

Федеральное Государственное Бюджетное Образовательное Учреждение
Высшего Образования

«Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи



Богомолов Павел Геннадьевич

**МЕТОДЫ УВЕЛИЧЕНИЯ ПОЛОСЫ РАБОЧИХ
ЧАСТОТ И УРОВНЯ ВХОДНОЙ МОЩНОСТИ В
МНОГОКАСКАДНЫХ СВЧ АТТЕНЮАТОРАХ**

Специальность: 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор технических наук, доцент
Рубанович М.Г.

Новосибирск – 2016 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ	4
ВВЕДЕНИЕ	5
1. СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ НА ПЛАНАРНЫХ ПЛЁНОЧНЫХ РЕЗИСТОРАХ	15
1.1. Современное состояние в области разработки широкополосных СВЧ аттенюаторов большой мощности.....	15
1.2. Конструктивные и электрические параметры планарных пленочных резисторов	19
1.3. Согласованные аттенюаторы на пленочных резистивных элементах.....	27
1.4. Особенности конструктивной и технологической реализации мощных широкополосных СВЧ аттенюаторов	32
2. СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ В ВИДЕ ФИЛЬТРОВЫХ СТРУКТУР С ДИССИПАТИВНЫМИ ПОТЕРЯМИ	36
2.1. Конструкции и эквивалентные схемы планарных плёночных резисторов	36
2.2. Согласующие-компенсирующие цепи для СВЧ аттенюаторов на планарных плёночных резисторов	43
2.3. Оценка полосы рабочих частот для согласующих цепей с учётом диссипативных потерь	52
2.4. Многоэлементные и многокаскадные пленочные аттенюаторы	56
3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ МОЩНЫХ МНОГОКАСКАДНЫХ АТТЕНЮАТОРОВ	77
3.1. Формирование первоначальной структуры и оценка параметров плёночных СВЧ аттенюаторов на основе эквивалентных схем.....	77
3.2. Электродинамическое моделирование параметров плёночных аттенюаторов	100
3.3. Оптимизация параметров многокаскадных СВЧ аттенюаторов.....	109

3.4. Выводы	116
4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МОЩНЫХ СВЧ АТТЕНЮАТОРОВ НА ПЛАНАРНЫХ ПЛЕНОЧНЫХ РЕЗИСТОРАХ	117
4.1. Многокаскадные СВЧ аттенюаторы на планарных плёночных резисторах выполненные на одной диэлектрической подложке	118
4.2 Приборные аттенюаторы для передающей радио - телевизионной аппаратуры на разных диэлектрических подложках.....	122
4.3 Выводы	128
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	129
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	131
ПРИЛОЖЕНИЕ А Акты использования и внедрения результатов диссертационного исследования	144

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ

СВЧ – сверхвысокие частоты

ГГц – гигагерц, 10^9 Гц

МГц – гигагерц, 10^6 Гц

кВт – киловатт, 10^3 Вт

Microwave Office – пакет программ расчёта СВЧ топологий

CST Studio Suite - пакет программ расчёта СВЧ устройств

МПЛ – микрополосковая линия

MATHECAD – программа для вычислений и инженерных расчётов

НИР – научно-исследовательские работы

ОКР – опытно-конструкторские работы

САПР – система автоматизированного проектирования

СКО – среднеквадратичное отклонение

ОЛП - отрезок линии передачи

$R_s = \frac{\rho_l}{t}$ [Ом/□] – поверхностное сопротивление резистивной плёнки

$R(x)$, $G(x)$, $L(x)$, $C(x)$ - погонное сопротивление, проводимость, индуктивность и ёмкость линии передачи

K_u – коэффициент передачи по напряжению

K_{cmU} - коэффициент стоячей волны в линии передачи

ЧИП – микросхема

j - плотность тока

B - магнитная индукция

Z_0 - волновое сопротивление МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием

Q_{oi} - собственная добротность реактивных элементов

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Для радиопередающих устройств СВЧ диапазона, применяемых в цифровых телекоммуникациях, системах связи и радиолокации необходимы широкополосные аттенюаторы высокого уровня мощности. Быстрое развитие радиотехники и непрерывное продвижение в верхнюю часть СВЧ диапазона, использование новейших достижений в области создания современных материалов и технологий приводят к повышению следующих требований, предъявляемых к радиоаппаратуре: ширина полосы рабочих частот, уровень преобразуемой мощности, качество согласования и массогабаритные параметры. Сегодня особую роль приобретает автоматизированное (компьютерное) проектирование СВЧ устройств, позволяющее, в том числе и с помощью методов оптимизации, решить многие задачи, стоящие перед разработчиком. Перечисленные выше требования стимулируют создание новых методов построения и проектирования широкого класса СВЧ устройств различного назначения, в том числе с диссипативными потерями. Важным аспектом является также совершенствование существующих структурных, схемотехнических и конструктивно-технологических решений для широкополосных СВЧ аттенюаторов. Отметим, что для комплексного решения перечисленных выше вопросов необходимо использовать численные электродинамические методы анализа и параметрического синтеза данного вида СВЧ устройств.

В настоящее время для построения мощных широкополосных аттенюаторов и нагрузок используют волноводные, коаксиальные и микрополосковые плёночные технологии. Как показывает анализ существующих типов аттенюаторов, наиболее перспективной технологией для их реализации является использование полосковых и микрополосковых

резисторов в пленочном исполнении, которые будем называть планарными пленочными резисторами. В настоящее время для диапазона частот от 0 до 5 ГГц, в котором работает большинство современных радиопередающих СВЧ систем, необходимы аттенюаторы и оконечные согласованные нагрузки, способные рассеивать в рабочем режиме мощность до нескольких киловатт. Отметим, что на высоких уровнях рассеиваемой СВЧ мощности планарные плёночные резисторы имеют ряд существенных преимуществ в конструктивном и технологическом плане по сравнению с другими типами диссипативных элементов. Планарные плёночные резисторы позволяют реализовать согласованные нагрузки и аттенюаторы [1-3], предназначенные для работы в сверхширокой полосе частот. Такие аттенюаторы выполняются как на основе одного, так и на основе нескольких резистивных элементов, включенных в виде параллельно-последовательных или каскадных структур. При этом широкополосные нагрузки малой и средней мощности в ряде случаев реализуются в виде линии передачи значительной длины с существенными диссипативными потерями [2].

Несмотря на простоту конструкции для одноэлементного варианта построения нагрузки существует ряд ограничений по рассеиваемой мощности и полосе рабочих частот. Многоэлементное, в том числе дендритное (древовидное) включение диссипативных элементов, позволяет повысить рассеиваемую мощность, но обеспечение работы в широкой полосе рабочих частот всё ещё в полной мере не реализовано. Лучшие параметры по полосе рабочих частот для пленочных оконечных нагрузок и аттенюаторов высокого уровня мощности, на наш взгляд, обеспечивают многокаскадные структуры, выполненные на согласованных по входу и выходу звеньях. Однако для таких многокаскадных структур не решены вопросы обеспечения равномерного распределения рассеиваемой СВЧ мощности по каскадам и резистивным элементам, входящим в состав

соответствующих каскадов. Имеются нерешенные вопросы, связанные с обоснованием выбора согласующих цепей по входу и выходу, а также между каскадами.

Существующие методы проектирования нагрузок и математические модели планарных пленочных резисторов использует одномерное упрощённое описание микрополосковой линии передачи, вследствие чего результаты теоретического анализа значительно отличаются от результатов, полученных экспериментально. Особенно сильно это проявляется в дециметровом и сантиметровом диапазоне (1-2 ГГц) в котором на точность анализа частотных свойств влияет ширина резистивного слоя плёночного резистора. Чем больше площадь пленочного резистора, тем сильнее проявляется несоответствие теоретических и экспериментальных результатов. Следует отметить, что конкретные методы получения равномерных амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) вносимого затухания в многоэлементных и многокаскадных мощных СВЧ аттенуаторах в технической литературе не описаны в достаточном объеме [3,5]. Исходя из вышесказанного, следует, что существует необходимость в модификации известных и создание новых методов построения аттенуаторов, выполненных на основе планарных пленочных резисторов большой мощности, методов расчёта трансформирующих и согласующих звеньев с диссипативными потерями. Многие отечественные ученые, такие как В.П. Мещанов, М.В. Давидович, Н.Ф. Попова, А.А. Яшин, В.Д. Садков, Е.П. Васильев, Д.А. Кабанов, Н.Д. Малютин, А.Н. Сычёв, В.П. Кисмерешкин, Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, М.А. Евдокимов, С.Н. Григорьев, Ю.Н. Антонов а также зарубежные ученые J. Peeters, J.H. Thompson, V.D. Stankovic внесли значительный вклад в разработку и создание методов построения широкополосных СВЧ цепей и устройств с диссипативными потерями. В современной СВЧ технике широкое применение нашли полосковые и

микрополосковые линии передачи, отличающиеся высокой технологичностью. Однако на первоначальном этапе их использования были значительные ограничения на уровень входной мощности из-за высоких диссипативных потерь в таких линиях передачи и из-за повышенного электромагнитного излучения. Одной из основных причин этих недостатков является низкое значение относительной диэлектрической проницаемости используемого материала подложки (около 2,5). В процессе дальнейшего развития микрополосковой технологии эти недостатки были устранены благодаря кратному увеличению диэлектрической проницаемости подложек и повышению качества производства.

На частотные свойства планарных плёночных резисторов существенное влияние оказывают их паразитные индуктивные и ёмкостные параметры. В известных одномерных методах расчёта частотные параметры и характеристики определяются с низкой точностью (не учитывается распределение тока в поперечном сечении резистивной пленки). Более высокую точность обеспечивает применение компьютерных программ и САПР с численным электродинамическим моделированием, например, Microwave Office или CST Studio Suite. С помощью этих программ можно провести адекватное моделирование частотных свойств поглощающих устройств, аттенуаторов и плёночных резисторов с большой площадью поверхности (способных рассеять значительную СВЧ мощность). Однако данные программы позволяют анализировать и оптимизировать уже сформированные первоначальные структуры аттенуаторов и топологии планарных плёночных резисторов, электрические параметры которых в сосредоточенном элементном базисе описываются ёмкостями, индуктивностями и резисторами. Далее формируется общая структура аттенуатора, которая и является первоначальным приближением для последующего параметрического синтеза на основе методов численного

электродинамического моделирования в компьютерных САПР. Такой подход позволяет на основе рассмотрения сущности физических процессов и составления эквивалентных схем получить параметры СВЧ устройств и систем с диссипативными потерями, близкие к предельно достижимым значениям.

Таким образом, разработка новых методов построения широкополосных мощных СВЧ аттенюаторов, выполненных на основе каскадно включенных согласованных звеньев, содержащих планарные пленочные резисторы, является актуальной задачей.

Объект исследования. Широкополосные многокаскадные СВЧ аттенюаторы большой мощности, выполненные на планарных плёночных резисторах.

Предмет исследования. Методики расчёта и проектирования мощных многокаскадных СВЧ аттенюаторов, обеспечивающие полосу рабочих частот, близкую к предельно достижимому значению.

Цель диссертации: Основной целью работы является разработка и практическая реализация методов расширения полосы рабочих частот и увеличения уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенюаторах, выполненных на основе планарных пленочных резисторов.

Задачи исследований. Поставленная цель достигается решением следующих основных задач.

1. Обзор конструктивных, схемотехнических и технологических аспектов построения широкополосных СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности. Анализ существующих и обоснование новых многокаскадных структур при построении СВЧ аттенюатора для расширения полосы рабочих частот и увеличения уровня входной мощности.

2. Разработка и обоснование первоначального облика для численного электродинамического моделирования многокаскадных аттенюаторов, выполненных на планарных плёночных СВЧ резисторах большой мощности.

3. Разработка схемотехнических и конструктивных решений для многокаскадных мощных широкополосных СВЧ аттенюаторов и оконечных нагрузок, выполненных на одинаковых (раздельных) диэлектрических подложках.

4. Численное электродинамическое моделирование частотных свойств СВЧ аттенюаторов и оконечных нагрузок, выполненных на планарных пленочных резисторах. Экспериментальное исследование многокаскадных СВЧ аттенюаторов.

Методы исследования: Перечисленные выше задачи решались с помощью теории функций комплексного переменного, аппарата матричного исчисления, теории дифференциальных уравнений в частных производных, теории рядов, асимптотических методов определения значений функций и интегралов, численных методов электродинамического моделирования и оптимизации. Так же в данной работе используется теория линейных электрических цепей и теория фильтров. Создание и разработка опытных образцов мощных сверхширокополосных многокаскадных СВЧ аттенюаторов в микрополосковом исполнении, содержащих плёночные резисторы большой мощности, подтверждает достоверность полученных результатов.

Положения, выносимые на защиту.

1. Увеличение входной СВЧ мощности и расширение полосы рабочих частот в многокаскадных аттенюаторах обеспечивает применение согласованных звеньев с равномерным распределением рассеиваемой

мощности, выполненных на разных диэлектрических подложках с использованием межкаскадных согласующих цепей в виде чебышёвского фильтра нижних частот.

2. При фиксированной мощности входного СВЧ сигнала расширение полосы рабочих частот обеспечивает каскадное включение нескольких звеньев, выполненных на одной диэлектрической подложке с равномерным распределением рассеиваемой мощности на планарных пленочных резисторах.

3. Получение полосы рабочих частот близкой к предельно достижимому значению достигается с помощью двойной каскадной структуры, выполненной в виде последовательно включенных согласованных звеньев, расположенных на разных диэлектрических подложках, каждая из которых содержит несколько каскадов.

4. Конструкции сверхширокополосных СВЧ аттенуаторов высокого уровня мощности, выполненные по многокаскадной структуре с равномерным распределением рассеиваемой мощности для систем связи и цифрового телевидения, обеспечивают полосу рабочих частот 0-2 ГГц.

Научная новизна: в данной работе впервые были получены следующие результаты.

1. Разработан метод увеличения уровня входной мощности и метод расширения полосы рабочих частот в пленочных СВЧ аттенуаторах на основе многокаскадных структур с равномерным распределением рассеиваемой мощности по всем каскадам, в которых согласующие цепи выполнены в виде чебышёвского фильтра нижних частот.

2. Предложено новое структурное построение многокаскадного аттенуатора в микрополосковом исполнении на одной диэлектрической

подложке, обеспечивающее существенное расширение полосы рабочих частот за счет равномерного распределения рассеиваемой мощности на планарных пленочных резисторах.

3. Проведено теоретическое и экспериментальное исследование частотных свойств ряда разработанных многокаскадных СВЧ аттенюаторов и согласованных нагрузок высокого уровня мощности на планарных пленочных резисторах с использованием внутренних многокаскадных структур на каждой диэлектрической подложке.

4. Предложены новые схемотехнические решения для многокаскадных СВЧ аттенюаторов большой мощности и разработаны экспериментальные образцы, обеспечивающие работу в полосе частот 0-2 ГГц.

Практическая ценность и значимость

1. Проведена теоретическая оценка широкополосных свойств многокаскадных СВЧ аттенюаторов и оконечных нагрузок, выполненных на основе планарных пленочных резисторов.

2. Установлена связь между основными параметрами СВЧ аттенюатора: входная мощность, полоса рабочих частот и количество согласованных каскадов с одинаковой рассеиваемой мощностью.

3. Разработаны новые оригинальные схемотехнические и конструктивные решения для многокаскадных СВЧ аттенюаторов, выполненных на одной и нескольких диэлектрических подложках.

4. Практически реализован и экспериментально исследован ряд СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности, выполненных по предложенным многокаскадным структурам.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих научно-технических конференциях и симпозиумах: Научно – техническая конференция молодых специалистов АО “НИИИП-НЗиК” (Новосибирск) 2013, 15th International conference of young specialists on Micro/nanotechnologies and electron devices, EDM (Республика Алтай, Эрлагол) 2014, II Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации» (Красноярск) 2015, 2016, Международная научно-техническая конференция «Современные проблемы телекоммуникаций» (Новосибирск, СибГУТИ) 2016, III Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации» (Красноярск) 2016.

Реализация и внедрение результатов работы. Работа выполнена в рамках проведения госбюджетных НИР на кафедре «Общей физики» Новосибирского государственного технического университета. Результаты практического характера, полученные в диссертационной работе, внедрены в ООО «Научно производственное предприятие Триада – ТВ» (Новосибирск), ООО «СТВ» (Новосибирск), ООО Инженерно-технический центр «Контур» (Новосибирск), ООО «Альфа Инструментс». Также результаты исследований используются в учебном процессе НГТУ и в научно-исследовательской работе студентов и магистров, обучающихся по направления подготовки 11.04.01 - Радиотехника и 11.04.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Личный вклад автора. Изложенные в диссертации результаты исследований получены лично автором. По теме диссертации опубликовано три научных работы без соавторов. На основании обсуждения с соавторами конструктивных и схемотехнических решений автор лично получил основные расчетные соотношения. Во втором и третьем разделах в

формировании ряда идей участвовали соавторы соответствующих публикаций.

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 21 научная работа: 4 статьи соответствуют перечню периодических изданий, рекомендуемых ВАК; 10 статей и докладов опубликованы в сборниках и материалах международных и Российских конференций. Получено решение о выдаче патента РФ на изобретение и подана заявка на патент на изобретение и две заявки на патент на топологию.

Структура и объём диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка использованной литературы. Объём работы составляет 148 страницы машинописного текста, включая 84 рисунка, 2 таблицы и список литературы из 104 наименований.

1. СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ НА ПЛАНАРНЫХ ПЛЁНОЧНЫХ РЕЗИСТОРАХ

В данном разделе представлен обзор литературы по вопросам создания и разработки широкополосных и сверхширокополосных СВЧ аттенюаторов, выполненных по различным технологиям. Описаны конструктивные и схемотехнические решения для аттенюаторов на уровень мощности от сотен Вт до нескольких кВт. Обоснована актуальность диссертационного исследования.

1.1. Современное состояние в области разработки широкополосных СВЧ аттенюаторов большой мощности

В общем случае широкополосные СВЧ аттенюаторы и согласованные нагрузки выполняются по следующим трем технологиям: волноводная, коаксиальная и микрополосковая. Волноводная технология обеспечивает предельно малый уровень внешнего электромагнитного излучения, однако не применима в области низких частот, из-за ограниченного частотного диапазона полых металлических волноводов. Поэтому основное применение волноводная технология для построения аттенюаторов нашла в сантиметровом и миллиметровом диапазоне длин волн. Кроме того, в данной технологии имеются трудности отвода тепла на внешние радиаторы. Поэтому в дальнейших разделах данной диссертационной работы волноводная технология не рассматривается.

Более широким диапазоном частот отличаются мощные аттенюаторы, выполненные на основе коаксиальной технологии. Сравнительный анализ и сопоставление различных вариантов коаксиальных аттенюаторов показывает, что высокий уровень допустимой входной мощности обеспечивают

трубчатые керамические поглотители в коаксиальном исполнении с принудительным жидкостным охлаждением. Ряд зарубежных производителей, в частности фирмы Bird и JFW, изготавливают коаксиальные аттенюаторы, способные работать продолжительное время в режиме максимально допустимого уровня входной мощности порядка сотен ватт. [89].

Для расширения полосы рабочих частот коаксиальных аттенюаторов необходим поглотитель большой длины, что приводит к проблеме отвода тепловой энергии от внутренних слоёв поглотителя. Кроме того, обеспечение режима согласования коаксиального аттенюатора за счёт перемещения поглотителя, встроенного в разрыв внешнего металлизированного экрана, усложняет его конструкцию. При рассеиваемой мощности более 100 Вт, необходимо использовать жидкостное охлаждение, которое ограничивает мобильность использования мощных коаксиальных аттенюаторов данного типа.

СВЧ аттенюаторы на уровень мощности от сотен Вт до единиц кВт так же могут быть реализованы на плёночных планарных резисторах. Проведённый анализ показывает, что использование планарных плёночных резисторов на диэлектрической подложке с большой теплопроводностью позволяет существенно увеличить рассеиваемую мощность. Одним из основных параметров мощных СВЧ аттенюаторов, выполненных по плёночной технологии, является мощность, отводимая с единицы площади. Превышение отводимой СВЧ мощности с единицы площади приводит к выходу из строя планарного плёночного резистора и соответственно аттенюатора.

Для реализации СВЧ аттенюаторов и оконечных согласованных нагрузок с повышенным допустимым уровнем входной мощности используются многоэлементные структуры. Одним из часто применяемых

способов реализации многоэлементных аттенюаторов и нагрузок является дендритная структура [9], представленная на рисунке 1.1.

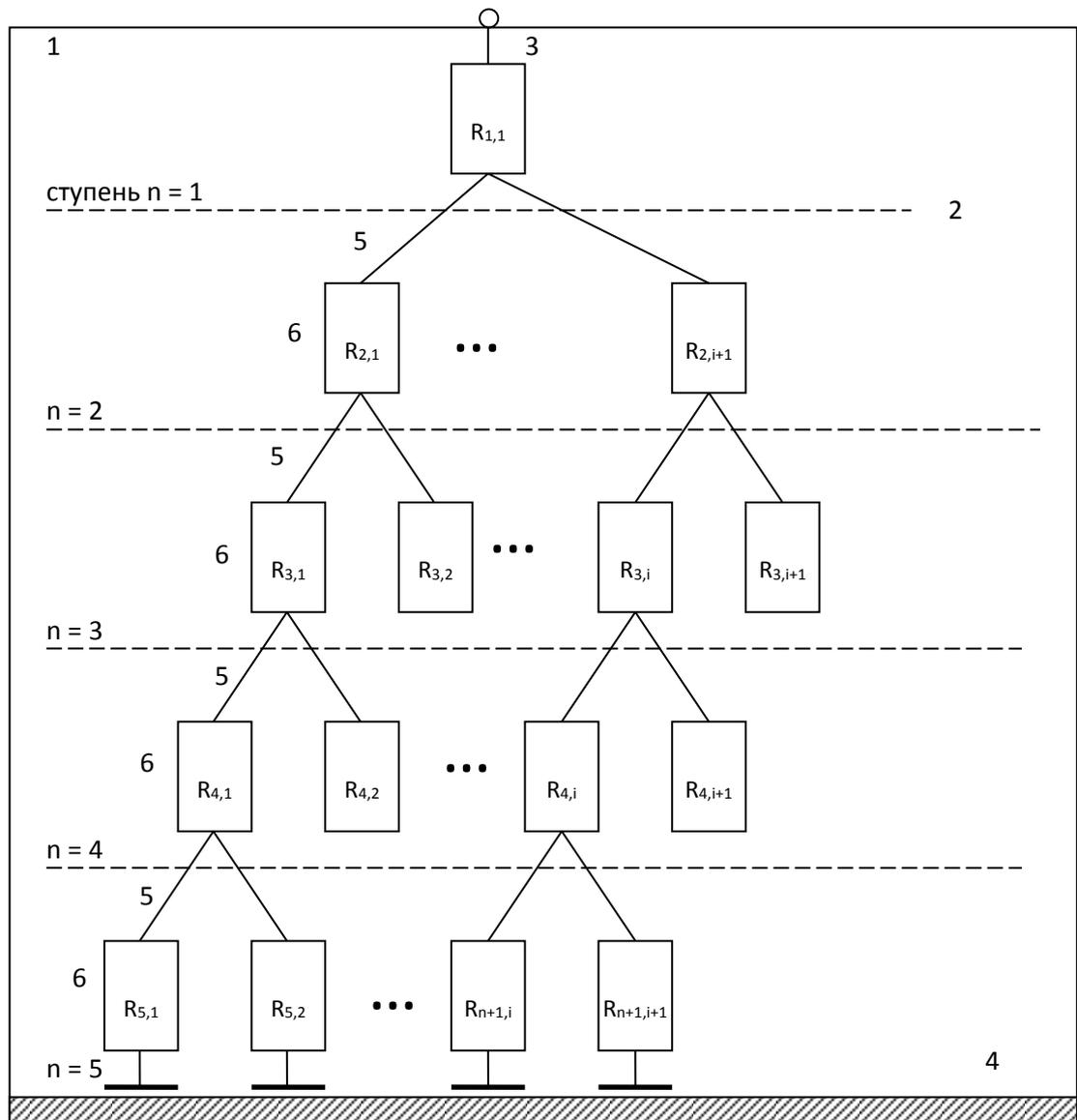


Рисунок 1.1 – Дендритная структура многоэлементной СВЧ нагрузки

Основные особенности дендритной структуры построения аттенюаторов и нагрузок заключаются в следующем. Во-первых, дендритные схемы построения многоэлементных СВЧ аттенюаторов имеют одностороннее согласование, то есть согласование поддерживается только

по входу. Во-вторых, наряду с диссипативными элементами дендритная структура содержит резистивные делители мощности и делители мощности на отрезках линий передач и конденсаторах, которые имеют ограниченную полосу рабочих частот. Эти схемотехнические и конструктивные особенности реализации СВЧ аттенуаторов в виде дендритных структур приводят к появлению существенной неравномерности результирующего вносимого затухания, а также к усложнению экспериментальной настройки устройств данного вида.

Представленная на рисунке 1.1 мощная СВЧ нагрузка дендритного типа работает следующим образом. На первую ступень деления мощности, реализованную в виде резистивного элемента, поступает входной СВЧ сигнал. После деления входной СВЧ сигнал поровну попадает на вторую ступень, после второй ступени – на третью и последующие ступени. В многоэлементной структуре каждый резистивный элемент рассеивает небольшую мощность и имеет малую паразитную емкость, что обуславливает расширение полосы рабочих частот. Повышение допустимого уровня входной мощности при использовании дендритной схемы построения многоэлементных СВЧ аттенуаторов обеспечивается за счет увеличения количества планарных пленочных резисторов. [82]. Рассматриваемая структура обеспечивает равномерное распределение рассеиваемой мощности по всей поверхности общего теплоотвода. Реализация соответствующих ветвей дендритной структуры на отдельных диэлектрических подложках позволяет избежать локального перегрева планарных пленочных резисторов и отказаться от жидкостного охлаждения в пользу использования принудительного воздушного охлаждения как более простого в практическом отношении. Это упрощает конструкцию СВЧ аттенуатора, повышает мобильность его использования и ремонтпригодность.

1.2. Конструктивные и электрические параметры планарных пленочных резисторов

Одним из основных элементов планарного плёночного резистора является диэлектрическая подложка, которая одновременно выполняет несколько функций: представляет собой конструктивную базу, на которой формируются и монтируются диссипативные элементы, обеспечивает электрическую изоляцию элементов МПЛ, а также служит теплоотводящим элементом всей конструкции [36].

К материалу диэлектрической подложки независимо от конструктивных особенностей и назначения плёночного аттенюатора предъявляют следующие требования. [88]:

1. Высокое качество обработки рабочей поверхности, обеспечивающее четкость и адгезию планарного плёночного резистора.

2. Высокая механическая прочность при относительно небольшой толщине. В процессе изготовления планарных плёночных резисторов подложка подвергается многократному воздействию высокотемпературных операций, которые могут вызвать ее растрескивание и разрушение. Поэтому она должна обладать хорошими механическими свойствами.

3. Минимальная пористость. Пористость подложки влияет на структуру и свойства пленок. Кроме того, в процессе нагрева из подложки выделяются адсорбированные газы, которые могут оказывать существенное влияние на качество наносимых пленок. Высокая плотность материала подложки позволяет исключить интенсивное газовыделение.

4. Высокая теплопроводность. Тепловая мощность, выделяемая плёночным резистором при работе, отводится через подложку. Высокая теплопроводность подложки обеспечивает уменьшение температурного градиента на ее поверхности и снижение общего нагрева. Следует отметить,

что в настоящее время широкое применение в качестве диэлектрической подложки с высокой теплопроводностью нашла бериллиевая керамика (BeO).

5. Химическая стойкость. Химически стойкие подложки можно подвергать воздействию технологических операций, связанных с применением различных химических реагентов. В состав подложки не должны входить вещества, которые могут вступать в реакции с пленками и влиять на их свойства.

6. Высокое удельное сопротивление. Подложка является общим основанием для всех элементов, поэтому она должна обладать хорошими диэлектрическими свойствами для обеспечения изоляции элементов схемы.

7. Близость коэффициентов термического расширения подложки и наносимых на нее пленок. Выполнение этого требования позволяет исключить механические напряжения в резистивных пленках.

8. Низкая стоимость исходного материала и технологии его обработки.

9. Подложки, предназначенные для работы в СВЧ диапазоне, должны обладать малыми потерями.

Применяемая в настоящее время СВЧ бериллиевая керамика в качестве диэлектрической подложки аттенюатора имеет низкие диэлектрические потери и малые температурные изменения электрических параметров. При этом она обладает повышенной механической прочностью и высокой теплопроводностью. Все перечисленные выше качества позволяют использовать её для изготовления мощных пленочных СВЧ аттенюаторов.

Конструирование планарных пленочных резисторов начинается с выбора материала резистивной пленки. При их изготовлении используются резистивные материалы, которые можно условно разделить на три группы. [36]: металлы и их сплавы (тантал, хром, титан, нихром и др.); металлосилицидные сплавы (РС-3710, МЛТ-3М, РС-3001 и др.); керметы (керамика-металл).

Чистые металлы. Преимущественное распространение получили такие материалы с высоким сопротивлением, как хром и тантал. Для создания резисторов также используются титан, гафний, цирконий, марганец, рений и другие элементы.

Сплавы нескольких металлов. Наиболее широко используется сплав нихром (состав меняется от 80% никеля + 20% хрома до 50% никеля+50% хрома). Одно из положительных качеств этих материалов — низкий температурный коэффициент сопротивления (ТКС) для диапазона рабочих температур от минус 50 ... плюс 500 градусов С.

Керметы. Материалы на основе микрокомпозиции металл - диэлектрик (металлокерамические), представляющие собой твердые растворы (псевдосплавы) серебра, хрома или другого металла и двуокиси кремния в различных пропорциях (кремния до 50%). Применяются для получения пленочных резисторов с высоким удельным сопротивлением и низким ТКС. Иногда для повышения сопротивления в состав керметов вводятся стекла (металлосилициды). Хорошие параметры по удельному сопротивлению достигнуты при сочетании хром—моноокись кремния (70% хрома + 30% моноокиси кремния), перспективны соединения золото—окись тантала (Au—TaO_6), германий—хром т. п., дисилициды: TiSi_2 , CrSi_2 , FeSi_2 , являющиеся в отличие от керметов химическими соединениями и имеющие высокое удельное сопротивление. Широко используется многокомпонентный металлосилицидный сплав типа МЛТ-3 (Fe, Cr, Si, W). При малых толщинах пленки ее свойства зависят от вида микронеровностей подложки. Возможные нарушения непрерывности структуры и электропроводности происходят за счет туннельного эффекта и термоэмиссии между отдельными кристаллитами. Резистивные пленки толщиной до 100 нм в СВЧ устройствах практически не используются. Отметим, что пленки толщиной от 100 нм обеспечивают стабильные свойства номинального значения сопротивления.

Основные характеристики резистивных материалов и получаемых из них элементов являются удельное сопротивление (проводимость) монолитного материала и поверхностное сопротивление пленки материала, зависящее от условий создания пленочной структуры и режима ее обработки.

Металлизированное основание пленочного аттенюатора должно обладать следующими свойствами. [88]: малым удельным сопротивлением; хорошей адгезией (сцеплением) с подложкой; способностью к химическому травлению, пайке или сварке; коррозионной стойкостью; близостью значений термического коэффициента линейного расширения (ТКЛР) основания и подложки. При выборе материала основания необходимо учитывать назначение проводящей пленки и условия эксплуатации схемы.

Для элементов МПЛ, формируемых на подложках с малым тангенсом угла диэлектрических потерь $tg\delta$, доминирующее влияние на величину активных потерь оказывают потери в микрополосковых проводниках и проводящих пленках. Их величина зависит от удельного сопротивления материала, из которого изготовлена пленка, структуры проводящей пленки, ее однородности, плотности, внутренних напряжений в пленке, чистоты токопроводящей поверхности. Большинство перечисленных выше факторов определяется технологическим процессом. Поэтому параметры пленочного резистора и их стабильность во времени зависят не только от качества исходного материала, но и от технологии получения проводящей пленки.

Коррозионная стойкость, стабильность параметров проводящих пленок определяются свойствами материала, из которого она изготовлена, и зависят от структуры пленки, в первую очередь от пористости. Основой повышения стойкости пленок является уменьшение их пористости. Поры являются центрами развития коррозии, скорость развития которой зависит от методов и режимов очистки.

Требования хорошей адгезии резистивных пленок с диэлектрической подложкой, способности к химическому травлению, пайке, сварке и определённой согласованности ТКЛР обусловлены особенностями технологических процессов изготовления элементов МПЛ. При низкой адгезии проводящей пленки с подложкой может произойти разрушение элемента МПЛ в технологическом цикле или в процессе эксплуатации. Химическое травление является составной частью многих технологических процессов и предназначено для создания рисунка МПЛ. Несогласованность ТКЛР пленки и подложки может привести к разрушению пленки при термических воздействиях или возникновению в ней внутренних напряжений, которые ведут к росту электрического сопротивления пленок.

Основным элементом СВЧ аттенюатора является планарный плёночный резистор, который в области умеренно высоких частот может быть представлен в виде однородной или неоднородной микрополосковой линии передачи с распределёнными параметрами. Существует несколько моделей для описания линий передачи. Для рассмотрения процессов распространения СВЧ сигнала в микрополосковых линиях передачи с диссипативными потерями часто используют телеграфные уравнения:

$$-\frac{dU}{dx} = [R(x) + j\omega L] \cdot I(x), \quad (1.1)$$

$$-\frac{dI}{dx} = [G(x) + j\omega C(x)] \cdot U(x),$$

где: $U(x)$, $I(x)$ - напряжение и ток линии; $\omega = 2\pi f$ - круговая частота (f - частота); $R(x)$, $G(x)$, $L(x)$, $C(x)$ - погонные сопротивление, проводимость, индуктивность и ёмкость; $0 \leq x \leq \ell$ - продольная координата (ℓ - общая длина линии передачи); $j = \sqrt{-1}$.

Отметим, что при работе на высоком уровне мощности в линиях передачи с большой шириной микрополоскового проводника указанная модель является приближённой, поскольку в данном случае не учитывается неравномерность распределения СВЧ тока в поперечном сечении.

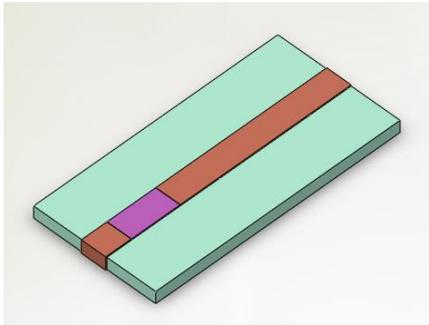
Для создания планарных плёночных резисторов большой мощности, выполненных на основе микрополосковых линий передач с потерями, используется широкий набор плёночных резистивных материалов. Их главной характеристикой является поверхностное сопротивление.

$$\rho_s = \frac{\rho_\ell}{t} [\text{Ом}/\square], \quad (1.2)$$

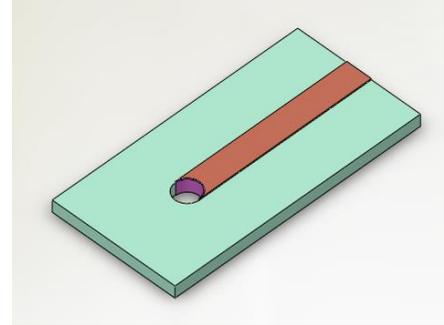
где R_s - поверхностное сопротивление резистивной плёнки; ρ_ℓ - удельное сопротивление резистивной пленки, Ом*см; t - толщина резистивной пленки (см).

Для радиопередающих устройств в качестве мощной оконечной нагрузки может быть использован СВЧ аттенюатор, к которому на выходе подключена относительно маломощная нагрузка. В этом случае для плёночных резисторов микрополоскового типа, используемых в качестве оконечной нагрузки, необходимо обеспечить корректную реализацию заземления. Практически заземление реализуется двумя способами: прямым и косвенным.

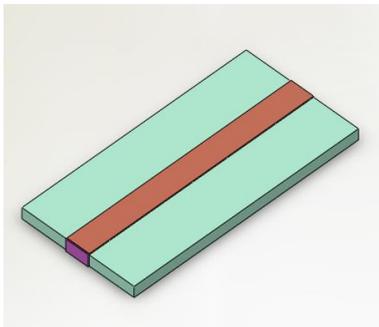
Прямой способ заземления реализуется с помощью соединительных проводящих полосковых проводников, находящиеся на краях диэлектрической подложки. [16]. Так же прямое заземление можно обеспечить через сквозные отверстия в подложке [6]. Отметим, что на частотах свыше 10 ГГц прямой способ не обеспечивает необходимое качество заземления, которое оценивается по величине коэффициента стоячей волны (КСВ).



