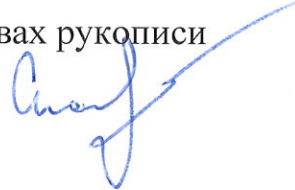


Федеральное Государственное Бюджетное Образовательное Учреждение  
Высшего Образования

«Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи

Столяренко Алексей Андреевич



**ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ НА ОСНОВЕ  
ФИЛЬТРОВЫХ СТРУКТУР С ДИССИПАТИВНЫМИ ПОТЕРЯМИ**

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 Михаил Григорьевич

Новосибирск – 2019 г.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ .....	4
ВВЕДЕНИЕ .....	5
1 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ .....	16
1.1 Обзор и оценка современных разработок СВЧ аттенюаторов .....	16
1.2 Характеристики планарных пленочных резисторов .....	20
1.3 Обзор конструктивных и схемотехнических решений для пленочных СВЧ аттенюаторов .....	26
1.4 Выводы .....	35
2 АТТЕНЮАТОРЫ НА ОСНОВЕ ФНЧ С ПОТЕРЯМИ .....	37
2.1 Использование ФНЧ с однородными потерями в качестве аттенюатора с небольшим ослаблением .....	37
2.2 Многоэлементные аттенюаторы на основе ФНЧ с потерями .....	43
2.3 СВЧ амплитудно-частотные корректоры на линиях с потерями .....	56
2.4 Пленочные аттенюаторы на полупроводниковой подложке .....	64
2.5 Температурные свойства аттенюатора на полупроводниковой подложке .....	78
2.6 Выводы .....	82
3 СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ НА КВАЗИПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРАХ С ПОТЕРЯМИ .....	84
3.1 Полиномиальные и квазиполиномиальные фильтры .....	84
3.2 Аттенюаторы на квазиполиномиальных фильтрах с потерями .....	93
3.3 Аттенюаторы на квазиполиномиальных фильтрах с потерями в микрополосковом исполнении .....	100
3.4 Выводы .....	106

4. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ НА ОСНОВЕ ФИЛЬТРОВ ГАРМОНИК С ПОТЕРЯМИ .....	108
4.1 Синтез аттенюатора на основе фильтра гармоник с потерями .....	108
4.2 Каскадное построение аттенюатора на мощность 1 и 2 кВт .....	119
4.3 Выводы .....	123
5 РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННЫХ АТТЕНЮАТОРОВ.....	125
5.1 Многокаскадные СВЧ аттенюаторы на планарных плёночных резисторах выполненные на одной диэлектрической подложке .....	125
5.2 Исследование температурных режимов работы СВЧ аттенюаторов .....	131
5.3 Выводы .....	134
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	136
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	139
ПРИЛОЖЕНИЕ .....	156

## ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  – величина элементарного заряда, кулон

См – сименс

$K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  – постоянная Больцмана, джоуль/градус  $K$

$\alpha$  - температурный коэффициент сопротивления

$R_S$  – поверхностное сопротивление резистивной плёнки, Ом/□

$\varepsilon_r$  – диэлектрическая проницаемость среды

$\rho$  - характеристическое сопротивление, Ом

$\gamma$  – постоянная распространения микрополосковой линии с потерями

$f$  - частота входного СВЧ сигнала, Гц

$R'$ ,  $G'$ ,  $L'$ ,  $C'$  - погонное сопротивление, проводимость, индуктивность и ёмкость линии передачи

$K_u$  – коэффициент передачи по напряжению

$K_p$  – коэффициент передачи по мощности

VSWR – коэффициент стоячей волны

$h$  - толщина диэлектрической или полупроводниковой подложки

$\mu$  – абсолютная магнитная проницаемость резистивной пленки

$\sigma$  - удельная проводимость резистивной пленки

$\Delta W$  - ширина запрещенной зоны полупроводника

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Интенсивное развитие современных систем связи и передачи данных влечет за собой совершенствование и развитие контрольно-измерительной базы, используемой разработчиками и операторами таких систем. В связи с освоением новых частотных диапазонов, внедрением новых видов модуляции и использованием сигналов со сверхширокой полосой рабочих частот повышаются требования к техническим характеристикам выходного сигнала, которые необходимо регулярно контролировать с помощью соответствующей измерительной аппаратуры [98]. В измерительных установках и системах для контроля параметров выходного сигнала радиопередающих устройств различного назначения в виду ограничения максимальной мощности входного сигнала для многих измерительных приборов на уровне не более +20..+35 дБм требуется применять мощные аттенюаторы с малой неравномерностью АЧХ и ФЧХ, а также хорошим уровнем согласования [5,10]. Мощные аттенюаторы и нагрузки также широко используются в качестве эквивалента антенны. На сегодняшний день большинство современных высокоэнергетических радиопередающих СВЧ систем, эксплуатируемых как в наземных комплексах, так и в летательных и космических аппаратах различного назначения, работает в диапазоне частот 0 – 5 ГГц. Именно в этом диапазоне необходимы аттенюаторы и оконечные согласованные нагрузки, способные рассеивать в рабочем режиме мощность до нескольких киловатт [57].

Современные программные пакеты автоматизированного проектирования СВЧ устройств, предоставляют разработчику множество инструментов, позволяющих решать различные задачи, связанные с достижением требуемых характеристик разрабатываемых устройств. Такие

САПР как Microwave Office, Ansys HFSS или CST Studio Suite, позволяют с использованием численного электромагнитного моделирования провести расчет характеристик аттенуаторов и плёночных резисторов с достаточной степенью соответствия и адекватности. Основная сложность применения этих программных пакетов состоит в том, что данные САПР позволяют анализировать и оптимизировать уже сформированные первоначальные структуры СВЧ устройств, эквивалентные схемы которых в сосредоточенном элементном базисе описываются ёмкостями, индуктивностями и резисторами [55]. Ввиду этого, перед разработчиками становится актуальной задача поиска новых подходов к построению СВЧ аттенуаторов. Что не исключает также совершенствование существующих структурных, схемотехнических и конструктивно-технологических решений для широкополосных СВЧ аттенуаторов большой мощности.

Большой вклад в развитие теории и практики построения широкополосных СВЧ устройств с диссипативными потерями внесли известные зарубежные ученые, такие как: В. Аја, S. Cohn, М. Meng, а также российские ученые: В.И. Вольман, В.П. Мещанов, М.В. Давидович, А.А. Яшин, В.Д. Садков, Н.Ф. Попова, Е.П. Васильев, Н.Д. Малютин, Г.Г. Гошин, Б.А. Беляев, А.Н. Сычѐв, В.П. Кисмерешкин, Д.А. Кабанов, А.А. Лексиков, М.А. Евдокимов, С.Н. Григорьев, Ю.Н. Антонов, И.А. Корж, А.Н. Кузнецов, В.В. Кондрашов. Результаты, полученные этими и многими другими авторами, положены в основу исследований, выполненных в данной диссертационной работе.

Одним из перспективных направлений для построения мощных широкополосных СВЧ аттенуаторов и нагрузок, является использование пленочных микрополосковых резисторов, нанесенных на диэлектрическую подложку. Современная микрополосковая технология позволяет обеспечить

хорошие массогабаритные параметры, долгий срок эксплуатации и высокую надежность для СВЧ устройств различного типа [7].

Следует отметить, что планарные плёночные резисторы имеют ряд существенных преимуществ в конструктивном и технологическом плане по сравнению с другими типами диссипативных элементов при работе с высокими уровнями входной СВЧ мощности [111,112]. Согласованные аттенюаторы и нагрузки на пленочных резисторах могут быть реализованы следующим образом:

- в виде одного или нескольких дискретных диссипативных элементов;
- в виде каскадного включения нескольких аттенюаторов и оконечной нагрузки малой или средней мощности;
- в виде полосковой линии передачи с распределенными диссипативными потерями;

Первый из отмеченных выше вариантов реализации нагрузок имеет преимущество в простоте реализации, но уровень поглощаемой СВЧ мощности и диапазон рабочих частот существенно ограничены площадью диэлектрической подложки диссипативного элемента и их количеством [41, 82].

Основной идеей при каскадном построении аттенюаторов и оконечных нагрузок является выбор коэффициентов передачи каждого каскада с соблюдением условия рассеивания одинаковой мощности на каждом отдельном каскаде. Это позволяет повысить суммарный уровень рассеиваемой мощности и расширить рабочий диапазон частот всей системы, но этот подход имеет ограничение на максимальное количество каскадов при конкретной физической реализации [9].

Микрополосковая линия передачи с диссипативными потерями применяется в качестве аттенюатора в более высоком частотном диапазоне

до 10 ГГц и выше. Это объясняется тем что, данная диссипативная система является распределенной. Основным недостатком такой системы является ограниченный уровень мощности входного сигнала.

Известные [5,6] методы расчета распределенных СВЧ аттенюаторов и нагрузок и описание резистивных пленок в виде одномерной линии передачи с потерями не обеспечивают достаточного соответствия между расчётными и экспериментально полученными характеристиками, особенно с повышением верхней границы рабочего диапазона частот. Это несоответствие увеличивается, с увеличением размеров резистивной плёнки и с усложнением её формы.

В существующей литературе [7, 63, 91, 95, 99] также отсутствует описание методов получения равномерных амплитудно-частотных характеристик вносимого затухания в мощных многокаскадных и распределенных плёночных аттенюаторах.

Принимая во внимание изложенные выше аспекты, задача по разработке новых методов построения широкополосных мощных СВЧ аттенюаторов, выполненных на основе фильтровых структур с введенными диссипативными элементами, является современной и значимой.

**Цель диссертации.** Исследование, разработка и практическая реализация многоэлементных сверхширокополосных СВЧ аттенюаторов и нагрузок высокого уровня мощности, выполненных на основе сосредоточенных и распределенных фильтровых структур с диссипативными потерями различной величины.

**Задачи исследований.** Поставленная цель достигается решением следующих основных задач.



1. Обзор и анализ современных методов построения и технических характеристик аттенуаторов и нагрузок на основе различных поглощающих элементов.

2. Разработка новых методов построения, а также схемотехнической и конструктивной реализации мощных широкополосных пленочных СВЧ аттенуаторов и нагрузок, выполненных на основе полиномиальных и квазиполиномиальных фильтров с диссипативными потерями.

3. Численное электродинамическое моделирование частотных характеристик СВЧ аттенуаторов и конечных нагрузок, выполненных в виде фильтра нижних частот, квазиполиномиального и ступенчатого фильтра гармоник с диссипативными потерями.

4. Разработка и исследование характеристик опытных образцов СВЧ аттенуаторов на уровень мощности до 200 Вт в диапазоне рабочих частот 0-5 ГГц.

**Предмет исследования.** Широкополосные свойства пленочных многоэлементных СВЧ аттенуаторов и нагрузок большой мощности в виде фильтров сосредоточенного и распределенного типа с различным уровнем потерь.

**Объект исследования.** Широкополосные СВЧ аттенуаторы и нагрузки большой мощности на основе фильтров нижних частот и полосовых фильтров с диссипативными потерями.

**Методы исследования:** Для решения поставленных задач в данной работе в качестве базового подхода используется теория линейных электрических цепей, теория фильтров и теория согласования комплексных импедансов. Также перечисленные выше задачи решались с помощью теории

функций комплексного переменного, аппарата матричного исчисления, численных методов электродинамического моделирования и оптимизации.

**Достоверность полученных результатов.** Достоверность научных результатов подтверждается корректными математическими выводами и большим объемом компьютерного моделирования в демонстрационной версии программы NI AWR Microwave Office. Экспериментальные измерения были проведены с помощью сертифицированного измерителя параметров цепей P2M-04 фирмы «Микран». Результаты измерений в достаточной степени соответствуют теоретическим расчетам и результатам компьютерного моделирования. Полученные результаты не противоречат данным других авторов.

**Научная новизна.** В данной работе впервые были получены следующие результаты.

1. Разработана трехэтапная методика синтеза широкополосных многоэлементных СВЧ аттенуаторов на основе микрополосковых резисторов, встроенных в фильтр нижних частот, и обосновано введение корректирующих и согласующих индуктивных элементов.

2. Разработан метод построения широкополосных СВЧ аттенуаторов и амплитудно-частотных корректоров на основе неискажающих линий с потерями в резистивном микрополоске и слаболегированной полупроводниковой подложке. Определены параметры резистивных микрополосков и полупроводниковых подложек для различных значений вносимого ослабления.

3. Разработаны широкополосные СВЧ аттенуаторы на основе ступенчатого фильтра гармоник и квазиполиномиального фильтра с введенными в них диссипативными потерями в виде микрополосковых пленочных резисторов.

4. Проведено экспериментальное исследование частотных свойств ряда разработанных СВЧ аттенюаторов, выполненных на основе фильтра гармоник с диссипативными потерями.

5. Предложены новые схемотехнические решения и разработаны экспериментальные образцы отдельных звеньев многокаскадных СВЧ аттенюаторов большой мощности на основе фильтровых структур с диссипативными потерями, обеспечивающие работу в полосе частот 0-4 ГГц на уровнях мощности до 1 кВт.

6. Предложены новые схемотехнические решения и разработаны экспериментальные образцы отдельных звеньев многокаскадных СВЧ аттенюаторов большой мощности на основе фильтровых структур с диссипативными потерями, обеспечивающие работу в полосе частот 0-4 ГГц на уровнях мощности до 1 кВт.

**Практическая ценность и значимость.** Разработанные в диссертационной работе теоретические положения и экспериментальные результаты использованы при выполнении Госзадания в рамках проекта «Разработка теоретических основ построения измерительного оборудования для телекоммуникационных систем, содержащего мощные СВЧ-аттенюаторы, полосовые фильтры с заданными частотами режекции и микрополосковые печатные антенны». Шифр: 8.6847.2017/БЧ. Результаты данной работы применяются в учебном процессе на кафедре теоретических основ радиотехники ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет» при проведении курса «Проектное обучение». Проект № РЭФ-5-2018 – Разработка декомпозиционных моделей и эквивалентных схем для широкополосных СВЧ устройств большой мощности. Данный курс входит в рабочие программы, составленные в соответствии с Государственным образовательным стандартом третьего

поколения по направлениям подготовки 11.03.01 – Радиотехника и 11.03.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Практической ценностью и значимостью обладают следующие результаты.

1. Разработаны топологии и экспериментально исследованы широкополосные СВЧ аттенюаторы на основе фильтровых структур с введенными диссипативными потерями в виде резистивных микрополосков.

2. Проведено определение погонного сопротивления, погонной проводимости и концентрации легирующей примеси в полупроводниковой подложке для разных значений вносимого ослабления СВЧ аттенюаторов, выполненных в виде неискажающей линии Хэвисайда с различным уровнем потерь.

3. Практически реализован и экспериментально исследован ряд СВЧ аттенюаторов на уровень поглощаемой мощности 200 Вт с диапазоном вносимых ослаблений 0,5-3,0 дБ, что позволило в пятикаскадной структуре обеспечить максимально допустимый уровень входной мощности 1 кВт.

4. Выполнено экспериментальное исследование температурных режимов пленочных микрополосковых резисторов, входящих в состав СВЧ аттенюаторов большой мощности.

#### **Положения, выносимые на защиту.**

1. Предложенные в работе схемотехнические и конструктивные решения для пленочного микрополоскового СВЧ аттенюатора на основе фильтра нижних частот за счет применения корректирующих индуктивностей обеспечивают независимую регулировку качества согласования и формы АЧХ для аттенюаторов на уровень входной мощности 50 – 100 Вт в диапазоне частот до 10 ГГц.

2. Предложенный метод расчета СВЧ аттенюатора на диапазон частот до 10 ГГц в виде неискажающей микрополосковой линии с потерями с использованием полупроводниковой подложки по заданной величине вносимого ослабления позволяет определить погонное сопротивление, погонную проводимость и концентрацию легирующей примеси подложки толщиной 0,5 – 1,0 мм.

