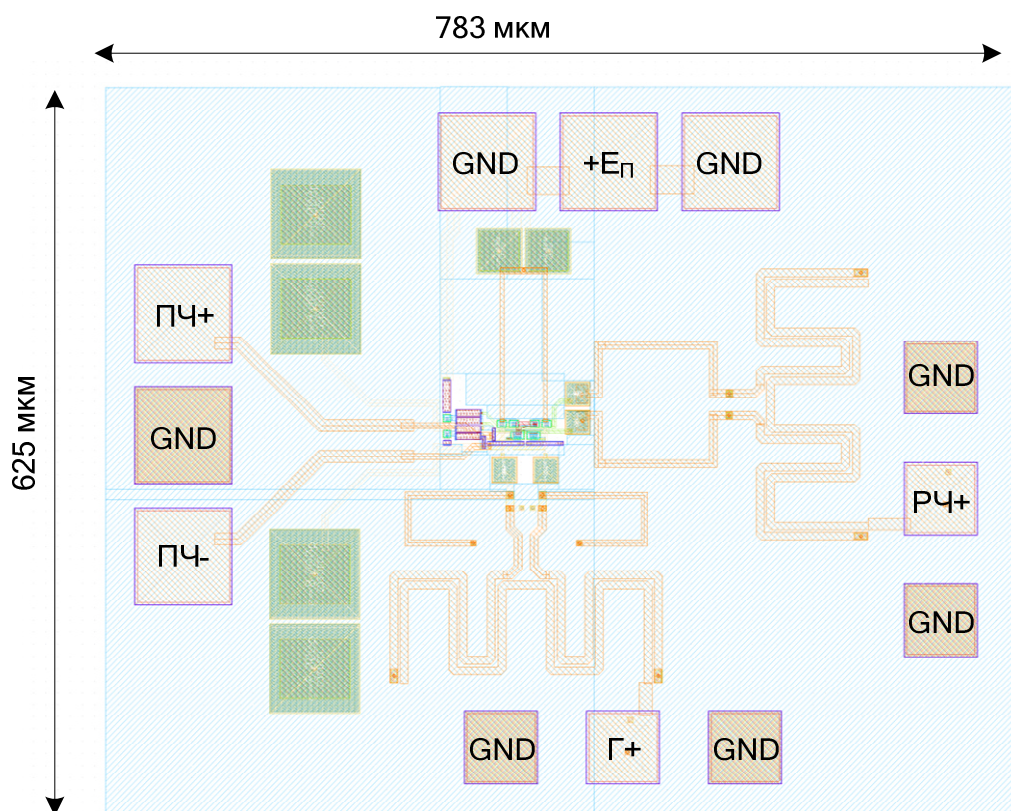


Рисунок 4.66 – Топология кристалла с контактными площадками и его размеры в среде Cadence Layout XL

4.8.3 Субгармонический смеситель

Топология кристалла с контактными площадками и всеми пассивными устройствами представлена на рис. 4.67. Видно, что большую часть на кристалле занимают пассивные элементы схемы (СУ, направленный ответвитель, индуктивности, линии передачи), поэтому оптимизация их площади особенно актуально.