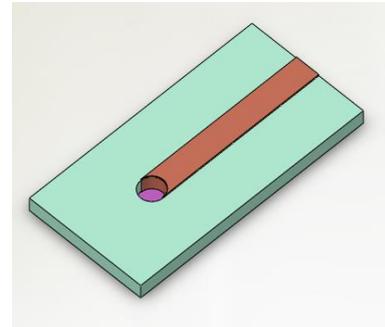
а)



б)



в)



г)

Рисунок 1.2 – Планарные плёночные резисторы с заземлением через проводник:

а) – заземление резистора через проводящий полосок на верхней поверхности подложки; б) – заземление резистора через сквозное отверстие; в) – заземление резистора через торец подложки; г) – установка резистора в сквозное отверстие подложки

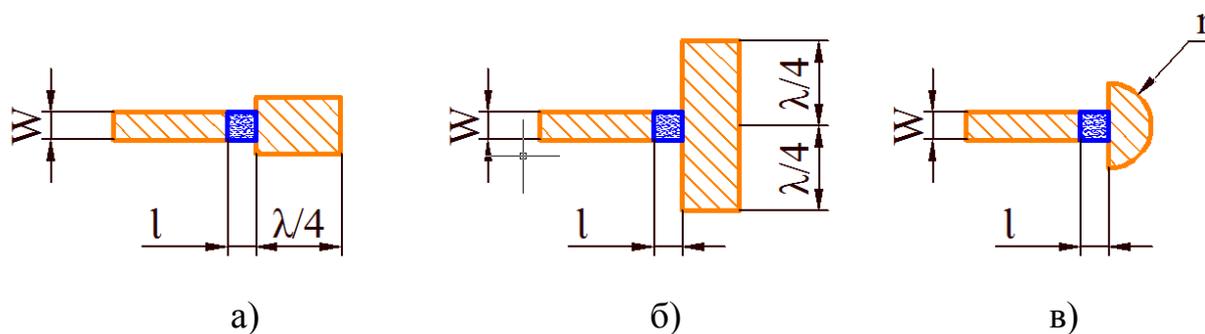


Рисунок. 1.3 – Реализация косвенного заземления в планарных плёночных резисторах: а)-с одним разомкнутым шлейфом; б)-с двумя разомкнутыми шлейфами; в)-с кольцевым шлейфом

Косвенный способ заземления реализуется в виде емкостной связи с заземленным общим корпусом через диэлектрическую подложку с помощью четвертьволнового разомкнутого шлейфа. Полоса рабочих частот оконечной нагрузки, в которой используется разомкнутый на конце четвертьволновой шлейф с низким волновым сопротивлением, получается относительно узкой, не более 30% при уровне обратных потерь 20дБ. [17]. Некоторое увеличение полосы рабочих частот можно получить за счет использования неоднородного шлейфа конической формы. [19].

На рисунке 1.2 и 1.3 представлены типичные конструкции оконечных нагрузок, изготовленных по микрополосковой технологии с использованием заземления одного из выводов планарного пленочного резистора через проводники или четвертьволновые разомкнутые шлейфы различного типа.

Отметим, что описанные выше СВЧ нагрузки с прямым способом заземления одного из выводов планарного пленочного резистора обладают высокой надёжностью и небольшими массогабаритными параметрами. При этом полоса рабочих частот неограниченна со стороны низких частот. При использовании согласующих цепей различного типа рассматриваемые СВЧ нагрузки могут быть реализованы с высоким качеством согласования в весьма широком диапазоне частот.

1.3. Согласованные аттенюаторы на пленочных резистивных элементах

В настоящее время широкое применение в СВЧ технике находят фиксированные пленочные аттенюаторы, состоящие из последовательно включенных согласованных каскадов. В большинстве случаев фиксированные аттенюаторы реализованы на сосредоточенных планарных пленочных резисторах, включенных в виде согласованных Т- или П-образных структур. Микрополосковая топология фиксированных СВЧ аттенюаторов с постоянным вносимым затуханием представлена на рисунках 1.4, а-г. На рисунке 1.5 приведены эквивалентные схемы согласованных Т- и П-образных структур отдельных каскадов. Расчёт номинальных значений резисторов для Т- и П- структур осуществляется по следующим формулам:

$$R_{1T} = R_{3T} = Z_0 \frac{A-1}{A+1}, \quad R_{2T} = Z_0 \frac{2A}{A^2-1},$$

$$R_{1\Pi} = R_{3\Pi} = Z_0 \frac{A+1}{A-1}, \quad R_{2\Pi} = Z_0 \frac{A^2-1}{2A}, \quad (1.3)$$

где: Z_0 - волновое сопротивление СВЧ тракта, равное номинальному значению сопротивлению нагрузки; $A = \frac{1}{K_u}$ - коэффициент затухания по

напряжению; $K_u = \frac{U_{в\text{ых}}}{U_{вх}}$ - коэффициент передачи по напряжению.

В первом приближении планарные плёночные резисторы можно считать сосредоточенными элементами, которые представляют собой неоднородность и вносят в тракт СВЧ наряду с диссипативными потерями паразитную ёмкость и индуктивность. Паразитные реактивные параметры пленочных резисторов ограничивает полосу рабочих частот аттенюаторов.

При расчёте номинальных значений планарных плёночных резисторов в качестве параметров используются геометрические размеры резистивной пленки и величина его поверхностного сопротивления. [28].

Одним из основных параметров СВЧ аттенюатора является входная мощность и соответственно рассеиваемая мощность на каждом планарном плёночном резисторе. Для обеспечения оптимальных массогабаритных параметров СВЧ аттенюатора и определения требуемых геометрических размеров каждого резистивного элемента необходимо знать мощность, рассеиваемую на соответствующем диссипативном элементе аттенюатора.

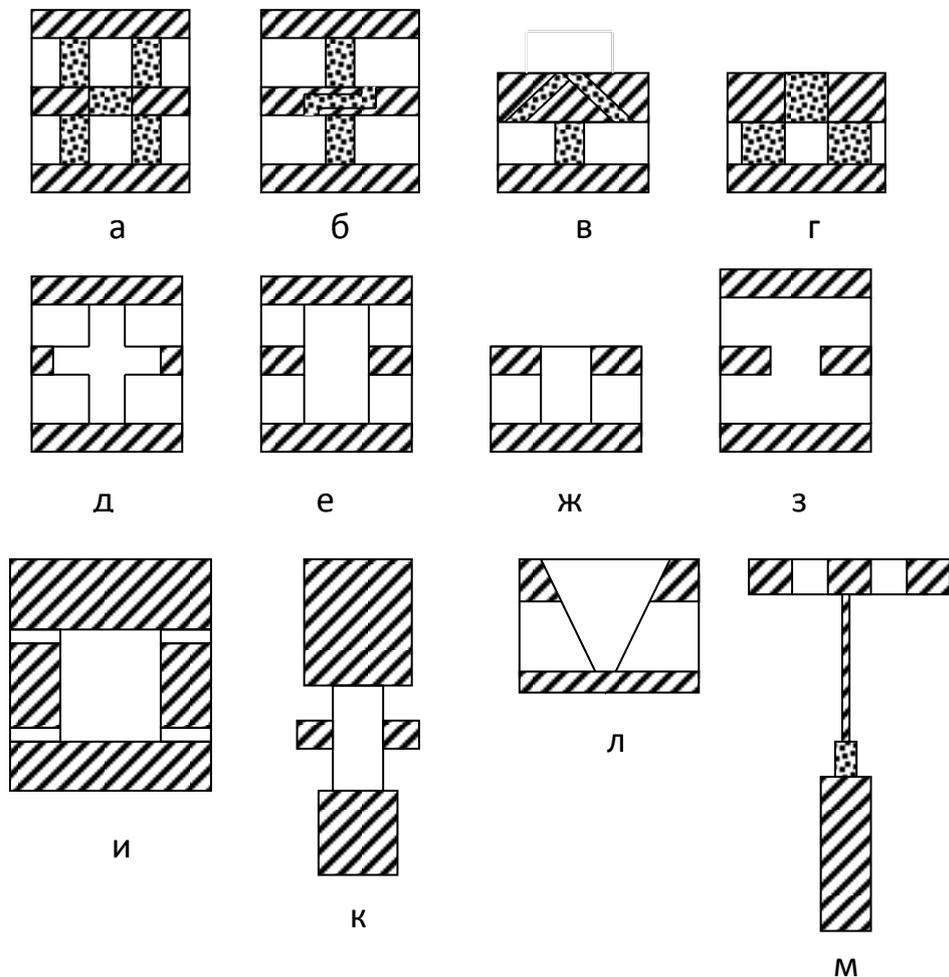


Рисунок 1.4 – Фиксированные аттенюаторы на плёночных резистивных элементах

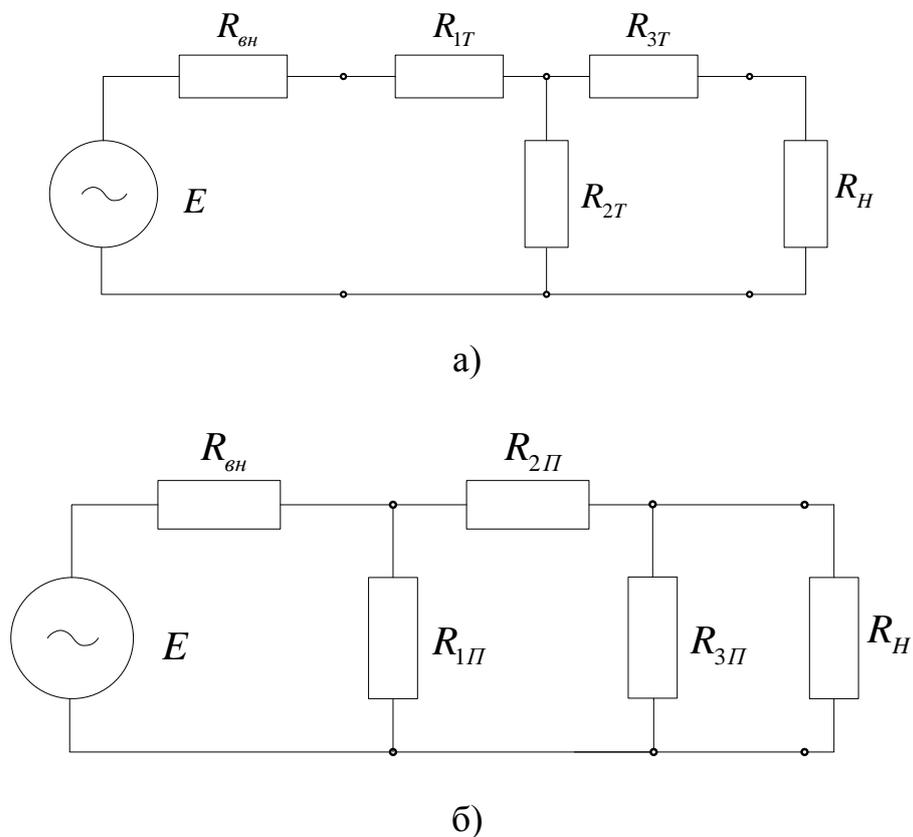


Рисунок 1.5 – Эквивалентные схемы согласованных каскадов: а) Т-образная структура; б) П-образная структура

Для согласованных каскадов аттенюатора мощности, рассеиваемые на резистивных элементах Т- и П-образных структур, рассчитывается по следующим соотношениям [9,25]:

$$\begin{aligned}
 P_{1T} &= P_{1П} = P_{вх} \cdot \frac{A-1}{A+1}, \\
 P_{2T} &= P_{2П} = P_{вх} \cdot \frac{2(A-1)}{A(A+1)}, \\
 P_{3T} &= P_{3П} = P_{вх} \cdot \frac{A-1}{A^2(A+1)}.
 \end{aligned} \tag{1.4}$$

Исходя из анализа соотношений (1.4) следует, что при значениях коэффициента затухания по напряжению $A < 2$ ($A < 6\text{дБ}$) максимальная

мощность рассеивается на резисторе R_2 , а при значениях $A > 2$ ($A > 6\text{дБ}$) – на резисторе R_1 .

Существующие методы расчёта параметров плёночных резисторов, описанных в первом приближении как сосредоточенные элементы, [25] обеспечивают адекватность теоретических и практических результатов при рассеиваемой СВЧ мощности в несколько Вт. При этом необходимо принимать во внимание, что в мощных широкополосных аттенуаторах паразитная параллельная ёмкость и последовательная индуктивность плёночных резисторов имеют значительную величину. Это существенно сказывается на полосе частот качественного согласования. Для расширения полосы рабочих частот необходимо с помощью согласующих цепей компенсировать влияние паразитных реактивных параметров планарных плёночных резисторов. В ряде случаев компенсировать влияние паразитных реактивных параметров оказывается возможным с помощью оптимального выбора геометрических размеров резистивной пленки, например, уменьшением отношения ширины к длине. При этом следует учитывать, что с увеличением длины резистивного элемента существенно возрастает последовательная паразитная индуктивность. Однако, как показывают результаты компьютерного моделирования, последовательная индуктивность значительно меньше влияет на входной импеданс плёночного резистора, чем паразитная параллельная ёмкость. Следует так же отметить, что при неоптимальном выборе соотношения длины к ширине резистивного элемента заметно уменьшается полоса рабочих частот. Это в основном обусловлено неравномерным распределением СВЧ тока в поперечном сечении планарного плёночного резистора. Как известно [44,45,46], плотность СВЧ тока на краях резистора увеличивается, а в центре – уменьшается, что необходимо учитывать при разработке аттенуаторов метрового и дециметрового диапазона.

Одним из перспективных методов создания мощных широкополосных СВЧ аттенюаторов является использование многоэлементных структур дендритных (древовидных) и многокаскадных структур. В СВЧ аттенюаторах на планарных плёночных резисторах могут быть реализованы разные виды соединения резисторов, а так же и их количество. Увеличение количества планарных плёночных резисторов, а соответственно общей площади рассеивания СВЧ мощности, позволяет использовать конвекционное и принудительное воздушное охлаждение. При уровнях входной мощности до сотен Ватт оказывается целесообразным использовать только конвекционное воздушное охлаждение.

В мощных многокаскадных СВЧ аттенюаторах на плёночных резисторах каждое поглощающее звено должно иметь качественное согласование в широкой полосе рабочих частот, вплоть до частот 3-5 ГГц. Обратим внимание на специфические трудности обеспечения широкой полосы рабочих частот плёночных СВЧ аттенюаторов при увеличении входной мощности. Это связано с необходимостью увеличения площади планарных плёночных резисторов при увеличении входной СВЧ мощности. Как было отмечено выше, увеличение площади влечёт за собой увеличение паразитной ёмкости и индуктивности. Из этого следует, что в этом случае целесообразно использовать многокаскадную схему построения СВЧ аттенюатора, в которой каждый каскад (выполненный, например, по Т- или П-образным структурам) конструктивно расположен на отдельной диэлектрической подложке. При этом для выполнения условия сохранения полосы рабочих частот все каскады рассматриваемого мощного СВЧ аттенюатора должны быть согласованы между собой как по входу, так и по выходу.

1.4. Особенности конструктивной и технологической реализации мощных широкополосных СВЧ аттенюаторов

В работе [73]. описан мощный СВЧ аттенюатор, содержащий T-образные каскады на планарных плёночных резисторах, выполненных методом тонкоплёночной технологии. Мощный СВЧ аттенюатор, составленный из таких каскадов, при приемлемых частотных характеристиках и массогабаритных параметрах обладает невысокой надёжностью из-за отсутствия эффективного отвода рассеиваемой СВЧ мощности. При перегреве отдельных подложек ухудшаются параметры СВЧ аттенюатора, и в конечном итоге происходит отказ всего устройства. Это связано с неоптимальным выбором значений коэффициентов передачи последовательно включенных каскадов.

В литературе [12]. описан аналогичный по схемотехнической реализации и параметрам мощный СВЧ аттенюатор. Данный аттенюатор содержит три последовательно включенных каскада, выполненных на одинаковых диэлектрических подложках и установленных на общем теплопроводящем основании. Однако это устройство с точки зрения теплоотдачи недостаточно оптимально, поскольку коэффициент передачи каждого каскада выбран без выполнения условия равного выделения мощности на каждом каскаде. Из этого следует, что в настоящее время в литературе отсутствует методика расчёта оптимальных коэффициентов передачи каскадов, обеспечивающая равномерное распределение выделяемой мощности.

Оригинальное техническое решение представлено также в патенте на изобретение [23], в котором описан СВЧ аттенюатор, содержащий n последовательно включенных согласованных каскадов на одинаковых диэлектрических подложках и установленных друг за другом с одинаковым

шагом на общем теплопроводящем основании. Каждый каскад этого устройства имеет большее затухание, чем предыдущий. Автор данного патента предлагают производить расчёт коэффициента передачи по мощности каждого звена по следующей формуле:

$$K_{PM} = \frac{n - M}{n - M + 1}, \quad (1.6)$$

где: M – порядковый номер звена; n – количество звеньев; K_{PM} – коэффициент передачи по мощности M -го каскада.

Однако внимательный анализ показывает, что формула (1.6) не совсем корректна. Из этой формулы следует, что коэффициент передачи по мощности последнего каскада при любом значении n всегда равен нулю. Поскольку реализация такого каскада физически невозможна, авторы рекомендуют принять $K_{PN}=0,001$ (-30 дБ). В описании [23] в качестве примера представлен расчёт СВЧ аттенюатора с мощностью рассеивания $P_{ex}=1$ кВт. Количество каскадов $N=4$. По формуле (1.6) произведён расчёт коэффициентов передачи каждого каскада. При этом в последнем каскаде рассеивается самая большая мощность.

Кроме того, недостатками описываемого СВЧ аттенюаторов являются отсутствие калиброванного выхода и ограниченный динамический диапазон вносимого затухания.

Таким образом, на основании вышеизложенного, несомненно, актуальной является задача разработки методов построения, схемотехнических и конструктивно-технологических решений для широкополосных многокаскадных СВЧ аттенюаторов и оконечных согласованных нагрузок высокого уровня мощности, выполненных на основе планарных пленочных резисторов. Такие аттенюаторы необходимы в качестве измерительного оборудования для радиопередающих устройств современных цифровых систем различного назначения.

1.5. Выводы

На основе результатов обзора литературы и современных достижений в области СВЧ устройств с диссипативными потерями, представленного в настоящем разделе, сформулируем следующие выводы.

1. Из трех основных технологий изготовления широкополосных СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности, на наш взгляд, наиболее перспективной является микрополосковая пленочная технология. По сравнению с коаксиальной и волноводной технологиями она обеспечивает получение более высокого уровня входной СВЧ мощности, не имеет ограничений по частотному диапазону в области нижних частот, отличается хорошими конструктивными и массогабаритными параметрами.
2. Сопоставляя многоэлементную дендритную и многокаскадную структуру построения мощных широкополосных СВЧ аттенюаторов, выполненных на основе планарных пленочных резисторов, можно сделать вывод об определенных преимуществах в пользу выбора многокаскадной структуры, как более общего и универсального метода обеспечения предельно достижимых параметров по мощности и полосе рабочих частот.
3. Для создания и разработки многокаскадных СВЧ аттенюаторов на основе планарных пленочных резисторов, обладающих значительными паразитными емкостными и индуктивными параметрами, необходимо развитие и уточнение ряда положений теории согласования Бодэ-Фано и теории полиномиальных чебышёвских фильтров применительно к цепям с диссипативными потерями.

4. Проектирование многокаскадных СВЧ аттенюаторов базируется на формировании первоначального облика как эвристически, так и по упрощенным эквивалентным схемам, раскрывающим физическую сущность электромагнитных процессов в планарных пленочных резисторах. Последующее применение компьютерного электродинамического 3D моделирования позволяет эффективно провести настройку и оптимизацию параметров сложных многоэлементных и многокаскадных аттенюаторов, выполненных по микрополосковой технологии.

2. СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ В ВИДЕ ФИЛЬТРОВЫХ СТРУКТУР С ДИССИПАТИВНЫМИ ПОТЕРЯМИ

Данный раздел посвящен методам построения широкополосных СВЧ аттенюаторов на планарных плёночных резисторах, базирующимся на основе применения теории фильтров с однородными и вынесенными диссипативными потерями. Проведён анализ эквивалентных схем планарных плёночных резисторов в сосредоточенном элементном базисе. Рассмотрены особенности конструирования многоэлементных и многокаскадных оконечных нагрузок и аттенюаторов в микрополосковом исполнении. Проведён анализ и предложена методика расчёта коэффициентов передачи многокаскадных СВЧ аттенюаторов, обеспечивающая одинаковые мощности рассеивания в каждом каскаде. Обоснован выбор в качестве согласующе-компенсирующих цепей для планарных плёночных резисторов полиномиальных чебышёвских фильтров. Решена задача оценки полосы рабочих частот межкаскадных согласующих цепей с учетом влияния диссипативных потерь.

2.1. Конструкции и эквивалентные схемы планарных плёночных резисторов

Известно[25, 9], что планарный плёночный резистор кроме активной составляющей имеет так же паразитную ёмкость и индуктивность, которые ограничивают его полосу рабочих частот. Для первоначального анализа частотных свойств устройств на планарных плёночных резисторах обычно используют эквивалентные схемы в сосредоточенном элементном базисе.

В области относительно низких частот (до 500 МГц) планарный плёночный резистор можно представить одномерной эквивалентной схемой

на сосредоточенных элементах, приведенной на рисунке 2.1. Данная эквивалентная схема включает в себя резистор R , интегральную индуктивность L и общую емкость C . Отметим, что адекватность схемы рис. 2.1 с достаточной точностью обеспечивается в области частот, на которых можно считать, что плотность СВЧ тока j одинакова по всему поперечному сечению резистивной плёнки и выполняется условие квазистационарности [38, 40].

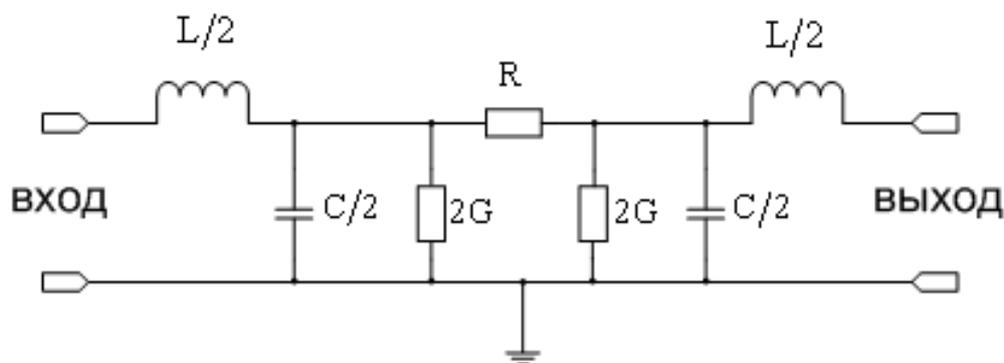


Рисунок 2.1 – Одномерная эквивалентная схема планарного пленочного резистора

Основным достоинством схемы рис. 2.1 является простота расчёта поскольку в ней используется только один резистор R , одна индуктивность L и две ёмкости $C/2$. Расчетные значения указанных параметров определены в работе [96].

Более точной является двумерная эквивалентная схема планарного пленочного резистора, полученная на основе декомпозиционного подхода и метода токовых полос [33,34,44,49,54]. Двумерная эквивалентная схема планарного плёночного резистора содержит индуктивные, емкостные и резистивные элементы. Данная схема учитывает в области высоких частот неравномерность распределения тока в поперечном сечении резистивной пленки, которая определяется на основе парциального распределения

емкостей и взаимной индуктивной связью между декомпозиционными индуктивными элементами. Двумерная эквивалентная схема позволяет сформировать адекватный первоначальный облик для проектирования с помощью компьютерных САПР многокаскадных СВЧ аттенуаторов и оконечных нагрузок не только в метровом диапазоне длин волн, но и в дециметровом и сантиметровом диапазонах.

Для описания частотных свойств различного вида СВЧ устройств и составления их первоначального облика применяют теорию фильтров с диссипативными потерями, что обеспечивает получение предельно широкой полосы рабочих частот. В настоящее время существует несколько способов компенсации влияния диссипативных потерь на амплитудно-частотную характеристику фильтра в полосе пропускания. Одним из широко распространенных способов является метод предыскажений [69,70,71,86], в котором для всех катушек индуктивности и конденсаторов фильтра должно выполняться условие однородности диссипативных потерь:

$$\tau = \frac{L_i}{R_i} = \frac{C_i}{G_i} = const , \quad (2.1)$$

τ - постоянная времени реактивного элемента фильтра; L_i - индуктивность элемента фильтра; R_i - сопротивление потерь индуктивного элемента; C_i - емкость элемента фильтра; G_i - проводимость потерь емкостного элемента фильтра; $i = 1, 2, 3 \dots n$; n - порядок фильтра.

При выполнении соотношения (2.1) все нули и полюсы передаточной функции фильтра смещаются на комплексной плоскости влево на величину $\delta = 0,5\tau$. Это приводит к тому, что в фильтре с однородными потерями АЧХ смещается на постоянную величину при сохранении её формы [3], то есть полоса рабочих частот не изменяется.

Задача структурного синтеза СВЧ аттенюатора, выполненного на основе фильтра с диссипативными потерями, формулируется следующим образом: получение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) с заданной неравномерностью вносимого ослабления и высокого качества согласования во всей полосе рабочих частот. Анализ ряда публикаций [37,79,80] показывает, что в рамках поставленной задачи успешный структурный синтез СВЧ устройств с диссипативными потерями в ряде случаев может быть выполнен на основе эвристического подхода. При проведении на втором этапе последующего параметрического синтеза, то есть оптимизации, следует контролировать как форму АЧХ, так и качество согласования. Существенной особенностью влияния диссипативных потерь на частотно-избирательные цепи является то, что при уменьшении полосы рабочих частот искажение формы АЧХ увеличивается. На рис. 2.2 приведены рассчитанные АЧХ чебышёвского фильтра нижних частот 7-го порядка с однородными потерями ($Q_{0i} = const$ - собственная добротность i -того элемента) и уровнем пульсаций АЧХ в полосе пропускания 0,28 дБ при различных значениях величины собственной добротности элементов Q_{0i} .

Как видно из рассмотрения графиков рис. 2.2, сглаживание пульсаций и уменьшение полосы пропускания возникает в частотно-избирательных цепях при собственной добротности реактивных элементов $Q_{0i} \leq 150$. Это связано с некоторым изменением резонансных частот в соседних L - C элементах за счет диссипативных элементов.

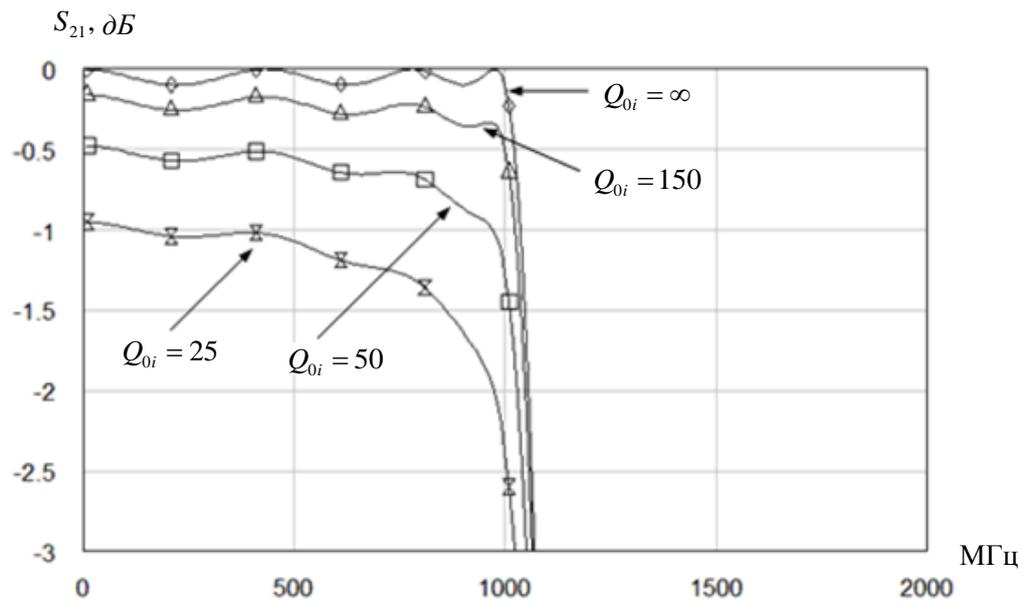


Рисунок 2.2 – АЧХ чебышёвского ФНЧ с однородными диссипативными потерями для различных значений добротности элементов Q_{0i}

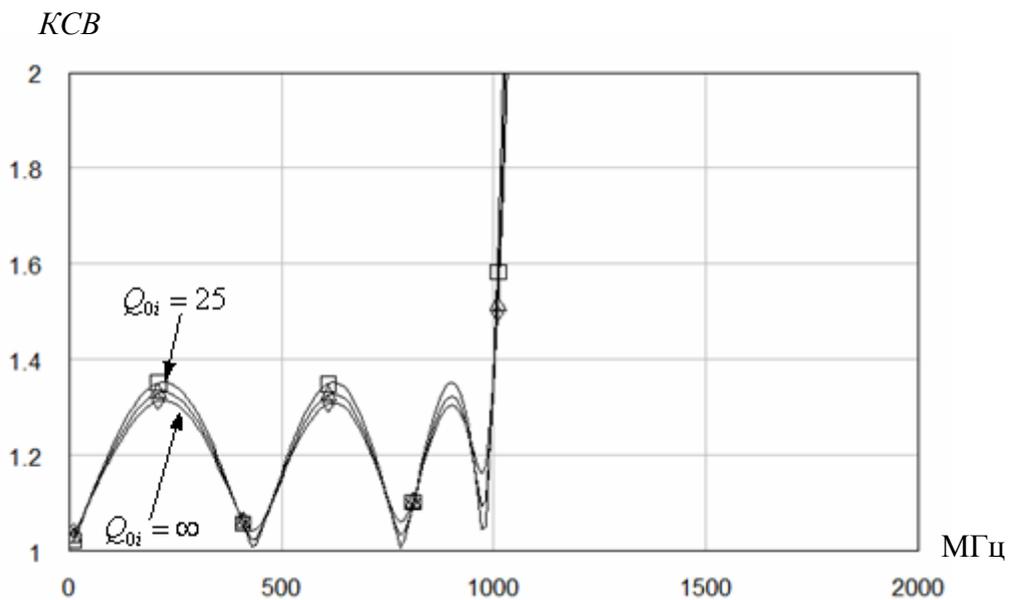


Рисунок 2.3 – Частотная зависимость КСВ чебышёвского ФНЧ с однородными диссипативными потерями для различных значений добротности элементов Q_{0i}

Для рассматриваемого фильтра нижних частот был также рассчитана частотная зависимость КСВ, приведенная на рисунке 2.3. Из рассмотрения графиков (см. рисунок 2.3) следует, что на качество согласования фильтров с однородными диссипативными потерями величина собственной добротности имеет слабое влияние. Это существенно упрощает оптимизацию параметров фильтров. Тем не менее, при проектировании СВЧ аттенуаторов и оконечных нагрузок повышенного уровня мощности следует учитывать перечисленные выше особенности и использовать методику синтеза фильтров и согласующих цепей с диссипативными потерями [9,79,96]. При этом, чем больше порядок частотно-избирательной цепи, тем сильнее проявляется влияние диссипативных потерь на форму АЧХ.

На умеренно высоких частотах планарный плёночный резистор с достаточно высокой точностью описывается отрезком микрополосковой линии передачи (МПЛ) с диссипативными потерями. Параметры МПЛ, в том числе затухание СВЧ сигнала, в этих линиях определяются, как правило, численными электродинамическими методами. В метровом и дециметровом диапазоне длин волн для составления первоначального облика плёночных СВЧ аттенуаторов на практике чаще всего пользуются упрощенными методами анализа в виде одномерных моделей МПЛ с диссипативными потерями. На рисунке 2.4 представлена схема элементарной ячейки одномерной линии передачи с диссипативными потерями.

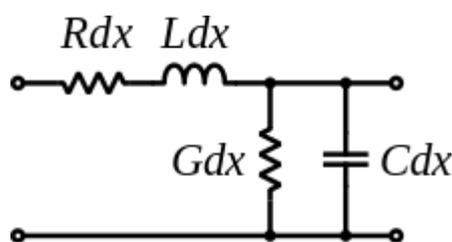


Рисунок 2.4 – Элементарная ячейка одномерной линии передачи с диссипативными потерями

Основным недостатком модели планарного плёночного резистора в виде одномерной МПЛ с диссипативными потерями является отсутствие учёта неравномерного распределения СВЧ тока по ширине плёночного резистора большой мощности в области высоких частот. Поэтому на высоких частотах, как уже было сказано выше, применяют двумерную эквивалентную схему линии передачи, состоящую из элементарных ячеек, разработанных и составленных на основе декомпозиционного подхода [9]. В этом случае планарный плёночный резистор в поперечном сечении представляется в виде соответствующего соединения n элементарных ячеек. При этом каждая элементарная ячейка имеет вид, показанный на рисунке 2.5.

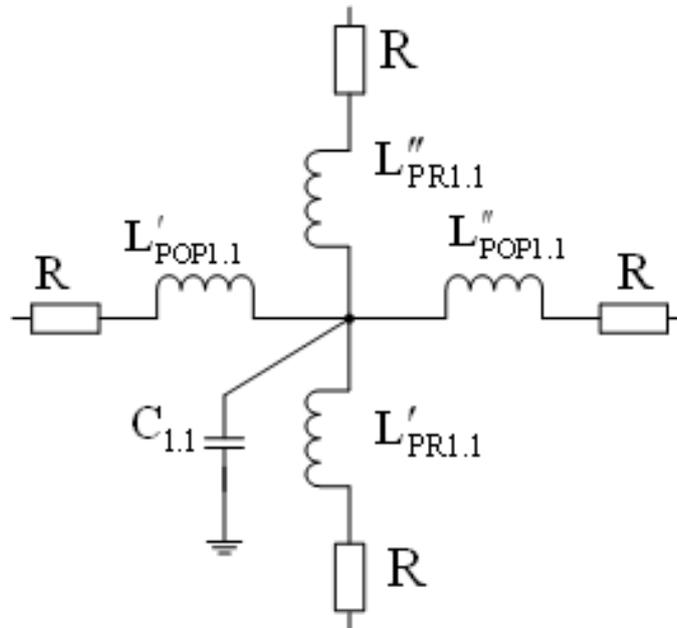


Рисунок 2.5 – Элементарная ячейка двумерной линии передачи с диссипативными потерями

В заключении отметим, что представление планарного пленочного резистора в виде двумерной линии передачи позволяет провести анализ парциального распределения индуктивности и ёмкости по поперечному сечению резистивной плёнки. С увеличением количества элементарных ячеек повышается точность расчёта, но при этом увеличивается сложность анализа

двумерной эквивалентной схемы и время расчёта частотных характеристик. Следовательно, оптимальный выбор количества ячеек является важным фактором при описании частотных свойств планарного пленочного резистора в области высоких частот.

2.2. Согласующие-компенсирующие цепи для СВЧ аттенюаторов на планарных плёночных резисторах

Как было показано в предыдущих разделах диссертационной работы, планарный пленочный резистор обладает паразитными реактивными параметрами - емкостью и индуктивностью. Данные параметры ухудшают качество согласования и полосу рабочих частот аттенюатора, выполненного на пленочных резисторах. С целью улучшения согласования и расширения полосы рабочих частот на входе и выходе аттенюатора применяют согласующие цепи, которые в данном случае являются внешними согласующими цепями. Для уменьшения влияния паразитных реактивных параметров планарных пленочных резисторов, входящих в состав аттенюатора, или отдельных каскадов аттенюатора, используют также межкаскадные согласующие-компенсирующие цепи. В соответствии с теорией согласования и теорией фильтров [77] полиномиальной согласующей цепью является частотно-избирательная структура в виде фильтра нижних частот или полосового фильтра. В соответствии с данными ряда работ [68,69,71] чебышёвские фильтры обеспечивают наименьшее отклонения от идеальной формы АЧХ. Это обусловлено ортогональностью полиномов Чебышёва при использовании соответствующей весовой функции [77]. Кроме того, в теории фильтров и теории согласования показано [71], что получение при параметрическом синтезе пульсирующей формы АЧХ с чебышёвским

альтернативом является признаком глобального оптимума. В зависимости от заданного диапазона рабочих частот в качестве согласующих и согласующе-компенсирующих цепей применяются чебышёвские фильтры нижних частот, полосно-пропускающие фильтры и фильтры гармоник [51], выполненные в сосредоточенном или распределенном элементном базисе.