3. Предложенный метод расчета аттенюаторов, выполненных на основе фильтра гармоник с диссипативными потерями, позволяет рассчитывать отдельные звенья многокаскадного аттенюатора на уровень рассеиваемой мощности 200 Вт с полосой рабочих частот до 4-6 ГГц и вносимым ослаблением от 0,2 до 3-5 дБ.

4. Использование предложенных методов построения согласованных СВЧ аттенюаторов на основе фильтровых структур с потерями позволяет реализовать многокаскадные аттенюаторы для работы с высокочастотными сигналами мощностью до 2 кВт в диапазоне до 4 ГГц и выше.

**Апробация работы.** Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях и семинарах:

1. Международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", Новосибирск, 2012, 2014, 2016, 2018 гг
2. 16 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2015, республика Алтай, Эрлагол.
3. VII общероссийской научно-технической конференции "Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем" (СВЧ-2016), Омск, 2016 г.
4. Международной научной конференции "Специальные вопросы фотоники: Наука. Оборона. Безопасность», Новосибирск, 2016 г.

5. 18 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2017, республика Алтай, Эрлагол.
6. Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и специалистов, Санкт-Петербург, 2017 г.
7. Международной научно-практической конференции «Интеграция науки, образования и производства – основа реализации Плана нации» (Сагиновские чтения № 11), Караганда, 2019 г.
8. Российской научно-технической конференции «Современные проблемы телекоммуникаций», Новосибирск, 2016, 2019 гг.

**Реализация и внедрение результатов работы.** Работа выполнена в рамках проведения госбюджетных НИР (ЭП1-16,17,18) на кафедре «Общей физики» Новосибирского государственного технического университета. Результаты практического характера, полученные в диссертационной работе, внедрены в ООО «НПП Триада – ТВ» (Новосибирск), ООО «Альфа Инструментс» (Новосибирск), ООО «ИТЦ» «Контур» (Новосибирск), НГТУ (Новосибирск).

**Личный вклад автора.** Изложенные в диссертации результаты исследований получены лично автором. По теме диссертации опубликовано три научных работы без соавторов. В результате работы с соавторами и обсуждения схмотехнических и конструктивных решений автор лично получил основные расчетные соотношения и оформил 3 заявки на патент на изобретение и 3 заявки на регистрацию топологий ИМС. Все экспериментальные исследования проведены лично автором.

**Публикации.** По материалам диссертации опубликовано **28** научных работ: **3** статьи соответствуют перечню периодических изданий, рекомендуемых ВАК; **16** статей и докладов опубликованы в сборниках и материалах международных и Российских конференций. Получено **2** патента

РФ на изобретение, 3 свидетельства о регистрации топологии. 7 докладов индексируются в Web of Science и Scopus.

**Структура и объём диссертации.** Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, библиографического списка использованной литературы. Объём работы составляет 155 страниц машинописного текста, включая 102 рисунка и список литературы из 115 наименований.

# 1 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СВЧ АТТЕНЮАТОРЫ

В этой главе дан обзор отечественных и зарубежных источников по вопросам расчета и проектирования мощных СВЧ аттенюаторов. Проведен анализ современных отечественных и зарубежных аттенюаторов и нагрузок, выполненных по пленочным технологиям. Рассмотрены и проанализированы конструктивные и схемотехнические решения для аттенюаторов и нагрузок на уровень мощности от десятков Вт до нескольких кВт. Обоснована актуальность диссертационного исследования.

## 1.1 Обзор и оценка современных разработок СВЧ аттенюаторов

Широкополосные СВЧ аттенюаторы и нагрузки используются для поглощения мощности, передаваемой в линии передачи, а также и в виде меры сопротивления в измерительных устройствах СВЧ. Мощные СВЧ аттенюаторы и согласованные нагрузки применяются в качестве эквивалентов антенн при настройке радиопередающей аппаратуры [113,114].

В настоящее время ведущей тенденцией в создании мощных СВЧ аттенюаторов и нагрузок является увеличение входной допустимой СВЧ мощности и расширение полосы рабочих частот одновременно. При этом необходимо обеспечить малую частотную неравномерность вносимого затухания, качественное согласование и уменьшения габаритных размеров.

Конструктивно широкополосные аттенюаторы и нагрузки выполняются в виде отрезков волноводных, коаксиальных и микрополосковых линий передачи с потерями. Выбор конструкции зависит от ширины полосы рабочих частот, массогабаритных параметров, уровня преобразуемой мощности, качества согласования и удобства отвода тепловой рассеиваемой мощности.

Волноводная технология как правило применяется для реализации поглощающих устройств в сантиметровом и миллиметровом диапазоне длин



волн. При этом такие аттенюаторы и нагрузки имеют достаточно узкий рабочий диапазон частот и максимально допустимые уровни поглощаемой мощности порядка 1 – 1,5 кВт.

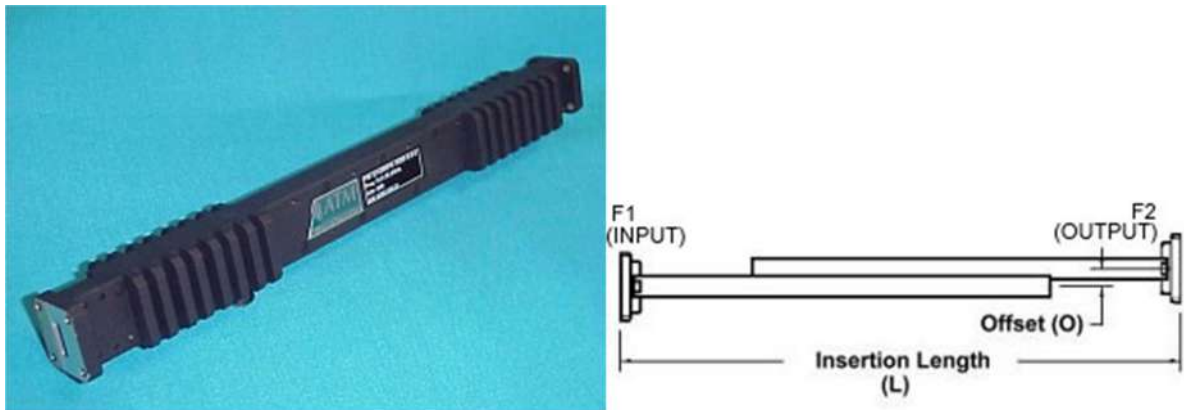


Рисунок 1.1 - Внешний вид волноводного аттенюатора на мощность 1,2 кВт (L-3 Narda-ATM 430-630HPA-dB-2-2)

Очевидно, что основным недостатком волноводных аттенюаторов и нагрузок является их большие габаритные размеры и масса. Такие устройства являются полосовыми и работают на частотах порядка  $10^9$ - $10^{11}$  Гц [11].

Коаксиальная технология позволяет реализовывать аттенюаторы и нагрузки мощностью до 1,5 кВт в диапазоне частот до 3 ГГц и до 4 кВт в диапазоне частот до 500 МГц при одновременном использовании масляного и принудительного воздушного охлаждения. Главным недостатком таких аттенюаторов является ограниченный диапазон рабочих частот, ограничения на условия эксплуатации, сложность в обслуживании и большие массогабаритные параметры.



Рисунок 1.2 - Внешний вид аттенюатора с коаксиальным резистором на мощность 600 Вт (Bird RF Technologies модель 8401)

Наиболее хорошей альтернативой коаксиальной технологии, является использование пленочной полосковой технологии. При использовании полосковой технологии, резистивный слой наносится на диэлектрическую подложку, которая в дальнейшем устанавливается на теплоотвод с пассивным или активным принудительным охлаждением. Полосковая технология обладает несколькими значительными преимуществами по сравнению с волноводной или коаксиальной технологией.

Эта технология является наиболее гибкой в плане различных конструктивных вариаций. При проектировании аттенюаторов с использованием поглощающих элементов, выполненных по пленочной технологии, можно использовать различные схемотехнические решения с целью получения преимуществ той или иной схемы включения поглощающих элементов. В качестве поглощающих элементов могут быть использованы как серийно выпускаемые пленочные резисторы стандартных

номиналов, так и аттенюаторы, выполненные по пленочной технологии на отдельной диэлектрической подложке по Т- или П-схеме (рисунок 1.3).

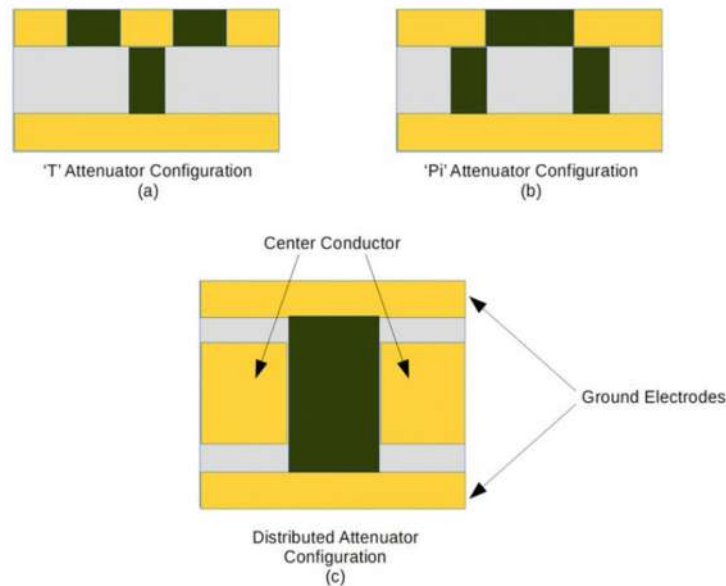


Рисунок 1.3 - Различные варианты топологий аттенюаторов на пленочных резисторах

При изготовлении таких пленочных поглощающих элементов могут быть использованы диэлектрические подложки из различных материалов, таких как поликор, поликристаллический алмаз, керамика AlN, керамика Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, керамика BeO и др. Важнейшие эксплуатационные характеристики, по которым отличаются данные материалы подложек — это коэффициент теплопроводности, диэлектрическая проницаемость и стоимость изготовления.

Стоит отметить также, что основная причина выхода из строя аттенюаторов и нагрузок это несоблюдение режимов работы и превышение уровня допустимой входной мощности СВЧ сигнала. Поэтому аттенюаторы и нагрузки, выполненные на отдельных пленочных поглощающих элементах, являются более надежными и допускают возможность ремонта на элементном уровне.

В настоящее время на мировом рынке представлено несколько производителей, которые предлагают серийно выпускаемые мощные широкополосные СВЧ аттенюаторы. Это такие компании как Weinschel (Aeroflex), Bird RF Technologies, Diconex, Spinner, Pasternack, Barth Electronics, JWF и некоторые другие. Широкополосные СВЧ аттенюаторы в диапазоне мощностей более 1 кВт выпускают только три из них [113].

По информации из открытых источников, на 2019-2020 год в АО «НИИПП» (г. Томск) в рамках выполнения СЧ ОКР «Разработка и освоение серийного производства коаксиальных аттенюаторов фиксированных с уровнем входной мощности до 25 Вт», шифр «Аттенюатор-И4-Т-С», поставлена и решается задача по разработке и освоению производства коаксиальных аттенюаторов фиксированных (2 типов) с диапазоном рабочих частот до 18 ГГц и уровнем входной мощности до 25 Вт на основе пластин отечественного 6H-SiC толщиной 0,5 мм. Разрабатываемые изделия по основным параметрам должны соответствовать следующим зарубежным аналогам: BW-S40W5+ (Mini-Circuits, США), PE7014-20 (Peregrine Semiconductor, США), SA18N25WA (FairView Microwave, США), WA3T-40, WA3T-60 (Aeroflex, США).

## **1.2 Характеристики планарных пленочных резисторов**

Пленочные резисторы представляют собой диэлектрическую подложку, на которую напыляется резистивная пленка, на концах которой расположены контактные площадки из хорошо проводящего материала, чаще всего - меди. На рисунке 1.5 показаны наиболее распространенные топологии пленочных резисторов.

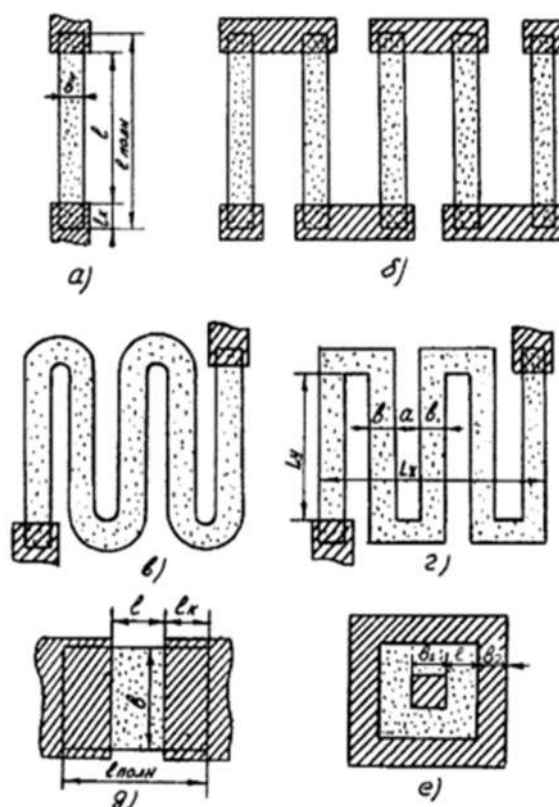


Рисунок 1.5 - Различные топологии пленочных резисторов

Самой распространенной является полосковая прямоугольная форма (рисунок 1.5, а), как наиболее простая по технологическому исполнению, но совершенная с точки зрения ее повторяемости. Высокоомные резисторы, имеющие значительную длину, в целях рационального использования площади подложки, выполняются в форме змейки (рисунок 1.5, в), меандра (рисунок 1.5, г) или состояются из последовательно соединенных полосок, повторяющих форму меандра (рисунок 1.5, б). Резисторы, выполненные из составных полосок, отличаются большей точностью воспроизведения, лучшей стабильностью характеристик и надежностью. Однако они занимают несколько большую площадь, чем меандр. Меандр уступает в отношении стабильности и надежности конфигурации типа «змейка» из-за перегрева на внутренних участках изгибов, но он предпочтительней с точки зрения проектирования и изготовления масок и фотошаблонов.

Рассмотрим подробнее конструкцию планарного пленочного резистора прямоугольной формы, которая показана на рисунке 1.6.

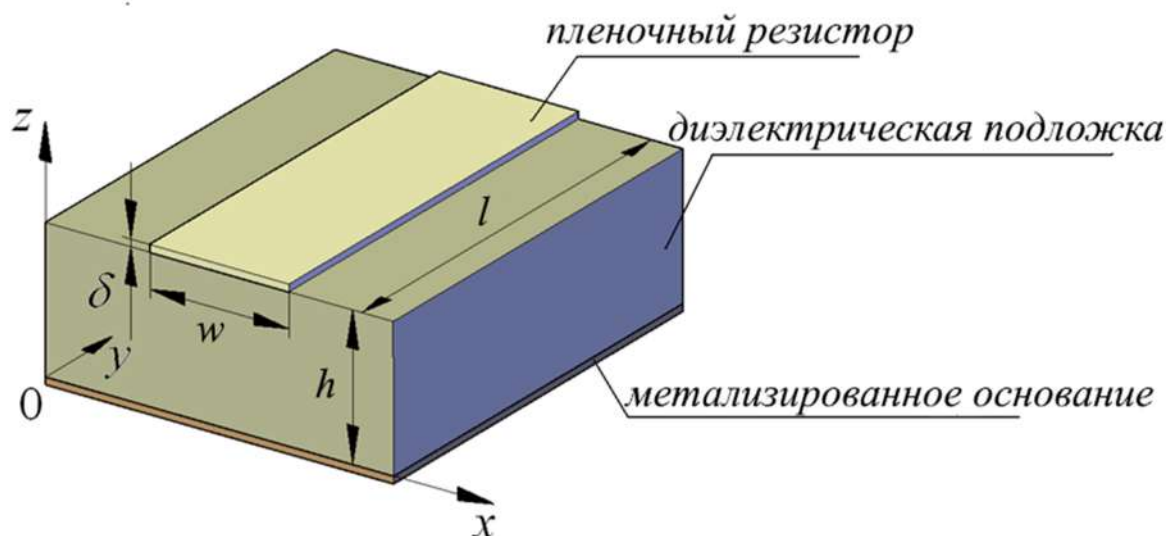


Рисунок 1.6 - Планарный пленочный резистор на диэлектрической подложке.