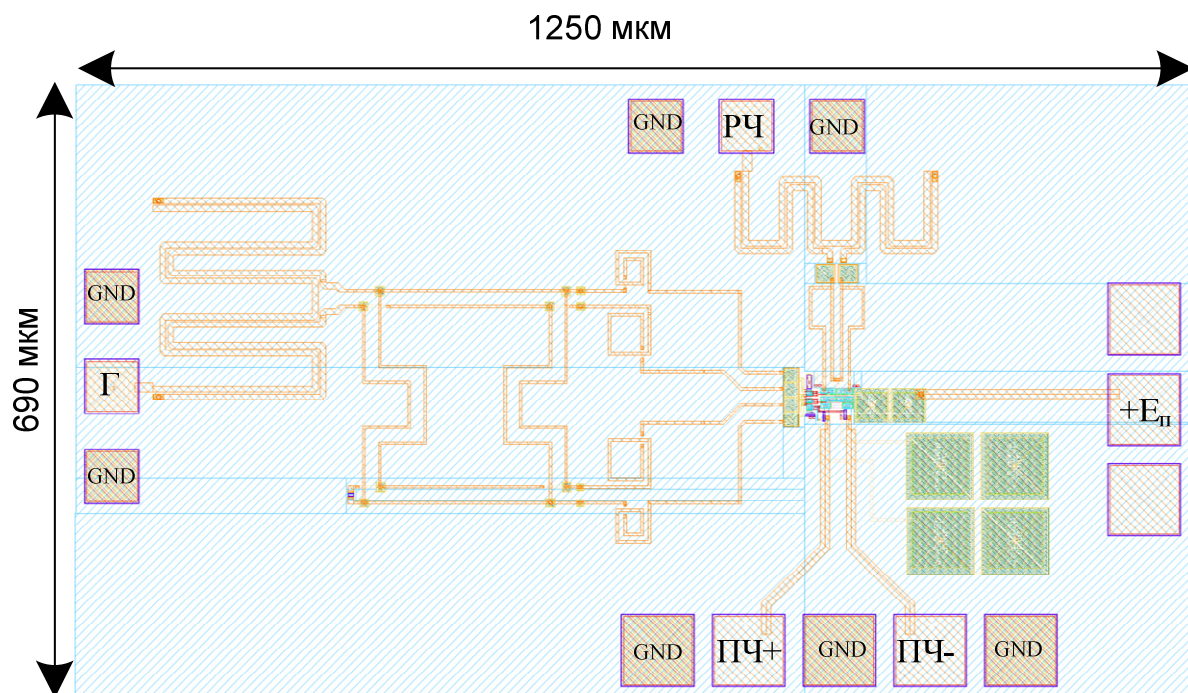
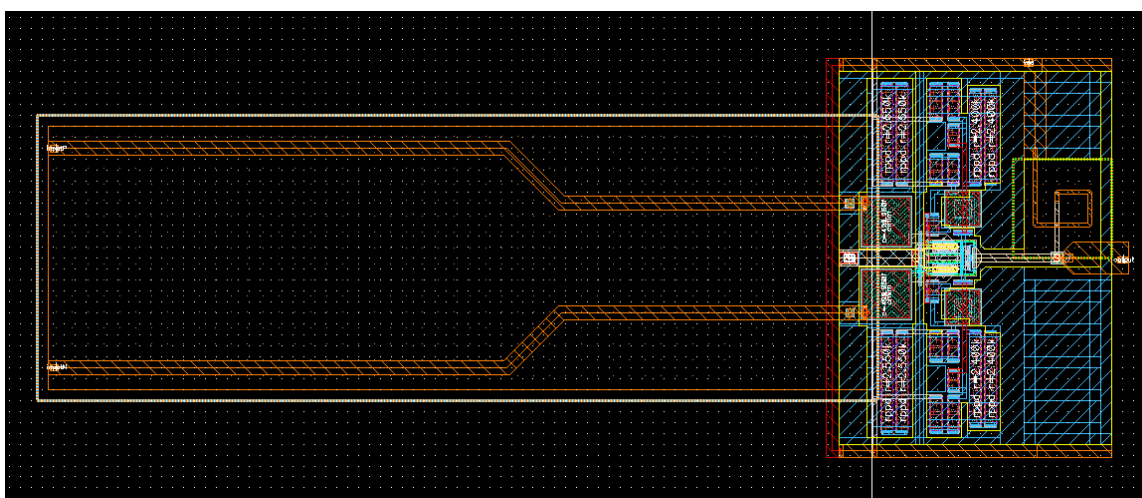