На рисунке 2.6 а и б, представлены частотная зависимость вносимого затухания и амплитудно-частотная характеристика ФНЧ бесконечно высокого порядка с граничной частотой ω_s , соответственно описываемые следующим соотношением [77,78]:

$$|K_u(j\omega)| = e^{-A(\omega)}, \quad (2.2)$$

где $A(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < \omega_s \\ \infty, & \omega \geq \omega_s \end{cases}$ – рабочее затухание.

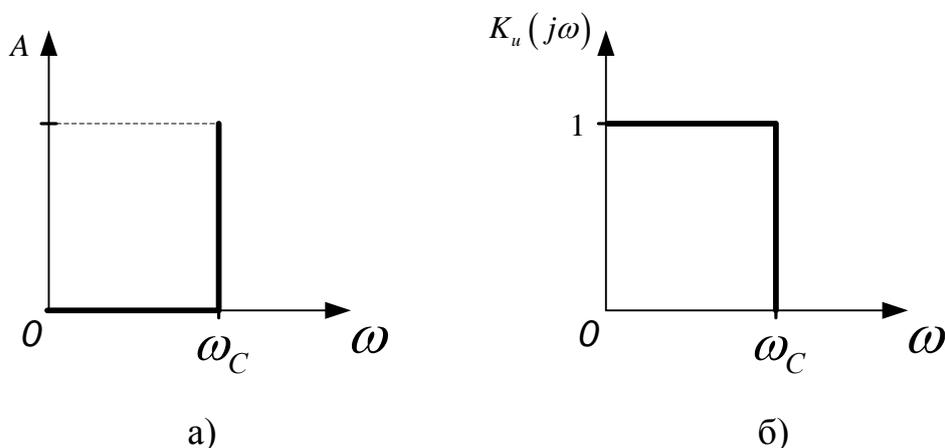


Рисунок 2.6 – Вносимое затухание и АЧХ идеального ФНЧ

При практической реализации согласующих цепей используют ФНЧ конечного порядка, которые имеют АЧХ, отличные от характеристик, представленных на рисунке 2.6. В этом случае вносимое ослабление и АЧХ задаётся в виде допустимых приближений к идеализированным прямоугольным характеристикам. Уровень пульсаций коэффициента

передачи в полосе пропускания ФНЧ конечного порядка не должен превышать заданную величину.

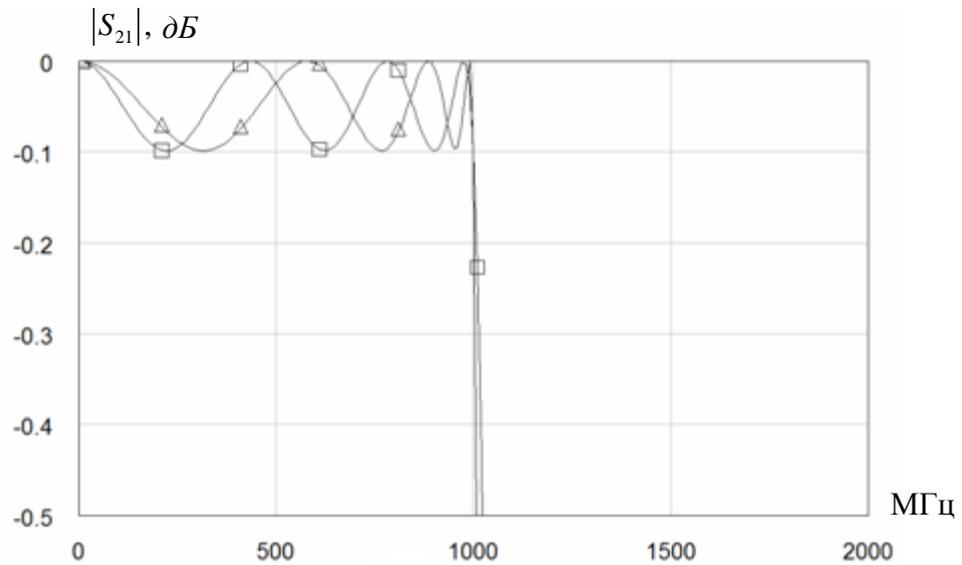


Рисунок 2.7 – АЧХ ФНЧ 5-го порядка с уровнем пульсаций 0,1 дБ в полосе пропускания

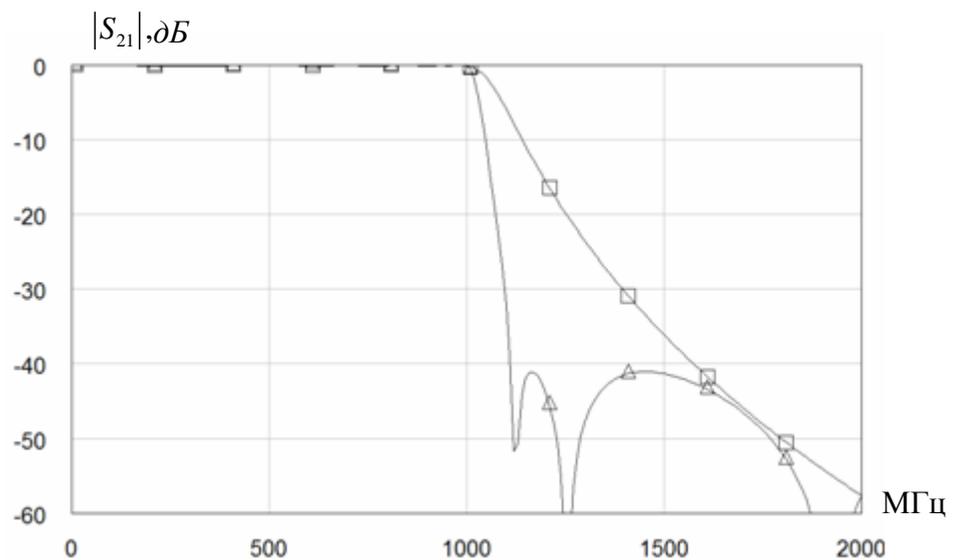


Рисунок 2.8 – АЧХ ФНЧ 5-го порядка с пульсациями на уровне -41 дБ в полосе заграждения

На рисунок 2.7. показаны АЧХ чебышёвского и эллиптического ФНЧ 5-го порядка с уровнем пульсаций коэффициента передачи в полосе пропускания 0,1 дБ. На рисунке 2.8 показаны АЧХ чебышёвского и эллиптического ФНЧ 5 порядка с пульсациями на уровне – 41 дБ в полосе заграждения.

Задача широкополосного согласования произвольных импедансов была впервые сформулирована и решена Г. Боде [39] для комплексных нагрузок, содержащих емкость (или индуктивность) и резистор (рисунке 2.9).



Рисунок 2.9 – Согласование комплексных нагрузок

Боде впервые нашел фундаментальное ограничение для согласующих цепей без диссипативных потерь в виде следующего неравенства:

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(j\omega)} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{RC}, \quad (2.3)$$

где $S_{11}(j\omega)$ - комплексный коэффициент отражения на входе согласующей цепи; R - сопротивление нагрузки; C – входная емкость, подключенная параллельно нагрузке.

Выражение (2.3) показывает, что площадь, ограниченная кривой $\ln|1/S_{11}(j\omega)|$, не может быть больше, чем π/RC .

Фано Р.М. на основе результатов [39] в общем виде решил проблему согласования произвольной комплексной нагрузки и генератора с активным внутренним сопротивлением. Результаты выражены в виде ряда

интегральных соотношений с характеристическими весовыми функциями, зависящими от сопротивления нагрузки. [40].

Синтез согласующих цепей на основе результатов, полученных Бодом и Фано, проводился многими авторами либо аналитически, либо с использованием различных методов оптимизации. В частности, в работе [77,78]. подробно описаны конкретные методики синтеза широкополосных согласующих цепей в сосредоточенном и распределенном базисе для нагрузки, содержащий один реактивный элемент, и источника сигнала с чисто активным внутренним сопротивлением. Данные методики сводят решение задачи синтеза к выбору соответствующего нормированного прототипа и определению оптимальных значений элементов согласующей цепи, обеспечивающей максимальное значение модуля коэффициента отражения на входе согласующей цепи во всей полосе рабочих частот не хуже заданного.

Далее рассмотрим применение в качестве согласующей цепи полиномиального чебышёвского ФНЧ n -го порядка, первым элементом которого является паразитная емкость планарного пленочного резистора, используемого в качестве конечной нагрузки. Поскольку в рассматриваемом случае сопротивление нагрузки равно сопротивлению генератора, первый и последний нормированные элементы рассматриваемой согласующей цепи имеют одинаковые значения [104]. Далее соотношение Бодом-Фано (2.8) преобразуем к виду, в котором ёмкость (первый элемент согласующей цепи) нормируется, аналогично, как и в чебышёвском низкочастотном фильтре прототипе:

$$\alpha_F = C \cdot R \cdot \omega_s = \frac{\pi}{\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega} . \quad (2.4)$$

Поскольку подынтегральная функция в соотношении (2.4) является достаточно сложной, для определения нормированной емкости α_F воспользуемся численным интегрированием:

$$\alpha_F = \frac{\pi}{\int_0^{\omega_s} \ln \frac{1}{|S'_{11}(\omega)|} d\omega + \int_{\omega_s}^a \ln \frac{1}{|S''_{11}(\omega)|} d\omega}, \quad (2.5)$$

где $|S'_{11}(\omega)| = \sqrt{1 - |S'_{21}(\omega)|^2}$; $|S'_{21}(\omega)| = \sqrt{\frac{1}{1 + h^2 \cdot [\cos(n \cdot \arccos(\omega))]^2}}$; -

соответственно коэффициент отражения и коэффициент передачи в полосе пропускания чебышевского нормированного низкочастотного фильтра-

прототипа; $|S''_{11}(\omega)| = \sqrt{1 - |S''_{21}(\omega)|^2}$; $|S''_{21}(\omega)| = \sqrt{\frac{1}{1 + h^2 \cdot [ch(n \cdot \operatorname{arcch}(\omega))]^2}}$ -

соответственно коэффициент отражения и коэффициент передачи в полосе заграждения чебышевского низкочастотного фильтра-прототипа; h - уровень пульсации (безразмерная величина) коэффициента отражения в полосе пропускания; a - постоянная величина сколь угодно большой величины.

Следует отметить, что соотношение (2.5) при использовании современных компьютерных программ позволяет с помощью численного интегрирования с достаточно высокой точностью оценить первый и последний нормированные элементы согласующей цепи на основе теории согласования Боде-Фано.

Далее воспользуемся теорией чебышёвских полиномиальных фильтров. [77], в частности соотношением, описывающим значение первого элемента чебышевского нормированного фильтра-прототипа:

$$\alpha_C = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\operatorname{sh}\left[\frac{\ln\left(\operatorname{cth}\frac{h_d}{17,37}\right)}{2n}\right]}, \quad (2.6)$$

где h_d [дБ] - уровень пульсации АЧХ в полосе пропускания; n - порядок фильтра.

Расчеты по соотношению (2.6) показывают, что в предельном случае при бесконечном возрастании порядка фильтра ($n \rightarrow \infty$) первый элемент нормированного низкочастотного фильтра-прототипа $\alpha_C(n \rightarrow \infty) = 1,047$ при уровне пульсаций АЧХ в полосе пропускания $h_d = 0,044$ дБ.

С помощью численного интегрирования в компьютерной программе MathCad была проведена оценка значений первого нормированного элемента согласующей цепи соответственно по соотношениям (2.5) и (2.6) для различных величин порядка фильтра. На рисунке 2.10 изображён график рассчитанных значений α_F и α_C в зависимости от порядка фильтра n .

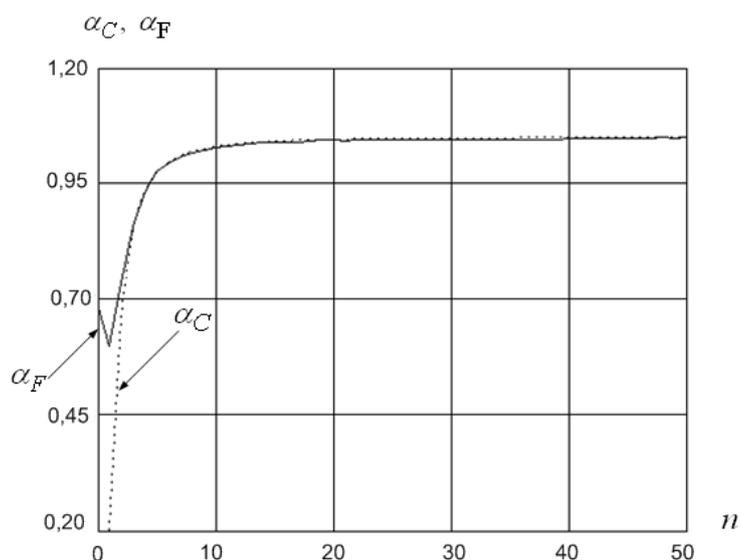


Рисунок 2.10 – Значения нормированных элементов α_F и α_C в зависимости от порядка цепи n

Таким образом, из анализа графиков (см. рисунок 2.9) следует, что идеальной согласующей цепью является полиномиальный чебышевский фильтр бесконечно большого порядка. Данный вид частотно-избирательной цепи в дальнейшем будет использован при разработке схемотехнических решений и согласующих цепей для многокаскадных аттенуаторов. Отметим, что и для фильтров на сосредоточенных элементах с однородными диссипативными потерями (см. графики рисунок 2.3) также достаточно корректным является применение выражения (2.3), поскольку однородные диссипативные потери слабо влияют на входной КСВ и коэффициент отражения.

При практической реализации согласующих цепей обычно используют фильтры 3-5 порядка. Для определения эффективности таких согласующих цепей по отношению к идеальной цепи бесконечного порядка введем функцию $\eta(n)$, которую назовем функцией эффективности порядка цепи

$$\eta(n) = \frac{\alpha_1(n)}{\alpha_1(n \rightarrow \infty)}. \quad (2.7)$$

С помощью предельного перехода в соотношении (2.6) находим

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \alpha_c(n) = \frac{2\pi}{\ln \left(\operatorname{cth} \left(\frac{h_d}{17,37} \right) \right)}. \quad (2.8)$$

Далее подставляем (2.8) и (2.6) в определение (2.7)

$$\eta(n) = \frac{\sin \left(\frac{\pi}{2n} \right) \cdot \ln \left(\operatorname{cth} \left(\frac{h_d}{17,37} \right) \right)}{\pi \cdot \operatorname{sh} \left(\ln \left(\operatorname{cth} \left(\frac{h_d}{17,37} \right) \right) \right)}. \quad (2.9)$$

В соответствии с полученным выражением (2.9) были рассчитаны графики функции эффективности $\eta(n)$ для типовых значений h_d , которые приведены на рисунке 2.11.

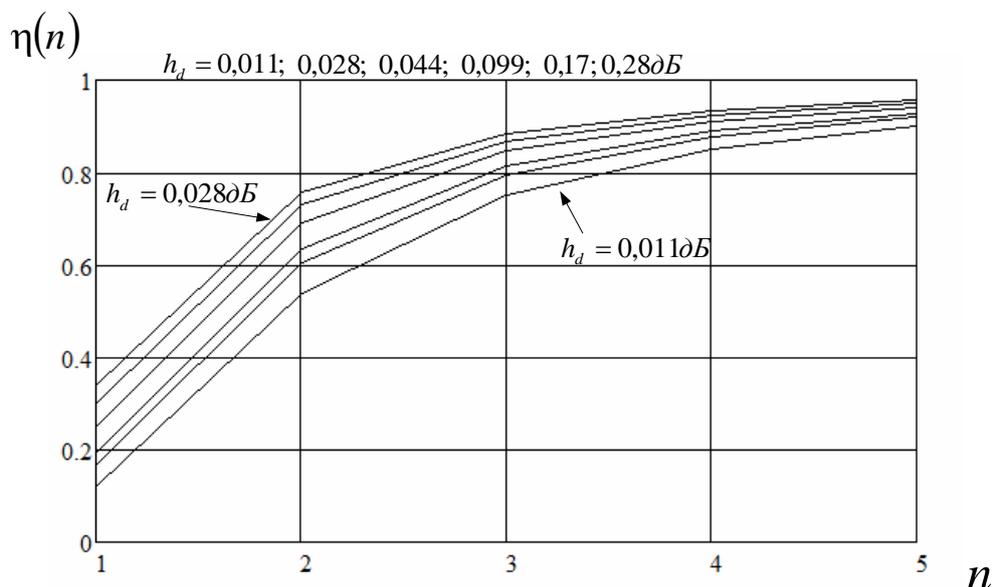


Рисунок 2.11 – Эффективность $\eta(n)$ для согласующих цепей порядка n

Из рассмотрения графиков (см. рисунок 2.10) можно сделать следующий вывод. При использовании в качестве согласующей цепи ФНЧ 3-5 порядка эффективность по полосе рабочих частот лежит в пределах от 76% до 92% в зависимости от выбранного значения уровня пульсаций h_d в полосе пропускания.

Далее введем полученную функцию эффективности (2.9) в соотношение (2.3)

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(j\omega)} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \cdot \eta(n), \quad (2.10)$$

здесь $S_{11}(j\omega)$ - коэффициент отражения на выходе идеальной согласующей цепи бесконечного порядка.

Поскольку для цепи бесконечного порядка величина $|S_{11}(j\omega)|$ в полосе пропускания не зависит от частоты и является постоянной величиной, интегральное соотношение (2.10) можно проинтегрировать и определить полосу рабочих частот $\Delta\omega$ при заданном уровне согласования следующим образом:

$$\Delta\omega = \frac{\pi}{\ln\left(\frac{1}{|S_{11}|_{\max}}\right) \cdot RC} \cdot \eta(n), \quad (2.11)$$

где $|S_{11}|_{\max}$ - модуль максимального значения коэффициента отражения на выходе согласующей цепи в полосе ее пропускания.

Таким образом, полученное выражение (2.11) является уточненным ограничением Боде-Фано для полосы пропускания, в котором учтено влияние порядка согласующей цепи n .

2.3. Оценка полосы рабочих частот для согласующих цепей с учётом диссипативных потерь

В данном параграфе рассмотрим вопросы влияния диссипативных потерь на широкополосные свойства согласующих и согласующе-компенсирующих цепей для аттенуаторов и конечных нагрузок, выполненных на планарных пленочных резисторах. На рисунок 2.12 показана схема цепи, в которой между комплексной нагрузкой и согласующей цепью включен четырехполосник с вынесенными диссипативными потерями. Такая структура обычно встречается в многокаскадных аттенуаторах.

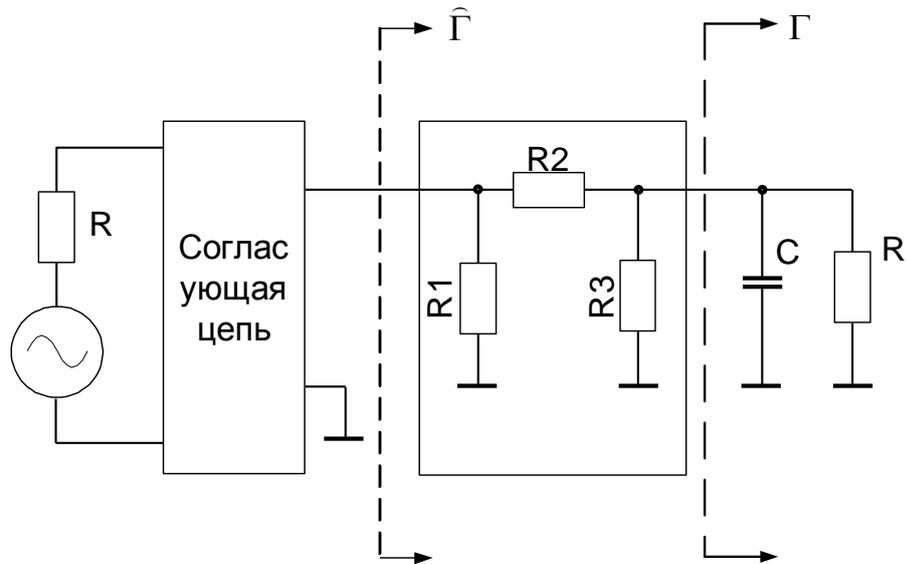


Рисунок 2.12 – Согласование для четырехполюсника с диссипативными потерями и нагрузкой в виде RC нагрузки с коэффициентом отражения Γ

Ориентированный граф для рассматриваемой структуры с диссипативными потерями относительно сечения между согласующей цепью и четырехполюсником с диссипативными потерями изображен на рисунке 2.13.

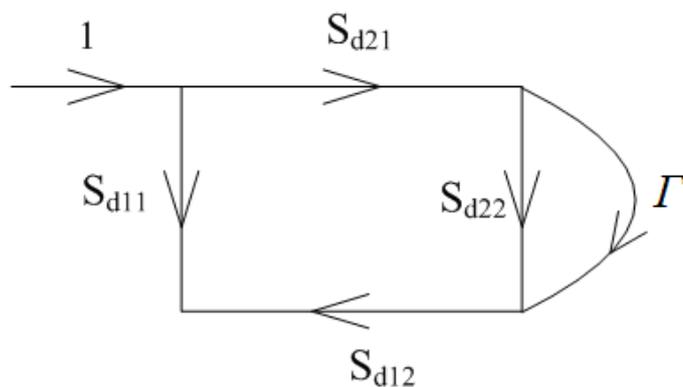


Рисунок 2.13 – Ориентированный граф четырехполюсника с диссипативными потерями и нагрузкой в виде RC цепи с коэффициентом отражения Γ

В соответствии с правилом «не касающегося» контура [103] на основе ориентированного графа рисунок 2.13 запишем выражение для коэффициента отражения относительно указанного на рисунке 2.12 сечения:

$$\hat{\Gamma} = S_{d11} + \frac{S_{d21} \cdot S_{d12} \cdot \Gamma}{1 - S_{d22} \cdot S_{11}}, \quad (2.12)$$

где S_{dij} - параметры рассеивания четырехполюсника с диссипативными потерями; Γ - комплексный коэффициент отражения от нагрузки RC , показанной на рисунке 2.12; $\hat{\Gamma}$ - комплексный коэффициент отражения для сечения между согласующей цепью и четырехполюсником с диссипативными потерями.

Далее рассмотрим случай применения достаточно хорошо согласованного четырехполюсника с диссипативными потерями, в котором выполняются условия: $S_{d11} = S_{d22} \approx 0$. В этом случае соотношение (2.12) существенно упрощается и принимает вид:

$$\hat{\Gamma} = S_{d21} \cdot S_{d12} \cdot \Gamma. \quad (2.13)$$

Запишем выражение для комплексного коэффициента отражения Γ от нагрузки R , шунтированной емкостью C

$$\Gamma = \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC} - R}{\frac{R}{1 + j\omega RC} + R} = \frac{-j\omega RC}{2 + j\omega RC}. \quad (2.14)$$

Учтем, что для рассматриваемой RC нагрузки в рабочей полосе частот согласующей цепи выполняется условие $\omega CR < 1$. Тогда соотношения (2.14) и (2.13) могут быть упрощены:

$$|\Gamma| = \frac{\omega RC}{2}, \quad |\hat{\Gamma}| = S_{d21} \cdot S_{d12} \cdot \frac{\omega RC}{2} = K_p \cdot \frac{\omega RC}{2}, \quad (2.15)$$

где $K_p = S_{d21} \cdot S_{d12}$ - коэффициент передачи по мощности четырехполюсника с диссипативными потерями.

Из анализа выражения (2.15) следует, что влияние емкости C уменьшается, за счет развязывающего свойства четырехполюсника с диссипативными потерями, в котором коэффициент передачи по мощности $K_p < 1$. Это позволяет записать ограничение Бодэ-Фано для рассматриваемого случая включения согласованного четырехполюсника с диссипативными потерями в следующем виде

$$\Delta\omega = \frac{\pi}{\ln\left(\frac{1}{|S_{11}|_{\max}}\right) RC \cdot K_p} \cdot \eta(n). \quad (2.16)$$

Таким образом, в цепях с диссипативными потерями проявляется эффект «развязки», который в данном случае приводит к тому, что потенциально достижимая полоса рабочих частот качественного согласования расширяется по отношению к согласующим цепям без потерь. Поэтому, как будет показано в третьей главе, при многокаскадном построении аттенюатора можно получить значительное увеличение полосы рабочих частот.

В заключение данного параграфа приведем полезное соотношение для оценки эффекта «развязки» при работе с чисто активными нагрузками (не имеющими реактивных составляющих), отличающимися от номинального значения и имеющими в полосе рабочих частот постоянное значение коэффициента отражения $\Gamma_n = const$. Тогда соотношение (2.13) преобразуется к виду $\hat{\Gamma}_n = K_p \cdot \Gamma_n$. Учитывая известную связь между коэффициентом отражения и коэффициентом стоячей волны нетрудно получить следующее выражение:

$$KCB = \frac{1 + K_p \cdot \frac{KCB_n - 1}{KCB_n + 1}}{1 - K_p \cdot \frac{KCB_n - 1}{KCB_n + 1}}, \quad (2.17)$$

где $KCB_n = \frac{1+|\Gamma_n|}{1-|\Gamma_n|}$ - коэффициент стоячей волны для нагрузки; KCB - коэффициент стоячей волны после четырехполосника с диссипативными потерями.

В качестве конкретного примера рассмотрим случай, когда четырехполосник с диссипативными потерями представляет собой фиксированный аттенуатор с коэффициентом передачи по мощности $K_p = 0,1$ (вносимое затухание 10 дБ) и активная нагрузка имеет $KCB_n = 1,22$ ($|\Gamma_n| = 0,1$). Тогда в соответствии с выражением (2.17) коэффициент стоячей волны с учетом проявления эффекта «развязки» будет равен $KCB_n = 1,02$.

2.4. Многоэлементные и многокаскадные пленочные аттенуаторы

В данном параграфе изложены методы построения и описаны конструкции сверхширокополосных СВЧ аттенуаторов и оконечных нагрузок высокого уровня мощности, выполненных на основе планарных пленочных резисторов, нанесенных на диэлектрическую подложку из окиси бериллия (BeO).

В настоящее время эффективным методом создания мощных широкополосных СВЧ аттенуаторов является использование многокаскадных (многозвенных) структур [6]. При этом каждый поглощающий каскад должен иметь в широкой полосе рабочих частот (до 3-5 ГГц) высокое качество согласования по входу и выходу. Наиболее сложно данное требование выполнить в каскадах со значительной величиной вносимого затухания. Это обусловлено большой величиной номинального значения последовательно включенных планарных пленочных резисторов,

имеющих соответственно значительную паразитную емкость и индуктивность.

В общем случае согласованные каскады широкополосных СВЧ аттенюаторов на планарных плёночных резисторах имеют различную схемотехническую реализацию. Типовая структура согласованного СВЧ аттенюатора содержит несколько резистивных плёнок, которые могут быть описаны микрополосковыми линиями передачи с заданным волновым сопротивлением. Конструктивная реализация одного из вариантов построения мощного пленочного аттенюатора на уровень входной мощности 100 Вт с вносимым затуханием 4 дБ, выполненного на диэлектрической подложке из бериллиевой керамики (BeO) толщиной 4 мм, представлена на рисунке 2.14. В этом аттенюаторе резистивные пленки образуют симметричную согласованную Т-образную структуру, описанную в разделе 1.1. Для обеспечения максимального уровня входной допустимой СВЧ мощности первый резистор Т-структуры имеет самую большую площадь и представляет собой микрополосковую линию передачи с низким волновым сопротивлением. Средний резистор в описываемой Т-структуре для обеспечения симметрии топологии выполнен в виде двух параллельно включенных короткозамкнутых микрополосковых шлейфов с диссипативными потерями.

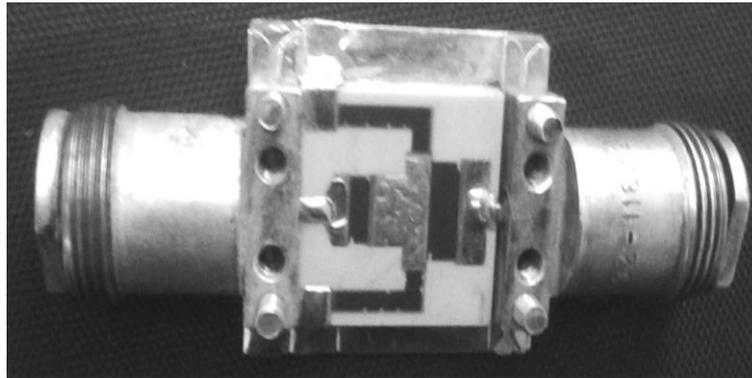


Рисунок 2.14 – Атенюатор с вносимым затуханием 4 дБ

На рисунке 2.15 представлена 3D электромагнитная модель рассматриваемого 4-децибельного аттенюатора на уровень входной СВЧ мощности 100 Вт.

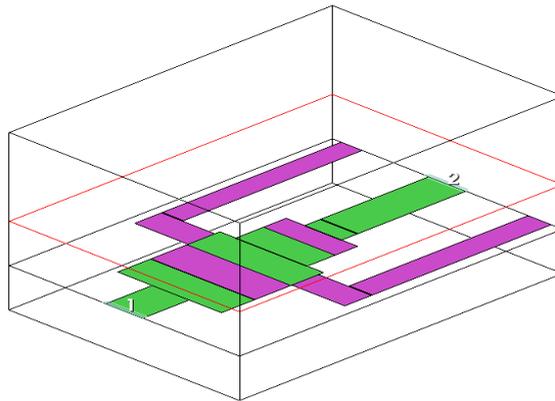


Рисунок 2.15 – 3D модель аттенюатора 4 дБ

На рисунке 2.16 изображены результаты электромагнитного моделирования численным методом частотных свойств 4-децибельного СВЧ аттенюатора на уровень входной мощности 100 Вт.

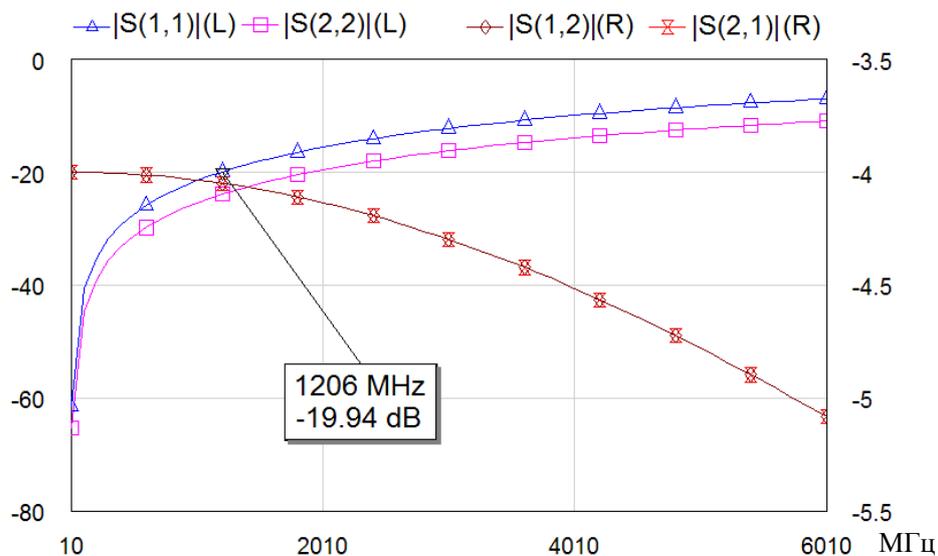


Рисунок 2.16 – Частотные характеристики аттенюатора 4 дБ

Анализ частотной зависимости коэффициента отражения S_{11} (рисунок 2.16) показывает, что для Т-образного аттенюатора на уровень мощности 100 Вт, у которого основная мощность входного СВЧ сигнала рассеивается первым последовательным резистором с большой площадью, полоса частот качественного согласования находится в пределах от 0,8 ГГц до 1,25 ГГц. Данные значения обусловлены значительной емкостной реакцией самого мощного первого пленочного резистора. На остальных элементах Т-образной структуры также рассеивается СВЧ мощность, но в основном эти резисторы обеспечивают режим согласования с СВЧ трактом. Поэтому влияние их паразитных реактивных параметров на величине полосы рабочих частот сказывается значительно меньше. Из рассмотрения графиков (см. рисунок 2.16) следует, что рассматриваемый Т-образный аттенюатор имеет характеристику согласования, подобную характеристике фильтра нижних частот, поэтому он достаточно хорошо согласован в области низких частот, а начиная с некоторой граничной частоты f_S , качество согласования начинает резко ухудшаться.

Многокаскадные СВЧ аттенюаторы представляют собой системное обобщение многоэлементных аттенюаторов. Если в многоэлементных аттенюаторах использовался какой-то один конкретный тип структуры построения, то многокаскадные аттенюаторы могут содержать каскады различного типа. Чаще всего в качестве отдельного каскада выбирают согласованную Т- или П-образную структуру соединения трех диссипативных элементов, показанную на рисунке 1.5. В общем случае отдельные каскады могут быть выполнены в виде многоэлементных лестничных схем соединения плёночных резисторов. Использование таких каскадов фактически представляет собой «двойное» каскадирование.

Преимущество многокаскадных аттенюаторов заключается в том, что они позволяют расширить полосу рабочих частот или увеличить допустимую входную мощность. При расширении полосы рабочих частот, вся входная мощность распределяется между менее мощными, но более широкополосными каскадами. Но при этом возникает проблема обеспечения равномерности распределения мощности входного СВЧ сигнала между каскадами. Если коэффициент затухания для каждого каскада будет одинаковым, произойдёт «перекос» распределения мощности в сторону первого каскада. То есть на первом каскаде будет рассеиваться наибольшая мощность, а на последнем – наименьшая. Это не приведёт к желаемому результату существенного расширения полосы рабочих частот. Планарные плёночные резисторы первого каскада должны иметь большую площадь, чем резисторы последнего каскада. В противном случае на высоком уровне мощности резистивная плёнка разрушится от перегрева. При использовании в качестве диэлектрической подложки бериллиевой керамики расчётная удельная тепловая мощность составляет 2Вт/мм^2 . При увеличении площади планарных плёночных резисторов первого каскада соответственно увеличится паразитная ёмкость и индуктивность. Это отрицательно повлияет

на полосу рабочих частот, несмотря на то, что планарные плёночные резисторы последнего каскада будут иметь небольшие паразитные ёмкости и индуктивности. В данном случае основным фактором, ограничивающим полосу рабочих частот, будут именно паразитные ёмкости и индуктивности резисторов первого каскада. Если коэффициенты затухания выбрать таким образом, чтобы на каждом каскаде аттенюатора рассеивалась одинаковая мощность, описанное выше ограничение существенно уменьшается. В этом случае паразитные ёмкости и индуктивности каждого каскада будут примерно равны, и соответственно полоса пропускания каждого каскада будет одинакова, что приведет к получению самой большой полосы рабочих частот при представлении плёночного резистора как сосредоточенного элемента.

Для последующего расширения полосы рабочих частот представляется целесообразным перейти к распределенному элементному базису и использовать введение диссипативных поглотителей в фильтровые структуры, выполненные на микрополосковых отрезках линий передачи. В этом случае паразитные реактивные параметры плёночных резисторов естественно и органично входят в структуру фильтра с существенными диссипативными потерями.

Для реализации сверхширокополосного аттенюатора с небольшой величиной вносимого ослабления предлагается выполнить микрополосковую линию передачи с несколькими резистивными вставками. На рисунке 2.17 представлена 3D модель аттенюатора в виде микрополосковой линии передачи с дискретно расположенными резистивными вставками уменьшенной площади. Частотные характеристики описываемого аттенюатора представлены на рисунке 2.18. За счет оптимизации площади и формы резистивных вставок достигнуто качественное согласование в

широкой полосе частот. Поверхностное сопротивление резистивных вставок составляет $\rho_s = 3 \text{ Ом/квadrat}$.