На рисунке 1.6 приняты следующие обозначения:  $l$  - длина резистивной плёнки;  $w$  - ширина резистивной плёнки;  $\delta$  - толщина резистивной плёнки;  $h$  - расстояние от резистивной плёнки до металлизированного основания.

Номинальное значение сопротивления планарного пленочного резистора прямоугольной формы на низких частотах определяется следующим выражением

$$R_0 = \rho_s \frac{l}{w}, \quad (1.1)$$

где  $\rho_s$  - поверхностное сопротивление резистивной пленки.

В области высоких частот планарный пленочный резистор, показанный на рисунке 1.6, представляет собой микрополосковую линию передачи с диссипативными потерями, характеристическое сопротивление которой равно:

$$\rho = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}, \quad (1.2)$$

где  $L'$  – погонная индуктивность отрезка линии без потерь;  $C'$  – погонная ёмкость отрезка линии без потерь;  $R'$  – погонное сопротивление линии с потерями;  $G'$  – погонная проводимость линии с потерями;  $\omega = 2\pi f$  – частота высокочастотного сигнала;  $j = \sqrt{-1}$ .

В частном случае при отсутствии потерь в диэлектрике ( $G' = 0$ ) соотношение (1.2) принимает вид

$$\rho = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}}. \quad (1.3)$$

Для характеристики температурной стабильности используется понятие температурного коэффициента сопротивления (ТКС) материала  $\alpha_R$

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}. \quad (1.4)$$

Температурная погрешность сопротивления определяется как

$$\Delta R_0 = \alpha_R \cdot \Delta T = \alpha_R (T_{\text{МАКС}} - T_{\text{КОМН}}) \quad (1.5)$$

Погрешность  $\Delta R_{0cm}$ , определяет временную нестабильность сопротивления пленочного резистора и обусловлена старением резистивной пленки. Этот параметр зависит от материала пленок, эффективности их защиты, а также от условий хранения и эксплуатации. Коэффициент старения пленочного резистора практически равен коэффициенту старения удельного поверхностного сопротивления, обусловленному изменением структуры пленки и ее окислением

$$\Delta R_{0cm} = (\Delta R_0 / R_0)_{cm} = K_{cm} \cdot t, \quad (1.6)$$

где  $t$  – время эксплуатации, в течение которого сопротивление резистора изменилось на  $\Delta R_{0cm}$ .

Удельная мощность рассеяния  $P_0$  определяет нагрузочную способность пленочных резисторов и является основной энергетической характеристикой резистивного материала. Допустимая мощность рассеяния  $P_{доп}$  зависит от удельной мощностью рассеяния  $P_0$  материала пленки и площадью резистора

$$P_{доп} = P_0 \cdot S_R = P_0 \cdot l \cdot w. \quad (1.7)$$

В таблице 1.1 приведены основные характеристики резистивных материалов, применяемых в микрополосковой технологии.

Таблица 1.1 – Характеристики материалов для тонкопленочных резисторов

Материал	$R_{\square}, Ом / \square$	$\alpha_R \cdot 10^4, град^{-1}$	$P_0, Вт / см^2$
Хром	50 – 500	0,6 – 1,8	1
Тантал	25 – 100	-12	3
TaN	50 – 500	1	3
Нихром	25 – 300	$\pm 1$	2
МЛТ-3М	50 – 500	0,6	2
Кермет К-20С	1000 – 3000	0,5	2
Кермет К-50С	3000 – 10000	-5..+3	2
Сплавы			
РС 4800	100 – 1000	2	5
РС 3710	50 – 3000	-1	5
РС 3001	800 – 3000	-0,2	5
РС 4400	1000 – 5000	3	10
РС 2005	80000 – 500000	12	5
РС 5400	5 – 100	0,5	2

Как следует из анализа технических характеристик резистивных материалов, приведенных в таблице 1.1, в настоящее время наиболее перспективным направлением в создании мощных аттенюаторов является использование планарных пленочных резисторов, выполненных по современным методам микрополосковой технологии. При этом для обеспечения работы на высоком уровне входной СВЧ мощности в широкой полосе частот резистивная пленка должна располагаться на подложке из материала с высокой теплопроводностью и низким значением относительной



диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$ . Для этих целей в настоящее время доступно большое количество диэлектрических подложек: поликристаллический алмаз; различные виды керамики на основе оксида алюминия ( $Al_2O_3$ ), нитрида алюминия (AlN) и оксида бериллия (BeO) [111, 112].

Таблица 1.2 – Характеристики материалов подложек

Материал	Теплопроводность, Вт/см <sup>2</sup> С	Диэлектрическая проницаемость	Тангенс угла диэлектрических потерь	Коэффициент линейного расширения $1 \times 10^{-6}/^{\circ}C$
Поликор	0,25 – 0,45	10,5	0,0018	7,0 – 7,5
$Al_2O_3$	0,25 – 0,35	9,5	0,0004	5,5 - 7
AlN	1,50 - 1,90	8,9	0,0005	3,3
BeO	2,60 – 2,65	6,5 -7,5	0,004	6,3
CVD	10 - 20	5,6	0,0005	0,8 - 2

Анализ характеристик данных материалов для подложек позволяет сделать вывод об оптимальности применения подложек из оксида бериллия (BeO) [14] для обеспечения высокого уровня рассеиваемой мощности обусловленного высокой теплопроводностью материала. Кроме того, относительно небольшое значение диэлектрической проницаемости керамики на основе оксида бериллия ( $\epsilon_r = 6,6$ ) позволяет минимизировать влияние паразитной емкости на частотные характеристики исследуемых устройств, содержащих планарных пленочные резисторы [79, 109].

В таблице 1.3 приведены основные технологические ограничения для тонкопленочной технологии, которые необходимо учитывать при разработке топологии микрополосковых устройств, в том числе с диссипативными элементами [92].

Таблица 1.3 – Технологические ограничения методов формирования элементов топологии плёночных и гибридных ИМС

Наименование параметра	Ограничения технологического метода формирования топологии					
	М	Ф	МФ	ЭИ	ТА	ТП
Абсолютная погрешность линейных размеров длины и ширины элементов одного слоя, $2\Delta l, 2\Delta w$ , мкм	±10	±10	±10	±10	±10	±100
Минимально-допустимый технологический размер в одном слое $l_{\min}, w_{\min}$ , мкм	100	50	100	150	50	800
Максимальное отношение размеров полосы $l/w$	10	100	30	100	100	100
Перекрытие для совмещения элементов топологии разных слоев, $\Delta C$ , мкм	200	100	200	100	100	400
Минимальная ширина проводника $w_{n \min}$ ,	100	50	100	100	100	800
Обозначения метода: М – масочный; Ф – фотолитографический; МФ – масочно-фотолитографический; ЭИ – электронно-ионный; ТА – танталовая технология; ТП – толстопленочная технология.						

### 1.3 Обзор конструктивных и схематических решений для плёночных СВЧ аттенюаторов

Для реализации широкополосных согласованных СВЧ аттенюаторов и нагрузок высокого уровня мощности существуют различные подходы к проектированию таких устройств. Рассмотрим наиболее распространенные из них и имеющие практические результаты.

Как правило, при разработке поглощающего устройства большой мощности используется несколько поглощающих элементов. Одним из способов включения таких элементов, является дендритная структура (рисунок 1.7). Входной сигнал равномерно делится между всеми звеньями такой структуры, обеспечивая распределение рассеиваемой СВЧ мощности между отдельными пленочными резисторами.

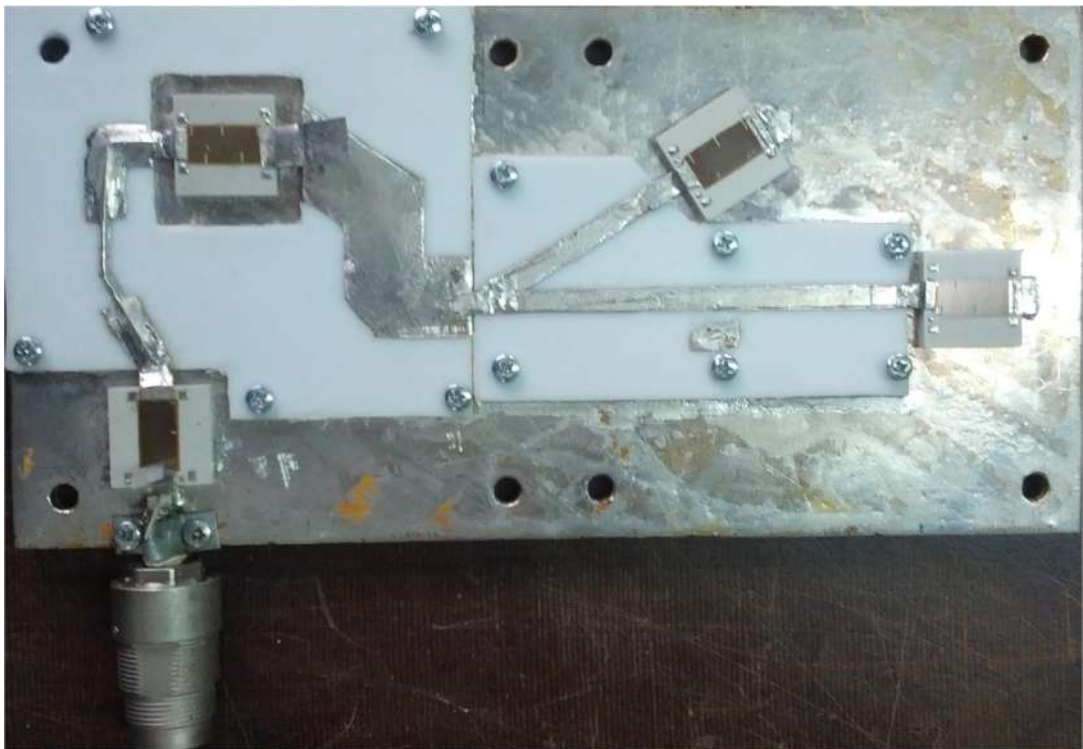


Рисунок 1.7 – Дендритная структура многоэлементной СВЧ нагрузки 1 кВт

Соответствующая ступень такого аттенюатора поглощает мощность, близкую к максимально допустимой для каждого из резисторов. Это обеспечивает максимизации общего уровня допустимой входной СВЧ мощности. Главным достоинством дендритной структуры является относительная конструктивная простота, однотипность используемых планарных пленочных резисторов и высокая надежность. Кроме того, в таких структурах за счет разнесения резисторов на плоскости решена задача равномерного распределения тепловой мощности по всем диссипативным

элементам. Однако описываемые дендритные структуры имеют определенные недостатки. В частности, для реализации деления входного СВЧ сигнала по всем ветвям дендритной структуры используются резистивные или распределенные делители мощности на отрезках линий передач и конденсаторах, полоса рабочих частот которых ограничена. При работе с сигналами большой мощности требуется большое количество поглощающих элементов, каждый из которых обладает своими паразитными реактивными параметрами, влияние которых, значительно усложняет цепи согласования.

С целью устранения перечисленных выше недостатков в ряде работ [7, 8, 9, 12] были разработаны способы расширения полосы рабочих частот и повышения уровня допустимой входной мощности с помощью использования многокаскадных структур.

Многокаскадные СВЧ аттенюаторы представляют собой развитие и обобщение многоэлементной структуры. В многоэлементных аттенюаторах зачастую используется какой-то один конкретный тип поглощающих элементов (пленочные резисторы), а многокаскадные аттенюаторы могут выполняться как на основе согласованных Т- и П-образных звеньев изготовленных на одной подложке, так и на отдельных пленочных резисторах и нескольких подложках.

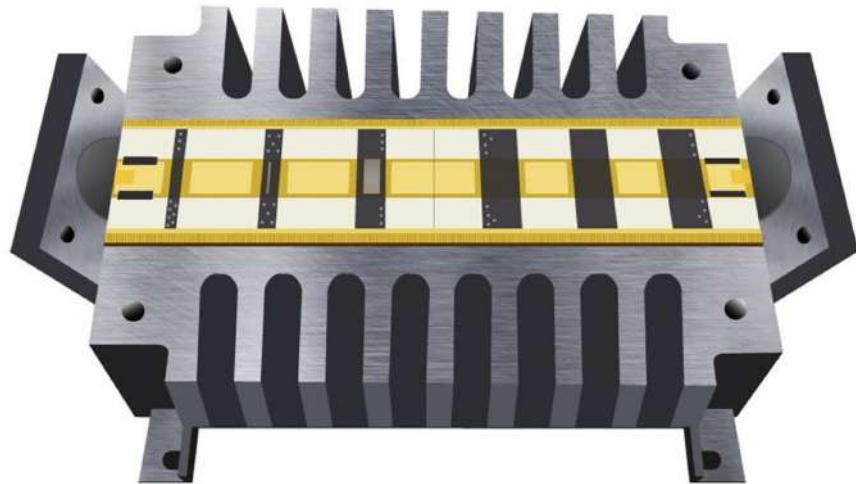


Рисунок 1.8 - Внешний вид аттенюатора выполненного на каскадно включенных планарных пленочных резисторах

А работе [12] описан аттенюатор, схема которого показана на рисунке 1.9. Аттенюатор состоит из пленочных резисторов равных номиналов, согласованных между собой отрезками микрополосковой линии.



Рисунок 1.9 – Структурная схема трёхэлементного аттенюатора на пленочных резисторах

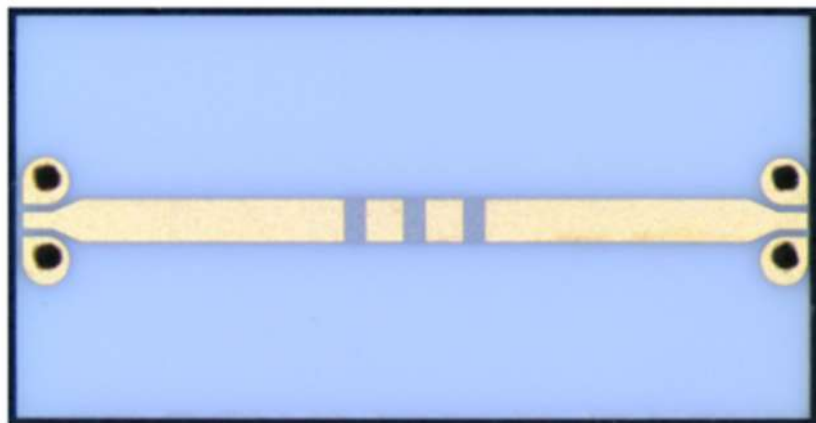


Рисунок 1.10 – Микрополосковая реализация трехэлементного аттенюатора (размер 4,9 x 2,5 мм)

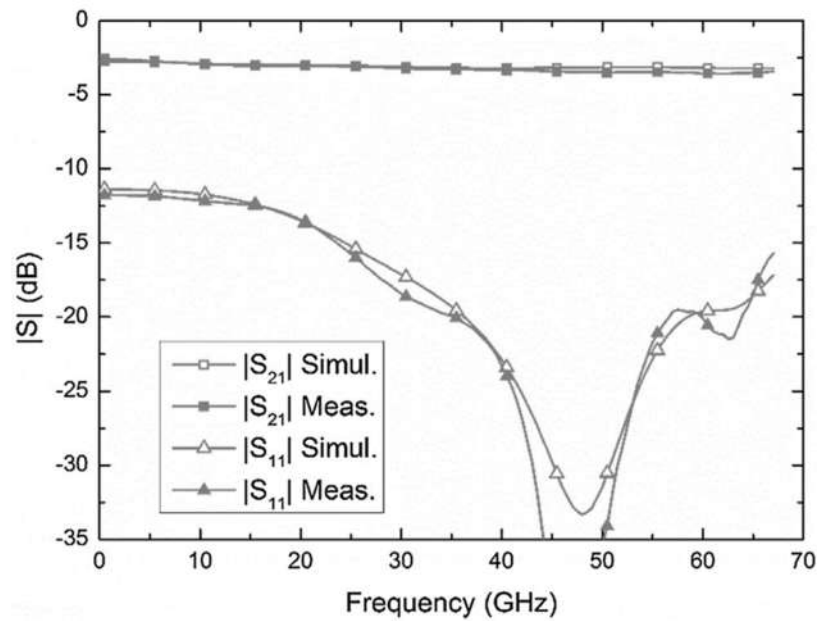


Рисунок 1.11 – Характеристики трехэлементного аттенюатора (результаты моделирования и измерений)

Достоинствами описываемых многокаскадных аттенюаторов являются широкий диапазон рабочих частот, возможность использования в составе СВЧ интегральных схем. Однако для использования применительно к устройствам большой мощности такая структура не совсем подходит, в виду неравномерности распределения входной мощности по каждому из каскадов.