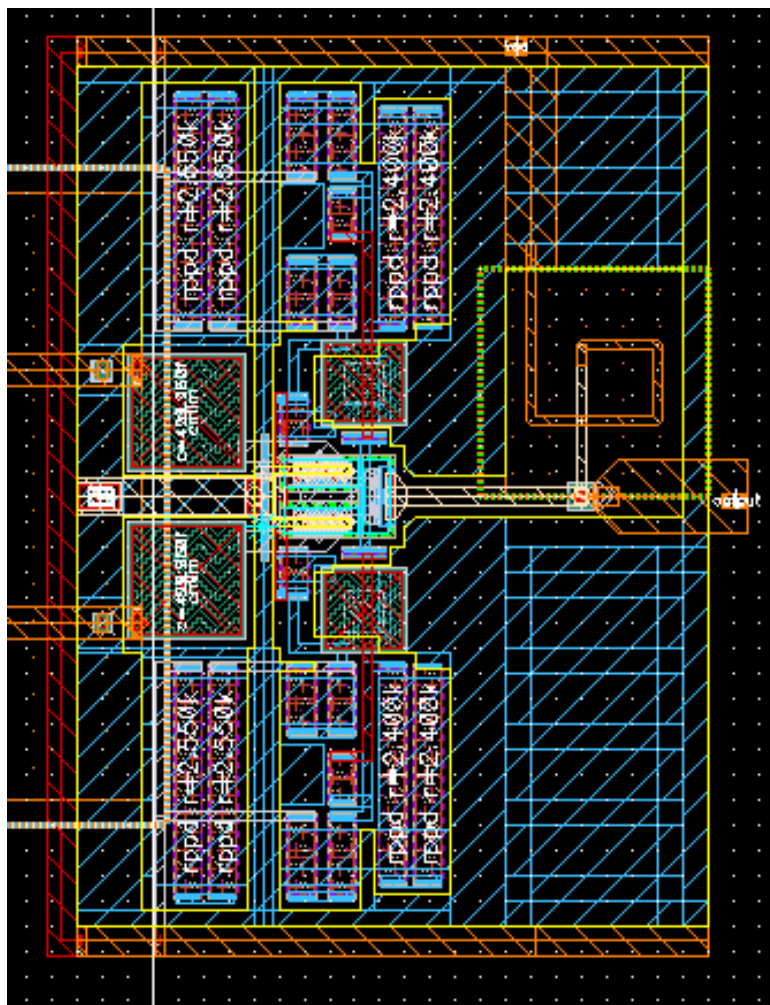
Рисунок 4.67 – Топология кристалла субгармонического смесителя

4.8.4 Умножитель частоты

На рис. 4.68 показана топология схемы в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов технологического процесса SG25H1 фирмы INP. Входные катушки индуктивности схемы были преобразованы в линии передачи, что сохраняет номинал индуктивности и уменьшает электромагнитные наводки от генератора частот.



a)



б)

Рисунок 4.68 – Топология удвоителя частот в среде Cadence. Общий вид (а),
укрупненный вид (б)

4.9 Выводы

Рассмотрены основные тенденции в проектировании, разработке и технологиях изготовления импортозамещающих микросхем СВЧ и КВЧ диапазонов.

Дан обзор структурных схем систем связи КВЧ диапазона.

Исследованы основные архитектуры умножителей частоты миллиметрового диапазона. Рассмотрены методы построения смесителей сигналов КВЧ диапазона. При этом смеситель на основе ячейки Гильберта и субгармонический смеситель с преобразованием вверх и рабочей частотой 120

ГГц реализованы по SiGe техпроцессу с проектными нормами 0,13 мкм. Моделирование показало, что данные смесители имеют достаточно высокие основные параметры и могут использоваться в радиопередатчиках миллиметрового диапазона. Установлено, что по сравнению с ячейкой Гильберта субгармонический смеситель имеет меньшую линейность, так как не содержит резисторов в эмиттерной цепи и меньшую изоляцию между входными портами, в то же время как для классического смесителя требуется меньшая мощность гетеродина и он имеет больший коэффициент преобразования, а также большую частоту среза. Частота гетеродина здесь в два раза меньше, чем в ячейке Гильберта, а значит, что цепи ФАПЧ могут быть более простыми.

Показаны пути оптимизации добротности LC нагрузок, смесителей и усилителей сигналов КВЧ диапазона.

Рассмотрена перспективная линия передачи для интегральных микросхем СВЧ и КВЧ диапазонов.

Исследованы методы высокочастотной коррекции аттенюаторов с паразитной емкостной нагрузкой.

Разработана топология КВЧ интегральных схем и их функциональных узлов - электронного коммутатора каналов, смесителя на основе ячейки Гильберта, субгармонического смесителя, умножителя частоты, LC-нагрузок для усилителей и смесителей.