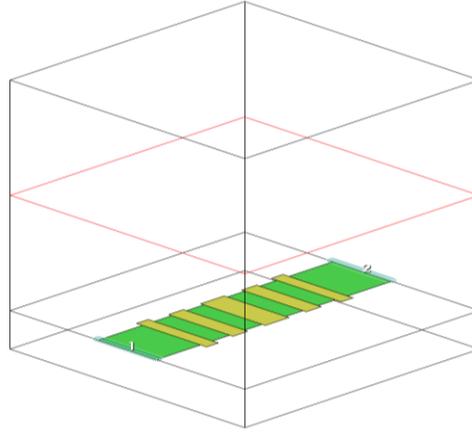


Рисунок 2.17 – 3D модель аттенюатора с резистивными вставками в микрополосковой линии передачи

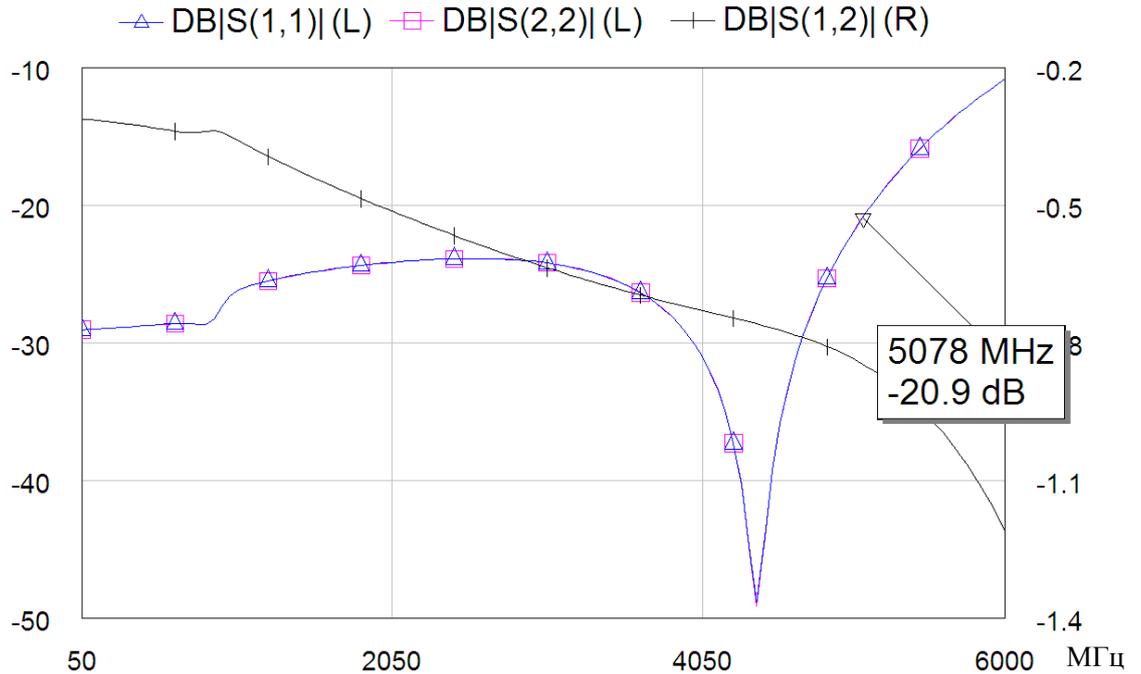


Рисунок 2.18 – Частотная зависимость коэффициента отражения и коэффициента передачи аттенюатора в виде линии передачи с резистивными вставками

Для получения вносимых ослаблений менее 1 дБ при технологических ограничениях на поверхностное сопротивление $\rho_s \leq (2 \div 4)$ Ом/квadrat требуется увеличивать ширину и уменьшать длину резистивной вставки. Поэтому рассмотрим альтернативные структуры и топологии многоступенчатых аттенюаторов в виде фильтра гармоник с диссипативными потерями, выполненного на основе последовательного включения отрезков линий передачи одинаковой длины с различным волновым сопротивлением [69, 70, 86].

На рисунке 2.19 представлена эквивалентная схема идеализированного фильтра гармоник на отрезках линий передачи без диссипативных потерь, имеющего периодическую форму АЧХ.

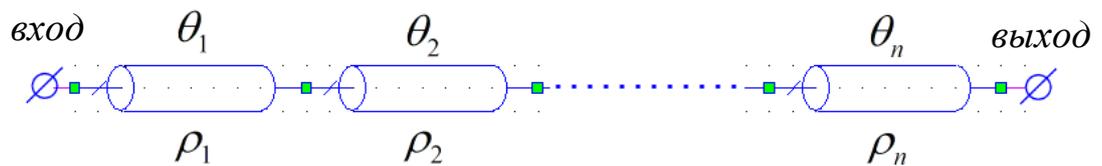


Рисунок 2.19 – Эквивалентная схема фильтра гармоник на отрезках линий передачи

На рисунке 2.20 изображен график частотной зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи идеализированного фильтра гармоник пятого порядка.

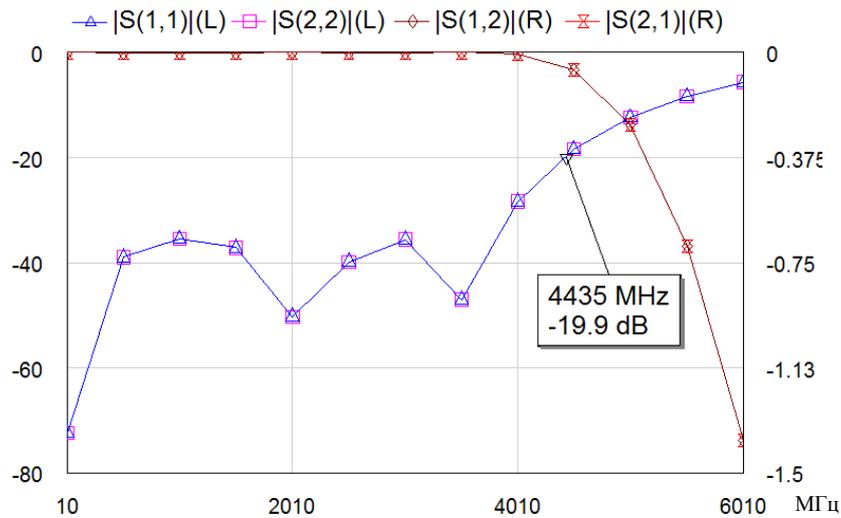


Рисунок 2.20 – Частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи идеального фильтра гармоник

Выбирая электрические длины отрезков микрополосковых линий передачи и их волновые сопротивления, достигается режим качественного согласования в диапазоне частот от 0 до граничной частоты f_s . На рисунке 2.21 представлена 3D модель рассматриваемого идеализированного микрополоскового фильтра гармоник на керамической подложке из BeO.

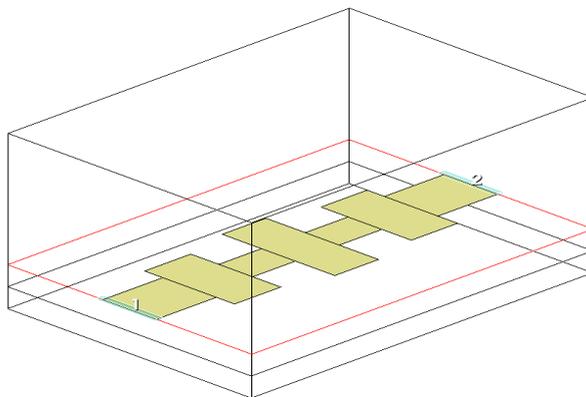


Рисунок 2.21 – 3D модель микрополоскового идеализированного фильтра гармоник на бериллиевой керамике (BeO)

Как видно из рассмотрения частотных зависимостей коэффициента отражения и коэффициента передачи (см. рисунок 2.22) для микрополоскового идеализированного фильтра гармоник без диссипативных потерь, выполненного на диэлектрической подложке из бериллиевой керамики (BeO), обеспечивается достаточно высокое качество согласования в диапазоне частот до 4 ГГц.

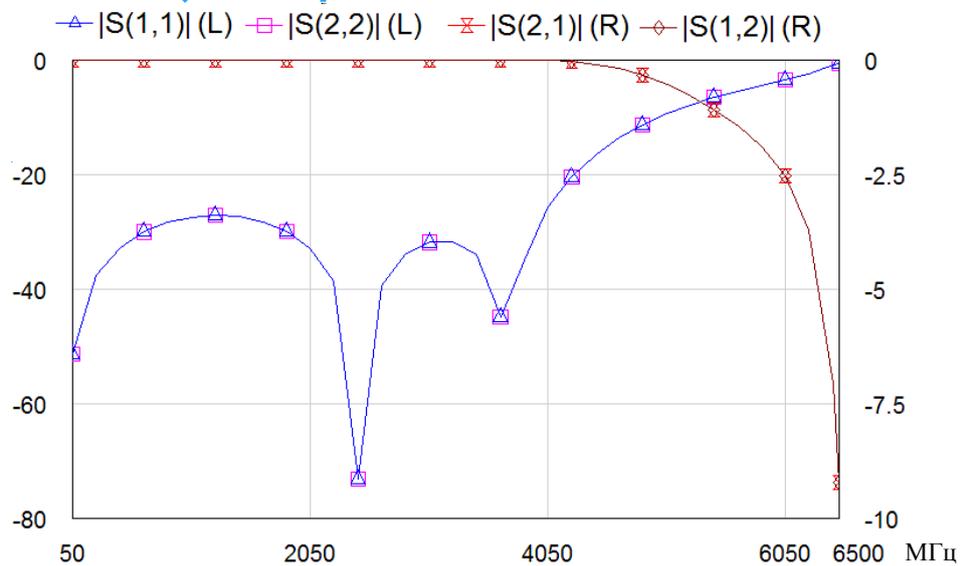


Рисунок 2.22 – Частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи микрополоскового фильтра гармоник на бериллиевой керамике (BeO) без диссипативных потерь

Далее, в соответствии с методом вынесения диссипативных потерь [71], предлагается ввести в отрезки линий передачи с небольшим волновым сопротивлением последовательно включенные низкоомные пленочные резисторы, а в линии передачи с высоким волновым сопротивлением параллельно включенные высокоомные пленочные резисторы, один из выводов которых соединен с общим корпусом, как показано, на рисунке 2.23.

В результате этого в фильтре гармоник с диссипативными потерями обеспечивается хорошее качество согласования в широкой полосе частот, в то же время СВЧ сигнал ослабляется на заданном уровне.

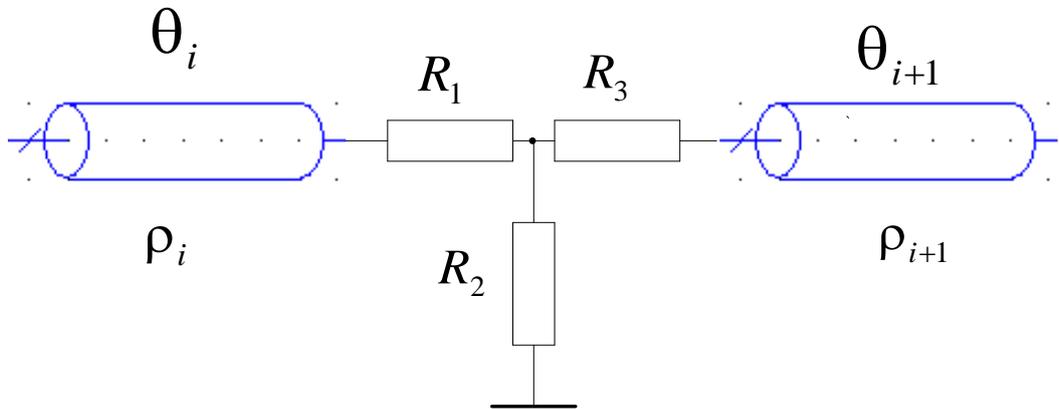


Рисунок 2.23 – Вынесение диссипативных потерь в фильтре гармоник

Для обеспечения режима согласования номинальные значения резисторов T-образной структуры рассчитываются по соотношениям (1.3).

Из выражений (1.3) для малых вносимых ослаблений, то есть при $K_U \rightarrow 1$ следует предельное соотношение $\sqrt{2R_1 \cdot R_2} = \rho$. Анализ показывает, что приведенное выше предельное соотношение с достаточно высокой точностью поддерживается в диапазоне изменения коэффициента передачи по напряжению K_U от 0,707 до 1,0. Рассматриваемое вынесение диссипативных потерь проводится для каждой двух близлежащих отрезков линий передачи фильтра гармоник с низким волновым сопротивлением. При этом для небольших вносимых ослаблений оказывается целесообразным вводить в фильтр гармоник только последовательные резисторы. Пример такой структуры с небольшим вносимым затуханием, в которой в участки с низким волновым сопротивлением введены последовательные низкоомные резисторы, на керамической подложке BeO толщиной 4 мм, представлен на

рисунке 2.24. Поверхностное сопротивление резистивного покрытия составляет $\rho_s = 6$ Ом/квadrat .

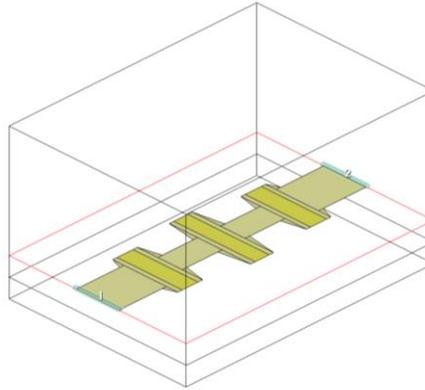


Рисунок 2.24 – 3D модель структуры сверхширокополосного аттенюатора на основе микрополоскового фильтра гармоник с диссипативными потерями

Расчетная частотная характеристика аттенюатора, показанного на рисунке 2.24, представлена на рисунке 2.25.

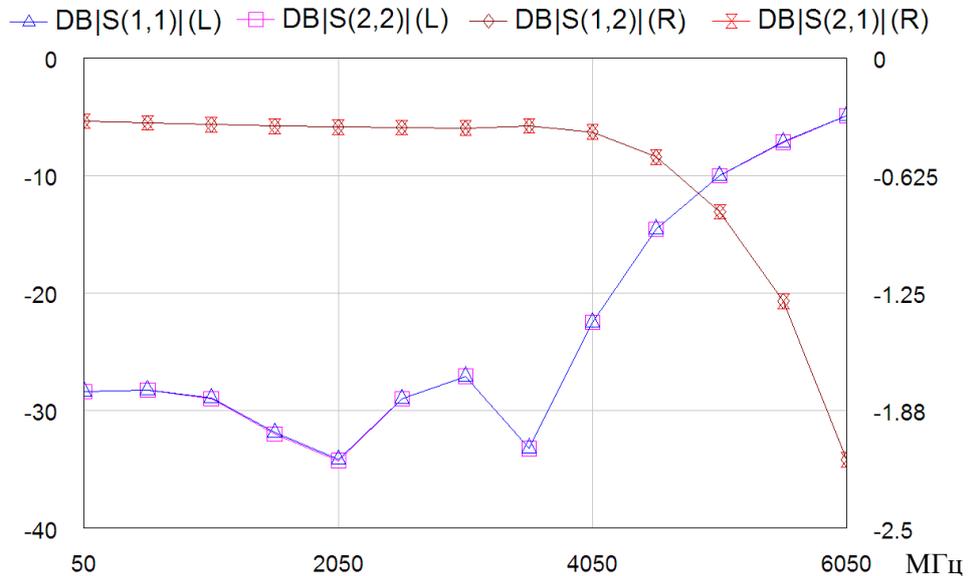


Рисунок. 2.25 – Частотные характеристики сверхширокополосного аттенюатора в виде микрополоскового фильтра гармоник с диссипативными потерями

Исследования показали, что хорошими широкополосными свойствами обладает также симметричная структура (см. рисунок 2.26) с пленочными резисторами в виде высокоомных короткозамкнутых шлейфов с диссипативными потерями. Данная топология позволяет получить вносимое затухание 5-10 дБ. В исследованном устройстве поверхностное сопротивление резистивного покрытия короткозамкнутого шлейфа составляет $\rho_s = 500 \text{ Ом}/\square$. Поверхностное сопротивление резистивного покрытия вставок, представляющих собой последовательные резисторы, составляет $\rho_s = 10 \text{ Ом}/\square$.

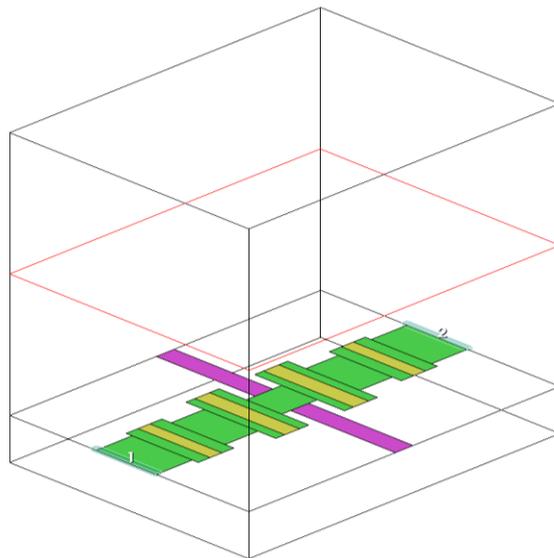


Рисунок 2.26 – 3D модель аттенюатора с двумя симметрично расположенными короткозамкнутыми шлейфами с диссипативными потерями

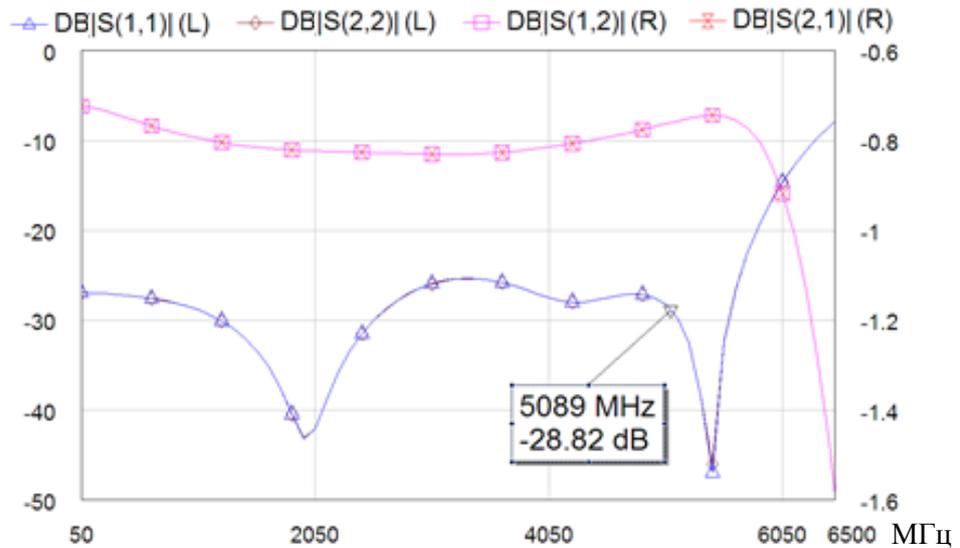


Рисунок 2.27 – Частотные характеристики аттенюатора с двумя симметричными короткозамкнутыми шлейфами с диссипативными потерями

Частотные характеристики аттенюатора с двумя симметрично расположенными короткозамкнутыми шлейфами с диссипативными потерями изображены на рисунке 2.27.

На рисунке 2.28 представлен аттенюатор с шестью симметрично расположенными короткозамкнутыми резистивными шлейфами. Для данной структуры поверхностное сопротивление резистивного покрытия шлейфов составляет $\rho_S = 30$ Ом/□. Поверхностное сопротивление резистивного покрытия вставок, представляющих собой последовательные резисторы, составляет $\rho_S = 20$ Ом/□.

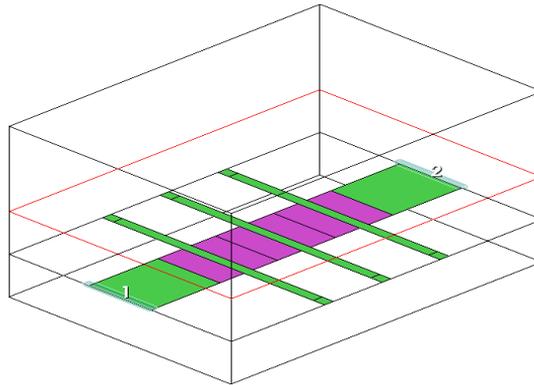


Рисунок 2.28 – 3D модель аттенюатора с шестью симметрично расположенными короткозамкнутыми микрополосковыми шлейфами с диссипативными потерями

Частотные характеристики аттенюатора с шестью симметрично расположенными короткозамкнутыми шлейфами с диссипативными потерями изображены на рисунке 2.29.

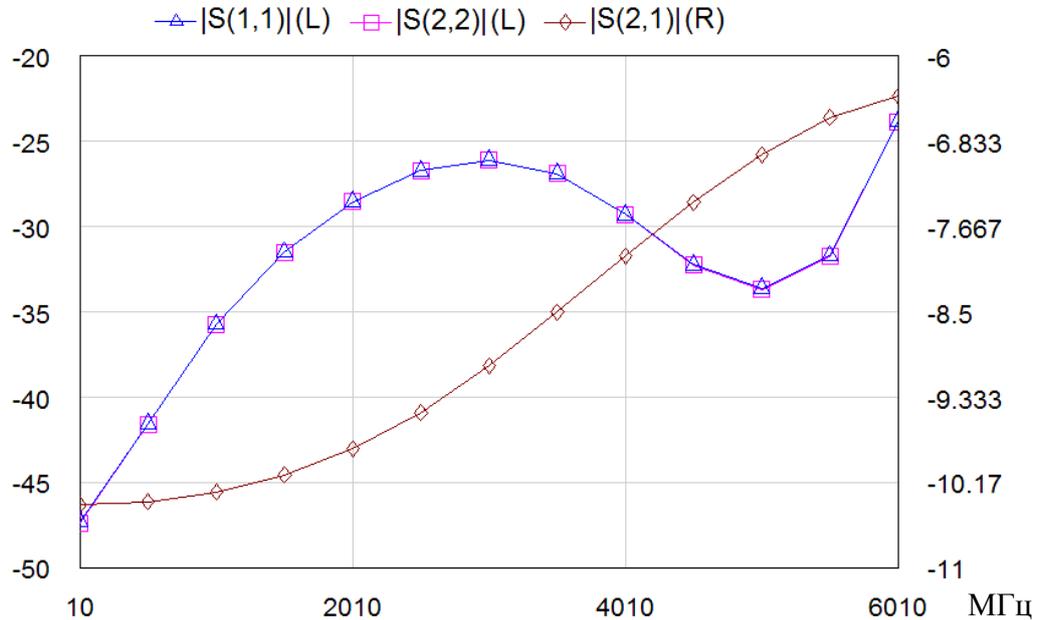


Рисунок 2.29 – Частотные характеристики аттенюатора с шестью симметрично расположенными короткозамкнутыми шлейфами с диссипативными потерями

Анализ графиков (см. рисунок 2.29) показывает, что для аттенюатора с шестью симметрично расположенными короткозамкнутыми шлейфами с диссипативными потерями в полосе частот до 5 ГГц обеспечивают высокое качество согласования ($|S_{11}| \leq 0,06$). При этом частотная зависимость вносимого ослабления имеет тенденцию к его уменьшению в рабочей полосе частот на величину, порядка 2-3 дБ. Такая неравномерность АЧХ может быть скомпенсирована с помощью согласованного амплитудно-частотного корректора [75,81].

Конструктивное преимущество использования МПЛ для построения фильтров заключается в том, что на высоких частотах катушки индуктивности замещаются соответствующими отрезками микрополосковых линий передачи, выполненными с помощью технологии печатного монтажа. Поскольку для настройки колебательных систем на основе МПЛ используются сосредоточенные конденсаторы, то, строго говоря, такой элементный базис является полураспределенным. Использование полураспределенного элементного базиса позволяет обеспечить технологическую и конструктивную совместимость фильтров со многими радиотехническими устройствами, такими как усилители, фазовращатели, и коммутационные устройства.

2.5. Оценка полосы рабочих частот оконечных нагрузок, выполненных на основе микрополосковой линии передачи с диссипативными потерями

В данном параграфе проведем оценку предельно достижимых полосовых свойств оконечной СВЧ нагрузки, выполненной в виде низкоомной микрополосковой линии передачи с диссипативными потерями.

Для этого воспользуемся интегральным ограничением Боде-Фано для согласующей цепи принимая во внимание то, что низкоомные микрополосковые линии передачи, имеющие длину меньше $\lambda/4$, приближенно можно представить емкостным элементом [104]. С учетом сказанного соотношение (1.5) запишем в виде:

$$\int_0^{\omega_s} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{RC_l}, \quad (2.18)$$

где $S_{11}(\omega)$ - частотная зависимость коэффициента отражения на выходе согласующей цепи; $C_l = \frac{\ell}{\rho V_p}$ - эквивалентная емкость низкоомного отрезка микрополосковой линии передачи; ρ - волновое сопротивление микрополоскового отрезка линии передачи; ℓ - физическая длина первого отрезка линии передачи; $V_p = c / \sqrt{\epsilon_e}$ - фазовая скорость в микрополосковой линии передачи; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с - скорость света; ϵ_e - эффективная диэлектрическая проницаемость подложки; $\omega_s = 2\pi f_s$ - граничная частота полосы пропускания фильтра гармоник.

Из соотношения (2.18) нетрудно получить оценку для граничной частоты оконечной СВЧ аттенюатора с встроенным пленочным планарным резистором в фильтр гармоник:

$$f_s = \frac{1}{2RC_l \ln \frac{1}{|S_{11}(\omega)|_{\max}}} = \frac{\rho V_p}{2R\ell \ln \frac{1}{|S_{11}(\omega)|_{\max}}}, \quad (2.19)$$

где $|S_{11}(\omega)|_{\max}$ - максимальное значение коэффициента отражения в полосе пропускания.

Далее учтем, что для низкоомных микрополосковых линий передачи волновое сопротивление определяется по формуле [6]:

$$\rho = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} (W/h + 2/\pi \ln[17,08(W/2h + 0,92)])}, \quad (2.20)$$

где h - толщина подложки; W - ширина отрезка микрополосковой линии передачи

Для проведения дальнейшего анализа упростим выражение (2.20)

$$\rho_1 \approx \frac{120\pi h}{\sqrt{\varepsilon_e} W}. \quad (2.21)$$

Кроме того, будем полагать, что СВЧ мощность, рассеиваемая планарным пленочным резистором в виде отрезка микрополосковой линии передачи, пропорциональна его площади и обратно пропорциональна толщине подложки $P \equiv S/h = W\ell/h$. Тогда из совместного рассмотрения (2.20) и (2.21) следует:

$$f_s \cdot P = \frac{60\pi c \cdot a}{\varepsilon_e \cdot R \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|_{\max}}} = const, \quad (2.22)$$

где a - постоянный коэффициент, определяемый теплопроводностью диэлектрической подложки, площадью внешнего радиатора и интенсивностью воздушного обдува (находится эмпирически).

Учитывая, что значение граничной частоты f_s определяет полосу рабочих частот Δf , представим соотношение (2.22) с учетом (2.10) следующем виде

$$\Delta f \cdot P = const \cdot \eta(n). \quad (2.23)$$

Таким образом, полученное теоретическое ограничение на полосу рабочих частот и рассеиваемую мощность в планарном пленочном резисторе позволяет провести теоретическую оценку предельно достижимых параметров для конечных нагрузок и СВЧ аттенюаторов. Отметим, что соотношение (2.23) является приближенным, поскольку было использовано

(2.21). Оно справедливо для метрового и начала дециметрового диапазона длин волн и показывает тенденцию для сантиметрового диапазона длин волн. Более точный результат в сантиметровом диапазоне может быть получен при численном электродинамическом моделировании.

По аналогии с известным в теории усилительных устройств понятием «площадь усиления» полученное соотношение (2.23) в теории электрических цепей с диссипативными потерями представляет собой «площадь аттенюации». Из соотношения (2.23) следует, что при увеличении полосы рабочих частот Δf нагрузки из планарного пленочного резистора будет уменьшаться рассеиваемая (подводимая) мощность P , и наоборот, при уменьшении полосы рабочих частот Δf допустимая рассеиваемая мощность будет увеличиваться. Для преодоления ограничения (2.23) следует увеличивать количество резисторов в нагрузке (или аттенюаторе), расположенных на отдельных диэлектрических подложках. В настоящее время многоэлементные нагрузки и аттенюаторы содержат до 10-20 резисторов. На основе приведенных выше соотношений и экспериментальных исследований было установлено, что пленочный резистор площадью 50-100 мм² на керамической подложке ВеО толщиной 4 мм способен рассеивать СВЧ мощность до 200 Вт при наличии внешнего радиатора и принудительного воздушного охлаждения. Такая удельная мощность позволяет проектировать многоэлементные пленочные аттенюаторы с допустимой входной СВЧ мощностью до нескольких кВт и полосой рабочих частот 0-2 ГГц.

2.6. Выводы

1. СВЧ аттенюаторы на пленочных резистивных элементах, выполненные по Т- и П- образным структурам, обеспечивают полосу рабочих частот не более 1,2 ГГц на уровне входной мощности СВЧ сигнала до 200 Вт.
2. Широкополосные СВЧ аттенюаторы, выполненные на основе микрополосковых линий передачи с диссипативными потерями и резистивными вставками, обладают высоким качеством согласования вплоть до частот 5-6 ГГц при уровне входной СВЧ мощности порядка 50 Вт. Однако аттенюаторы данного вида отличаются большой неравномерностью частотной зависимости вносимого затухания. Кроме того, аттенюаторы данного типа имеют технологические ограничения на реализуемые значения поверхностного сопротивления резистивной пленки для больших значений вносимого затухания.
3. Проведенный в данном разделе анализ и результаты электродинамического моделирования показывают, что построение аттенюаторов в виде распределенных фильтров гармоник с диссипативными потерями с использованием последовательных и параллельных резистивных вставок позволяет разрабатывать широкополосные аттенюаторы и оконечные нагрузки с высоким качеством согласования в области частот до 3-5 ГГц. Как следует из представленных частотных зависимостей, вносимое затухание аттенюаторов с $A \geq 10$ дБ имеет тенденцию к уменьшению с ростом частоты. В тоже время аттенюаторы $A \leq 1,0$ дБ имеют характеристики вносимого затухания, которое увеличивается с ростом частоты.
4. Для описанных видов ячеек многокаскадных аттенюаторов имеющиеся противоположные тенденции в частотных зависимостях вносимого затухания позволяют получить малую неравномерность результирующей

амплитудно-частотной характеристики во всей полосе частот
качественного согласования.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ МОЩНЫХ МНОГОКАСКАДНЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

В данном разделе описаны и исследованы конструкции многокаскадных СВЧ аттенюаторов, у которых согласованные каскады с различным уровнем вносимого затухания выполнены на одной или нескольких диэлектрических подложках. В данном разделе представлены результаты моделирования ряда мощных многокаскадных аттенюаторов на основе планарных пленочных резисторов на уровень мощности 100 Вт с входным сопротивлением 50 Ом. Полоса рабочих частот находится в пределах от 0 до 2000 МГц [95]. Аттенюаторы выполнены на основе пленочной микрополосковой технологии с использованием диэлектрической подложки из бериллиевой керамики.

3.1. Формирование первоначальной структуры и оценка параметров плёночных СВЧ аттенюаторов на основе эквивалентных схем

В этом параграфе приведено обоснование структур и составлены эквивалентные схемы согласованных по входу и выходу аттенюаторов, учитывающие паразитные реактивные параметры планарных пленочных резисторов. Разработанные эквивалентные схемы позволяют обоснованно сформировать первоначальную топологию в рамках микрополосковой технологии и провести численное электродинамическое моделирование частотных свойств мощных СВЧ аттенюаторов с помощью современных компьютерных САПР.

Рассмотрим аттенюатор в виде T-образной структуры, в котором все планарные пленочные резисторы нанесены на одну диэлектрическую подложку, как показано на рисунке 3.1.

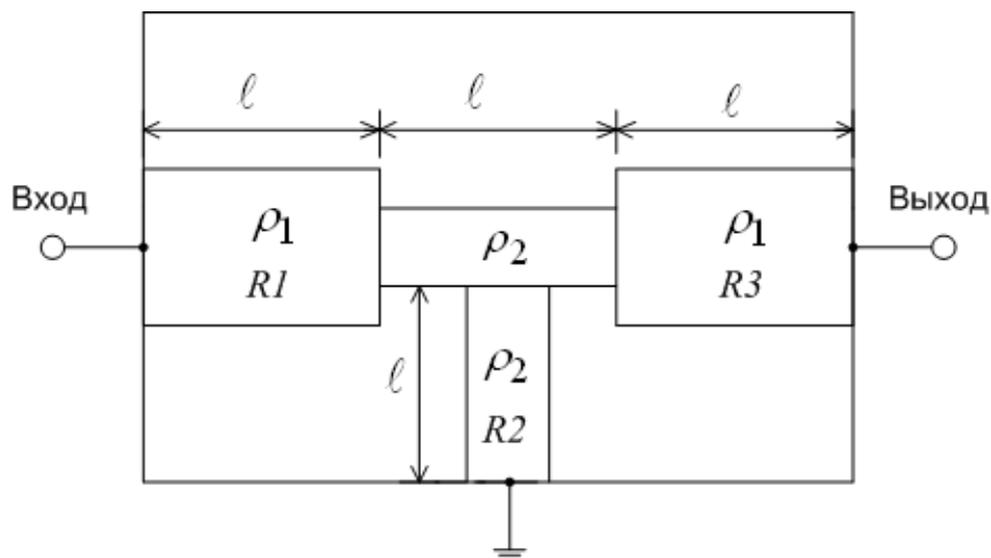


Рисунок 3.1 – СВЧ аттенюатор в виде Т-образной структуры, расположенной на одной диэлектрической подложке

Будем считать, что на высоких частотах все пленочные резисторы представляют собой отрезки микрополосковых линий передачи одинаковой длины с диссипативными потерями. Конструктивной особенностью данного аттенюатора является то, что крайние резисторы симметричной Т-образной структуры соединены между собой отрезком микрополосковой линии передачи без диссипативных потерь. Длина этого отрезка равна длине крайних резисторов симметричной Т-образной структуры. Как будет показано ниже, волновые сопротивления отрезков микрополосковых линий передачи с диссипативными потерями связаны между собой следующим соотношением:

$$\rho_1 \cdot \rho_2 = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot \frac{\rho^2}{k}, \quad (3.1)$$

где $\rho_1 < \rho$ - характеристическое сопротивление крайних резисторов симметричной Т-образной структуры, выполненных в виде отрезка микрополосковой линии передачи с диссипативными потерями;

$\rho_2 > \rho$ - характеристическое сопротивление микрополоскового отрезка линии передачи без диссипативных потерь, соединяющего крайние резисторы симметричной Т-образной структуры, и характеристическое сопротивление среднего резистора симметричной Т-образной структуры, выполненного в виде отрезка микрополосковой линии передачи с диссипативными потерями;

α_1 - значение первого нормированного элемента низкочастотного

П - образного фильтра-прототипа третьего порядка;

α_2 - значение второго нормированного элемента низкочастотного

П-образного фильтра-прототипа третьего порядка;

ρ - характеристическое сопротивление, равное

сопротивлению согласованной нагрузки для аттенюатора;

k - значение корректирующего коэффициента, равного 1,39

и учитывающего влияние скачков характеристического сопротивления микрополосковых отрезков линий передачи от ρ_1 до ρ_2 .

Описываемый СВЧ аттенюатор (см. рисунок 3.1) реализован на диэлектрической подложке из окиси бериллия (BeO) с металлизированным основанием. Отрезки микрополосковых линий передачи с диссипативными потерями представляют собой планарные плёночные резисторы.

Опишем работу СВЧ аттенюатора. Заданное рабочее ослабление СВЧ аттенюатора определяется соответствующими значениями резисторов R_1 , R_2 и R_3 симметричной Т-образной структуры, которые рассчитываются по формулам (1.3). С учетом того, что плёночные резисторы R_1 , R_2 и R_3 выполнены в виде отрезков микрополосковых линий передачи с диссипативными потерями, определим их погонные сопротивления:

$$r_1 = r_3 = \frac{R1}{\ell} = \frac{R3}{\ell}, \quad r_2 = \frac{R2}{\ell}, \quad (3.2)$$

где ℓ длина отрезков микрополосковых линий передачи с продольными диссипативными потерями $R1$, $R2$ и $R3$.