На рисунке 1.12 представлена структурная схема многокаскадного СВЧ аттенюатора высокого уровня мощности [9]. Основная идея заключается в равномерном распределении поглощаемой мощности между согласованными по входу и выходу каскадами путем соответствующего выбора коэффициентов передачи по мощности отдельных каскадов.

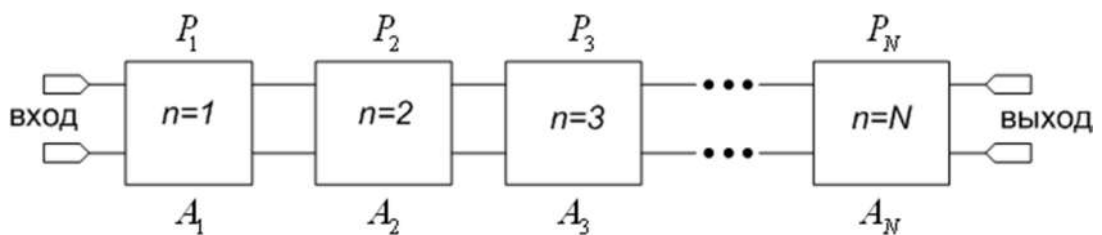


Рисунок 1.12 – Структурная схема многокаскадного СВЧ аттенюатора

На схеме (рисунок 1.12) приняты следующие обозначения:  $n$  – текущий каскад СВЧ аттенюатора;  $P_n$  – рассеиваемая мощность на  $n$  – ом последовательно включенном каскаде;  $A_n$  – вносимое ослабление  $n$  – ого последовательно включенного каскада.

При расчете параметров описываемого многокаскадного аттенюатора требуется соблюдать условие одинакового распределения рассеиваемой мощности по всем каскадам. В этом случае допустимая входная мощность будет равна максимально достижимой величине. Количество последовательно соединенных согласованных каскадов определяется следующими соотношениями:

$$P_{\max} = P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_N; K_p = K(1) \cdot K(2) \cdot K(3) \cdot \dots \cdot K(N);$$

$$P_{IN} = \frac{P_{\max}}{(1 - K_p)}, \quad (1.8)$$

где  $P_{IN}$  – мощность, подаваемая на вход многокаскадного СВЧ аттенюатора;  $N$  – количество каскадов в СВЧ аттенюаторе;  $P_{\max}$  – максимальная рассеиваемая мощность в многокаскадном аттенюаторе;  $K_p$  – результирующий коэффициент передачи по мощности многокаскадного СВЧ аттенюатора;  $K(n)$  – коэффициент передачи по мощности симметричной П-образной структуры;  $n=1\dots N$  – текущий номер включенной каскадно симметричной и согласованной П- или Т-образной структуры.

Коэффициент передачи по мощности каждого каскада при условии равномерного распределения СВЧ мощности между  $N$  каскадами определяется по формуле (1.9)

$$K(n) = \frac{n \cdot K_p + (N - n)}{(n - 1) \cdot K_p + (N - n + 1)}. \quad (1.9)$$

Граничная частота данной многокаскадной структуры с равномерным распределением рассеиваемой СВЧ мощностью и неизменной входной мощностью в первом приближении увеличивается в  $N$  раз [9, 29, 68]. Отсюда следует важный вывод. Метод многокаскадного построения СВЧ аттенюаторов и нагрузок позволяет пропорционально количеству каскадов расширить полосу рабочих частот. Отметим, что ресурс расширения полосы рабочих частот может быть использован для увеличения уровня мощности входного сигнала. В этом случае при использовании в однокаскадном и двухкаскадном аттенюаторе пленочных резисторов с одинаковой площадью полоса рабочих частот оказывается одинаковой. Обобщая два этих случая можно записать следующее соотношение для многокаскадных аттенюаторов

$$\frac{\Delta f \cdot P_{IN}}{N} = const. \quad (1.10)$$

Конкретное значение постоянной величины  $const$  в (1.10) определяется физическими свойствами диэлектрической подложки, на которой расположены пленочные резисторы, площадью внешнего радиатора, а также режимом воздушного охлаждения. Анализ материалов работ [29, 68] показывает, что при уменьшении уровня входной мощности  $P_{IN}$  полоса рабочих частот может достигать нескольких ГГц.

Ещё один принцип построения мощных широкополосных аттенюаторов и нагрузок, основан на применении частотного разделения входного сигнала на несколько каналов, как показано на рисунке 1.13. В общем случае частотно-разделительные устройства, представляют собой неотражающие по входу структуры, как в полосе пропускания, так и в полосе стыковки, или переходной полосе частот. При работе на большом уровне мощности наиболее предпочтительными в конструктивном отношении являются диплексеры на взаимно дополняющих фильтрах Баттерворта [38].



Многоканальный и двухканальный метод построения сверхширокополосных нагрузок позволяет использовать различные сочетания низкочастотных и полосовых согласованных диссипативных структур, выполненных в сосредоточенном или распределенном элементном базисе.

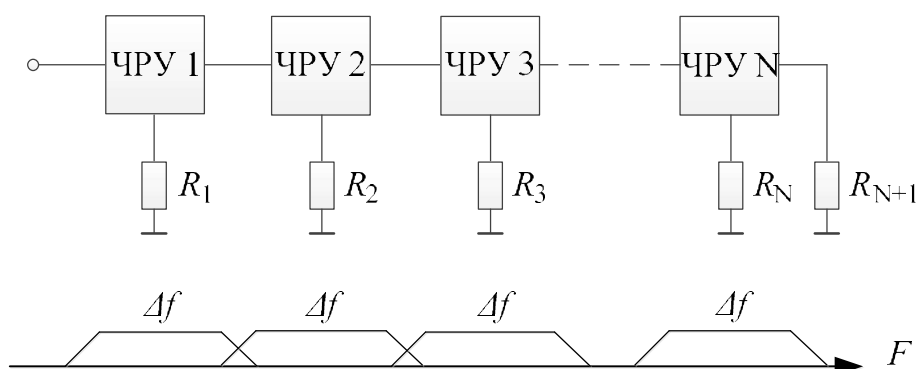


Рисунок 1.13 – Многоканальный сверхширокополосный СВЧ аттенюатор на основе последовательно включенных двухканальных ЧРУ

Основным достоинством описываемого многоканального метода построения СВЧ аттенюаторов и нагрузок является более широкий диапазон частот по сравнению с дендритной схемой соединения диссипативных элементов и каскадной структурой включения П- или Т-образных согласованных звеньев на пленочных резисторах. Однако, для значительного расширения полосы частот, требуется большое количество частотных полос и соответственно полосовых аттенюаторов или нагрузок, что значительно усложняет конструктивную реализацию многоканального аттенюатора. Кроме того, на сегодняшний день имеются трудности в реализации диплексеров большой мощности, а также предназначенных для работы на частотах 10-40 ГГц с равномерным уровнем вносимого ослабления во всех каналах [39,115]. Отметим также, что многоканальный метод построения аттенюаторов обладает энергетической избыточностью, поскольку

количество мощных пленочных резисторов увеличивается пропорционально числу каналов.

Таким образом, на основании рассмотрения и анализа описанных выше методов, можно сделать вывод об определенных преимуществах многокаскадного метода построения аттенуаторов. Гипотетически в данном методе при фиксированной мощности входного сигнала  $P_{IN}$  и увеличении количества каскадов до бесконечно большой величины ( $N \rightarrow \infty$ ) полоса рабочих частот  $\Delta f = \frac{N}{P_{IN}} \cdot const$  также будет стремиться к бесконечности.

Либо при ограниченной и фиксированной полосе рабочих частот  $\Delta f$ , бесконечным увеличением количества каскадов можно обеспечить бесконечно большой уровень входной мощности СВЧ сигнала  $P_{IN} = \frac{N}{\Delta f} \cdot const$ . Но физически реализовать аттенуатор с бесконечно большим числом каскадов не представляется возможным. Исходя из конструктивных и технологических ограничений, на практике обычно применяется структура, содержащая не более 5-6 каскадов.

Поэтому на сегодняшний день, исходя из приведенного выше аналитического обзора литературы, для расширения диапазона рабочих частот и увеличения уровня допустимой входной мощности сверхширокополосных мощных СВЧ аттенуаторов и нагрузок требуется разработка новых методов построения и конструктивно-схемотехнической реализации таких устройств, что соответствует цели данной диссертационной работы. На наш взгляд, наиболее перспективным подходом для решения поставленных задач является разработка сверхширокополосных поглощающих устройств на основе фильтровых структур с диссипативными потерями.

## 1.4 Выводы

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

1. Микрополосковая пленочная технология является наиболее перспективной для построения широкополосных и сверхширокополосных СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности, по сравнению с коаксиальной и волноводной технологией. Она обеспечивает возможность работы с более высоким уровнем входной СВЧ мощности, не имеет ограничений по частотному диапазону в области нижних частот и применима в диапазоне ВЧ вплоть до 30 ГГц и выше, отличается хорошими конструктивными и массогабаритными параметрами.

2. В результате анализа многоэлементной дендритной, многокаскадной и многоканальной структуры построения мощных широкополосных СВЧ аттенюаторов, сделан вывод об определенных преимуществах многокаскадной структуры.

3. Наиболее перспективным методом расширения полосы рабочих частот микрополосковых пленочных СВЧ аттенюаторов является их реализация на основе фильтров нижних частот и полосовых фильтров с большими диссипативными потерями. В этом случае паразитные реактивные параметры пленочных резисторов замещают соответствующие реактивности фильтров и не требуются согласующие цепи. Поскольку такие аттенюаторы оказываются согласованными, к ним применимы принципы каскадного построения, что обеспечивает существенное увеличение уровня допустимой входной СВЧ мощности при фиксированной полосе рабочих частот.

4. Для проектирования широкополосных СВЧ аттенюаторов различного типа, в том числе выполненных на основе фильтровых структур с

диссипативными потерями, необходимо решить задачу по формированию первоначального облика как эвристически, так и по упрощенным эквивалентным схемам, раскрывающим физическую сущность электромагнитных процессов в планарных пленочных резисторах. Последующее применение компьютерного электродинамического моделирования позволит эффективно провести настройку и оптимизацию параметров сложных многоэлементных аттенюаторов, выполненных по микрополосковой технологии.

## 2 АТТЕНЮАТОРЫ НА ОСНОВЕ ФНЧ С ПОТЕРЯМИ

В данной главе представлены результаты исследования разработанных новых схемотехнических и конструктивных решений для широкополосных пленочных СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности, выполненных на основе фильтров нижних частот (ФНЧ) с намеренно введенными диссипативными потерями. За счет наличия в полосе пропускания прямых потерь заданной величины такой фильтр может выполнять функцию широкополосного аттенюатора. В качестве диссипативных элементов в данном случае предлагается использовать параллельно и последовательно включенные микрополосковые пленочные резисторы. При этом паразитные емкости пленочных резисторов замещают емкости ФНЧ. Индуктивности фильтра с потерями выполнены в виде отдельных элементов. Верхняя граничная частота аттенюаторов такого типа достигает 10 ГГц и более. Следует отметить, что для рассматриваемых диссипативных устройств выполняется общая закономерность - чем шире полоса рабочих частот, тем меньше допустимый уровень входной мощности.

### 2.1 Использование ФНЧ с однородными потерями в качестве аттенюатора с небольшим ослаблением

Как известно [7, 51, 106, 107], в любом фильтре из-за влияния диссипативных потерь изменяется форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Появляются прямые потери и искажается АЧХ. Искажения АЧХ проявляются в виде сглаживания пульсаций в полосе пропускания и наличия спада в области граничной частоты. Для уменьшения этих эффектов воспользуемся методом предискажений [3, 7], который позволяет обеспечить малый уровень неравномерности АЧХ. После устранения искажений АЧХ фильтр с потерями может использоваться в качестве широкополосного аттенюатора. При этом паразитные емкости и индуктивности пленочных резисторов полностью или частично встраиваются

в структуру ФНЧ. На рисунке 2.1 приведена схема П-образного ФНЧ в сосредоточенном элементном базисе и диссипативными потерями, обусловленными рассеиванием СВЧ мощности в пленочных резисторах.

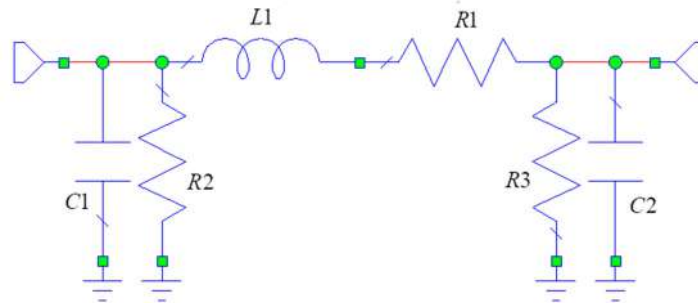


Рисунок 2.1 - ФНЧ с диссипативными потерями

Расчетные соотношения для граничной частоты  $f_c$  и индуктивности  $L$  ФНЧ третьего порядка с диссипативными потерями при известной величине емкости  $C$ , равной паразитной емкости пленочных резисторов, встроенных в П-образный ФНЧ, имеют следующий вид:

$$f_c = \frac{g_1}{2\pi RC}, \quad L = \frac{g_2 R}{2\pi f_c}, \quad (2.1)$$

где  $f_c$  - частота среза ФНЧ с потерями (в данном случае аттенюатора);  $R$  – сопротивление нагрузки;  $C$  – паразитная емкость пленочного резистора;  $g_1$ ,  $g_2$  - соответственно первый и второй элементы нормированного прототипа чебышевского ФНЧ третьего порядка.

В соответствии с [1] значения элементов нормированного чебышевского ФНЧ прототипа третьего порядка рассчитываются по соотношениям:

$$g_1 = \frac{1}{sh^2 \left[ \frac{\ln \left( cth \frac{L_{Ar}}{17,37} \right)}{6} \right]}, \quad g_2 = \frac{2}{sh^2 \left[ \frac{\ln \left( cth \frac{L_{Ar}}{17,37} \right)}{6} \right] + 0,75}, \quad (2.2)$$

где  $L_{Ar}$  - пульсации АЧХ в полосе пропускания (дБ).

Использование чебышевского ФНЧ прототипа обусловлено полезным свойством данного фильтра с точки зрения физической реализации. При заданной или фиксированной величине емкостей фильтра чебышевский ФНЧ имеет наибольшую граничную частоту по сравнению с другими типами аппроксимаций. Следовательно, при замещении емкостей фильтра паразитными емкостями пленочных резисторов получим максимальную полосу пропускания фильтра или соответственно полосу рабочих частот при использовании фильтра с потерями в качестве аттенюатора. С повышением уровня входной мощности необходимо использовать пленочные резисторы большей площади, что приведет к большим значениям их паразитной емкости. Поэтому очевидно, что чем более мощный аттенюатор на основе ФНЧ с потерями, тем меньше его полоса рабочих частот.