Следует подчеркнуть, что диссипативные потери в отрезках микрополосковых линий передачи в рассматриваемом устройстве обусловлены диссипативными потерями в пленочных резисторах.

Для анализа частотных свойств среднего резистора $R2$ Т-образной структуры представим его в виде высокоомного отрезка микрополосковой линии передачи с диссипативными потерями, один из выводов которого соединен с общим корпусом. Тогда входной импеданс пленочного резистора $R2$ описывается соотношением для короткозамкнутой линии передачи с диссипативными потерями. (см. книгу см. книгу Мейнке Х., Гундлах Ф. Радиотехнический справочник. Том 1. Госэнергоиздат, 1960, стр. 128, 130, 131, 159, 161):

$$Z2(f) = \rho_2 \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{r'_2}{2\pi f L'_2}} \cdot th \left(j \cdot 2\pi f \sqrt{L'_2 C'_2} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{r'_2}{2\pi f L'_2}} \cdot \ell \right), \quad (3.3)$$

где f - частота СВЧ сигнала;

ρ_2 - волновое сопротивление отрезка микрополосковой линии;

L'_2 - погонная индуктивность отрезка микрополосковой линии

передачи с волновым сопротивлением ρ_2 ;

C'_2 - погонная емкость отрезка микрополосковой линии передачи с волновым сопротивлением ρ_2 ;

r'_2 - погонное сопротивление отрезка микрополосковой линии

передачи с волновым сопротивлением ρ_2 ;

$j = \sqrt{-1}$ - мнимая единица.

Графики частотной зависимости реальной и мнимой составляющей импеданса $Z_2(f)$ пленочного резистора R_2 (один из выводов которого соединен с общим корпусом), построенные по соотношению (3.3) для значения $\rho_2 = 62 \text{ Ом}$ и $\ell = 5 \text{ мм}$, приведены на рисунке 3.2. Указанное выше значение ρ_2 выбрано в соответствии с соотношением (3.1)

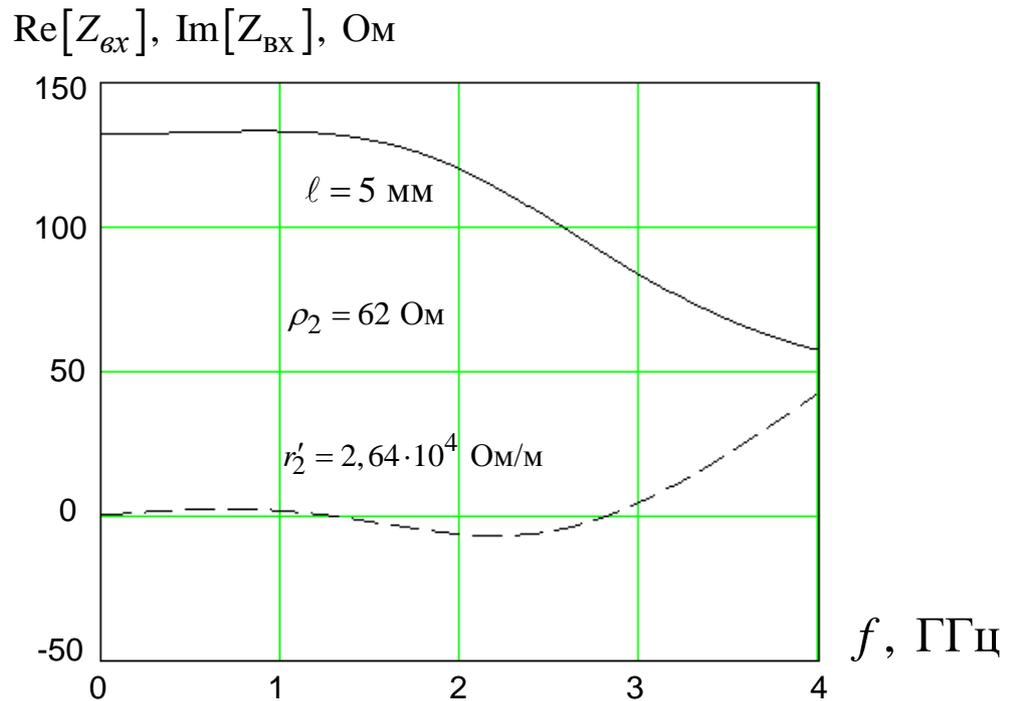


Рисунок. 3.2 – Частотная зависимость реальной (сплошная линия) и мнимой (пунктирная линия) составляющих входного импеданса для пленочного резистора R_2 , один вывод которого соединен с общим корпусом

Из рассмотрения графиков представленных на рисунке 3.2 видно, что в области частот до 2-3 ГГц реальная составляющая $Z_2(f)$ слабо зависит от частоты, а величина мнимой составляющей оказывается пренебрежимо малой. Поэтому в рассматриваемом диапазоне частот в первом приближении средний резистор R_2 симметричной Т-образной структуры можно считать частотно независимым. Поскольку для пленочных микрополосковых

резисторов обычно выполняется условие $l \leq \lambda/8$ (здесь λ - длина волны входного СВЧ сигнала) для рассматриваемого СВЧ аттенюатора, выполненного по топологии (см. рисунок 3.1), была составлена эквивалентная схема в сосредоточенном элементном базисе, приведенная на рисунке 3.3.

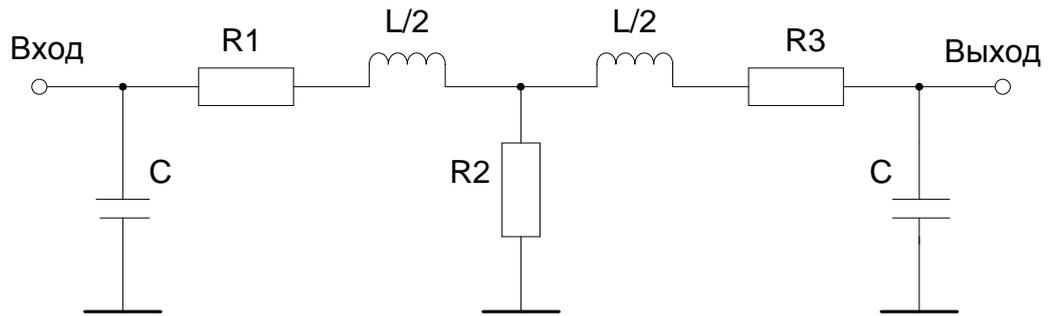


Рисунок 3.3 – Эквивалентная схема Т-образной структуры в сосредоточенном элементном базисе

Эквивалентная схема представленная на рисунке 3.3 учитывает свойства микрополосковых отрезков линии передачи с низким волновым сопротивлением $\rho_1 < \rho$ ($R1, R3$) и с высоким волновым сопротивлением $\rho_2 > \rho$ ($R2$). Поскольку последовательные резисторы Т-образной структуры представляют собой короткие ($l \leq \lambda/8$) отрезки микрополосковых линий передачи с волновым сопротивлением ρ_1 и диссипативными потерями, то их можно приближенно представить двумя резисторами $R1, R3$ и двумя емкостями C , равными [104]:

$$C \approx \frac{1}{\omega \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}, \quad (3.4)$$

где θ - электрическая длина отрезков линий передачи, соответствующая граничной частоте полосы пропускания

Короткий ($\ell \leq \lambda/8$) отрезок микрополосковой линии передачи без диссипативных потерь с волновым сопротивлением ρ_2 , соединяющий резисторы $R1$ и $R2$, приближенно заменим индуктивностью, значение которой равно

$$L \approx \frac{\rho_2 \cdot \sin \theta}{\omega} \cdot k, \quad (3.5)$$

где k - корректирующий коэффициент, учитывающий увеличение индуктивности за счет скачка ширины проводника пленочного резистора.

Отметим, что в соотношении (3.5) учтено, что скачкообразное изменение ширины пленочного резистора (микрополоскового проводника) описывается последовательной индуктивностью. Например, для симметричной полосковой линии передачи реактивное сопротивление X последовательной индуктивности определяется соотношением [77]

$$X = \frac{60\pi b}{\lambda} \ln \left(\operatorname{csh} \left(\frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{\rho_2}{\rho_1} \right).$$

С учетом сказанного в соотношениях (3.1) и (3.4) введен корректирующий коэффициент k , учитывающий увеличению индуктивности L , за счет двух скачков волнового сопротивления $\rho_1 \rightarrow \rho_2 \rightarrow \rho_1$.

Из анализа эквивалентной схемы представленной на рисунке 3.3 следует, что в рассматриваемом СВЧ аттенуаторе симметричная Т-образная структура из резисторов, которые являются диссипативными элементами, встроена в П-образный фильтр нижних частот третьего порядка, который выполнен на коротких отрезках микрополосковых линий передачи с

различными волновыми сопротивлениями. Это обеспечивает в широкой полосе рабочих частот компенсацию паразитных емкостных и индуктивных параметров пленочных резисторов $R1$ и $R3$. Полоса пропускания П-образного фильтра нижних частот определяет полосу рабочих частот рассматриваемого СВЧ аттенюатора. Исходя из теории полиномиальных фильтров для величин емкостей и индуктивности П-образного фильтра нижних частот, запишем следующие известные соотношения:

$$C_f = \frac{\alpha_1}{2\pi f_s \rho}, \quad L_f = \frac{\alpha_2 \rho}{2\pi f_s}, \quad (3.6)$$

где: α_1 - значение первого элемента нормированного низкочастотного фильтра прототипа третьего порядка; α_2 - значение второго элемента нормированного низкочастотного фильтра прототипа третьего порядка; f_s - граничная частота П-образного фильтра нижних частот.

Анализ формул (3.4)-(3.6) показывает, что эквивалентность П-образного фильтра нижних частот на сосредоточенных элементах C_f , L_f и фильтра нижних частот на коротких отрезках микрополосковых линий передачи одинаковой длины в соответствии эквивалентной схемой показанной на рисунке 3.3 поддерживается при одновременном применении соотношений (3.1) и (3.6). Для 50-Омного аттенюатора с вносимым затуханием 3 дБ значение волнового сопротивления примем равным $\rho_1 = 40$ Ом ($\rho_1 < \rho$). Длина всех отрезков линий передачи принята равной 5 мм. В качестве диэлектрической подложки использована бериллиевая керамика с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 6,6$. Значения элементов нормированного низкочастотного фильтра прототипа α_1 и α_2 определены по справочнику [104]: $\alpha_1 = 0,7750$; $\alpha_2 = 1,0684$. Выбранные значения α_1 и α_2 задают уровень пульсации АЧХ 0,028 дБ.

Для приведенных в рассматриваемом примере данных значение волнового сопротивления среднего пленочного резистора в соответствии с соотношением (3.1) равно $\rho_2 = 62 \text{ Ом}$. Параметры эквивалентной схемы (см. рисунок 3.3), рассчитанные по формулам (3.4) и (3.5), равны: $C = 1,07 \text{ пФ}$; $L = 3,687 \text{ нГн}$.

Далее были рассчитаны значения элементов П-образного фильтра нижних частот на сосредоточенных элементах по формулам (3.6). Для этого из совместного решения уравнений (3.4) и (3.6) находим граничную частоту фильтра нижних частот

$$f_s = \frac{\alpha_1 \cdot \rho_1 \cdot V}{2\pi\rho\ell}. \quad (3.7)$$

Определение f_s по соотношению (3.7) в рассматриваемом примере дает следующее значение $f_s = 2,305 \text{ ГГц}$. Для этой граничной частоты величины C_f и L_f соответственно равны: $C_f = 1,07 \text{ пФ}$; $L_f = 3,689 \text{ нГн}$.

Отметим, что частотные свойства П-образного фильтра нижних частот на отрезках микрополосковых линиях передачи, описываемого соотношениями (3.6), и частотные свойства эквивалентной схемы в сосредоточенном элементном базисе (см. рисунок 3.3) несколько отличаются. Это объясняется тем, что соотношения (3.4) и (3.5) являются приближенными, поэтому в полученных значениях индуктивностей L и L_f имеются незначительные отличия. На рисунке 3.4 представлен график АЧХ для СВЧ аттенюатора представленного на рисунке 3.1 на планарных пленочных резисторах, описанных с помощью микрополосковых линий передачи (сплошная линия). АЧХ СВЧ аттенюатора, рассчитанная по эквивалентной схеме (см. рисунок 3.3) в сосредоточенном элементном базисе, также приведена на рисунке 3.4 (пунктирная линия). В обоих случаях значения исходных данных соответственно равны: $\rho = 50 \text{ Ом}$; $\rho_1 = 40 \text{ Ом}$;

$\rho_2 = 62 \text{ Ом}$; $\ell = 5 \text{ мм}$; $\varepsilon_r = 6,6$; $K_u = 1$. Отметим, что выбранные в данном примере значения ρ_1 и ρ_2 однозначно связаны с шириной пленочных резисторов (микростриповых проводников отрезков линий передачи). При компьютерном моделировании относительная проницаемость диэлектрической подложки была принята равной 6,6. Компьютерное моделирование частотных свойств рассматриваемого СВЧ аттенюатора показанного на рисунке 3.1 и по составленной эквивалентной схеме в сосредоточенном элементном базисе (см. рисунок 3.3) с помощью схемотехнического САПР показало, что частотные зависимости модуля коэффициента передачи имеют хорошее совпадение при значении корректирующего коэффициента $k = 1,39$ в диапазоне значений ρ_1 $35 \div 45 \text{ Ом}$.

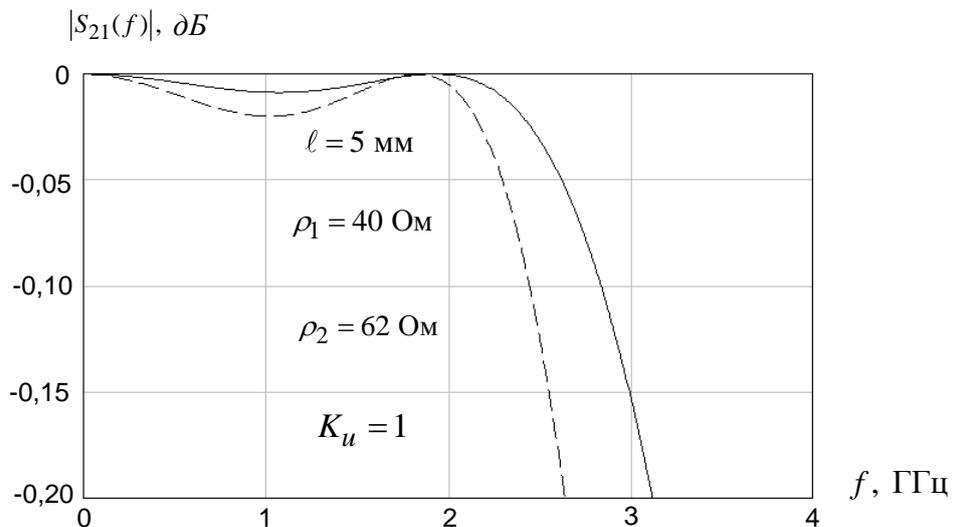


Рисунок 3.4 – АЧХ СВЧ аттенюатора

На рисунке 3.5 представлены АЧХ предлагаемого СВЧ аттенюатора для указанных выше параметров и двух значений длины отрезков линий передачи $\ell = 5 \text{ мм}$ и $\ell = 10 \text{ мм}$. Из рассмотрения данных графиков следует, что одновременное увеличение длины отрезков микростриповых линий передачи ℓ приводит к соответствующему уменьшению полосы рабочих

частот при неизменной неравномерности АЧХ. Поскольку более длинные пленочные резисторы могут рассеивать большую мощность СВЧ сигнала, то в данном случае уменьшение полосы рабочих частот приводит к увеличению допустимой мощности входного СВЧ сигнала.

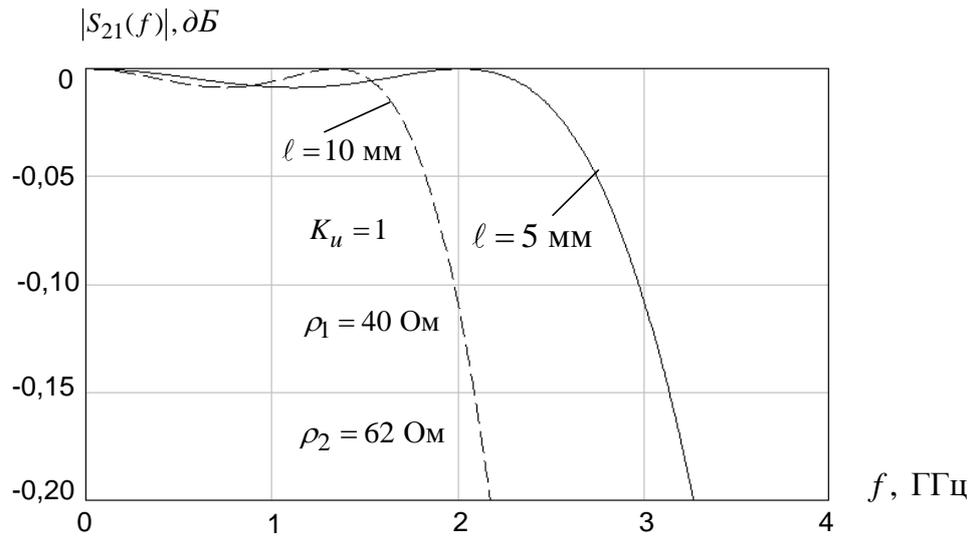


Рисунок 3.5 – АЧХ аттенюатора с разными длинами линий передачи

На рисунке 3.6 показаны графики АЧХ для двух значений коэффициента передачи по напряжению: $K_u = 1$ и $K_u = 0,707$. Как видно из рассмотрения данных графиков, поддерживается высокая равномерность АЧХ для заданных значений коэффициента передачи аттенюатора K_u .

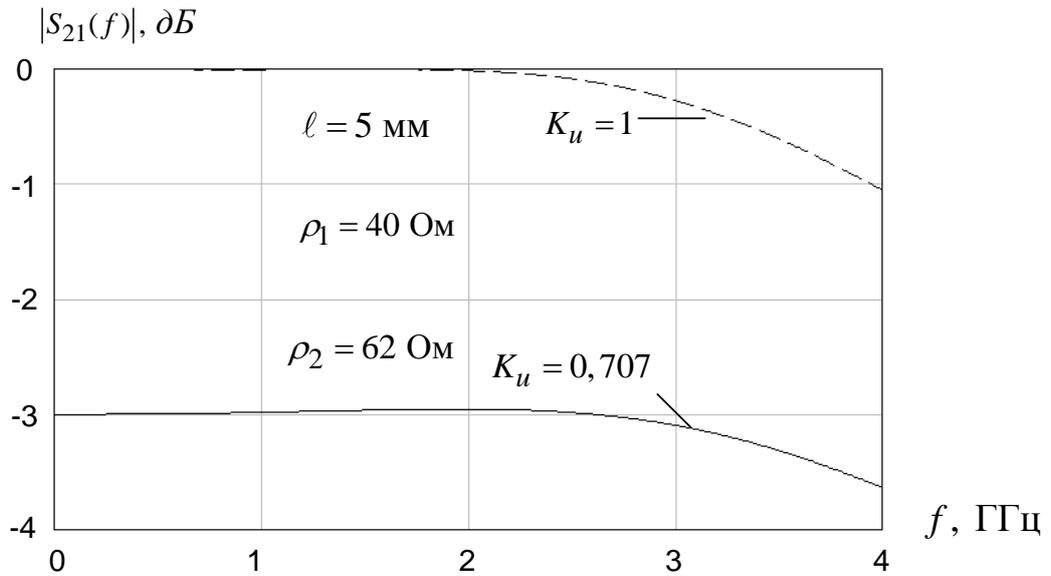


Рисунок 3.6 – АЧХ аттенюатора для двух значений K_u

Из результатов компьютерного моделирования частотных свойств следует, что описываемый СВЧ аттенюатор с учетом соотношения для выбора ρ_1 и ρ_2 , базирующегося на использовании параметров нормированного низкочастотного фильтра прототипа α_1 , α_2 и корректирующего коэффициента k , обеспечивает при использовании мощных пленочных резисторов равномерные АЧХ и высокое качество согласования в широкой полосе рабочих частот.

Поскольку в широкополосных цепях с диссипативными потерями нет однозначной связи между качеством согласования и формой АЧХ, было проведено компьютерное моделирование частотной зависимости входного коэффициента стоячей волны (КСВ) с помощью использования формулы для входного сопротивления нагруженной линии передачи с продольными диссипативными потерями. (57):

$$ZX(f) = \frac{Z(f) + \rho_{1(2)} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{r'_{1(2)}}{2\pi f L'_{1(2)}}} \cdot th \left(j \cdot 2\pi f \sqrt{L'_{1(2)} C'_{1(2)}} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{r'_{1(2)}}{2\pi f L'_{1(2)}}} \cdot \ell \right)}{1 + \frac{Z(f)}{\rho_{1(2)} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{r'_{1(2)}}{2\pi f L'_{1(2)}}}} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{r'_{1(2)}}{2\pi f L'_{1(2)}}} \cdot th \left(j \cdot 2\pi f \sqrt{L'_{1(2)} C'_{1(2)}} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{r'_{1(2)}}{2\pi f L'_{1(2)}}} \cdot \ell \right)}, \quad (3.8)$$

Соотношение (3.8) применялось последовательно к соответствующим низкоомным и высокоомным отрезкам микрополосковых линий передачи, входящим в состав СВЧ аттенюатора представленного на рисунке 3.1. В соотношении (3.8) у погонных параметров индекс 1 соответствует отрезку микрополосковой линии передачи с волновым сопротивлением ρ_1 , а индекс 2 соответствует отрезку микрополосковой линии передачи с волновым сопротивлением ρ_2 .

Далее по известным соотношениям для коэффициента отражения $G(f) = \frac{ZX(f) - \rho}{ZX(f) + \rho}$ и коэффициента стоячей волны $KCB(f) = \frac{1 + |G(f)|}{1 - |G(f)|}$ были рассчитаны частотные зависимости КСВ для значений $K_u = 1$ (сплошная линия) и $K_u = 0,707$ (пунктирная линия), которые приведены на рисунке 3.7. Из графика, представленного на рисунке 3.7 видно, что рассматриваемый СВЧ аттенюатор обладает высоким качеством согласования в полосе рабочих частот до 2 ГГц.

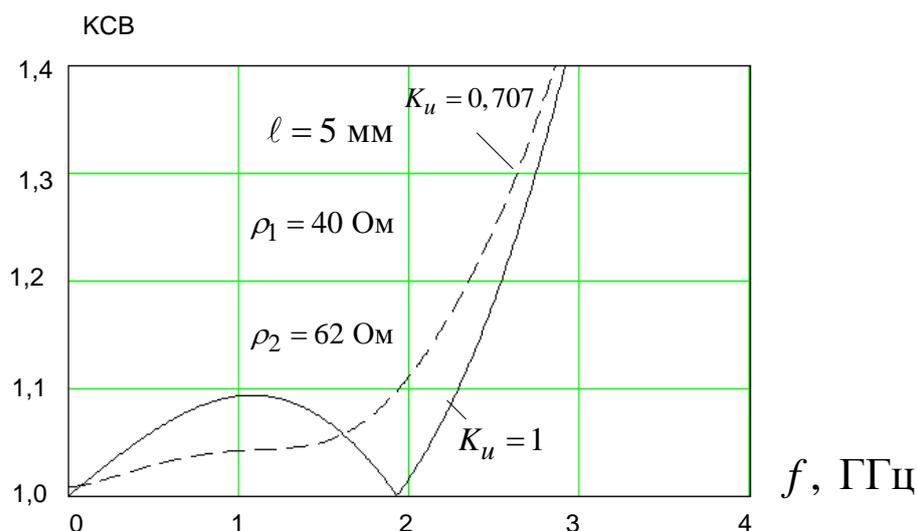


Рисунок 3.7 – КСВ аттенюатора для значений $K_u = 1$ (сплошная линия) и $K_u = 0,707$ (пунктирная линия)

Компьютерный анализ также показал, что достаточно высокое качество согласования в широкой полосе рабочих частот обеспечивается для значений вносимого затухания 0-6 дБ ($K_u = 1 \div 0,5$). Для получения больших значений вносимого затухания следует применять каскадное включение нескольких согласованных аттенюаторов. При этом очевидно, что в последующих каскадно включенных аттенюаторах будет рассеиваться меньшая мощность СВЧ сигнала. Поэтому они могут быть выполнены на пленочных резисторах меньшего размера с меньшими паразитными реактивными параметрами, что обеспечит широкую полосу рабочих частот для значений вносимого ослабления 0-10 дБ.

Заметим, что для построения аттенюаторов высокого уровня мощности потребуется увеличивать длину микрополосковых отрезков линий передачи l и уменьшать величину волнового сопротивления ρ_1 , при этом полоса рабочих частот соответственно уменьшится. При уменьшении допустимой

мощности входного СВЧ сигнала следует действовать наоборот, что приведет к расширению полосы рабочих частот.

При реализации мощного многокаскадного СВЧ аттенюатора в плёночном исполнении, одной из основных задач является расширение полосы рабочих частот при обеспечении заданного уровня рабочего затухания и минимальных массогабаритных параметров. При конструировании многокаскадных аттенюаторов важно обеспечить эксплуатационную надежность и ремонтпригодность изделия. Планарные плёночные резисторы на диэлектрической подложке из ВеО обеспечивают эффективный отвод тепла при помощи принудительного воздушного охлаждения.

Рассмотрим один из вариантов построения многокаскадного СВЧ нагрузки высокого уровня мощности [90], показанный на рисунке 3.8. В данном устройстве плёночные резисторы расположены на диэлектрической подложке, одна сторона которой металлизирована и соединена с основанием радиатора. Входная СВЧ мощность равномерно распределяется по всем каскадам, которые последовательно соединены между собой отрезками микрополосковых линий передачи. Начиная с каскада $n=1$, СВЧ мощность делится на N частей, а на ступени $n=N$ находится выход аттенюатора. Предложенная принципиальная схема основана на последовательном включение каскадов и равномерном распределении мощности на каждом каскаде.

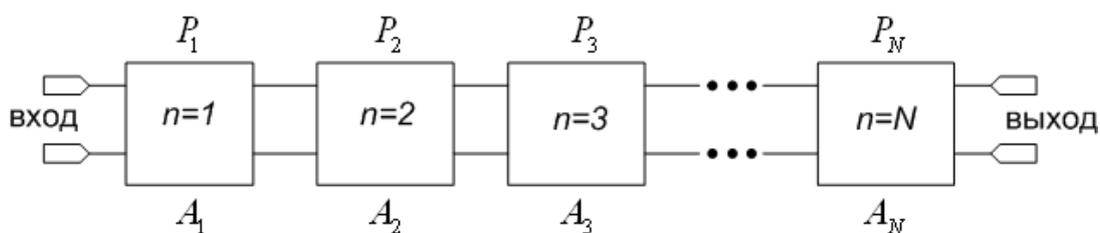


Рисунок 3.8 – Структурная схема многокаскадного СВЧ аттенюатора

Принцип работы многокаскадного СВЧ аттенюатора (см. рисунок 3.8) заключается в следующем. Входная СВЧ мощность поступает на первый каскад, который является первой ступенью затухания мощности. Далее мощность поступает на второй и последующие каскады.

На рисунке 3.8 обозначено:

n – текущий каскад СВЧ аттенюатора; P_n – рассеиваемая мощность на n – ом последовательном каскаде СВЧ аттенюатора; A_n – рабочее затухание n – ого последовательно включенного каскада СВЧ аттенюатора.

Количество последовательно соединенных каскадов выбирается исходя из соотношений:

$$P_{\max} = P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_N; A_{att} = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \dots \cdot A_N; P_{vx} = \frac{P_{\max}}{(1 - A_{att})}$$

Здесь обозначено:

P_{vx} – мощность, подаваемая на вход многокаскадного СВЧ аттенюатора;

N – количество каскадов в СВЧ аттенюаторе; P_{\max} – максимальная рассеиваемая мощность на многокаскадном СВЧ аттенюаторе; A_{att} – рабочее затухание многокаскадного СВЧ аттенюатора.

Рассмотрим единичный каскад, который представлен на рисунке 3.9 и может быть реализован в виде: а) Т-образная схема включения; б) П-образная схема включения резистивных элементов.

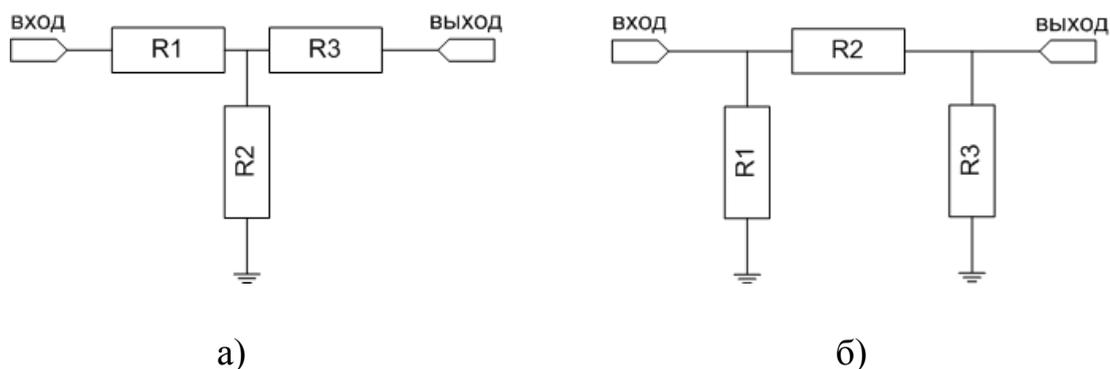


Рисунок 3.9 – Варианты включения резистивных элементов:

а) Т-образная структура; б) П-образная структура

Многокаскадный СВЧ аттенюатор может быть реализован несколькими вариантами. В одном из вариантов все каскады изготовлены на отдельной диэлектрической подложке [23]. Такой СВЧ аттенюатор содержит N включенных последовательно друг за другом согласованных звеньев на одинаковых подложках, которые установлены с одинаковым шагом на теплопроводящем основании, при этом каждое последующее звено имеет большее затухание, чем предыдущее. Коэффициент передачи по мощности каждого каскада данного СВЧ аттенюатора рассчитывается следующим образом.

$$K_{PM} = \frac{N - M}{N - M + 1}, \quad (3.11)$$

где M – порядковый номер звена; N – количество звеньев аттенюатора.

В описанном СВЧ аттенюаторе, как было указано в первом разделе, благодаря каскадному включению и заданному значению коэффициента передачи каждого каскада, равномерно распределяется входная СВЧ мощность, что позволяет увеличить надёжность структуры в целом. Но существует некоторое ограничение. В частности из анализа формулы (3.11) видно, что при $M=N$ коэффициент передачи по мощности последнего звена $K_{PN} = 0$, что невозможно реализовать практически.

Рассмотрим ещё один вариант построения многокаскадного СВЧ аттенюатора [47]. Данный СВЧ аттенюатор содержит N каскадов, которые реализованы в виде симметричных П-образных структур на планарных плёночных резисторах. Каскады выполнены на отдельных диэлектрических подложках, соединённых между собой с помощью индуктивностей, рассчитанных по (3.6). Параллельно входу и выходу СВЧ аттенюатора подключены конденсаторы, также определённые по (3.6) и соединённые соответственно с первым и последним каскадом через индуктивности (см. рисунок 3.10).

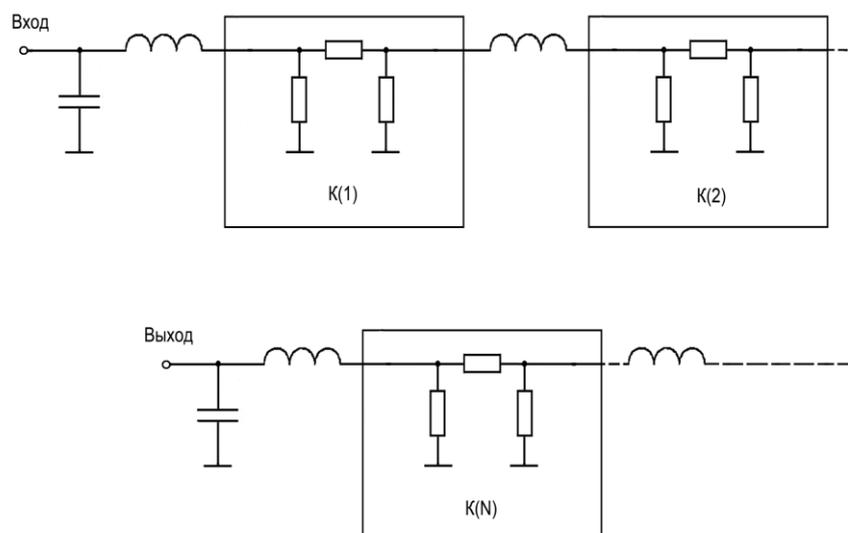


Рисунок 3.10 – Многокаскадный СВЧ аттенюатор на основе симметричных П-образных структур

Коэффициент передачи по мощности каждого каскада при условии равномерного распределения СВЧ мощности между N каскадов определяется по формуле (3.12):

$$K(n) = \frac{n \cdot K_p + (N - n)}{(n - 1) \cdot K_p + (N - n + 1)}, \quad (3.12)$$

где $K(n)$ – коэффициент передачи по мощности симметричной П-образной структуры; $n=1 \dots N$ – текущий номер включенной каскадно симметричной П-

образной структуры; K_p - результирующий коэффициент передачи по мощности многокаскадного СВЧ аттенюатора. Граничная частота данной структуры определяется исходя из соотношения (3.7).

На рисунке 3.11 представлен рассчитанный по соотношению (3.12) график зависимости коэффициента передачи по мощности на каждом каскаде при условии, что используется десять симметричных структур ($N=10$), а результирующий коэффициент передачи по мощности равен $K_p = 0,1$ (вносимое затухание 10 дБ).

На рисунке 3.12 показана зависимость рассеиваемой мощности на каскадно включенных симметричных П-образных структурах в зависимости от текущего номера каскада n для значения $N=10$ при $K(n)$, рассчитанных по соотношению (3.12) - сплошная кривая ($P(n)$), и при одинаковых значениях $K(n)$ - пунктирная кривая ($P_n(n)$). В обоих случаях суммарная мощность (1000Вт) рассеиваемая на аттенюаторе и результирующий коэффициент передачи по мощности $K_p = 0,1$ одинаковы. Численные значения $K(n)$ при $n = 1, 2, 3$ при $K_p = 0,1$ приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Значения коэффициентов передачи по мощности отдельных каскадов, рассчитанные по соотношению (3.12)

N	$K(1)$	$K(2)$	$K(3)$	$\prod_{n=1}^N K(n)$
1	0,1			0,1
2	0,5508	0,1818		0,1
3	0,7000	0,5714	0,2500	0,1

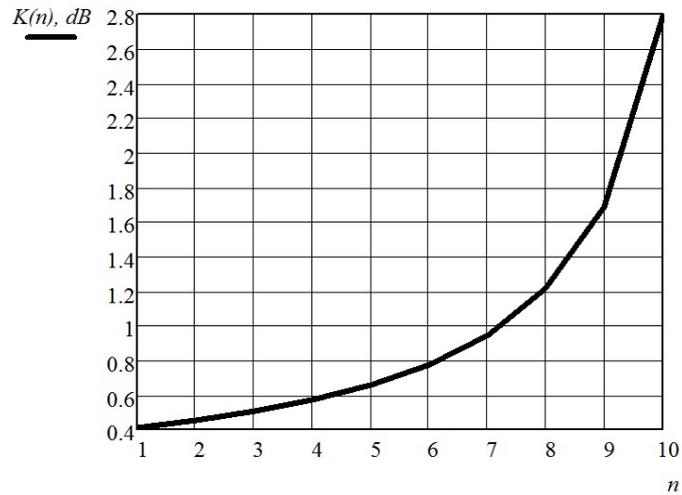


Рисунок 3.11 – Распределение коэффициента затухания по мощности для 10 каскадно включенных структур

Так же численно была рассчитана мощность рассеиваемая на каждом резисторе по соотношению (1.4) и площадь планарных плёночных резисторов для СВЧ аттенюатора с $K_p = 0,1$ и $n = 1, 2, 3$. Результаты представлены в таблице 2

Таблица 2 – Мощность рассеиваемая на каждом планарном плёночном резисторе СВЧ аттенюатора в зависимости от n и их площадь соответственно.

N		P_{R1} , Вт	P_{R2} , Вт	P_{R3} , Вт	S_1 , мм ²	S_2 , мм ²	$S_{3,м}$, м ²	$\sum P, B$ m
1		51.9	32.8	5.19	25.9	16.4	2.6	90
2	1 каскад	14.8	22	8.16	7.42	11	4.08	45
	2 каскад	22.1	18.8	4.02	11.0	9.43	2.01	45
3	1 каскад	8,89	14,8	6,22	4.45	7.44	3.11	30
	2 каскад	9,72	14,7	5,55	4.86	7.36	2.78	30
	3 каскад	13,3	13,3	3,3	6.67	6.67	1.67	30

В компьютерной САПР было проведено моделирование частотных свойств рассматриваемых каскадных аттенюаторов на уровень входной мощности 1000 Вт, выполненных на основе симметричной П-образной структуры.

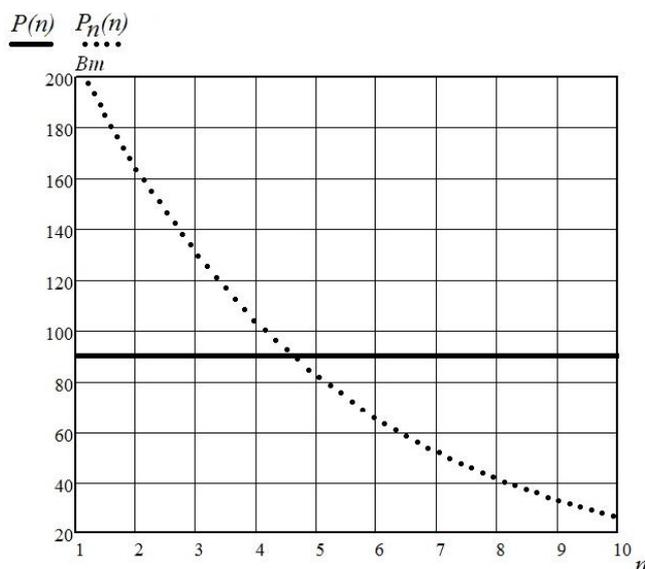


Рисунок 3.12 – Зависимости рассеиваемой мощности в каскадно включенных симметричных П-образных структурах от номера каскада

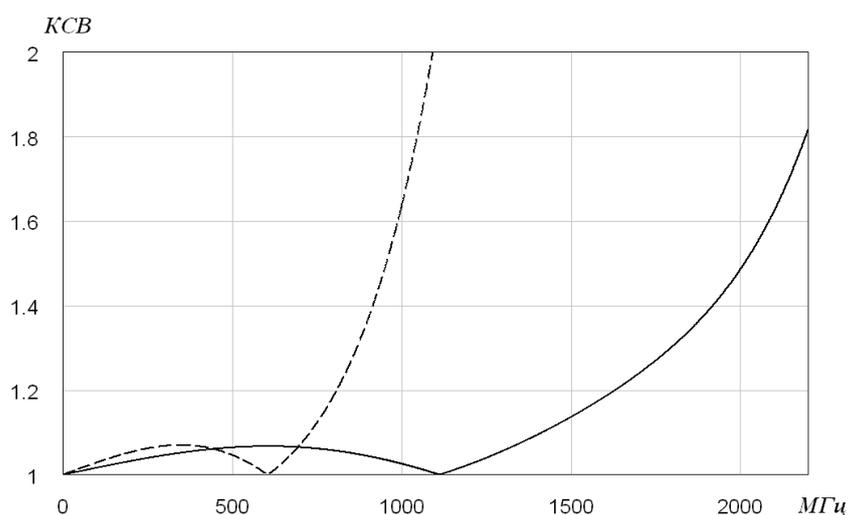


Рисунок 3.13 – Зависимость КСВ от частоты для аттенюатора с одной симметричной П-образной структурой пунктирная кривая, для двух – сплошная кривая

Результаты расчета частотной зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ) представлены на рисунке 3.13. На рисунке 3.14 представлен график зависимости коэффициента передачи по мощности от частоты.

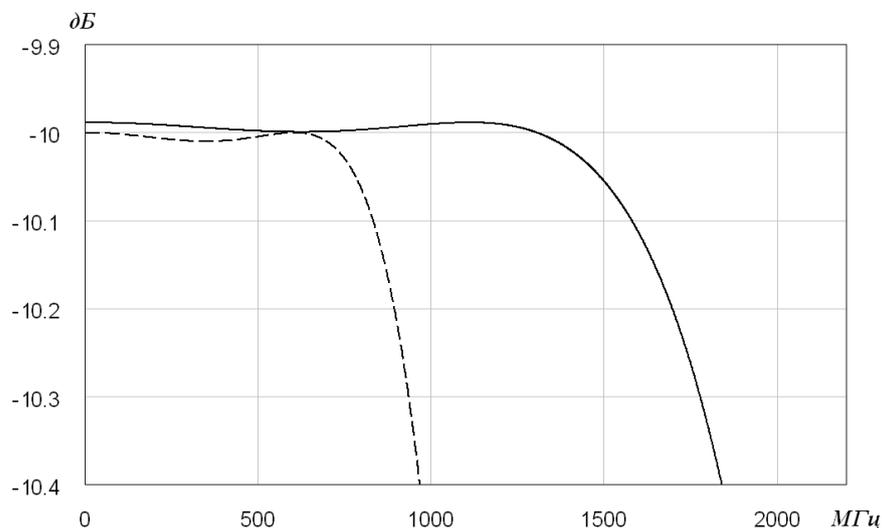


Рисунок 3.14 – Зависимость коэффициента передачи от частоты для аттенюатора с одной симметричной П-образной структурой пунктирная кривая и для двух – сплошная кривая

Из графика, представленного на рисунке 3.13 видно, что частотная зависимость коэффициента стоячей волны КСВ имеет пульсирующую форму, соответствующую полиномиальным чебышёвским согласующим цепям. При этом полоса рабочих частот двухкаскадного пленочного аттенюатора с компенсирующей индуктивностью приближается к своему теоретическому пределу, определяемому соотношением (2.10).

Рассмотрим схему многокаскадного широкополосного СВЧ аттенюатора с реализацией Т-образных структур на нескольких диэлектрических подложках из ВеО. На рисунке 3.15 представлена схема широкополосного многокаскадного СВЧ аттенюатора, содержащего две диэлектрические подложки без использования согласующих элементов. На рисунке 3.16 показана схема широкополосного многокаскадного СВЧ аттенюатора,

содержащего входную, межкаскадную и выходную согласующие цепи. На рисунке 3.16 обозначено: $K(1)$ и $K(2)$ первая и вторая диэлектрические подложки соответственно.

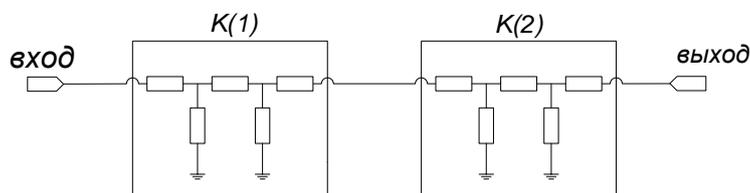


Рисунок 3.15 – Многокаскадный СВЧ аттенюатор, реализованный на двух диэлектрических подложках без согласующих элементов

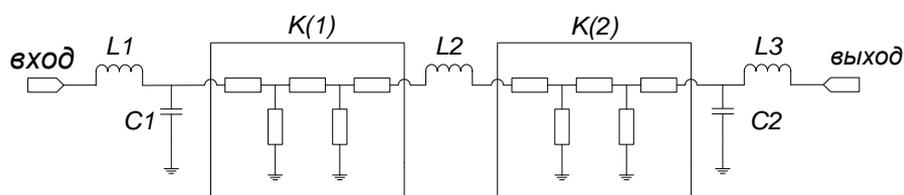


Рисунок 3.16 – Многокаскадный СВЧ аттенюатор, реализованный на двух диэлектрических подложках с согласующими элементами

В схеме на рисунке 3.16 согласование между каскадами обеспечено с помощью отрезка микрополосковой линий. Из рассматриваемой схемы видно, что отрезок микрополосковой линий соединяющий каскады между собой, выступают в роли индуктивного элемента. Последний плёночный резистор первой симметричной Т-образной структуры и первый плёночный резистор второй симметричной Т-образной структуры выполнены виде общего резистора. Такое схемотехническое и конструктивное решение реализовано на обеих диэлектрических подложках. Для обеспечения режима согласования многокаскадного СВЧ аттенюатора по входу и выходу установлены индуктивность и ёмкость, которые образуют П-образный ФНЧ.

При этом отрезок микрополосковой линии передачи является согласующим элементом в межкаскадном соединении.

3.2. Электродинамическое моделирование параметров плёночных аттенюаторов

В этом параграфе проведено исследование схем представленных в параграфе 3.1. Выполнен сравнительный анализ многокаскадных широкополосных СВЧ аттенюаторов, реализованных на одной диэлектрической подложке с межкаскадным и без межкаскадного согласования. Исследованы характеристики многокаскадных СВЧ аттенюаторов выполненных в виде последовательно включенных симметричных Т-образных структур на отдельных диэлектрических подложках. Так же рассмотрены многокаскадные СВЧ аттенюаторы, реализованные путём последовательного соединения каскадов, выполненных на разных диэлектрических подложках, которые в свою очередь содержат несколько каскадов в виде симметричных Т-образных структур. Освещён вопрос влияния согласования между каскадами по входу и выходу при многокаскадном построении СВЧ аттенюатора. На основе полученных результатов сделан вывод об оптимальной структуре широкополосного многокаскадного СВЧ аттенюатора.

С помощью компьютерных САПР были спроектированы однокаскадный, двухкаскадный и трехкаскадный СВЧ аттенюаторы, реализованные на одной диэлектрической подложке из окиси бериллия (BeO). Расчёт номинальных значений планарных плёночных резисторов, входящих в состав СВЧ аттенюатора, производился по соотношениям (1.3) исходя из требуемого значения коэффициента передачи при условии равномерного распределения мощности между каскадами СВЧ аттенюатора

(3.12). Учитывая мощность, рассеиваемую каждым резистором (1.4), была рассчитана площадь планарного плёночного резистора исходя из теплопроводности диэлектрической подложки из BeO ($2\text{Вт}/1\text{мм}^2$). На рисунке 3.17 представлена 3D электромагнитная модель однокаскадного (а), двухкаскадного (б) и трёхкаскадного (в) СВЧ аттенюатора.

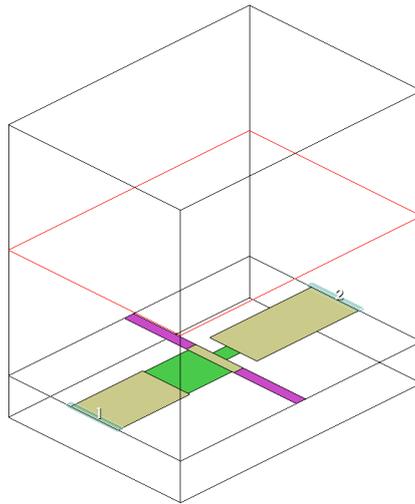


Рисунок 3.17 – 3D электромагнитная модель однокаскадного СВЧ аттенюатора

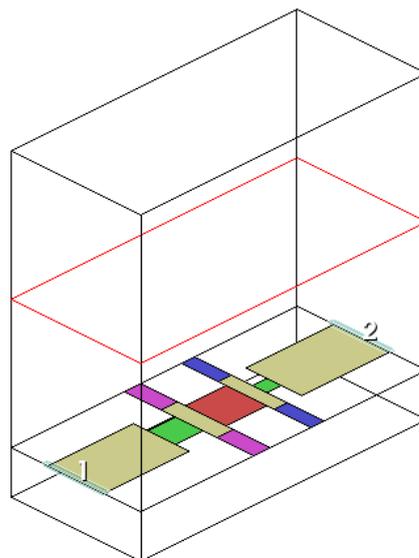


Рисунок 3.18 – 3D электромагнитная модель двухкаскадного СВЧ аттенюатора

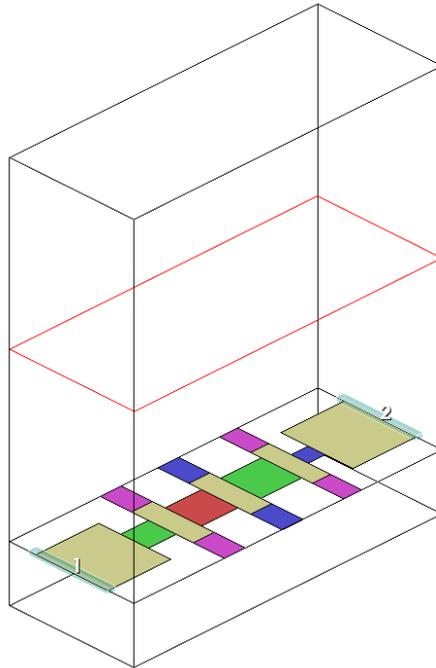


Рисунок 3.19 – 3D электромагнитная модель трёхкаскадного СВЧ
аттенюатора

На рисунке 3.20 представлены частотные зависимости КСВ описанных выше СВЧ аттенюаторов. Из рассмотрения данных графиков следует, что при одинаковой входной мощности и увеличении количества каскадов при равномерном распределении рассеиваемой мощности по каскадам полоса рабочих частот увеличивается. Описываемые многокаскадные СВЧ аттенюаторы выполнены на диэлектрической подложке из окиси бериллия BeO толщиной 4 мм.

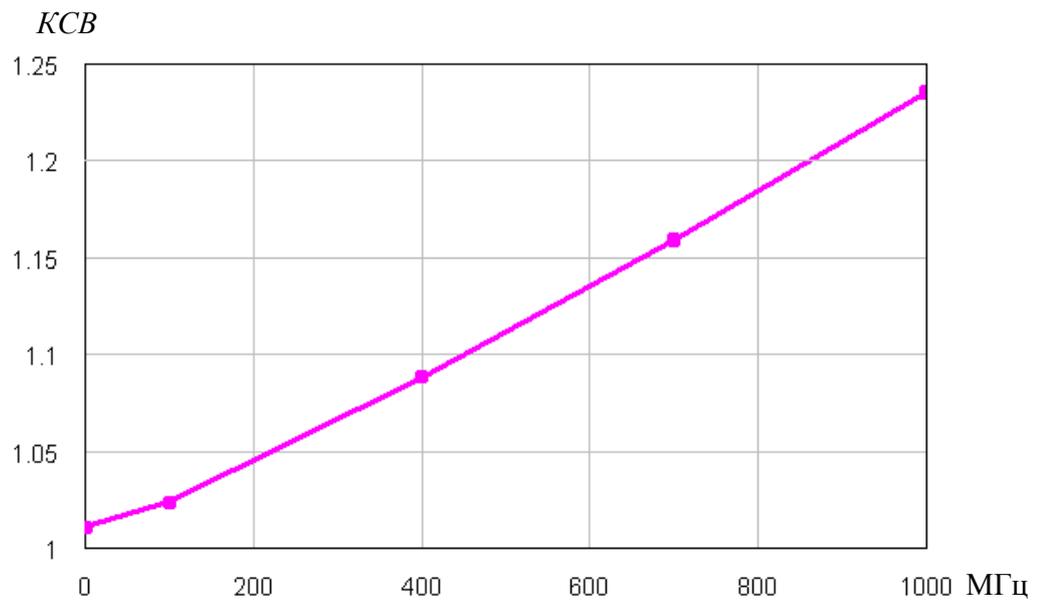


Рисунок 3.20 – Частотная зависимость KCB однокаскадного аттенюатора

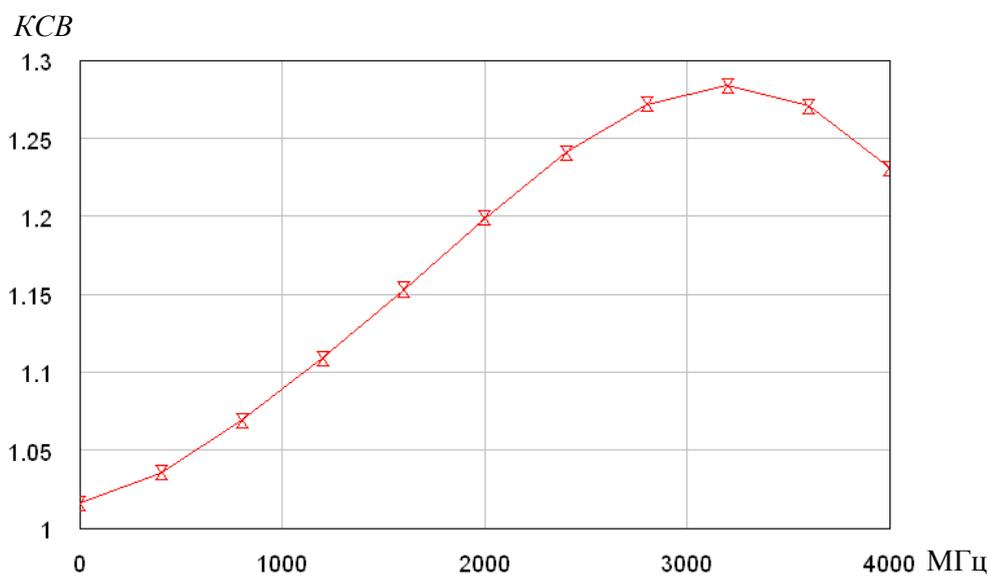


Рисунок 3.21 – Частотная зависимость KCB двухкаскадного аттенюатора

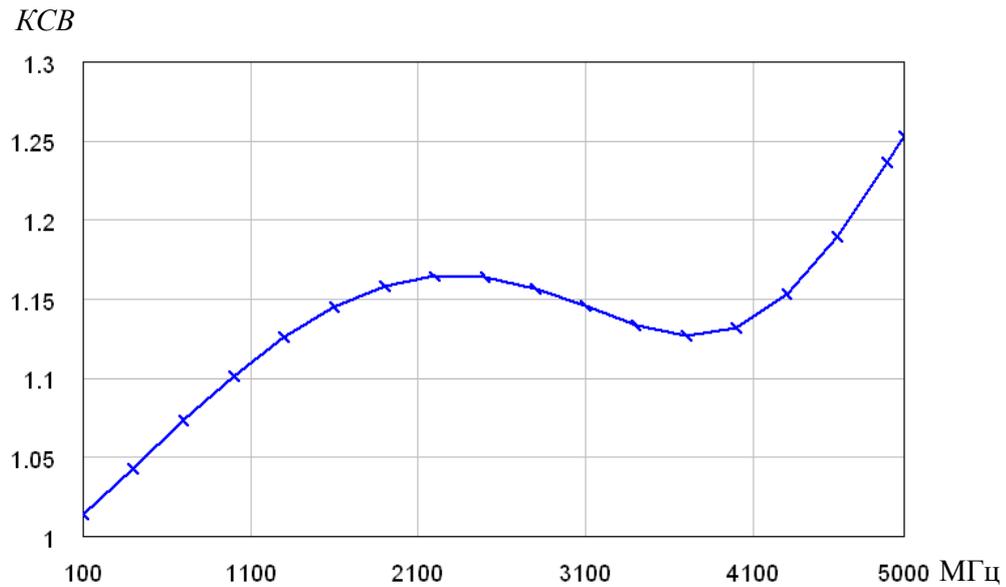


Рисунок 3.22 – Частотная зависимость КСВ трехкаскадного аттенюатора

Далее исследуем частотные свойства многокаскадных аттенюаторов, выполненных на диэлектрическом основании из поликора толщиной 1 мм. Соответствующие 3D модели однокаскадного и двухкаскадного аттенюатора приведены на рисунках 3.23-3.24. На рисунке 3.25 представлен график частотной зависимости КСВ однокаскадного и двухкаскадного аттенюатора (см. рисунки 3.23-3.24). Из проведённого моделирования видно, что при условии сохранения входной мощности и коэффициента передачи, увеличение количества каскадов ведёт к расширению полосы рабочих частот.

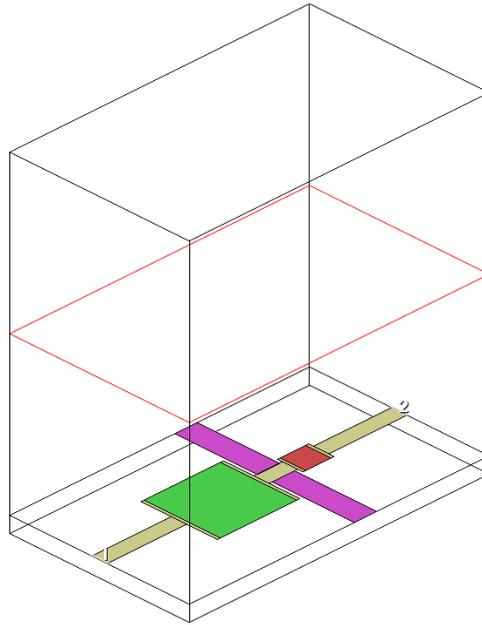


Рисунок 3.23 – 3D модель однокаскадного аттенюатора на одной подложке из поликора

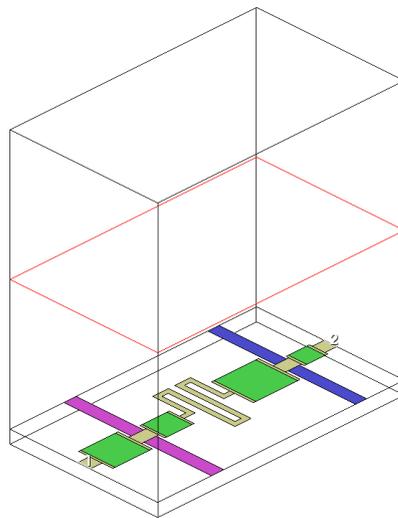


Рисунок 3.24 – 3D модель двухкаскадного аттенюатора на одной подложке из поликора

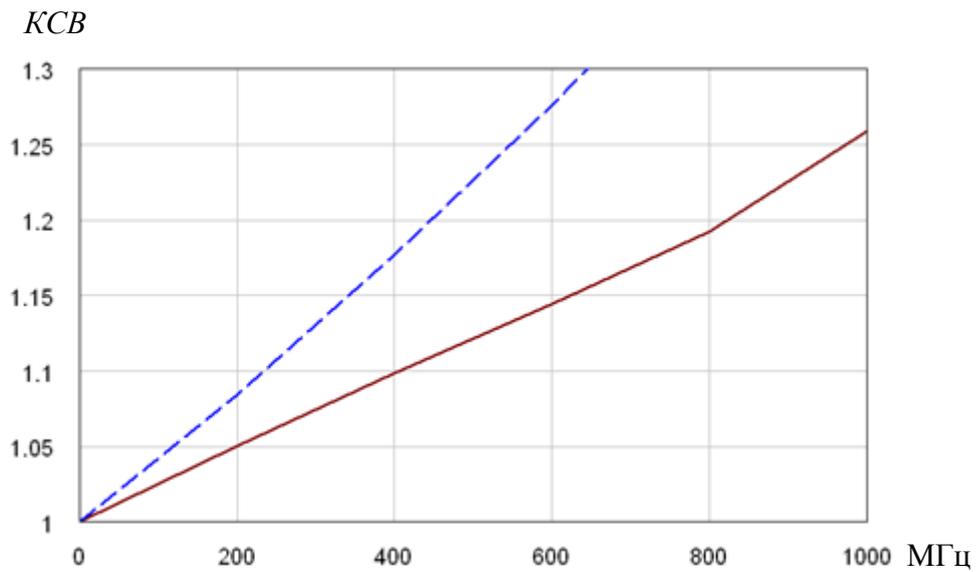


Рисунок 3.25 – Частотная зависимость КСВ однокаскадного и двухкаскадного аттенюатора на общей подложке из поликора (пунктирная линия - однокаскадный аттенюатор; сплошная линия - двухкаскадный аттенюатор)

На рисунке 3.26 представлена схема и 3D модель двухкаскадного аттенюатора без согласующих элементов, а на рисунке 3.27 показана частотная зависимость КСВ для данной модели. Аттенюатор выполнен на диэлектрической подложке из ВеО с входной мощностью 100 Вт.

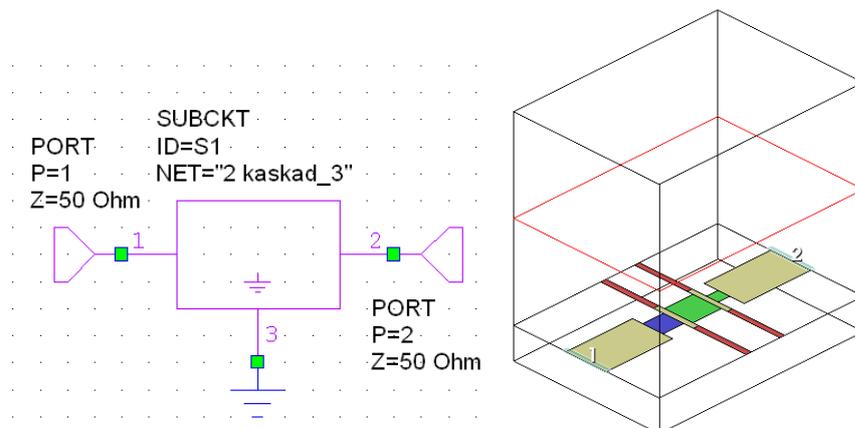


Рисунок 3.26 – Схема и 3D модель двухкаскадного аттенюатора без согласующих элементов

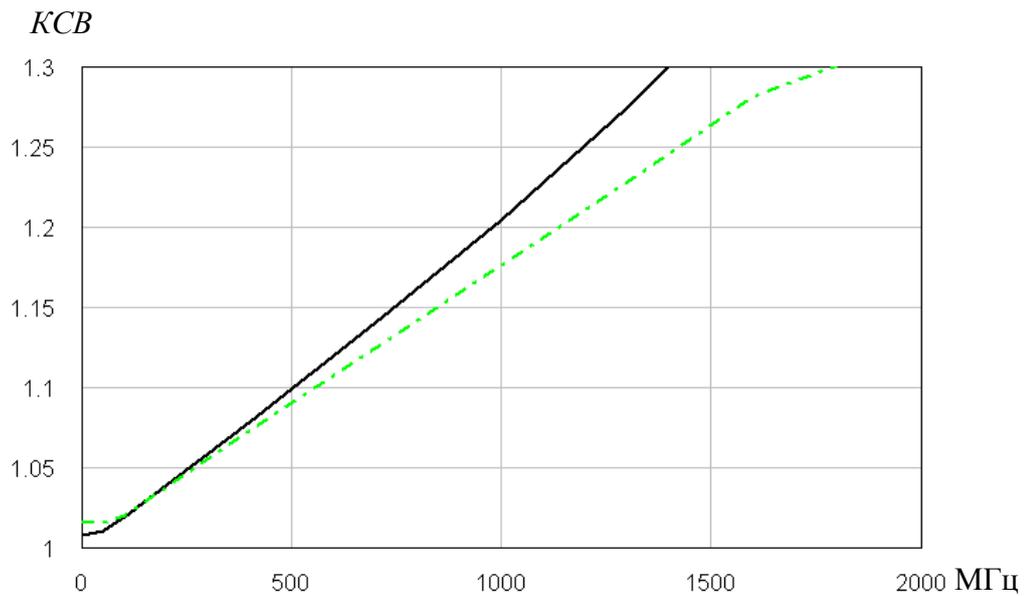


Рисунок 3.27 – Частотная зависимость КСВ двухкаскадного аттенюатора без согласующих элементов по входу (сплошная линия) и выводу (штрихпунктирная линия)

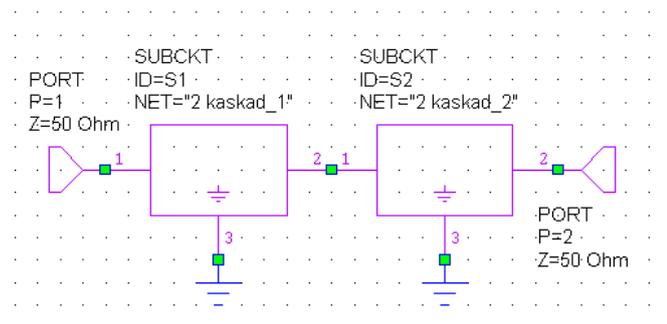


Рисунок 3.28 – Схема двухкаскадного аттенюатора, выполненного на двух диэлектрических подложках без использования согласующих цепей

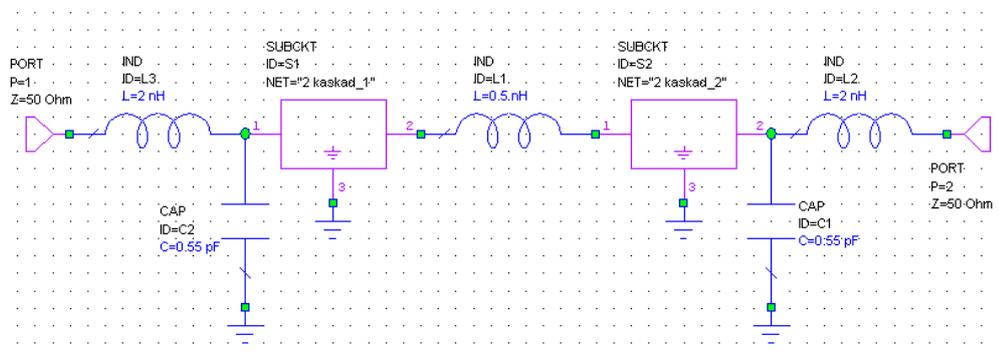


Рисунок 3.29 – Схема двухкаскадного аттенюатора, выполненного на двух диэлектрических подложках с согласующими цепями

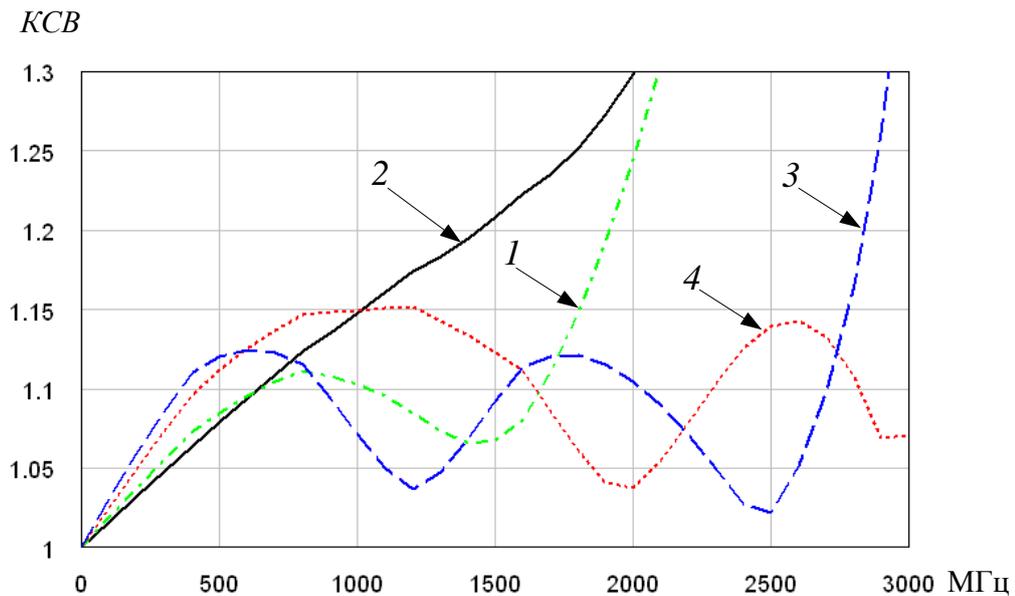


Рисунок 3.30 – Частотные характеристики КСВ двухкаскадных аттенуаторов, выполненных по схемам представленным на рисунках 3.28 и 3.29

На рисунках 3.28 и 3.29 показаны схемы двухкаскадных аттенуаторов, каждый каскад в которых выполнен на отдельной диэлектрической подложке. На рисунке 3.30 приведены частотные зависимости КСВ для данных конструкций СВЧ аттенуаторов, где 1 и 2 частотная зависимость многокаскадного СВЧ аттенуатора без согласования по входу и выходу соответственно, а 3 и 4 – с согласованием по входу и выходу.

Анализ графиков (см. рисунок 3.30) показывает, что без использования согласующих цепей частотная зависимость КСВ носит монотонный характер. Это означает, что в диапазоне частот до 1000 МГц в основном на частотные свойства влияет паразитная емкость мощных планарных пленочных резисторов. На частотах свыше 1000 МГц в многокаскадных аттенуаторах начинает проявляться паразитная индуктивность планарных пленочных резисторов. При включении согласующих цепей частотная зависимость КСВ носит пульсирующий характер, как у чебышёвского фильтра нижних частот.

Это подтверждает сделанный во втором разделе вывод о том, что идеальной согласующей цепью является полиномиальный фильтр нижних частот. За счет применения согласующих цепей полоса рабочих частот увеличивается почти в два раза.

3.3. Оптимизация параметров многокаскадных СВЧ аттенюаторов

В данном параграфе решалась задача оптимизации параметров различных схем построения многокаскадных СВЧ аттенюаторов. Проведён обзор математических методов оптимизации, сделан сравнительный анализ описанных методов оптимизации. На основании проведенного обзора и анализа сделан вывод о предпочтительном методе оптимизации многокаскадных СВЧ аттенюаторов и сделана оценка полученных результатов.

В компьютерных САПР используется большое многообразие методов оптимизации. Например, в Microwave Office используются следующие методы оптимизации: случайный локально (random local), симплексный (simplex), градиентный (gradient), равномерное генетическое изменение (genetic uniform mutation), гаусовское генетическое изменение (genetic Gaussian mutation), симплексный метод имитации отжига (simulated annealing simplex), локальный метод имитации отжига (simulated annealing local) и некоторые другие методы.

Рассмотрим принцип симплексного метода оптимизации. Симплекс – это правильный многогранник, имеющий $n+1$ вершин, где n – число факторов влияющих на процесс оптимизации. Так, например, если на процесс влияет 2 фактора, то симплекс имеет вид правильного треугольника. Тогда принцип симплексного метода представлен на рисунок 3.31.

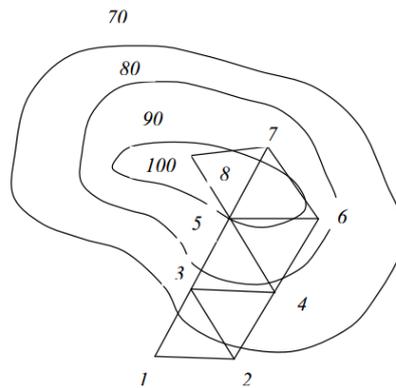


Рисунок 3.31 – Симплексный метод оптимизации

Началом серии опытов являются вершины исходного треугольника (симплекса), точки 1, 2 и 3. Из области значений факторов берутся условия первых опытов, соответствующих наиболее благоприятным из известных режимов оптимизируемого процесса. Далее на основе сравнения между собой результатов опытов в исходных точках (точки 1, 2 и 3), определяется самый неблагоприятный из них исходя из выбранного критерия оптимальности. Допустим, что в нашем случае самым плохим опытом оказался опыт в точке 1, относительно других опытов в точках 2 и 3.

Следующий шаг, сравниваются результаты опытов нового симплекса (точки 2, 3 и 4). Сравниваем результаты между собой и исключаем вершину (точку 2) результаты опыта в которой оказались худшими. Далее определяем новую вершину симплекса (точка 5). Данная операция повторяется в течение всего процесса оптимизации.

Процесс оптимизации и как следствие дальнейшее продвижение симплекса прекращается, если выполняется условие достижения экстремума в соответствии с критерием оптимальности. Это означает, что при дальнейшем продвижении симплекса, алгоритм вернёт его в предыдущую точку факторного пространства. Так же отметим, что симплексный метод, как и большинство других методов оптимизации, является локальным

методом поиска экстремума. Поэтому, если функция имеет несколько экстремумов критерия оптимальности, то симплексный метод найдёт тот экстремум, который ближе всего находится к точкам исходного симплекса. Из этого следует, что если существует задача поиска нескольких экстремумов, необходимо начинать оптимизацию каждый раз из разных областей факторного пространства. После чего, необходимо провести сравнительный анализ найденных оптимальных условий и выбрать из них наилучший.