В общем случае комплексный частотный коэффициент передачи линейной цепи определяется отношением двух степенных полиномов

$$K(j\omega) = \frac{a_0 + a_1(j\omega) + \dots + a_M(j\omega)^m}{b_0 + b_1(j\omega) + \dots + b_N(j\omega)^n}, \quad (2.3)$$

где  $m$  и  $n$  – произвольные целые числа ( $n \geq m$ ), конкретные значения которых зависят от порядка цепи (количества реактивных элементов);  $j = \sqrt{-1}$ ;  $a_i$ ,  $b_i$  – постоянные действительные коэффициенты, значения которых определяются величинами индуктивностей и емкостей ФНЧ;  $\omega = 2\pi f$  – частота высокочастотного сигнала.

В частном случае, при выбранной чебышевской аппроксимации АЧХ, соотношение (2.3), взятое по модулю, можно представить в виде

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_c)}}, \quad (2.4)$$

где  $\varepsilon \leq 1$  - коэффициент, определяющий уровень пульсации АЧХ;  $T_n(\omega/\omega_c)$  - полином Чебышева первого рода  $n$ -го порядка;  $\omega_c$  - частота среза фильтра.

При описании ФНЧ с помощью (2.3) значение числа  $m$  оказывается равным нулю ( $m=0$ ), поэтому в числителе остается только один коэффициент  $a_0$ . При этом порядок полинома знаменателя соотношения (2.3) или порядок полинома Чебышева в (2.4)  $n$  соответствует порядку ФНЧ. При разложении знаменателя (2.3) на сомножители выражение для комплексного коэффициента передачи имеет вид

$$K(j\omega) = \frac{A_0}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\dots(j\omega - p_n)}, \quad (2.5)$$

где  $A_0 = \frac{a_0}{b_0}$  - нормирующий множитель.

В рамках метода предсказаний [107] для выбранного значения  $n$ , равного порядку ФНЧ, и заданного уровня пульсаций  $L_{Ar}$  полюса комплексного коэффициента передачи чебышевского ФНЧ без потерь определяются по соотношению

$$p_i = 0,5 \left[ \left( u^{-1/N} - u^{1/N} \right) \sin \left( \pi \frac{2i-1}{2n} \right) + j \left( u^{-1/N} - u^{1/N} \right) \cos \left( \pi \frac{2i-1}{2n} \right) \right], \quad (2.6)$$

где  $i = 1, 2, \dots, n$ ;  $n$  - порядок фильтра;  $u = \varepsilon^{-1} + \sqrt{\varepsilon^{-2} + 1}$ ;

$\varepsilon = \sqrt{\left( 10^{0,05L_{Ar}(dB)} \right)^2 - 1}$ ;  $E(\text{dB})$  - уровень пульсации АЧХ.

Далее, в соответствии с методом предсказаний на комплексной плоскости осуществим одинаковое смещение всех полюсов влево, что физически означает введение в фильтр однородных диссипативных потерь.

Конкретное исследование частотных свойств ФНЧ с однородными и неоднородными потерями было проведено на примере чебышевского ФНЧ



третьего порядка  $N=3$  при уровне пульсаций  $L_{Ar}=0,5$  дБ. В соответствии с (2.6) значения полюсов такого фильтра без потерь равны:  $p_1 = -0,626456$ ,  $p_2 = -0,313228 + j1,021928$ ,  $p_3 = -0,313228 - j1,021928$ .

Затем по известным значениям полюсов по выражению (2.5) была рассчитана АЧХ идеального фильтра без потерь. На следующем этапе на комплексной плоскости проведено одинаковое смещение всех полюсов влево с помощью соответствующего изменения их реальной составляющей, что физически означает введение в фильтр диссипативных однородных потерь. При этом добротности всех элементов ФНЧ на граничной частоте имеют одинаковые значения. Далее для одинаково смещенных полюсов был произведен расчет АЧХ по соотношению (2.5).

Наконец было осуществлено неодинаковое смещение всех полюсов, что соответствует режиму неоднородных потерь и рассчитаны АЧХ и фазочастотные характеристики (ФЧХ). Результаты расчета АЧХ и ФЧХ для трех вышеописанных вариантов приведены соответственно на рисунке 2.2 и рисунке 2.3.

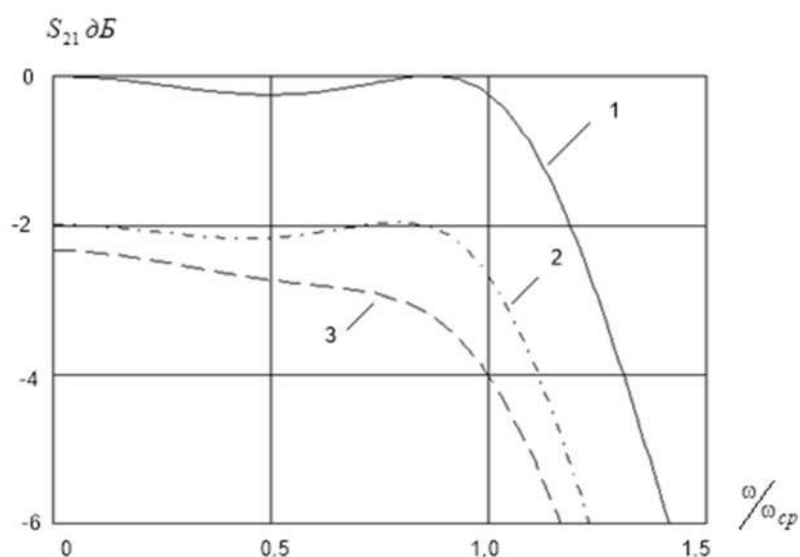


Рисунок 2.2 - АЧХ чебышевского ФНЧ: 1- ФНЧ без потерь; 2- ФНЧ с однородными потерями; 3- ФНЧ с неоднородными потерями

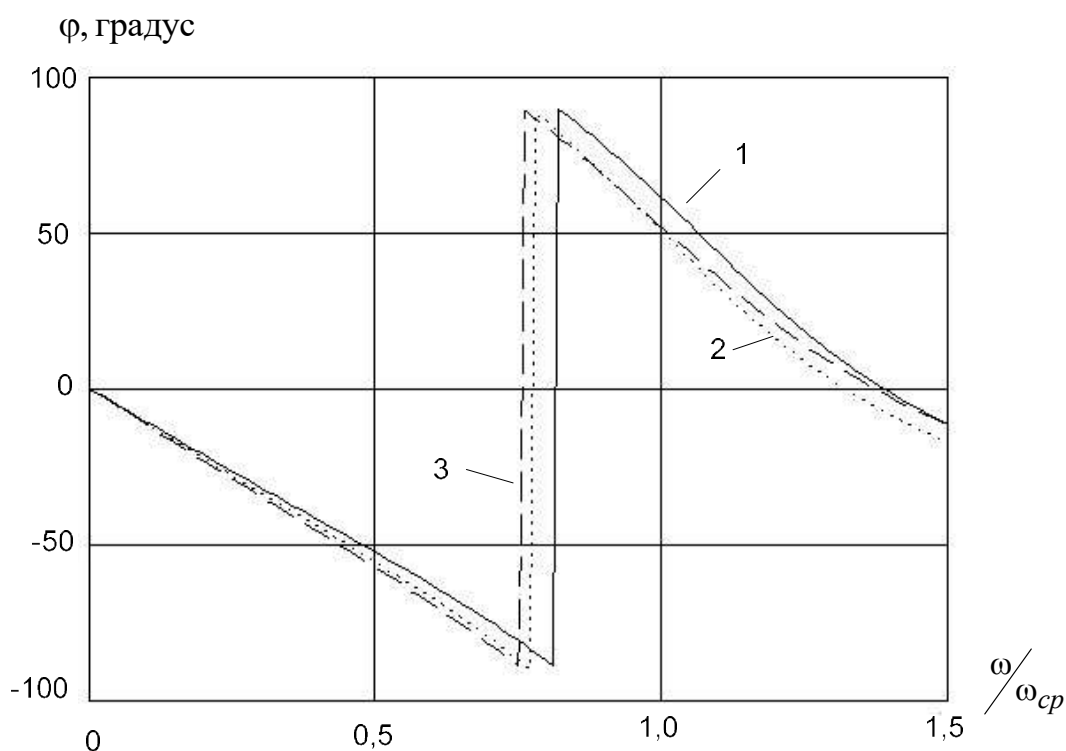


Рисунок 2.3 - ФЧХ чебышевского ФНЧ: 1- ФНЧ без потерь; 2- ФНЧ с однородными потерями; 3- ФНЧ с неоднородными потерями

Проведенные расчеты и анализ частотных свойств чебышевского ФНЧ третьего порядка с однородными диссипативными потерями показали, что его можно использовать в качестве аттенюатора с вносимым ослаблением 0,5-5,0 дБ при уровне обратных потерь не более 20 дБ. При неоднородных потерях форма АЧХ фильтра становится неравномерной, что приводит к необходимости использования корректирующих и согласующих элементов. Как будет показано ниже, для коррекции формы АЧХ и улучшения согласования потребуются дополнительные индуктивные элементы. Следует также отметить, что исследуемый чебышевский ФНЧ с диссипативными потерями в соответствии с данными, приведенными на графиках рисунок 2.3, обладает более линейной формой ФЧХ. Это положительно сказывается на выполнении требований неискаженного прохождения широкополосных

сигналов с цифровыми видами модуляции в цепях с ограниченной полосой пропускания.

Для получения больших вносимых ослаблений и увеличения максимально уровня входной СВЧ мощности в заданной полосе рабочих частот рекомендуется применять каскадное включение нескольких аттенюаторов или встраивать в ФНЧ согласованную симметричную П-структуру на пленочных резисторах.

## **2.2 Многоэлементные аттенюаторы на основе ФНЧ с потерями**

Многоэлементные СВЧ аттенюаторы на различный уровень мощности и большой величиной вносимого ослабления реализуются в виде многокаскадной структуры, элементарной ячейкой которой является симметричная П-образная или Т-образная схема на резисторах, величины которых определяются требуемым значением вносимого ослабления и выполнением условия согласования по входу и выходу. При этом для компенсации влияния паразитной емкости и индуктивности планарных пленочных резисторов микрополоскового типа в многоэлементных аттенюаторах П-образная или Т-образная схема на резисторах встраивается в фильтр нижних частот. Кроме того, в данной работе для расширения полосы рабочих частот предлагается использовать входные и выходные согласующие элементы.

В данном разделе представлена трехэтапная методика синтеза широкополосных многоэлементных аттенюаторов, выполненных на основе чебышевского ФНЧ с встроенными П-образными или Т-образными схемами на пленочных микрополосковых резисторах.

На первом этапе используются сосредоточенные модели планарных пленочных резисторов, учитывающие их паразитные емкости и индуктивности. ФНЧ на этом этапе также реализуется на сосредоточенных

емкостных и индуктивных элементах, которые замещаются соответствующими паразитными реактивностями пленочных резисторов. Сосредоточенные модели позволяют по величине паразитной емкости пленочного резистора в первом приближении оценить полосу рабочих частот ФНЧ с потерями. Далее по этим исходным данным находится требуемое значение индуктивности ФНЧ. Отметим, что при значительных диссипативных потерях и вносимых ослаблениях для обеспечения равномерной формы АЧХ необходимо проводить параметрическую оптимизацию как на этом, так и на всех последующих этапах.

На втором этапе синтеза использовано описание планарного пленочного резистора в виде линии передачи с резистивным микрополоском, расположенным на диэлектрической подложке. В этом случае ширина резистивной пленки и ее сопротивление определяют волновое сопротивление микрополосковой линии с потерями, которое в этом случае является комплексной величиной. Погонная индуктивность  $L'$  и погонная емкость  $C'$  линии с резистивным микрополоском при известном значении волнового сопротивления идеальной линии без потерь находятся по следующим соотношениям:

$$L' = \rho \sqrt{\varepsilon_e} / c, \quad C' = L' / \rho^2, \quad (2.7)$$

где  $\rho = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \cdot \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w^2}{32h} \right)$  - волновое сопротивление микрополосковой

линии;  $h$  - толщина диэлектрической подложки;  $w$  - ширина микрополоскового пленочного резистора;  $c$  - скорость света;

$\varepsilon_e = 0,5 \cdot \left[ \varepsilon_r + 1 + (\varepsilon_r - 1) \cdot (1 + 10h/W)^{-0,5} \right]$  - эффективная диэлектрическая

проницаемость;

При известных погонных параметрах резистивной микрополосковой линии волновое сопротивление является комплексной величиной и на заданной частоте  $\omega$  равно

$$\rho = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}}, \quad (2.8)$$

где  $R'$  - погонное сопротивление резистивного микрополоска.

Многочисленные расчеты и результаты компьютерного моделирования частотных свойств многоэлементных аттенуаторов показали, что в качестве начального приближения целесообразно выбирать одинаковое волновое сопротивление всех микрополосковых плечных резисторов, величина которого в области высоких частот ( $\omega \rightarrow \infty$ ) равна 50 Ом. Если исследуемые аттенуаторы имеют полосу рабочих частот до 10 ГГц, то значения корректирующих и согласующих индуктивностей находится в пределах 1-5 нГ и они могут быть реализованы в сосредоточенном элементном базисе. В области частот 10-40 ГГц корректирующие индуктивные элементы реализуются в виде короткого отрезка микрополосковой линии с большим волновым сопротивлением.

В завершении второго этапа синтеза для получения равномерной формы АЧХ осуществляется регулировка или ручная подстройка значений корректирующих индуктивностей или длины коротких высокоомных микрополосковых линий, включенных последовательно с плечными резисторами П-образной структуры. Данная процедура выполняется с помощью инструмента «TUNER», имеющегося во многих современных САПР схемотехнического и электромагнитного моделирования. Далее после ручной подстройки равномерности формы АЧХ аттенуатора проводится оптимизация по критерию получения минимального значения VSWR в полосе частот, определенной на первом этапе. В ходе исследования было

выяснено, что в данном случае использовать в качестве целевой функции модуль коэффициента отражения  $|S_{11}(\omega)|$  оказалось нецелесообразным, поскольку частотная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению  $VSWR(\omega)$  за счет соответствующей функциональной связи с  $|S_{11}(\omega)|$  более резко изменяется при изменении параметров элементов схемы.

Напомним известное соотношение для коэффициента стоячей волны

$$VSWR(\omega) = \frac{1 + |S_{11}(\omega)|}{1 - |S_{11}(\omega)|}. \quad (2.9)$$

Из выражения (2.9) следует, что даже небольшие изменения  $|S_{11}(\omega)|$  при изменении параметров элементов схемы приводят к значительному изменению  $VSWR$ . Это существенно сокращает число необходимых итераций при поиске оптимума. Для оптимизации рекомендуется выбирать симплексный или градиентный метод, поддерживаемые, например, в системе проектирования MWO. Варьируемыми параметрами в данном случае являются значения согласующих индуктивностей, включенных на входе и выходе аттенюатора, а корректирующие индуктивности остаются неизменными, поскольку они значительно слабее влияют на качество согласования. Для нахождения оптимума, близкого к глобальному оптимуму, целесообразно брать несколько различных начальных значений варьируемых параметров. Если результаты оптимизации будут отличаться незначительно, то можно полагать, что найденный оптимум близок к глобальному оптимуму. Таким образом, на втором этапе рассматриваемого метода синтеза, пленочный резистор большой мощности описывается одномерной распределенной моделью – отрезком линии передачи с потерями. Это позволяет повысить точность и адекватность моделирования частотных свойств мощных многоэлементных аттенюаторов в области частот более

1000 МГц по сравнению с использованием сосредоточенной модели планарного пленочного резистора.