Необходимо заметить, что при использовании данного метода не обязательно повторять опыты. Так как ошибка в каком-то одном опыте лишь замедлит оптимизацию и если следующие опыты выполняются без ошибок, то продвижение симплекса к оптимальному значению продолжается.

Частный случай симплексного метода оптимизации, это поиск оптимального экстремума по деформируемому многограннику. Он представляет собой распространённый метод локального поиска. Так же его называют методом Нелдера-Мида, по фамилиям авторов этого метода. Предположим, что существует также 2 переменные, влияющие на процесс. Тогда симплексом соответственно будет являться равносторонний треугольник. И точки испытаний находятся в вершинах этого симплекса (треугольника), представленного на рисунке 3.32.

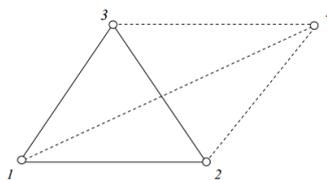


Рисунок 3.32 – Симплекс в форме равностороннего треугольника (2 переменные)

Тогда из вершины симплекса, где целевая функция минимальна, в данном случае точка 1, спроецируем прямую, проходящую через центр тяжести симплекса. После чего необходимо построить новый, так называемый отражённый симплекс из новой точки 4 и старых точек 2 и 3. При том точка 4 находится на проецируемой прямой с надлежащим расстоянием до центра тяжести симплекса. Данная операция, при которой с каждым шагом симплекса исключается вершина (точка) с максимальной целевой функцией, обеспечивает движение к экстремуму. Так же существует правило предотвращения циклического движения в области минимума и уменьшения размера симплекса.

Применение регулярных многогранников имеет ряд недостатков, таких как неоптимальный поиск в искривлённых областях, замедление поиска экстремумов в некоторых ситуациях. В свою очередь деформация многогранника симплекса позволяет изменять свою форму и размер, что обеспечивает более эффективный поиск оптимума в многомерных поверхностях. Пример работы метода деформируемого многогранника представлен на рисунке 3.33.

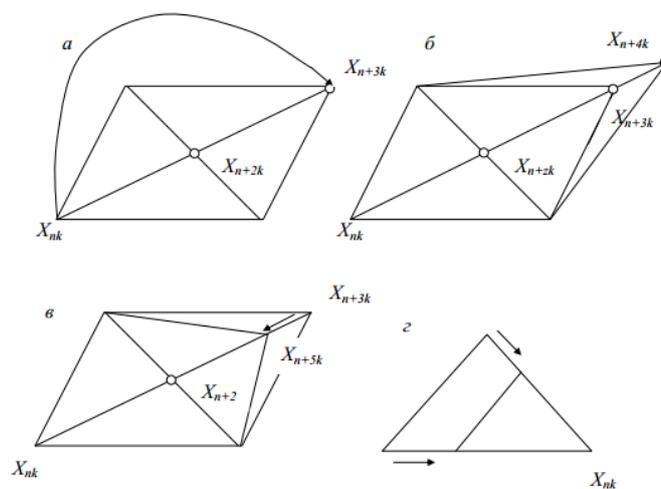


Рисунок 3.33 – Метод деформируемого многогранника

Градиентные методы оптимизации представлены следующими методами, градиентный метод с дроблением шага, градиентный метод с постоянным шагом, градиентный спуск с заранее заданным шагом, метод наискорейшего градиентного спуска, ускоренный градиентный метод. Основная идея этих методов заключается в поиске направления быстрого спуска. Данное направление есть антиградиент, ведущий к нахождению экстремума.

Общим и наиболее важным моментом для описанных выше методов оптимизации является определение первоначального облика (или структуры) СВЧ системы или устройства, а также нахождение хорошего начального приближения параметров элементов или объектов, входящих в эти структуры. Вот почему составление эквивалентных схем различной сложности и нахождение различного вида теоретических ограничений всегда является актуальным при разработке частотно-избирательных и широкополосных СВЧ устройств. Именно эти вопросы были рассмотрены во второй и третьем разделах данной работы. Без решения этих задач применение компьютерных САПР, даже самых современных не гарантирует получение конкурентоспособных технических характеристик.

При практической оптимизации многокаскадных аттенюаторов в качестве метода оптимизации был использован градиентный метод. Как показали результаты моделирования, градиентный метод в данном случае обеспечивал нахождение оптимума за наименьшее время. На рисунках 3.34 и 3.35 приведена схема двухкаскадного аттенюатора с оптимальными параметрами элементов согласующих цепей 2-го порядка и частотная зависимость КСВ после оптимизации. В качестве целевой функции при оптимизации использовалось значение КСВ в заданном диапазоне рабочих частот.

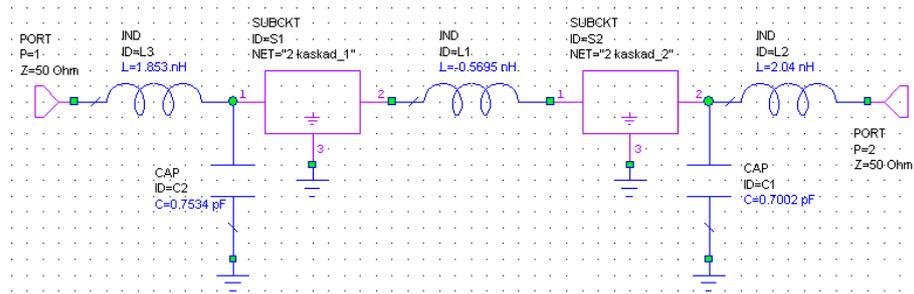


Рисунок 3.34 – Схема двухкаскадного аттенюатора с оптимальными параметрами элементов согласующих цепей второго порядка

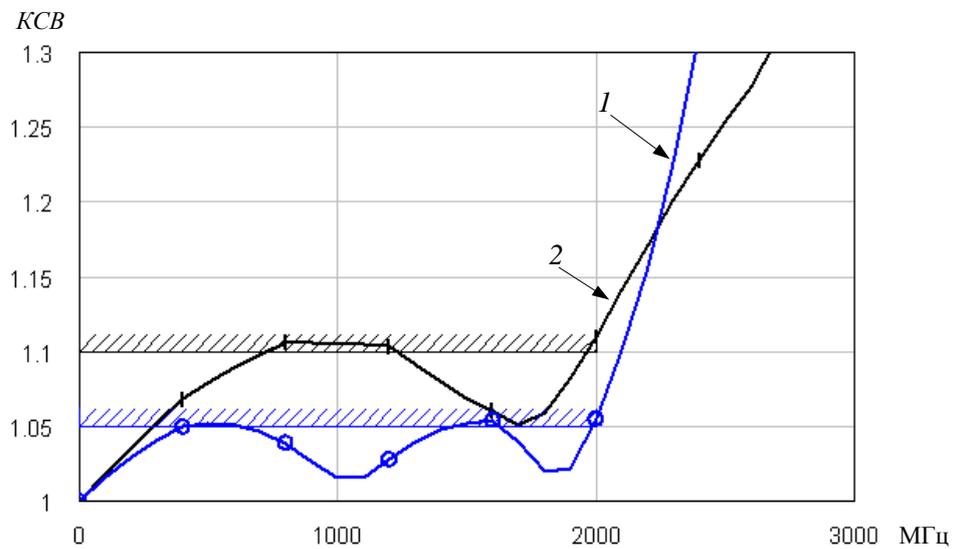


Рисунок 3.35 – Результаты оптимизации двухкаскадного аттенюатора с согласующими цепями второго порядка, где 1 – частотная зависимость КСВ по входу, а 2 – по выходу

Как видно из графиков (см. рисунок 3.35), в результате оптимизации КСВ по входу во всей полосе рабочих частот (0-2 ГГц) не превышает 1,05.

На рисунке 3.36 приведена схема двухкаскадного аттенюатора с оптимальными параметрами элементов согласующих цепей 4-го порядка и на рисунке 3.37 частотная зависимость КСВ после оптимизации. В качестве целевой функции при оптимизации также, как и в предыдущем случае, использовалось значение КСВ в заданном диапазоне рабочих частот.

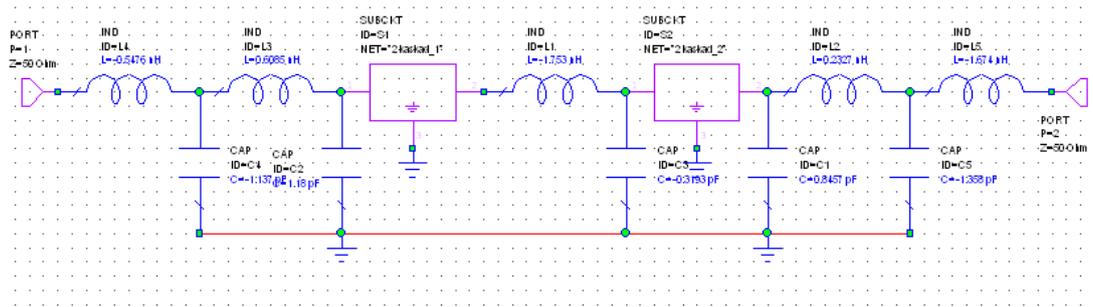


Рисунок 3.36 – Схема двухкаскадного аттенюатора с оптимальными параметрами элементов согласующих цепей четвертого порядка

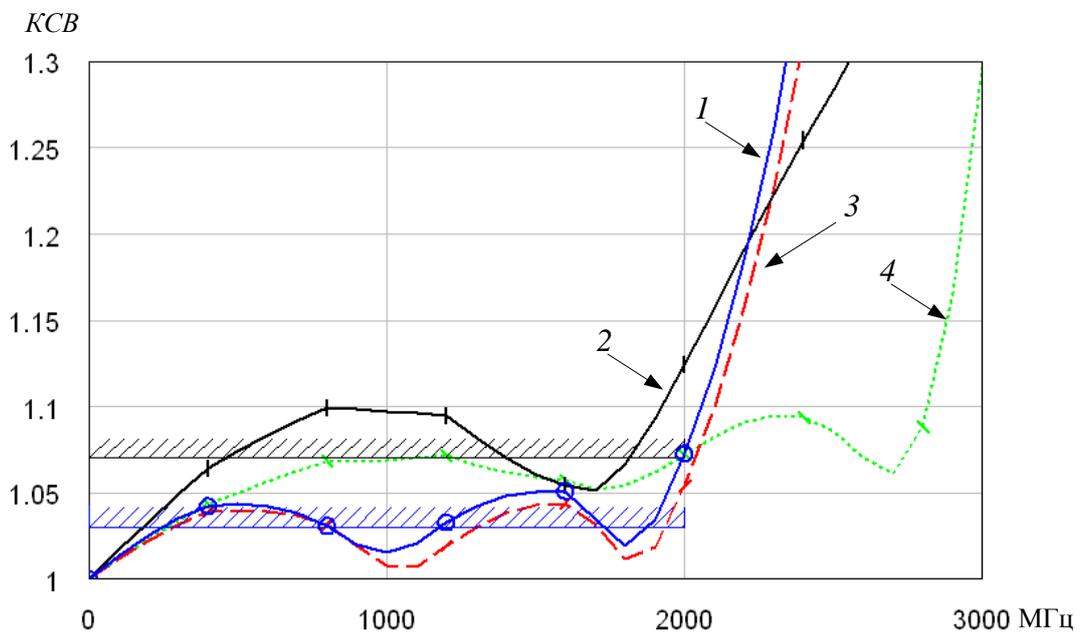


Рисунок 3.37 – Результаты оптимизации многокаскадного аттенюатора с согласующими цепями четвертого порядка

Как видно из графиков на рисунке 3.37 (1 и 2 линия – частотная зависимость КСВ многокаскадного СВЧ аттенюатора с согласующими цепями второго порядка по входу и выходу соответственно, а 3 и 4 линия – с согласующими цепями четвертого порядка по входу и выходу), при использовании согласующих цепей четвертого порядка полоса рабочих частот существенно расширяется (0-3 ГГц) по сравнению с предыдущим случаем использования согласующих цепей второго порядка.

В заключении отметим, что полученные результаты можно считать с высокой степенью достоверности глобальным оптимумом, поскольку оптимальные АЧХ имеют практически равноволновые пульсации в заданной при оптимизации полосе рабочих частот, что соответствует принципу чебышёвского альтернанса для оптимальных полосовых СВЧ цепей [61].

3.4. Выводы

1. Предложенный в работе метод многокаскадного построения аттенюаторов позволяет увеличивать входную мощность пропорционально количеству используемых согласованных каскадов.
2. Многокаскадное построение аттенюаторов позволяет существенно расширить полосу рабочих частот за счет уменьшения мощности рассеивания на каждом каскаде.
3. Сформированные в данном разделе эквивалентные схемы СВЧ аттенюаторов на планарных пленочных резисторах позволили определить хорошее начальное приближение для микрополосковой топологии согласованных аттенюаторов и отдельных каскадов.
4. Применение в качестве согласующих цепей чебышёвских фильтров нижних частот 2-4 порядка позволило спроектировать мощные СВЧ аттенюаторы, предназначенные для работы в полосе частот 0-3 ГГц.
5. На основе фильтра гармоник в виде одинаковых отрезков линий передачи и ступенчатым изменением волнового сопротивления при введении в него планарных пленочных резисторов можно получить заданное вносимое затухание и высокое качество согласования в полосе частот, соответствующей ограничению Бодэ-Фано.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МОЩНЫХ СВЧ АТТЕНЮАТОРОВ НА ПЛАНАРНЫХ ПЛЁНОЧНЫХ РЕЗИСТОРАХ

В данной главе рассматриваются основные принципы проектирования и конструктивной реализации, многокаскадных СВЧ аттенюаторов реализованных на планарных плёночных резисторах. Описаны конструкции многокаскадных СВЧ аттенюаторов и их экспериментальные параметры. Разработка конструкции СВЧ аттенюаторов реализовывалась на основании компьютерного моделирования, которое в последующем была сопоставлена с полученными экспериментальными данными. Как говорилось в введении при проектировании и конструировании широкополосных СВЧ аттенюаторов довольно часто используют трубчатые керамические поглотители с принудительным жидкостным охлаждением[89]. В настоящее время такие фирмы как Bird Electronic (США), SR Technology (США) , Huber Suhner (Швейцария) , Spinner (Германия) производят широкий спектр коаксиальных нагрузок. СВЧ аттенюаторы изготавливаемые данными фирмами как правило имеют максимальную допустимую рассеиваемую мощность в непрерывном режиме составляет несколько сотен ватт.

В этой главе описаны результаты разработок и экспериментальных исследований некоторых СВЧ аттенюаторов изготовленных с помощью планарных плёночных резисторов. Так же проведён анализ многокаскадной структуры СВЧ аттенюатора. Входное сопротивление исследуемых аттенюаторов 50 Ом. Полоса рабочих частот от 0 до 1500 МГц. Аттенюаторы содержат планарные плёночные резисторы изготовленные на диэлектрическом основании из бериллиевой керамики (4 мм) и поликора (1 мм).

4.1. Многокаскадные СВЧ аттенюаторы на планарных плёночных резисторах выполненные на одной диэлектрической подложке

В данном разделе представлены основные конструкции и функциональные схемы разработанных аттенюаторов на планарных пленочных резисторах выполненные на одной диэлектрической подложке. Как известно [9], планарный пленочный резистор на основе диэлектрической подложки из бериллиевой керамики (20x20x4 мм), установленный на радиатор с воздушным охлаждением, способен рассеивать мощность до 200 Вт. Использование нескольких каскадов в виде симметричных согласованных Т-образных и П-образных структур позволяет рассредоточить выделение тепловой мощности аттенюатора на большую площадь. Разработанные конструкции мощных многокаскадных широкополосных СВЧ аттенюаторов на планарных пленочных резисторах предназначены для контроля параметров выходного сигнала передающих устройств цифрового телевидения и систем связи.

По предложенному в третьей главе методу (см. рисунки 3.23 и 3.24) был спроектирован и изготовлен однокаскадный и двухкаскадный аттенюаторы, содержащий согласованные звенья в виде симметричных Т-образных структур (см. рисунки 4.1 и 4.2). Т-образные звенья расположены на общей диэлектрической подложке из поликора. Оба аттенюатора рассчитаны на уровень входной допустимой мощности 10 Вт с коэффициентом вносимого затухания 10 дБ.



Рисунок 4.1 – Однокаскадный СВЧ аттенюатор на симметричной Т-образной структуре



Рисунок 4.2 – Двухкаскадный СВЧ аттенюатор на симметричной Т-образной структуре

При экспериментальном исследовании с помощью измерителя модуля коэффициента передачи и отражения P2M-04 фирмы «Микран» (РФ) были получены графики зависимости КСВ во всей полосе рабочих частот описываемых конструкций СВЧ аттенюаторов представленные на рисунках 4.1 и 4.2. Двухкаскадный аттенюатор спроектирован и выполнен исходя из условия равномерного распределения мощности по каскадам, что позволяет расширить полосу рабочих частот.

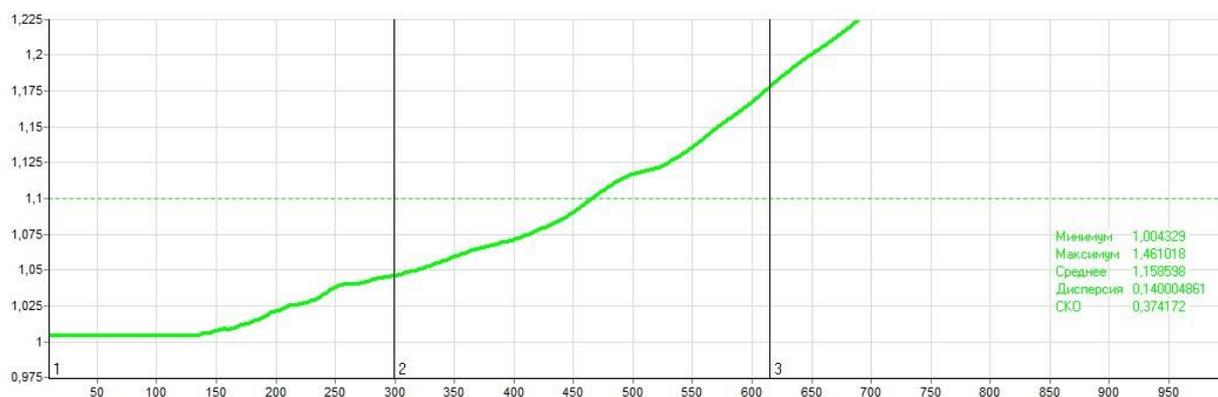


Рисунок 4.3 – КСВ однокаскадного СВЧ аттенюатора

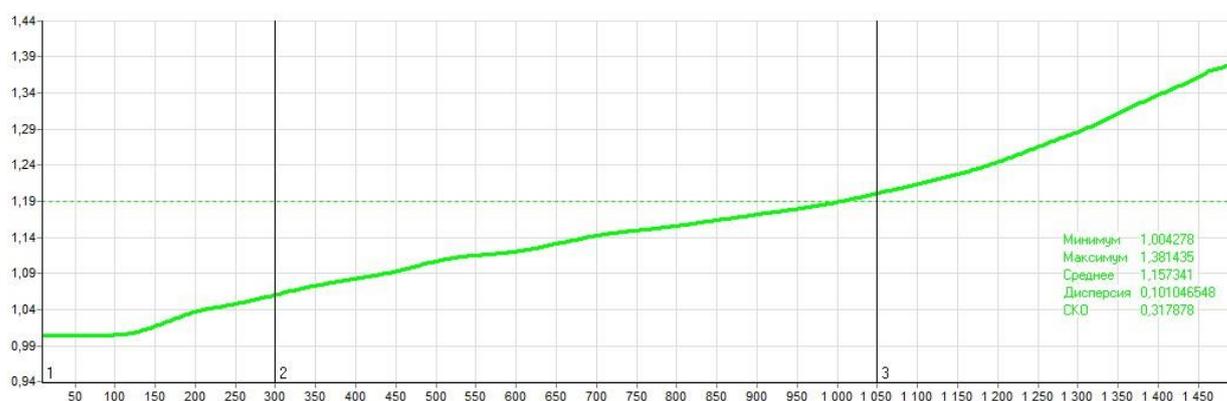


Рисунок 4.4 – КСВ двухкаскадного СВЧ аттенюатора

Как видно из рассмотрения графиков (см. рисунки 4.3 и 4.4) имеется хорошее соответствие с численным электродинамическим моделированием, проведенным в третьей главе диссертационной работы. Приведенные графики КСВ показывают, что действительно, увеличение количества каскадов приводит к существенному расширению полосы рабочих частот.

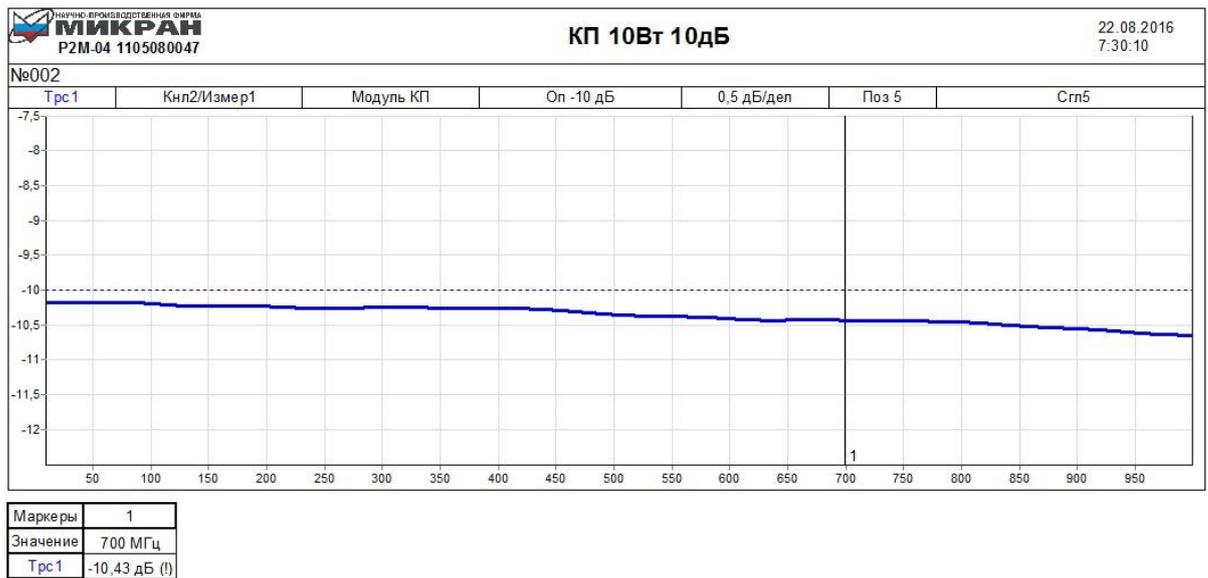


Рисунок 4.5 – Коэффициент передачи однокаскадного СВЧ аттенюатора

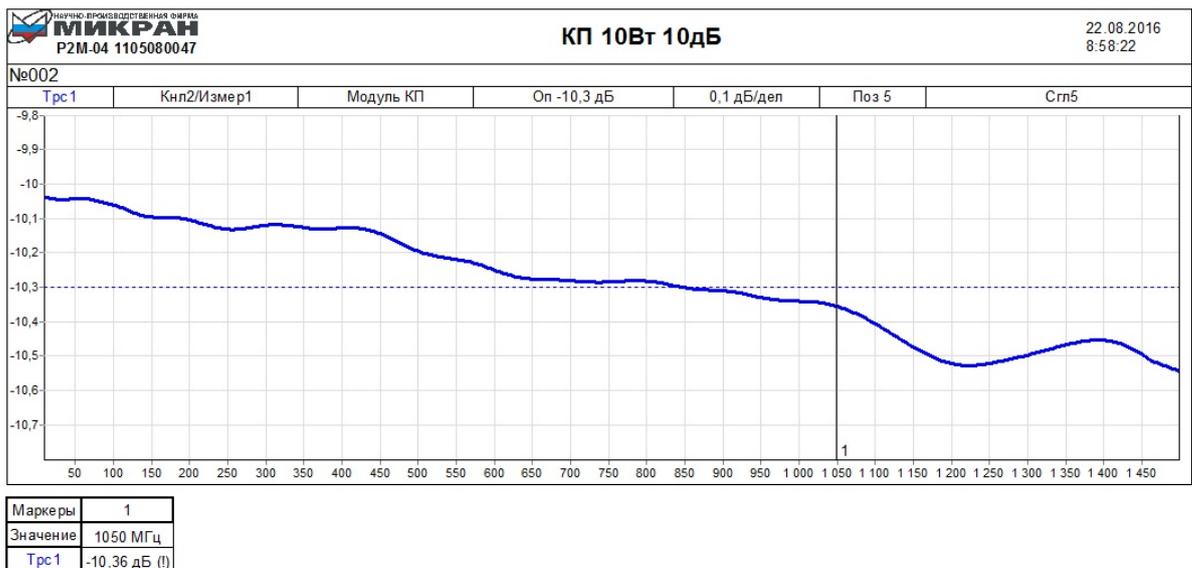


Рисунок 4.6 – Коэффициент передачи двухкаскадного СВЧ аттенюатора

На представленных выше рисунках 4.5 и 4.6 изображены графики частотной зависимости коэффициентов передачи, из которых видно, что неравномерность коэффициента передачи в полосе рабочих частот составляет не более $\pm 0,5$ дБ. Из рассмотрения и анализа графиков, представленных на рисунках 4.5 и 4.6 и графика, полученного с помощью компьютерного моделирования на рисунке 3.25, видно, что данные полученные экспериментально близки к данным, полученным с помощью компьютерного моделирования.

Таким образом, экспериментальные исследования показали достоверность теоретического рассмотрения и подтвердили основные идеи работы и защищаемые положения. В многокаскадных аттенуаторах, выполненных на согласованных звеньях, при фиксированной полосе пропускания можно наращивать уровень входной допустимой мощности пропорционально числу каскадов. При фиксированном уровне входной СВЧ мощности за счет увеличения каскадов можно расширить полосу частот, пропорционально числу каскадов.

4.2 Приборные аттенуаторы для передающей радио - телевизионной аппаратуры на разных диэлектрических подложках

В данном подразделе рассмотрим приборные СВЧ аттенуаторы с полосой рабочих частот от 0 до 3 ГГц и входной СВЧ мощностью до 200-300 Вт, выполненные на разных диэлектрических подложках. Данные СВЧ аттенуаторы используются в комплекте с такими приборами как спектроанализатор или измеритель мощности СВЧ сигнала. Требования, предъявляемые к таким устройствам, это малая неравномерность коэффициента затухания и низкое КСВ в полосе рабочих частот. Высокие результаты при теоретических расчётах показал метод двойного каскадирования, описанный в подразделе 3.2 и его оптимизации, описанной в

подразделе 3.3. При заданной входной мощности в десятки Вт, представляется возможным изготавливать данные СВЧ аттенюаторы состоящие из двух диэлектрических подложек, на которых реализовано два каскада (см. рисунок 3.28) с согласующими элементами (см. рисунок 3.35). Обе диэлектрические подложки располагаются на одном медном основании. Данную конструкцию реализуют в последующем устанавливают на алюминиевый радиатор. Пример такого приборного СВЧ аттенюатора представлен на рисунке 4.7.

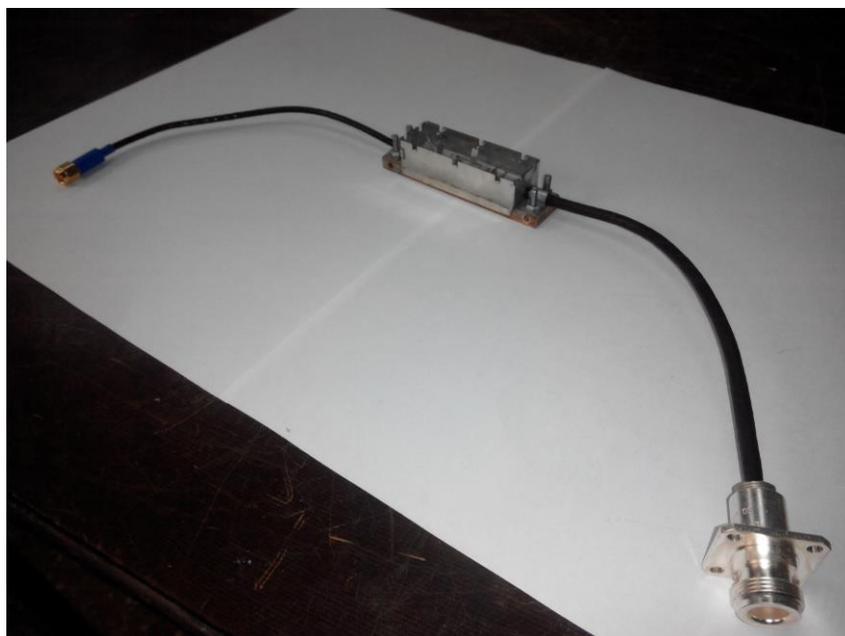


Рисунок 4.7 – Приборный СВЧ аттенюатор на 50 Вт.

Достоинством данной конструкции является малые массогабаритные параметры. А так же высокая стабильность КСВ и коэффициента передачи в зависимости от частоты. На рисунке 4.8 представлена частотная зависимость уровня КСВ данного СВЧ аттенюатора. Полоса рабочих частот по уровню $КСВ \leq 1,1$ составляет от 0 до 1 ГГц.

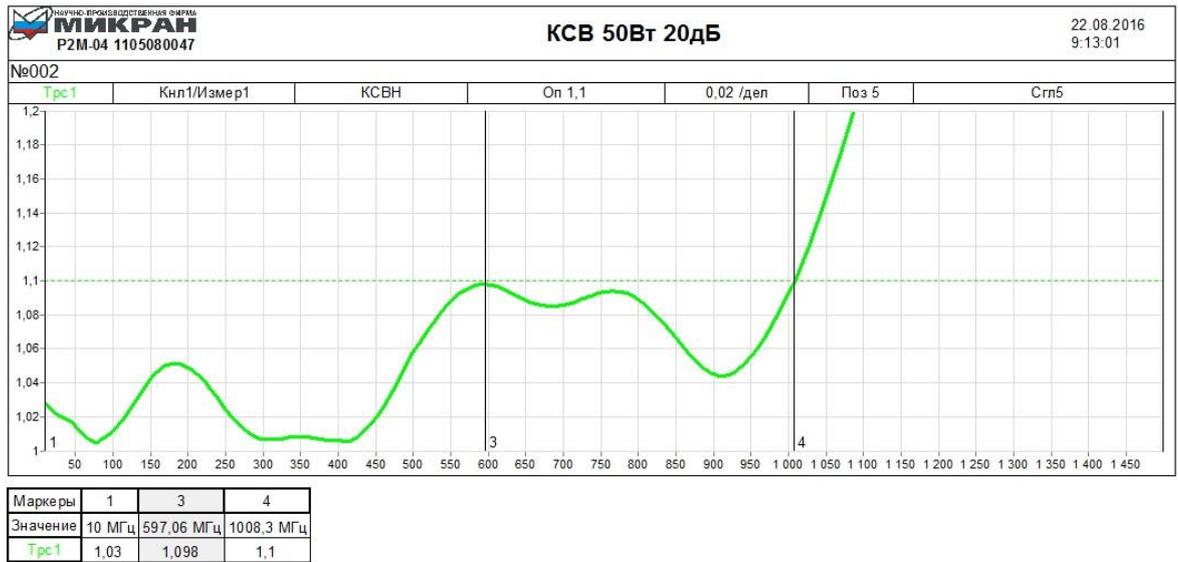


Рисунок 4.8 – КСВ приборного СВЧ аттенюатора

Частотная зависимость коэффициента передачи приборного СВЧ аттенюатора на уровень входной мощности 50 Вт изображена на рисунке 4.9. Из которого видно что неравномерность коэффициента передачи в полосе рабочих частот до 1 ГГц составляет не более $\pm 0,3$ дБ.

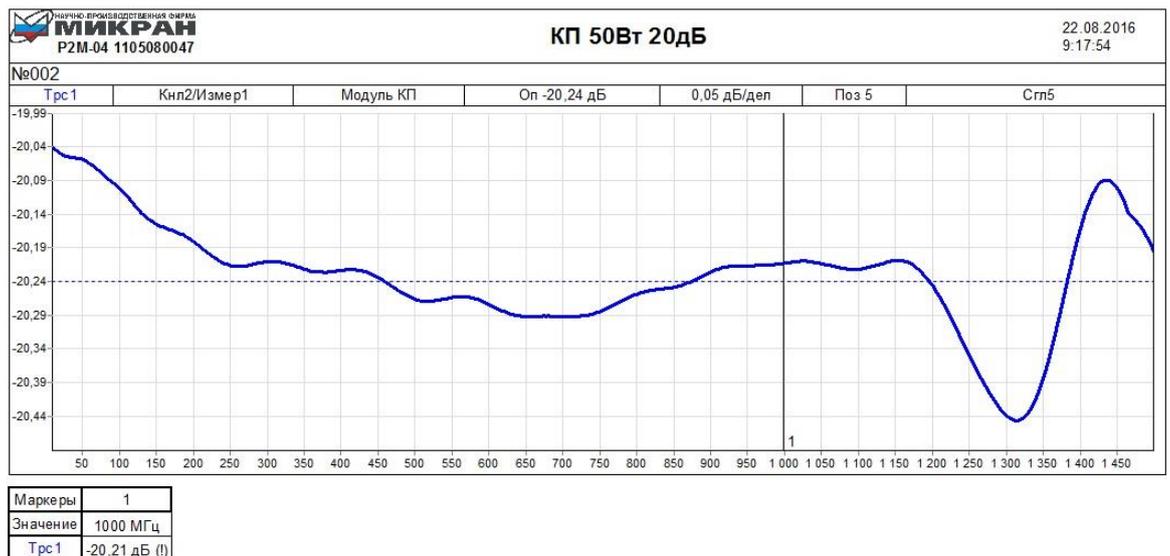


Рисунок 4.9 – Коэффициент передачи приборного СВЧ аттенюатора

В СВЧ аттенюаторах с уровнем входной мощности в сотни Вт, возникает необходимость принудительного охлаждения. В свою очередь, разработчики аналогичных коаксиальных СВЧ аттенюаторов используют жидкостное охлаждение. Это связано с необходимостью отводить такую же СВЧ мощность но с меньшей площади, что обусловлено особенностями конструкции коаксиальных СВЧ аттенюаторов.



Рисунок 4.10 – СВЧ аттенюатор (внешний вид) на уровень мощности 100 Вт с коэффициентом затухания 20 дБ

Один из вариантов экспериментального аттенюатора с принудительным воздушным охлаждением представлен на рисунке 4.10. Данный аттенюатор выполнен в виде Т-образной симметричной структуры. Описываемый аттенюатор содержит четыре планарных пленочных резистора расположенных на отдельных диэлектрических подложках из окиси бериллия (BeO), соединённых по Т-образной симметричной схеме. Аттенюатор рассчитан на входную мощность до 100 Вт в непрерывном режиме.