На третьем этапе синтеза в соответствии с результатами расчета по второму этапу формируется общая микрополосковая топология пленочного многоэлементного аттенюатора с корректирующими и согласующими элементами. Разработанная на основании предложенного подхода топология фактически является первоначальным «обликом» для численного электродинамического моделирования и последующей итоговой настройки и оптимизации, проводимой в компьютерной САПР аналогично, как и на втором этапе.

Заключительное резюме. Предложенный трехэтапный метод синтеза многоэлементных аттенюаторов и его каскадов на основе встраивания П-образных или Т-образных схем на микрополосковых пленочных резисторах в чебышевский ФНЧ позволяет обоснованно получить достаточно хорошее начальное приближение для электродинамического моделирования и сократить объем вычислений при проведении оптимизации.

Далее в соответствии с изложенным выше трехэтапным методом синтеза проведем разработку топологии однокаскадного широкополосного аттенюатора с вносимым ослаблением 10 дБ. Для этого встроим согласованную П-образную резистивную структуру с выбранным значением вносимого ослабления 10 дБ в чебышевский ФНЧ третьего порядка, как показано на рисунке 2.4. В соответствии с описанным выше подходом в схеме рисунок 2.4 для получения малой неравномерности АЧХ последовательно с поперечно включенными резисторами П-образной структуры включены корректирующие индуктивности. Кроме того, для обеспечения режима качественного согласования в широкой полосе частот на входе и выходе аттенюатора предусмотрены согласующие индуктивности.

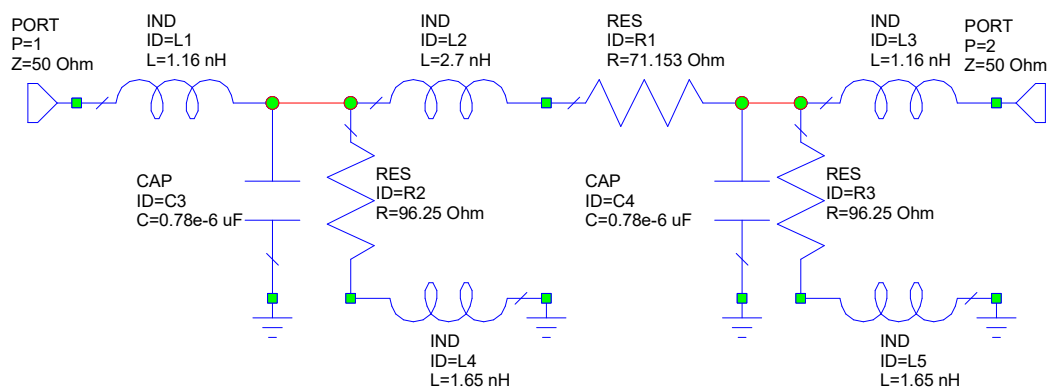


Рисунок 2.4 - СВЧ аттенюатор 10 дБ с корректирующими и согласующими индуктивностями на основе резистивной  $\Pi$ -структуры, встроенной в ФНЧ

Чем больше допустимая рассеиваемая мощность планарного пленочного резистора, тем больше его площадь, и соответственно его паразитная емкость. Поэтому при работе на большом уровне допустимой входной мощности полоса рабочих частот уменьшается. Ограничение полосы рабочих частот обусловлено тем, что паразитная емкость пленочного резистора большой мощности замещает соответствующую емкость ФНЧ.

На рисунке 2.5 приведена расчетная частотная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению ( $VSWR$ ) для аттенюатора в виде  $\Pi$ -образной структуры с вносимым ослаблением 10 дБ, которая встроена в чебышевский ФНЧ третьего порядка. На рисунке 2.6 представлен график АЧХ данного аттенюатора. Высокое качество согласования в полосе рабочих частот 0-3000 МГц было получено после оптимизации симплексным методом, реализованном в среде MWO. В качестве целевой функции использовались расчетные значения коэффициента стоячей волны по напряжению ( $VSWR$ ). В рамках предложенного подхода оптимум был найден за 244 итерации. Оптимальные значения входной и выходной согласующих



индуктивностей оказались одинаковыми и равными 1,16 нГн, а значения корректирующих индуктивностей были равны 1,65 нГн.

Как показал анализ результатов проведенного компьютерного моделирования и оптимизации, индуктивности, установленные на входе аттенюатора, в основном определяют качество согласования, поэтому они были названы согласующими. Две другие индуктивности позволяют получить АЧХ с малой неравномерностью, поэтому они названы корректирующими. Таким образом, предложенное схемотехническое решение позволяет осуществлять независимую регулировку формы АЧХ и обеспечить высокое качество согласования. В рассматриваемом аттенюаторе при компьютерном моделировании частотных свойств была проведена параметрическая оптимизация по критерию получения минимального значения  $VSWR$  в заданной полосе частот после ручной регулировки формы АЧХ, которая является достаточно хорошим начальным приближением для оптимизации.

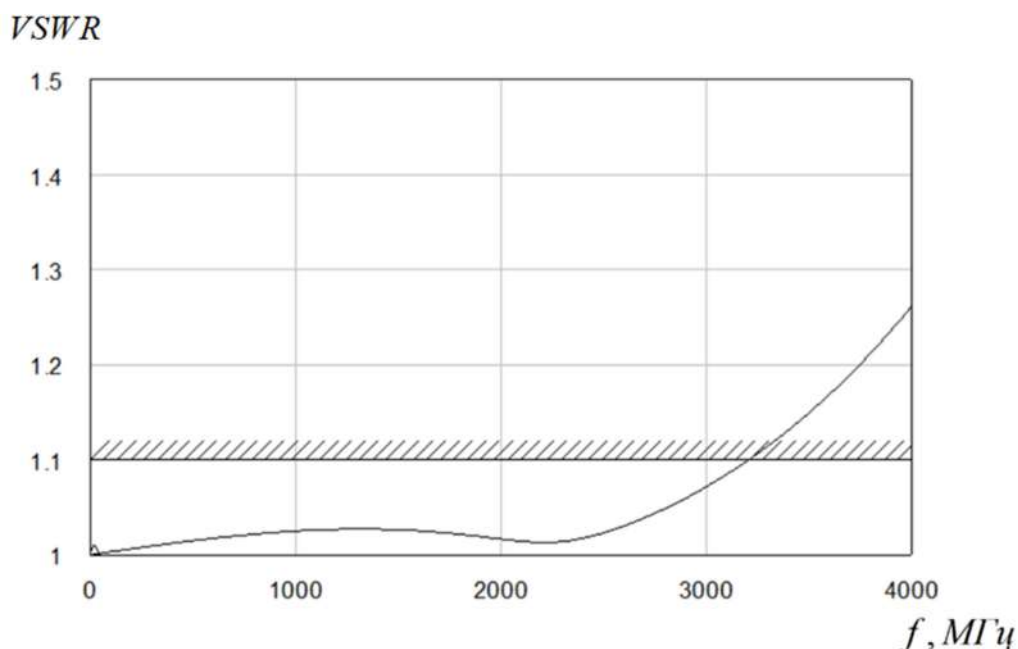


Рисунок 2.5 - Частотная зависимость  $VSWR$  для аттенюатора 10 дБ с коррекцией на основе резистивной П-структуры

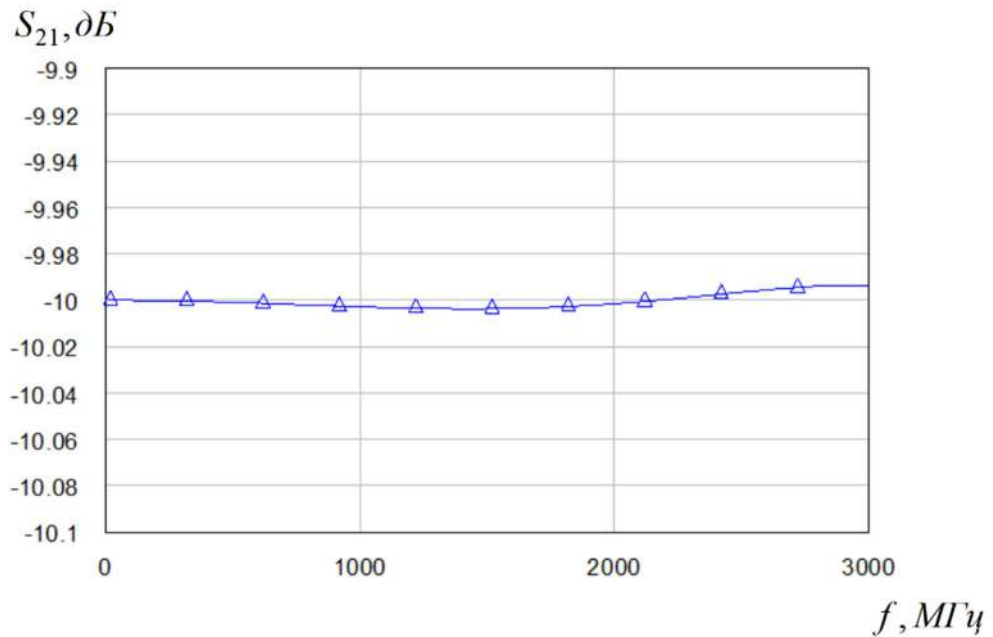


Рисунок 2.6 - АЧХ аттенюатора 10 дБ с коррекцией на основе резистивной П-структуры

При работе в дециметровом диапазоне длин волн схема рисунка. 2.4 на сосредоточенных элементах позволяет наглядно описать физические процессы в широкополосных СВЧ аттенюаторах данного типа и провести расчет характеристик в области частот до 3000 МГц. Для повышения адекватности анализа частотных свойств аттенюаторов на более высоких частотах необходимо описывать микрополосковые пленочные резисторы большой мощности в виде линии передачи с потерями в резистивном микрополоске, как показано на рисунке 2.7. Для улучшения качества согласования в области высоких частот аттенюатор на отрезках линий передачи выполнен в виде симметричной структуры.

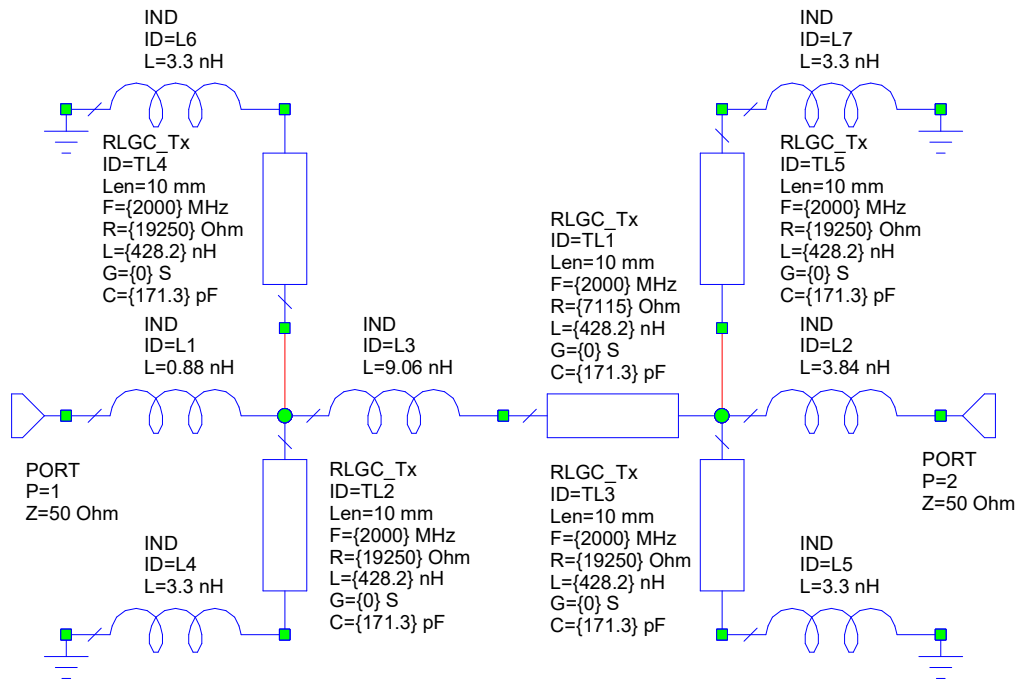


Рисунок 2.7 - Мощный СВЧ аттенюатор 10 дБ на линиях передачи с потерями

Следует отметить, что использование модели мощного пленочного резистора в виде линии передачи с потерями позволяет одновременно учитывать его паразитные емкость и индуктивность, которые строго говоря являются распределенными параметрами.

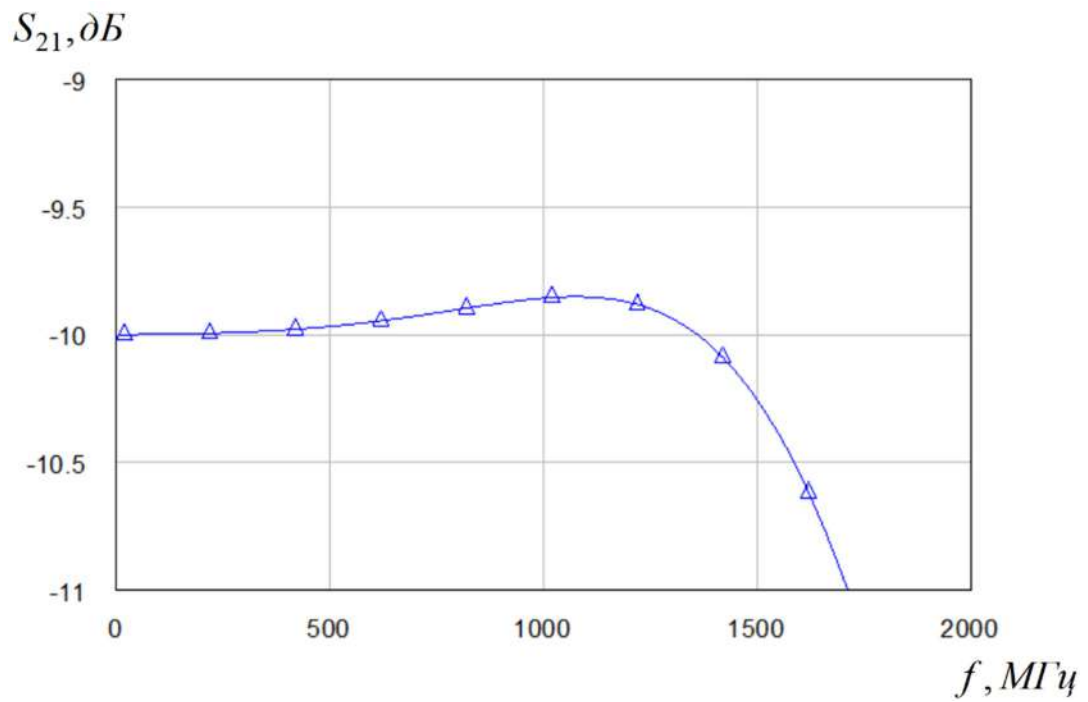


Рисунок 2.8 - АЧХ мощного СВЧ аттенюатора 10 дБ на линиях с потерями (длина линий 10 мм)

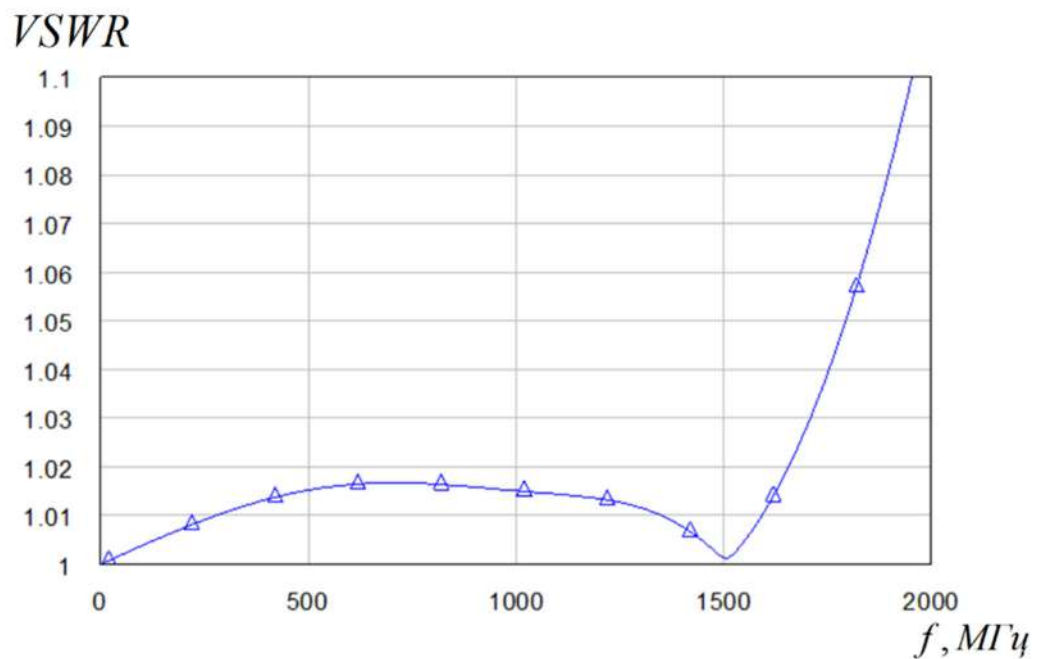


Рисунок 2.9 - Частотная зависимость VSWR мощного СВЧ аттенюатора на линиях с потерями (длина 10 мм)

Результаты расчета частотных характеристик аттенюатора на отрезках линий потерями в резистивном микрополоске длиной 10 мм и расположенном на подложке из бериллиевой керамики толщиной 4 мм представлены на рисунке 2.8 и рисунке 2.9. При этом ширина резистивного микрополоска соответствует номинальному значению волнового сопротивления 50 Ом для линии без потерь. Для исследованного аттенюатора (схема рисунок 2.7) с помощью компьютерного моделирования было установлено, что значение VSWR в полосе частот 0-1500 МГц не превышает 1,04. Важно отметить, что требуемые значения корректирующих индуктивностей 0,5-5,0 нГн имеют хорошую физическую реализацию в указанном диапазоне частот. Таким образом, рассмотренные в данном подразделе схемотехнические и конструктивные решения для пленочного микрополоскового СВЧ аттенюатора за счет применения согласующих и корректирующих индуктивностей обеспечивают независимую регулировку формы АЧХ и качества согласования. Исследованный широкополосный СВЧ аттенюатор на пяти микрополосковых пленочных резисторах (10,0 x 5,6 мм<sup>2</sup>), расположенных на бериллиевой керамики толщиной 4 мм с общей площадью 280 мм<sup>2</sup> способен рассеивать мощность до 200 Вт. Это позволяет использовать его в качестве эквивалента антенны для бортовой радиопередающей аппаратуры летательных и космических аппаратов и во многих других практически важных случаях.

При уменьшении длины пленочного резистора (микрополосковой линии с потерями) от 10 мм до 6 мм снижается в 1,5 раза уровень входной допустимой СВЧ мощности и соответственно во столько же раз увеличивается полоса рабочих частот. Частотные характеристики данного варианта аттенюатора приведены на рисунках 2.10 и 2.11.

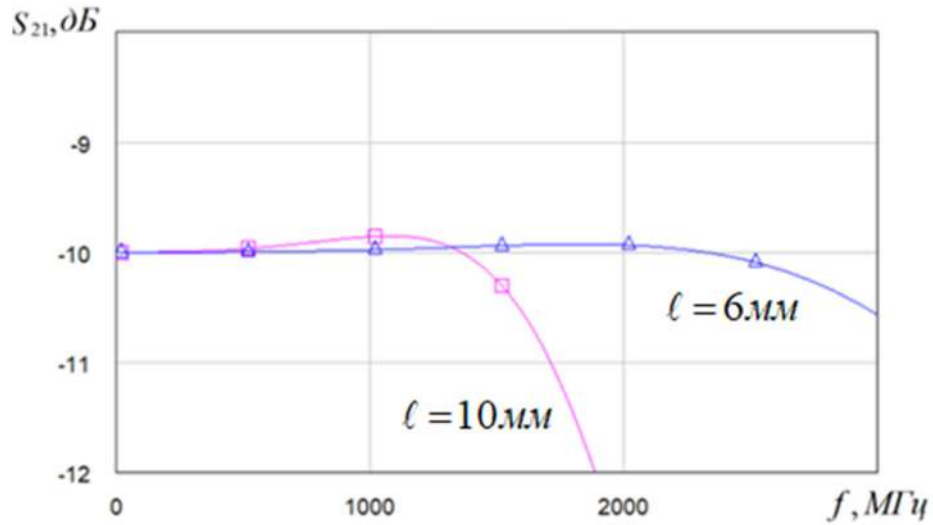


Рисунок 2.10 - АЧХ аттенюатора на линиях с потерями (длина 10 мм и 6 мм)

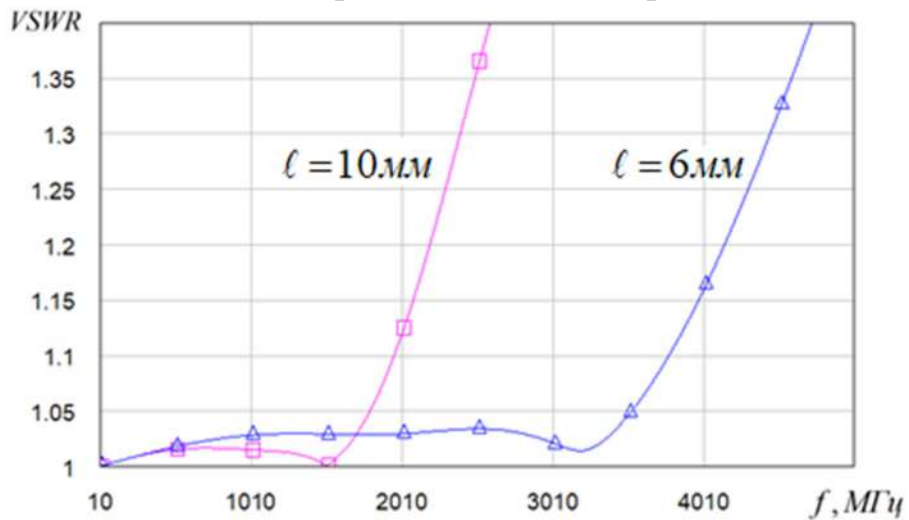


Рисунок 2.11 - Частотная зависимость VSWR аттенюатора на линиях с потерями (длина 10мм и 6 мм)

При рассмотрении аттенюаторов на основе резистивных микрополосков было также проведено исследование каскадного включения двух аттенюаторов, разделенных четвертьволновым отрезком линии передачи в соответствии со схемой, показанной на рисунке 2.12.

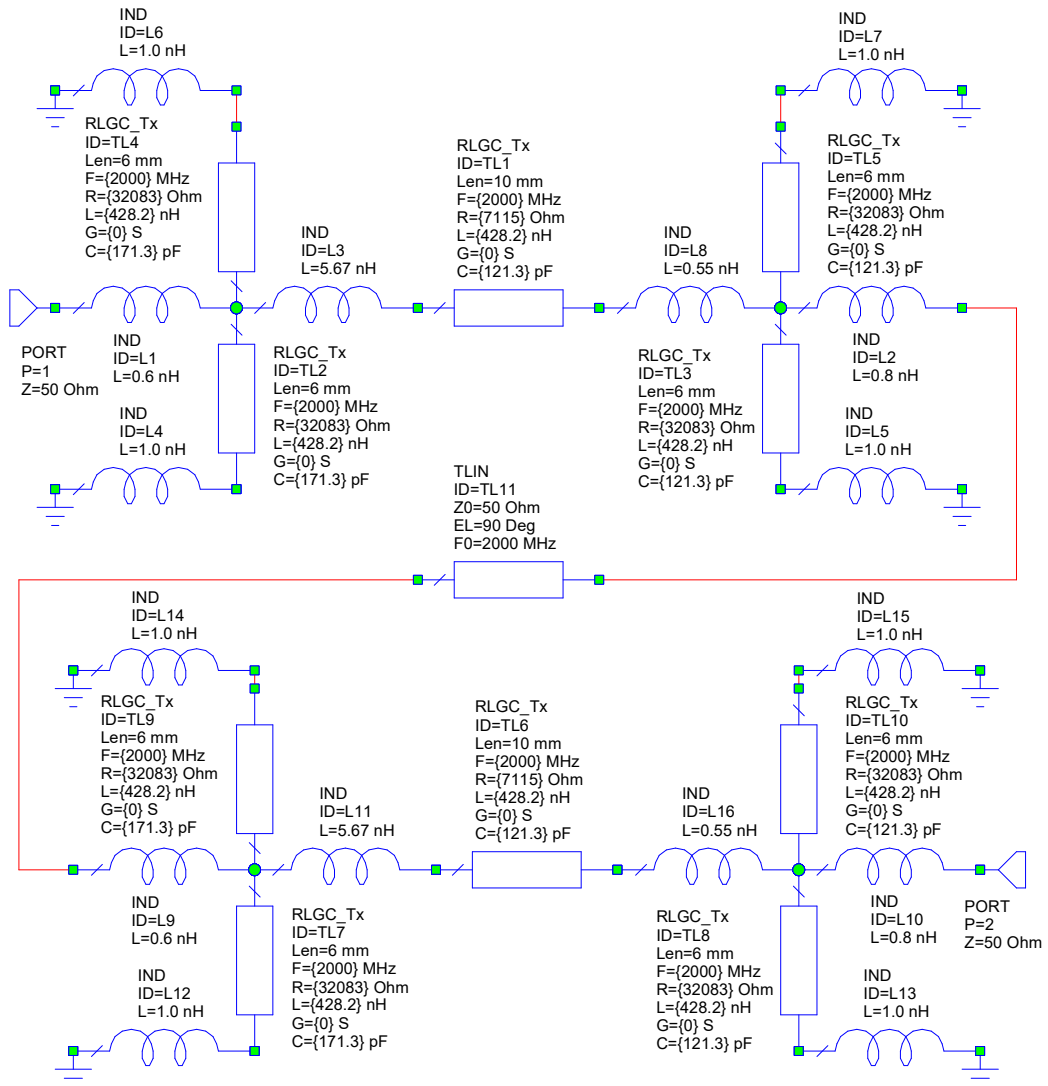


Рисунок 2.12 - Двухкаскадный аттенюатор на линиях (6 мм) с потерями

Результирующая АЧХ двухкаскадного аттенюатора, выполненного на микрополосковых линиях с потерями длиной 6 мм приведена на рисунке 2.13. Как видно из рассмотрения графика рисунок 2.13 при каскадном включении двух одинаковых и достаточно хорошо согласованных аттенюаторов с вносимым ослаблением 10 дБ, как и следовало ожидать, полоса рабочих частот практически осталась неизменной.

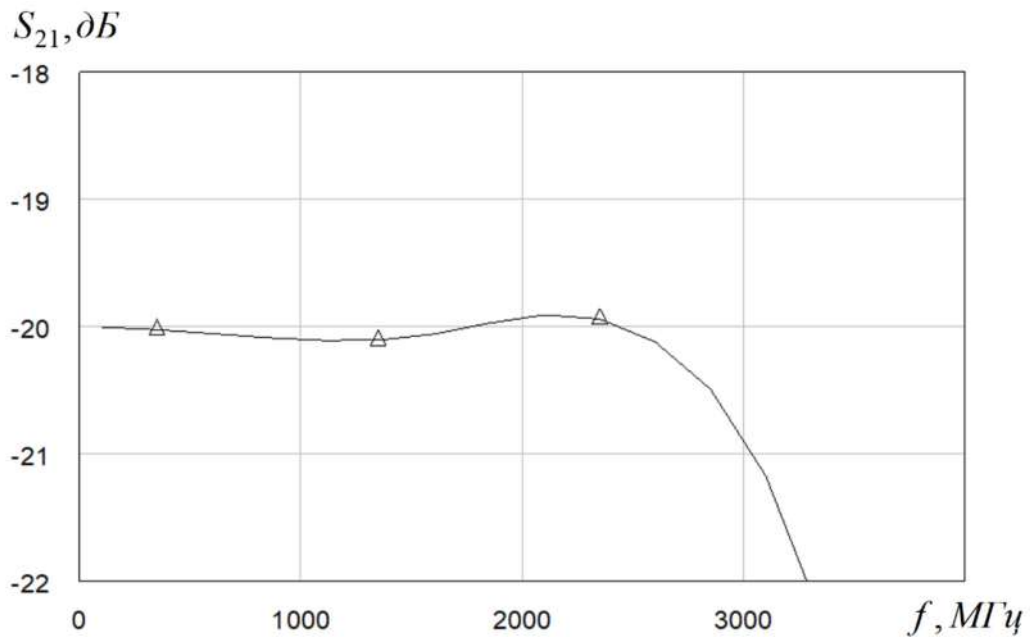


Рисунок 2.13 - АЧХ двухкаскадного аттенюатора на линиях (6 мм) с потерями

Для расширения полосы рабочих частот в многокаскадных структурах следует выбирать такое вносимое ослабление, при котором на каждом аттенюаторе рассеивается одинаковая мощность [9]. В этом случае можно уменьшить размеры резистивных микрополосков в первом входном каскаде аттенюатора, что приведет к соответствующему увеличению полосы рабочих частот.

Проведенные расчеты и компьютерное моделирование показали, что если в рассматриваемых аттенюаторах использовать диэлектрическую подложку из поликора толщиной 0,5 мм, то за счет уменьшения ширины резистивных микрополосков и соответствующего уменьшения допустимой входной мощности обеспечивается работа в диапазоне частот 0-20 ГГц.

### 2.3 СВЧ амплитудно-частотные корректоры на линиях с потерями

В СВЧ диапазоне при построении многокаскадных и многоэлементных аттенюаторов высокого уровня мощности на пленочных резисторах



получение малой неравномерности АЧХ часто оказывается проблематичным из-за существенного влияния диссипативных потерь на частотные свойства согласующих цепей. Решить данную задачу можно несколькими методами. Во-первых, применить оптимизацию параметров всех элементов аттенюатора с использованием целевой функции, включающей два критерия: качество согласования и неравномерность АЧХ в заданной полосе рабочих частот. Во-вторых, в многоэлементных СВЧ аттенюаторах можно использовать широкополосные амплитудно-частотные корректоры. На наш взгляд при построении высокоточного измерительного оборудования целесообразно использовать оба эти подхода в виде двухэтапного метода проектирования диссипативных СВЧ устройств. Для этого в данной работе предлагается новый и перспективный метод построения амплитудно-частотных корректоров дециметрового диапазона частот на основе последовательного включения отрезков микрополосковой линий передачи с потерями, разделенных корректирующими индуктивностями [36].

На рисунке 2.14 представлена схема амплитудно-частотного корректора, содержащего два отрезка линии передачи с потерями в резистивном микрополоске и корректирующими индуктивностями. В данной конструкции потери в диэлектрической подложке пренебрежимо малы и не учитываются. Величина корректирующих индуктивностей определяется из условия получения минимального значения реактивной составляющей входного импеданса  $Z_{in}$  на максимальной частоте рабочего диапазона. Поскольку все элементы в схеме рисунок 2.14 включены последовательно, величину мнимой составляющей комплексного импеданса  $\text{Im}[Z_{in}(\omega_{\max})]$  нетрудно определить с помощью многократного и последовательного применения соотношения для входного импеданса линии с потерями

$$Z_{in} = \rho \frac{Z_n \cdot ch(\gamma \ell) + \rho \cdot sh(\gamma \ell)}{Z_n \cdot sh(\gamma \ell) + \rho \cdot ch(\gamma \ell)}, \quad (2.10)$$

где  $R$  – номинальное сопротивление нагрузки корректора;  $Z_n$  – комплексная нагрузка для линии с потерями;  $\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot j\omega C'}$  – постоянная распространения линии с потерями в микрополоске;  $\ell$  – длина резистивного микрополоска,  $\rho = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}}$  – волновое сопротивление линии с потерями в резистивном микрополоске.