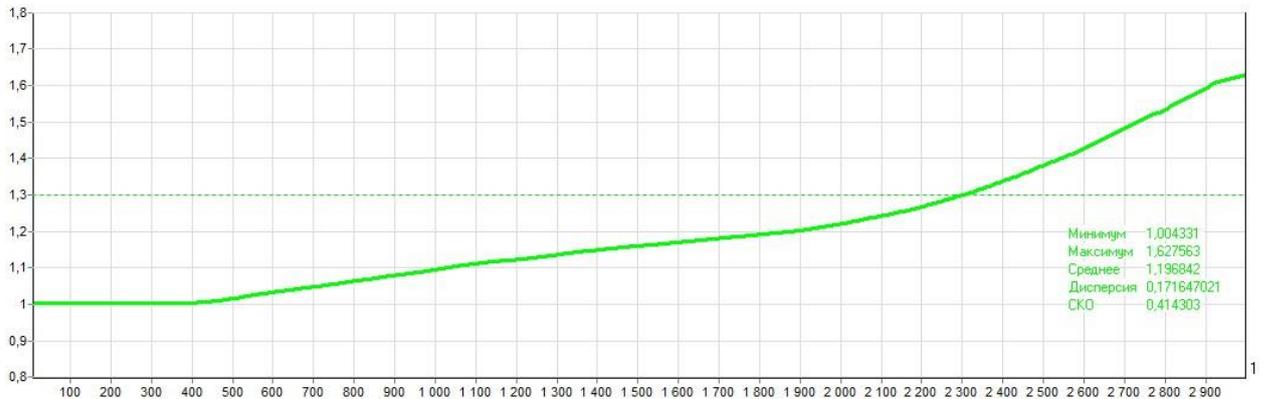


Рисунок 4.11 – Экспериментальная частотная зависимость КСВ СВЧ аттенюатора мощностью 100 Вт

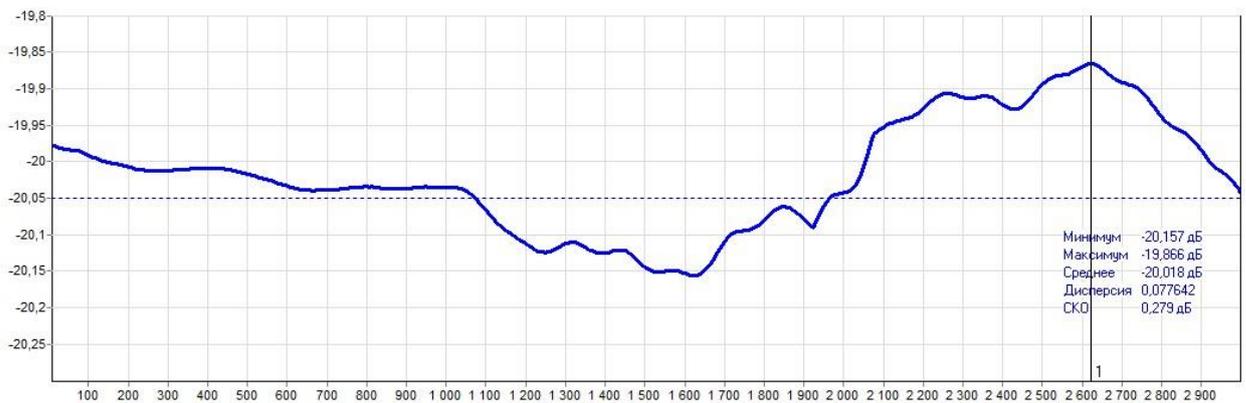


Рисунок 4.12 – Частотная зависимость коэффициента передачи однокаскадного СВЧ аттенюатора

На рисунках 4.11 и 4.12 представлены графики частотной зависимости КСВ и коэффициента передачи экспериментального аттенюатора мощностью 100 Вт. Из рассмотрения представленных графиков видно, что полоса частот по уровню КСВ=1,2 составляет 1,85 ГГц, а неравномерность коэффициента передачи в полосе рабочих частот не более $\pm 0,2$ дБ.

Проведённые эксперименты показали, что при температуре свыше $+120^{\circ}\text{C}$ происходит деградация резистивного слоя, номинальные значения планарных плёночных резисторов необратимо изменяются, что соответственно приводит к рассогласованию СВЧ аттенюатора в целом. По сравнению с коаксиальными аттенюаторами, аттенюаторы на планарных плёночных резисторах имеют преимущество в ремонтпригодности. Так как при превышении входной мощности выгорает резистор находящийся на одной подложке. И для ремонта необходимо заменить только одну подложку. В свою очередь при выходе из строя коаксиального аттенюатора, крайне трудно, а иногда невозможно заменить центральный проводник, на который нанесён резистивный слой. На рисунке 4.13 представлен вариант конструктивной реализации многокаскадного широкополосного СВЧ аттенюатора с уровнем входной мощности 300 Вт. Выполненного в виде симметричных Т-образных структур на разных диэлектрических подложках.



Рисунок 4.13 – Многокаскадный СВЧ аттенюатор с входной мощностью 300 Вт.

Данный аттенюатор благодаря принудительному воздушному охлаждению позволяет рассеивать 300 Вт тепловой энергии в постоянном режиме при температуре окружающей среды до $+40^{\circ}\text{C}$. Данная конструкция является унифицированной и использовалась при разработке менее мощных аттенюаторов.

4.3 Выводы

1. Проведено практическое сравнение рассчитанных ранее, однокаскадного и многокаскадного СВЧ аттенюатора выполненного на одной диэлектрической подложке. С коэффициентом передачи по мощности -10 дБ и одинаковой входной СВЧ мощностью.
2. Выполнен анализ полученных данных, который показал, что при сохранении уровня входной мощности и коэффициента передачи по мощности, увеличение числа каскадов даёт значительное расширение полосы рабочих частот.
3. Исследован СВЧ аттенюатор реализованный по методу двойного каскадирования, описанного в главе 3. Проведена оценка частотной зависимости уровня КСВ и коэффициента передачи по мощности, данного СВЧ аттенюатора.
4. Соответствие результатов расчётов экспериментальным данным подтверждает возможность расширения полосы рабочих частот и увеличения входной СВЧ мощности предложенными методами.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные теоретические и практические результаты, изложенные в данной работе, состоят в следующем.

На основе аналитического обзора литературы сделан вывод о перспективности построения многокаскадных СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности и согласованных нагрузок на планарных пленочных резисторах, выполненных по микрополосковой технологии с использованием диэлектрической подложки из окиси бериллия и установленных на внешний радиатор с принудительным воздушным охлаждением.

Получена теоретическая оценка предельно достижимой полосы рабочих частот для СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности, выполненных на основе многокаскадного включения согласованных симметричных структур, содержащих планарные пленочные резисторы.

Для увеличения входной СВЧ мощности или полосы рабочих частот аттенюатора предложено каскадное включение симметричных согласованных структур, выполненных на отдельных диэлектрических подложках.

Разработан метод расширения полосы рабочих частот при фиксированной мощности входного СВЧ сигнала с помощью каскадного включения нескольких симметричных структур аттенюатора, выполненных на планарных пленочных резисторах, которые расположены на одной диэлектрической подложке.

Созданы и исследованы экспериментальные образцы мощных СВЧ аттенюаторов и нагрузок на основе планарных пленочных резисторов. Разработанные мощные аттенюаторы имеют высокое качество согласования на частотах до 4 ГГц. Полученные параметры для сверхширокополосных

СВЧ аттенюаторов и нагрузок удовлетворяют требованиям стандарта РФ на передающую телевизионную и радиовещательную аппаратуру.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мещанов В.П. Перспективы и тенденции развития нагрузочных устройств СВЧ / В.П. Мещанов, Н.Ф. Попова, Н.В. Романова // Электронная промышленность. – 2000. – №3. – С. 79 – 95.
2. Гудков А.Г. Микрополосковые аттенюаторы и нагрузки / А.Г. Гудков // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы радиоэлектроники. – 1989. – Вып.5. – С. 59 – 82.
3. Кац Б.М. Нагрузочные устройства СВЧ для линий передачи с Т- и квази – Т волнами / В.М. Кац, В.П. Мещанов, Н.Ф. Попова // Обзоры по электронной технике. Сер. 1 Электроника СВЧ. – Москва: ЦНИИ “Электроника”, 1986. – Вып. 2(1165). – 35 с.
4. Бушминский И.П. Использование микрополосковой линии с повышенным затуханием при конструировании пассивных СВЧ – элементов / И.П. Бушминский, А.Г. Гудков // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Общетеχνическая». – 1978. – Вып.2. – С. 29 – 31.
5. Айзенберг Э.В. Мощная широкополосная СВЧ – нагрузка / Э.В. Айзенберг // Электронная техника. Серия «Электроника СВЧ». – 1983. – Вып.6. – С. 11 – 15.
6. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под ред. В.И. Вольмана. – Москва: Радио и связь, 1982. – 328 с.
7. Ильинский А.С. Колебания и волны в электродинамических системах с потерями / А.С. Ильинский, Г.Я. Слепак. – Москва: Издательство МГУ, 1983. – 371 с.
8. Давидович М.В. Электродинамическое моделирование неоднородных линий с потерями: расчёт нагрузок и аттенюаторов / М.В.

Давидович, В.П. Мещанов, А.С. Никулина, Н.Ф. Попова // Электронная промышленность. – 2000. – №1. – С. 73 – 83

9. Рубанович М. Г. Сверхширокополосные аттенюаторы высокого уровня мощности = Ultra-wideband high power attenuators : монография / М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталева, В. П. Разинкин. - Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2015. - 332 с. - 3000 экз. - ISBN 978-57782-2831-3.

10. Давидович М.В. Новые интегральные уравнения электродинамики на основе регуляризации ядер. Направляющие линии, функциональные устройства, элементы технологических установок СВЧ / М.В. Давидович // Межвуз. Научн. Сборн. – Саратов: Саратовск. гос. техн. ун-т, 1997. – С. 18 – 28.

11. Никольский В.В. Импедансное интегральное уравнение для планарных структур с потерями / В.В. Никольский, А.Ю. Козлов // В кн. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ. Межвуз. сб. трудов МИРЭА. –Москва, 1987. – С. 12 – 16.

12. Корж И.А., Зима В.Н., Евдокимов М.А. Мощные плёночные резисторы на подложках из AlN и Al₂O₃ для ВЧ аттенюаторов большой мощности. Труды международной научно-технической конференции РЭИС-2011

13. Особенности проектирования дискретно подгоняемых плёночных резисторов / И.К. Саттаров, Ю.П. Ермолаев, Р.М. Овечкин, А.М. Ефимов // Электронное приборостроение. – 2001. – №3. – С. 66 – 81.

14. Кубалов Р.И. Синтез распределённых резистивных структур СВЧ – микросхем / Р.И. Кубалов, А.С. Ястребов // Сб. научн. трудов учебных заведений связи. Гос. университет телекоммуникаций. – Санкт – Петербург, 1997. – №163. – С. 93 – 97.

15. Крючатов В.И. Исследование нагрузочных характеристик плёночных резисторов при импульсном режиме работы и способов их

повышения / В.И. Крючатов // Электронное приборостроение. – 1998. – №6. – С. 50 – 56.

16. Lacombe D. A Multioktave Microstrip 50 – 54 Termination. - IEEE Trans. On Microvave and Techn., 1972, v. MTT – 20, № 4.

17. Linner L.I.P. Theory and Design of Broad Band Nongrounded Matched Loads for Planar Circuits / L.I.P. Linner, H.B. Lunden – IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn., 1986, v. MTT – 34, № 8.

18. Fisher V., Wiesbeck W. Widerband Microstrip Termination. – NTZ, 1973, Heft 2.

19. Но С.У. VSWR, Power dissipation. Key of film resistors. – Microvaves, 1981, v. 20, № 13, p. 81 – 92.

20. Тишер Ф. Техника измерений на сверхвысоких частотах. / Ф. Тишер // Перевод с англ. Под ред. Сретенского В.Н. – Москва: ГИФМЛ, 1963. – 363 с.

21. Черкин В.И. Расчёт плёночных СВЧ – нагрузок / В.И. Черкин, И.И. Пивоваров, А.С. Клименков // Электронная техника. Серия «Комплексная миниатюризация радиоэлектронных устройств и систем». – 1976. – Вып.1. – С. 47 – 49.

22. Ребане В.А. Метод расчёта распределённой тонкоплёночной СВЧ – нагрузки повышенной мощности / В.А. Ребане, С.Н. Извольский // Электронная техника. Серия «Электроника СВЧ». – 1983. – Вып.6. – С. 40 – 41.

23. Патент РФ № 2477910 (РФ). Мощный аттенюатор. Евдокимов М. А. Опубликовано 20.03.2013, H01P1/22

24. Хренова А.И. Широкополосные микрополосковые фиксированные аттенюаторы / А.И. Хренова, А.И. Попов // Электронная техника. Серия «Микроэлектронные устройства». – 1980. – Вып.5. – С. 22 – 24.

25. В.И. Вольмана Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств – М.: Радио и связь, 1982, 328 с.
26. Patent 4309667 (USA). Microwave T – Type Attenuator Network. Goldman M. – Filed 5.05.80; published 5.01.82. МКИ H01 P 1/22.
27. Бондаревский А.С. Элементы СВЧ – тракта в микрополосковом исполнении / А.С. Бондаревский, Ю.А. Вертышев, В.А. Солдатов // Электронная промышленность. – 1977. – Вып.5. – С. 12-13.
28. Горячев Ю.А. Анализ тонкоплёночных резистивных элементов / Ю.А. Горячев Ю.А., Г.И. Шишков // Техника средств связи. Серия «Радиоизмерительная техника». – 1981. – Вып. 4. – С. 46 – 47.
29. Конструирование широкополосных фиксированных ЧИП – аттенуаторов для СВЧ – ГИС / Подмогаев В.Е. и др. // В кн.: Конструктивно – технологические методы миниатюризации высокочастотной аппаратуры. Труды РТИ АН СССР. – 1982. – С. 118 – 131.
30. Шишков Г.И. Исследования аттенуаторов на полосковых линиях, используемых в автоматизированных измерительных приборах / Г.И. Шишков, О.И. Раевская, Ю.А. Горячев // Техника средств связи. Серия «Радиоизмерительная техника». – 1981. – Вып.4. – С. 28 – 30.
31. Гудков А.Г. Анализ и оптимизация дискретных фазостабильных аттенуаторов на p-n диодах / А.Г. Гудков // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Общие вопросы радиоэлектроники». – 1985. – Вып. 7. – С. 47 – 48.
32. Linner. L I.P. Near – Optimum Design of Broadband Non – Grounded Attenuator / L.I.P. Linner, M.A. Larsson // Near Pros. 15th. European Microwave Conf., Paris. – 1985. – P. 237.
33. Математическая модель электромагнитных процессов в планарных пленочных резисторах / М. Г. Рубанович, А. П. Горбачёв, Ю.В. Востряков, В. П. Разинкин // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – № 3. – С. 61–70.

34. Рубанович М. Г. Декомпозиционный метод моделирования электромагнитных процессов в планарных плёночных резисторах / М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталева, П. Г. Богомолков // Сборник научных трудов Sworld. – Вып 1. – Т. 9, Одесса, Куприянов С.В. – 2014 – С. 30–34. – Тема вып. Современные направления теоретических и прикладных исследований – 2014.

35. Mathematical model of microwave high-power microstrip loads = [Математическая модель мощных СВЧ микрополосковых нагрузок] / M. Rubanovitch, V. Razinkin, V. Khrustalev, S. Matvejev // Proc 3th IEEE-Russia Conf Microwave electronics (MEMIA'2001). – Novosibirsk : NSTU, 2001. – P. 216–219.

36. Бушминский И.П. Конструирование и технология плёночных СВЧ микросхем / И.П. Бушминский, Г.В. Морозов. – Москва: Высшая школа, 1978. – 142 с.

37. Кухаркин Е.С. Машинные методы расчета в инженерной электрофизике / Е.С. Кухаркин, Б.В. Сестрорецкий. – Москва: Моск. энерг. ин – т, 1986. – 68 с.

38. Рамо С. Поля и волны в современной радиотехнике / С. Рамо, Дж. Уинери. – Москва: ОГИЗ, 1948. – 631 с.

39. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. -М.: Иностран. литер., 1948. - 641 с. Калантаров П. А. Расчет индуктивностей : справ. кн. / П. А. Калантаров, Л. А. Цейтлин. – Ленинград: Энергоатомиздат, 1986. – 487 с.

40. Фано Р.М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов: Пер. с англ. / Под ред. Г.Н. Слободенюка. -М.: Сов. Радио, 1965. - 69 с.

41. Матвеев А. Н. Электричество и магнетизм / А. Н. Матвеев. – Москва: Высш. шк., 1983. – 463 с.

42. Постников В. Ф. Элементы теории полосковых линий / В. Ф. Постников. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1994. – 89 с.
43. Широкополосные аттенюаторы и нагрузки большой мощности для радиопередающей аппаратуры / Ю.В. Востряков, М. Г. Рубанович, А.Ж. Абденов, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев // Электронные компоненты. – Москва, 2004. – № 12. – С. 102 – 104.
44. Матричный метод расчёта индуктивных параметров эквивалентной схемы плёночного резистора / М.Г. Рубанович, В.П. Разинкин, Ю.В. Востряков, В.А. Хрусталёв, А.Ж. Абденов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2008. – № 3. – С. 70-77.
45. P.G. Bogomolov P.G. Decomposition Method of Calculating the Present Longitudinal Inductance in a Transverse Band of Film Resistor = [Декомпозиционный метод расчёта приведённой продольной индуктивности в поперечной полосе плёночного резистора] / P.G. Bogomolov, M.G.Rubanovich, V.A. Khrustalev // International Conference and Seminar on Micro / Nanotechnologies and Elektron Devices proceedings, 15th Annual, Erlagol, Altai. – 2014. – P. 142 – 146
46. Декомпозиционный метод расчёта собственной индуктивности плёночного резистора / М.Г. Рубанович, С.Ю. Матвеев, В.А. Хрусталёв В.А., М.Ю. Васильчик // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2007. – № 1. – С. 63-69
47. Богомоллов П.Г., Методы расширения полосы рабочих частот пленочных СВЧ аттенюаторов, журнал Успехи современной радиоэлектроники, № 10, 2015 г., стр. 145-148
48. Тихонов А.Н. Методы решения некорректных задач / А.Н. Тихонов, В.Я. Арсенин. – Москва: Наука, 1979. – 142 с.

49. Абденов А. Ж. Оценка погрешности формул для расчёта индуктивности элементов в микрополосковом исполнении / А.Ж. Абденов, М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталёв // Электросвязь. – 2011. – № 5. – С. 42 – 46.

50. Новицкий С.П. Сравнительная оценка отклонений аналитических методов расчёта индуктивности микрополосковых элементов / С.П. Новицкий, М.Г. Рубанович // Радиопромышленность. – 2012. – Вып. 1. – С. 20 – 27.

51. Широкополосные управляемые СВЧ устройства высокого уровня мощности : монография / В. А. Хрусталева, В. П. Разинкин, С.Ю. Матвеев. - : Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. - 280 с.

52. Абденов А.Ж. Построение и применение кубических сплайнов для сглаживания и дифференцирования данных наблюдений. Методическое пособие для индивидуальной работы студентов старших курсов и магистрантов / А.Ж. Абденов, Г.А. Абденова, А.В. Снисаренко; Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 32 с.

53. Абденов А.Ж. Описание динамических процессов с помощью кусочно-дифференциальной модели / А.Ж. Абденов, А.В. Снисаренко, Г.В. Трошина // Сборник научных трудов НГТУ. – 2002. – № 1(27). – С. 3-12.

54. Абденов А.Ж. Оценка погрешности методов расчёта индуктивности элементов в микрополосковом исполнении / А.Ж. Абденов, А.С. Мальцев, М.Г. Рубанович // Вестник Государственного Технического Университета им. И.И. Ползунова. – Барнаул, 2006. – № 2. – С. 162 – 168.

55. Абденова Г.А. Использование алгоритма Калмановской фильтрации для оценки погрешности формул расчёта индуктивности элементов в микрополосковом исполнении / Г.А. Абденова, М.Г. Рубанович // Вестник СГТУ. – Саратов, 2012. – Вып. 1. – № 2 (65). – С. 34 – 42

56. Парциальное распределение ёмкости в поперечном сечении регулярной микрополосковой линии / М.Ю. Васильчик, В.П. Разинкин,

Ю.В.Востряков, В.А. Хрусталёв // АПЭП – 2004. Труды 7 междунар. Науч.-техн. конф. – Новосибирск, 2004. – Т.4. – С. 94 – 99.

57. Мейнке Х., Гундлах Ф. Радиотехнический справочник. Том 1. Госэнергоиздат, 1960, стр. 130, 131, 159

58. Численные методы определения ёмкости микрополосковой линии / А. Д. Мехтиев, М. Г. Рубанович, Д. В. Вагин, В. А. Хрусталева, Ю. В. Ким // Тезисы докладов международного симпозиума "Информационно-коммуникационные технологии в индустрии, образовании и науке". – Караганда, 2012, Ч.1. – С. 267-269.

59. Методы расчёта электростатических полей / Н.Н. Миролубов, М.В. Костенко, М.Л. Левинштейн, Н.Н. Тиходеев. - Москва: Государственное издательство «Высшая школа», 1963. – 415 с.

60. Ковалев И.С. Теория и расчёт полосковых волноводов / И.С. Ковалев. – Минск.: Издательство “Наука и техника”, 1967. – 233 с.

61. Хотунцев Ю. Л. Полупроводниковые СВЧ устройства [Текст] : (Анализ и синтез). - Москва : Связь, 1978. - 256 с.

62. Соловейчик Ю.Г. Метод конечных элементов для решения скалярных и векторных задач / Ю.Г. Соловейчик, М.Э. Рояк, М.Г. Персова. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – 895 с.

63. Определение распределения ёмкости на микрополосковой линии методом конечных элементов / К.Я. Аубакиров, Д. В. Вагин, М. Г. Рубанович, А.А. Столяренко // Материалы XI международной конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2012". – Новосибирск, 2012. – Т.2. – С. 114-116.

64. Распределение ёмкости в микрополосковой линии / М. Г. Рубанович, Д. В. Вагин, В. В. Некрасов, П. А. Красников // Материалы докладов VIII международной научно-практической конференции "Электронные средства и системы управления" – Томск, 2012, Ч.1. – С. 84-87.

65. Красов В.Г. Толстоплёночная технология в СВЧ микроэлектронике / В.Г. Красов, Г.Б. Петраускас, Ю.С. Чернозубов. – Москва: Радио и связь, 1985. – 168 с.
66. Рубанович М.Г. Итерационный метод коррекции АЧХ микрополосковой согласующей цепи / М.Г. Рубанович, И.А. Зотов, С.А. Гладкевич // Всесоюзная научно – техн. конф. “Интегральная электроника СВЧ” – Красноярск, 1988. – С. 92.
67. Разинкин В. П. Полосовые фильтры ДМВ диапазона / В. П. Разинкин, В. В. Белотелов, Л. В. Фадеева // Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы международной конференции. – Новосибирск, 1999. – С. 78–79.
68. Расчёт фильтров с учётом потерь: справочник: перевод с немецкого. / под ред. К.А. Сильвинской. – Москва: Связь, 1972. – 200 с.
69. Осипенков В. М. Вопросы расчета фильтров СВЧ с потерями / В. М. Осипенков, Е. Л. Бачинина, А. Л. Фельдштейн // Радиотехника. – 1973. – Т. 28, № 4. – С. 25–30.
70. Фельдштейн А. Л. Справочник по элементам волноводной техники / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич, В. П. Смирнов. – Москва: Сов. радио, 1967. – 651 с.
71. Алексеев Л. В. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов / Л. В. Алексеев, А. Е. Знаменский, Е. Д. Лоткова. – Москва: Связь, 1976. – 280 с.
72. Белецкий А. Ф. Теоретические основы электропроводной связи / А. Ф. Белецкий. – Москва: Связь, 1959. – Т. 3. – 391 с.
73. Блинов В.В., Негробов А.В. Мощный аттенюатор//Антенны. – 2007. – Вып.8 (123)
74. Матвеев С. Ю. Узкополосные фильтры с малыми прямыми потерями / С. Ю. Матвеев, В. П. Разинкин // Актуальные проблемы

электронного приборостроения (АПЭП-2000) : тр. 5-й междунар. конф. – Новосибирск, 2000. – Т. 7 – С. 129 – 131.

75. Разинкин В. П. Высокоизбирательные фильтры СВЧ / В. П. Разинкин, В. В. Белотелов // Proceeding IEEE-Russia conference Microwave electronics (MEMIA'1997). – Novosibirsk : NSTU, 1997. – P. 120–121.

76. Соркин А. Р. Синтез фильтров с несимметричными характеристиками / А. Р. Соркин // Proceeding IEEE-Russia conference Microwave electronics (MEMIA'1997). – Novosibirsk, 1997. – P. 92–95.

77. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – Москва: Связь, 1971. – Т. 1. – 439 с.

78. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – Москва: Связь, 1972. – Т. 2. – 495 с.

79. Собенин А. Н. Расчет полиномиальных фильтров / А. Н. Собенин. – Москва : Связьиздат, 1963. – 378 с.

80. Рубанович М. Г. Синтез широкополосных СВЧ аттенуаторов на основе частотно-избирательных цепей с диссипативными потерями / М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталёв, В. П. Разинкин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2003. – № 4. – С. 71–78.

81. Khrustalev V. Sinthesis of filtering and matching circuitts with losses = [Синтез фильтрующих и согласующих цепей с потерями]/ V. Khrustalev, M. Rubanovitch, V. Razinkin // Proc. 5th Korea-Russia Intern. Symp. on Science and Technology. – Tomsk : Tomsk Polytechnic University, 2001. – P. 89–91.

82. Broad microwave attenuator = [Широкополосный СВЧ аттенуатор] / V. Razinkin, S. Matvejev, M. Rubanovitch, V. Khrustalev // Proceeding of 3th IEEE-Russia conference Microwave electronics (MEMIA'2001). – Novosibirsk: NSTU, 2001. – P. 45 – 48

83. Amplitude versus frequency response characteristic correction of band pass filter with losses = [Коррекция искажений АЧХ полосно-пропускающих

фильтров с потерями] / М. Rubanovitch, V. Razinkin, V. Khrustalev, S. Matvejev // Proc. 3th IEEE-Russia Conf. Microwave Electronics (MEMIA'2001). – Novosibirsk : NSTU, 2001. – P. 49–51.

84. Синтез симметричных фильтров с диссипативными потерями / В. А. Хрусталёв, С. Ю. Матвеев, М. Г. Рубанович, В. П. Разинкин // Науч. вест. НГТУ. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2001. – № 1(10) – С. 20–30.

85. Гарновский Н.Н. Теоретические основы электропроводной связи / Н.Н. Гарновский. – Москва: Связь, 1956. – Т. 1. – 692 с.

86. Фельдштейн А. Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич. – Москва: Связь, 1971. – 390 с.

87. Модульный аттенуатор большой мощности для работы с радиопередающей аппаратурой / Ю.В. Востряков, С.Ю. Матвеев, М. Г. Рубанович, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев // Электронные компоненты. – 2005. – № 9. – С. 116–117.

88. Бушминский И.П. Технология гибридных интегральных схем СВЧ / И.П. Бушминский, Г.В. Морозов. – Москва: Высшая школа, 1980. – 288 с.

89. Мещанов В.П. Коаксиальные пассивные устройства / В.П. Мещанов, В.Д. Тупикин, С.Л. Чернышов. Под ред. В.П. Мещанова. – Саратов: Изд-во Сарат. гос. ун-та, 1993. – 416 с.

90. Пат. № 2449431 РФ: Н01 Р1/00 Многоэлементная СВЧ нагрузка / К.Я. Аубакиров, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев, М.Г. Рубанович, Ю.В. Востряков, П.М. Воробьёв. – Опубл. 27.04.12. в БИ № 12.

91. Broad microwave attenuator = [Широкополосный СВЧ аттенуатор] / V. Razinkin, S. Matvejev, M. Rubanovitch, V. Khrustalev // Proc. 3th IEEE-Russia Conf. Microwave Electronics (MEMIA'2001). – Novosibirsk : NSTU, 2001. – P. 45–48.

92. Разевиг В. Д. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / В. Д. Разевиг, Ю. В. Потапов, А. А. Курушин. Под ред. В. Д. Разевига. – Москва: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.

93. Широкополосные аттенюаторы для измерения параметров выходного сигнала радиопередающих устройств / М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталёв, Ю.В. Востряков, В.П. Разинкин // Датчики и Системы. – 2012. – №6. – С. 15 – 20.

94. Применение плёночных СВЧ аттенюаторов для измерения выходной мощности радиопередающих устройств / М.Г. Рубанович, В.П. Разинкин, С.Ю. Матвеев, В.А. Хрусталев // Труды III Сибирской научнопрактической конференции «Актуальные проблемы метрологии», Сибметрология – 2001, Федеральное Государственное унитарное предприятие Сибирский Государственный научно-исследовательский институт метрологии. – Новосибирск, 2001. – С. 65-66.

95. Проектирование и исследование широкополосных СВЧ нагрузок и аттенюаторов на мощности рассеяния до 2000 Вт / М.Г. Рубанович, В.П. Разинкин, Ю.В. Востряков, В.А. Хрусталев // Материалы VII международной конференции. Актуальные проблемы электронного приборостроения. – Новосибирск, 2004. – Т 4. – С. 94 - 99.

96. Рубанович М. Г. Микроволновые пленочные аттенюаторы высокого уровня мощности / М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталев, В. П. Разинкин. - Saarbrücken : LAMBERT Academic Publishing, 2014. - 240 с. – ISBN-13 : 978-3-659-59452-6, ISBN-10 : 3659594520, EAN : 9783659594526

97. Универсальный широкополосный модульный аттенюатор большой мощности для работы с радиопередающей аппаратурой / Ю. В. Востряков, М.Г. Рубанович, С.Ю. Матвеев, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев // Электронные средства и системы управления : третья междунар. науч.-практ. конф. – Томск, 2005. – Ч. 1. – С. 162–165.

98. Широкополосные аттенюаторы и нагрузки большой мощности для радиопередающей аппаратуры / А.Ж. Абденов, Ю.В. Востряков, М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталева // Казахстанский инновационный университет: материалы международной научно-практической конференции. – Семей, 2013. – С. 267 – 273.

99. Широкополосный плёночный СВЧ аттенюатор / П.Г. Богомолов, М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталева, В.П. Разинкин // Электроника и микроэлектроника СВЧ : матер. Всероссийской конф. – Санкт – Петербург, 2014. – С. 93 – 97.

100. Векторно-параметрический метод расчета межэлектродных емкостей коммутационных СВЧ диодов / А. Ж. Абденов, С.Ю. Матвеев, В.П. Разинкин, М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталёва // Науч. вест. НГТУ. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2005. – № 3(21). – С. 27–36.

101. Печурин В.А. Делители – сумматоры мощности СВЧ диапазона / В.А. Печурин, А.С. Петров // Успехи современной радиоэлектроники. – 2010 – №2. – С. 5 – 42.

102. Заенцев В.В. Широкополосные СВЧ делители и сумматоры мощности / В.В. Заенцев. – Воронеж: ВГУ, 1972. – 114 с.

103. Силаев М. А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств / М. А. Силаев, С. Ф. Брянцев. – Москва: Сов. радио, 1970. – 248 с.

104. Ханзел Г. Справочник по расчёту фильтров / Г. Ханзел; пер. под ред. А.Е. Знаменского – Москва: Советское радио, 1970. – 288 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(Обязательное)

**Акты использования и внедрения результатов диссертационного
исследования**

«Утверждаю»

Проректор по учебной работе Новосибирского государственного технического университета, профессор

_____ Стрельцов
« » 20 .



СПРАВКА

об использовании в учебном процессе результатов диссертационной работы Богомолова П.Г.

Мы, нижеподписавшиеся декан факультета радиотехники, электроники и физики, д.т.н., профессор Хрусталеv В.А., заведующий кафедрой Общей физики к.т.н., доцент Стрельцов С.А., заведующий кафедрой Теоретических основ радиотехники д.т.н., профессор Спектор А.А., подтверждаем, что результаты диссертационной работы Богомолова П.Г. на тему «Методы увеличения полосы рабочих частот и уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенюаторах», используются при чтении лекций при подготовке бакалавров, дипломированных специалистов, магистров и аспирантов по направлениям:

Направление 11.03.04 – «Электроника и наноэлектроника», Направление 11.03.01 - «Радиотехника», Направление 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Декан РЭФ,
д.т.н., профессор -



Хрусталеv В.А.

Заведующий кафедрой
Общей физики
к.т.н., доцент -



Стрельцов С.А.

Заведующий кафедрой
Теоретических основ
Радиотехники
д.т.н., профессор -



Спектор А.А.

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор
 ЗАО «СТВ»



«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор НГТУ
 по научной работе,
 профессор



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы
 Богомолова П.Г.

Мы, нижеподписавшиеся, начальник отдела ЗАО «СТВ» Сулайманов Р.Т, зав каф. ОФ НГТУ доц. Стрельцов С.А. и научный руководитель СКБ «Электроника д.т.н. Хрусталёв В.А. подтверждаем, что результаты диссертационной работы на тему «Методы увеличения полосы рабочих частот и уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенуаторах» были использованы и внедрены на научно-производственном предприятии «СТВ». К этим результатам относятся:

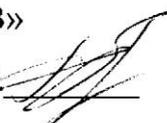
- 1) предложено каскадное включение симметричных согласованных структур, выполненных на отдельных диэлектрических подложках;
- 2) разработан метод расширения полосы рабочих частот при фиксированной мощности входного СВЧ сигнала с помощью каскадного включения нескольких симметричных структур аттенуатора;

Предложенные в диссертации методы позволили разработать СВЧ аттенуатор на уровень входной мощности 30 Вт, входящий в состав метрологического оборудования для измерения параметров выходного сигнала телевизионных передатчиков метрового и дециметрового диапазона. Аттенуатор имеет 2 выхода и обеспечивает одновременное измерение нескольких параметров. В диапазоне частот 50÷900 МГц коэффициент стоячей волны по

входу не превышает 1,2. Развязка между выходами составляет не менее 15 дБ. Общая неравномерность АЧХ находится в пределах ± 1 дБ.

Разработанный аттенюатор входит в состав модульного аттенюатора и предназначен для измерения параметров телевизионных усилителей с входной мощностью до 1200 Вт.

От ЗАО «СТВ»

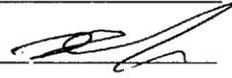
Нач. отдела Сулайманов Р.Т. 

" " _____ 2016 г.

От НГТУ

Зав. каф. ОФ

доцент Стрельцов С.А. 

д.т.н. Хрусталёв В.А. 

" " _____ 2016 г.

«УТВЕРЖДАЮ»
 Генеральный директор
 ООО «НПП Триада-ТВ»

Матвеев С.Ю.

2016 г.



АКТ внедрения результатов диссертационной работы

Настоящим актом подтверждается внедрение в ООО «НПП Триада-ТВ» результатов диссертационной работы Богомолова П.Г. на тему: «Методы увеличения полосы рабочих частот и уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенюаторах»

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель генерального директора ООО «НПП Триада-ТВ» А.В. Зенкевич, технический директор ООО «НПП Триада-ТВ» А.В. Цыкунов, настоящим актом подтверждаем, что в ходе выполнения хозяйственных научно-исследовательских работ ЭП2-15 и ЭП1-16, проводимых совместно с Новосибирским государственным техническим университетом, использованы следующие результаты диссертационной работы П.Г. Богомолова.

Диссертантом разработаны согласованные звенья для универсального широкополосного измерительного СВЧ аттенюатора большой мощности для работы с радиопередающей аппаратурой. В разработанном аттенюаторе согласованные звенья выполнены на диэлектрической подложке из бериллиевой керамики с напылённой на них резистивной плёнкой. На основе предложенного автором метода равномерного распределения рассеиваемой мощности между каскадно включенными звеньями и соответствующими согласующими цепями получено значительное расширение полосы рабочих частот. Разработанный СВЧ аттенюатор высокого уровня мощности конструктивно состоит из фиксированных модулей на мощности рассеяния 30 Вт и 300 Вт, работающих в полосе рабочих частот 0-860 МГц. Многоканальный аттенюатор данной серии имеет несколько выходов с разным затуханием, адаптированным для современных измерительных приборов СВЧ диапазона. Развязка 20 дБ между выходами позволяет эффективно проводить настроечные, ремонтные и регламентные работы на телевизионной радиопередающей аппаратуре, работающей как в аналоговом, так и цифровом стандарте. Оригинальная структура построения аттенюатора позволяет с высокой точностью одновременно определять энергетические и несколько информационных параметров выходного сигнала.

В процессе разработки универсального модульного аттенюатора использован предложенный автором метод построения многокаскадных аттенюаторов и нагрузок на большие уровни мощности рассеивания с последовательным соединением отдельных пленочных каскадов. Это обеспечило разработку устройств с входной допустимой мощностью СВЧ сигнала до 10 кВт и полосой рабочих частот 0-1 ГГц на основе унифицированных блоков и согласованных звеньев. В таком подходе

проявилось главное преимущество микрополосковой технологии при проектировании мощных оконечных нагрузок и аттенуаторов с использованием тонкопленочных резистивных элементов. Изложенные в диссертации Богомолова П.Г. теоретические положения позволили практически реализовать многокаскадные структуры с равномерным распределением рассеиваемой тепловой мощности при использовании принудительного воздушного охлаждения.

Достоверность научных положений диссертации П.Г. Богомолова и использованных технических решений подтверждена длительным сроком эксплуатации разработанного оборудования.

Заместитель генерального директора
ООО «НПП Триада-ТВ» -



Зенкевич А.В.

Технический директор
ООО «НПП Триада-ТВ» -



Цыкунов А.В.

"20" 09 2016г.