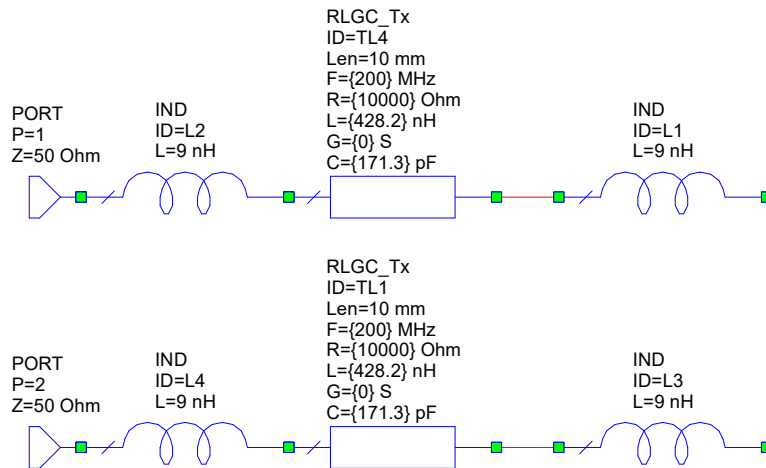


Рисунок 2.14 - Амплитудно-частотный корректор на линиях с потерями

На рисунке 2.15 представлена АЧХ корректора, полученная с помощью компьютерного схемотехнического моделирования для различных значений корректирующих индуктивностей. В качестве диэлектрической подложки был выбран поликор толщиной 1 мм. Погонное сопротивление резистивных микрополосков шириной 1 мм (номинальное волновое сопротивление при отсутствии потерь равно 50 Ом) было выбрано равным  $10^4$  Ом/м, что соответствовало вносимому ослаблению на низких частотах порядка 4,5 дБ для каждого отрезка.

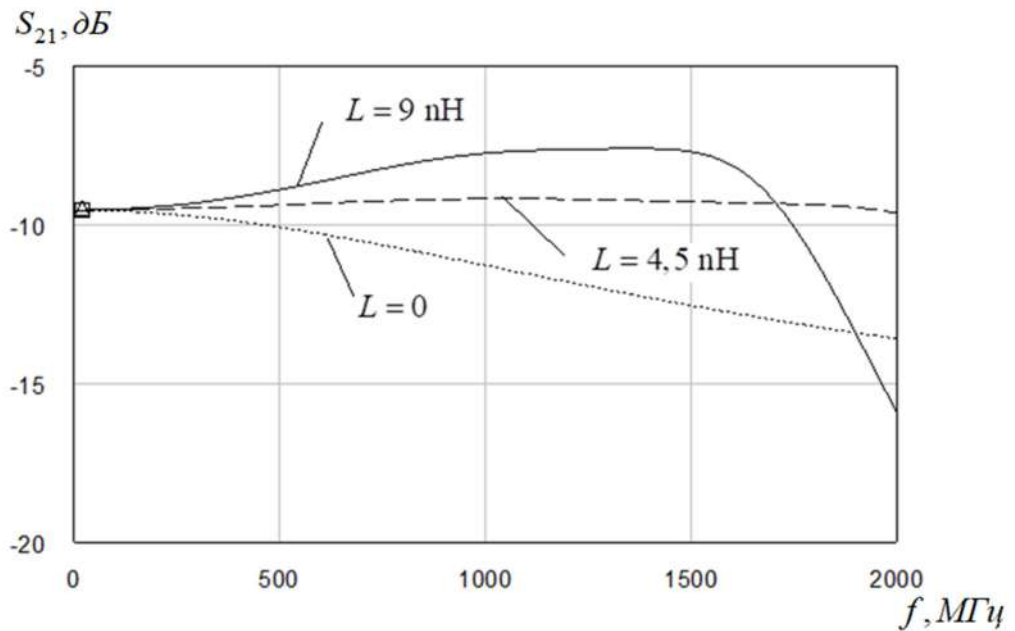


Рисунок 2.15 - АЧХ корректора при различных значениях корректирующих индуктивностей

Анализ графиков (рисунок 2.15) показывает, что описываемый корректор позволяет регулировать АЧХ в пределах  $\pm 2,5$  дБ на частоте 1500 МГц. При этом в области частот от 0 до 500 МГц АЧХ изменяется незначительно. Данная особенность позволяет снизить прямые потери корректора в рабочей полосе частот. Проведенные дополнительные исследования показали, что в линии передачи с потерями в резистивном микрополоске, ширина которого выбрана такой же, как и в линии без потерь, имеется существенная неравномерность АЧХ в области низких частот. При отсутствии потерь в диэлектрической подложке волновое сопротивление линии с резистивным микрополоском представляет собой комплексную величину. Это и является причиной неравномерности АЧХ. В области высоких частот за счет затухания падающих и отраженных волн поддерживается режим достаточно хорошего качества согласования по входу и выходу, а АЧХ такой линии с диссипативными потерями становится равномерной. За счет введения корректирующих катушек индуктивности

улучшается согласование и уменьшается неравномерность АЧХ. Это означает, что линию с потерями и корректирующими катушками индуктивности в области низких частот можно считать практически неискажающей линией, обеспечивающей хорошую равномерность формы АЧХ. С физической точки зрения улучшение согласования объясняется тем, что корректирующие катушки индуктивности существенно уменьшают реактивную составляющую входной проводимости  $Y_{in} = 1/Z_{in}$  линии с потерями, которая имеет емкостной характер. Это подтверждается графиком (рисунок 2.16), рассчитанным для схемы рисунок 2.14. На рисунке 2.16 для сравнения приведена реактивная составляющая для входной проводимости линии с потерями без корректирующих катушек индуктивности, показанная пунктирной линией.

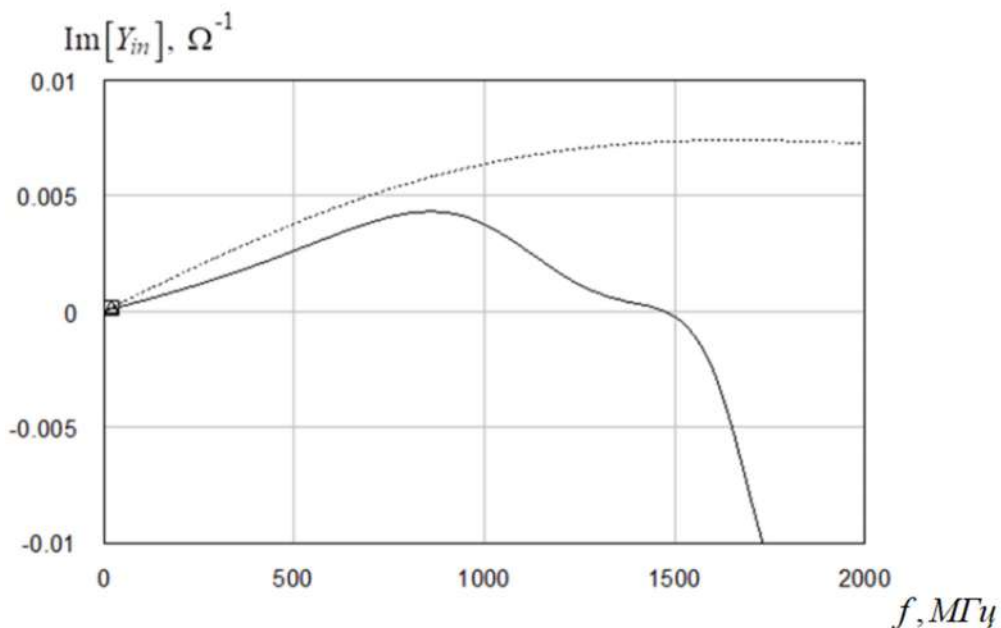


Рисунок 2.16 - Частотная зависимость реактивной составляющей входной проводимости корректора

На рисунке 2.17 приведена частотная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению ( $VSWR$ ). Пунктирной линией показана зависимость  $VSWR$  при отсутствии корректирующих катушек индуктивности.

Как видно из данных графиков, в диапазоне частот 1200-1700 МГц обеспечивается достаточно хорошее качество согласования. Однако при необходимости обеспечения качественного режима согласования в диапазоне частот 0 - 1000 МГц на входе и выходе исследованного корректора необходимо применять развязывающие аттенюаторы с вносимым ослаблением 4-6 дБ. Кроме того, для получения равномерного распределения рассеиваемой мощности в линиях с потерями, включенных последовательно, вносимое ослабление в выходной линии должно быть самым большим.

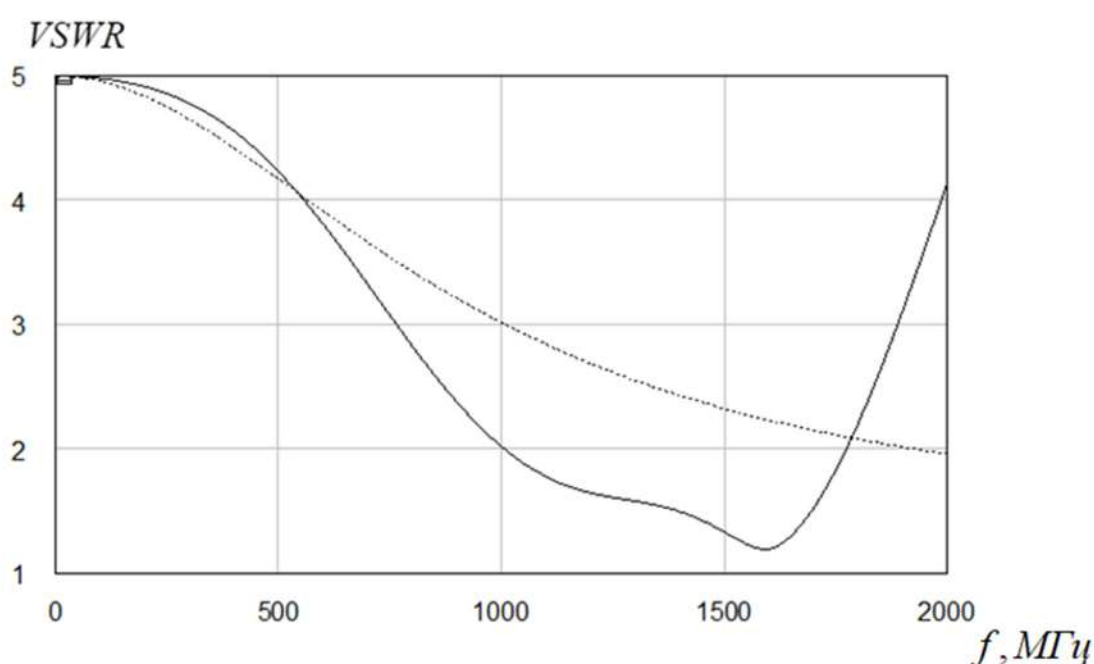


Рисунок 2.17 - Частотная зависимость VSWR по входу амплитудно-частотного корректора

Таким образом, рассмотренные амплитудно-частотные СВЧ корректоры позволяют реализовать требуемую форму АЧХ и отличаются высокой технологичностью, поскольку выполнены по распространённой микрополосковой технологии. Корректирующие катушки индуктивности также реализуются в виде печатных элементов, в которых легко обеспечить нужную подстройку. Максимальная частота работы корректора ограничивается верхней граничной частотой микрополосковых линий

передачи, которая при использовании диэлектрической подложки толщиной 0,25 мм достигает значения 40 ГГц.

Необходимо отметить, что впервые коррекция АЧХ таким способом была осуществлена О. Хэвисайдом для обеспечения равномерной формы АЧХ телефонных кабелей значительной длины с большим значением волнового сопротивления. В данной работе этот метод адаптирован для СВЧ тракта с волновым сопротивлением 50 Ом. При этом рассмотренный корректор может также использоваться для уменьшения неравномерности частотной зависимости группового времени задержки. На рисунке 2.18 приведены результаты расчета группового времени задержки  $T_g$  для корректора на линиях с потерями при отсутствии корректирующих индуктивностей ( $L=0$ ) и при значениях корректирующих индуктивностей  $L=3,5$  нГ.

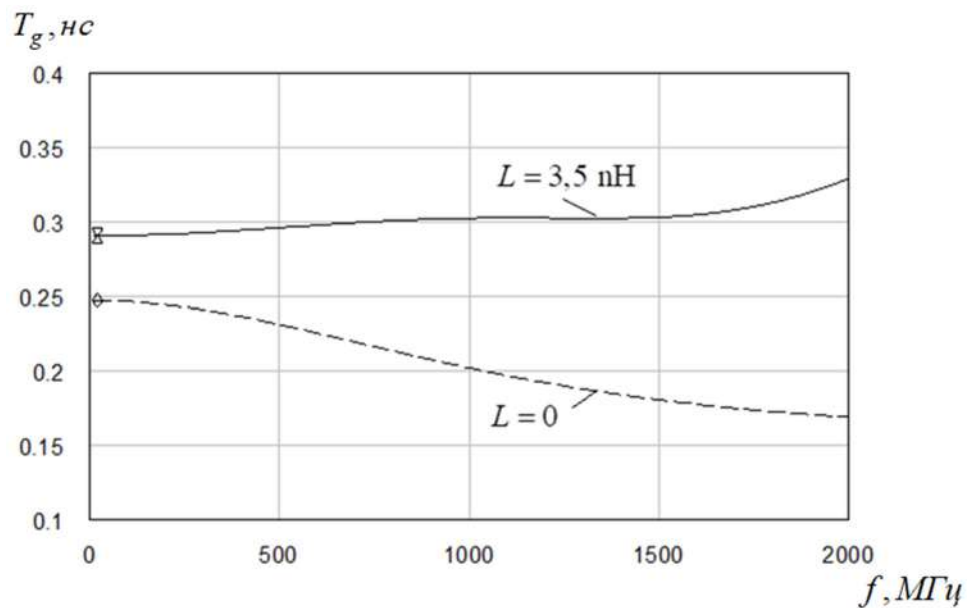


Рисунок 2.18 - Частотная зависимость группового времени задержки СВЧ корректора

Как видно из рассмотрения графиков рисунок 2.18, за счет коррекции обеспечивается практически постоянная величина времени групповой задержки во всем диапазоне рабочих частот (0 – 1500 МГц).

Обобщая вышеизложенные результаты, можно прийти к следующему выводу. В широкополосных СВЧ трактах для неискаженного прохождения сигналов с современными видами модуляции для цифровых потоков большой скорости необходимо выполнить три условия: 1) равномерность формы АЧХ; 2) линейная форма фазочастотной характеристики; 3) режим качественного согласования по входу и выходу.

Сегодня для увеличения дальности связи между компьютерами с помощью витой пары (типовое значение волнового сопротивления 80-120 Ом), представляющей собой симметричную линию с потерями в медных проводниках, также как и раньше это делалось в длинных телефонных кабелях, целесообразно использовать корректирующие катушки индуктивности. Этот метод обеспечивает высокую равномерность формы АЧХ и времени группового запаздывания. Оба этих фактора существенно влияют на форму цифровых сигналов, передаваемых с большой скоростью по витой паре длиной более 100 метров. В цифровых технологиях корректирующие катушки индуктивности позволяют увеличить скорость потока данных при фиксированной длине витой пары, либо увеличить дальность связи при неизменной скорости потока данных.

Как было сказано выше, для обеспечения высокого качества согласования в области частот до 1000 МГц на входе и выходе рассмотренных корректоров необходимо включать развязывающие аттенюаторы. Количество отрезков линий с потерями и катушек индуктивности определяется требуемой величиной коррекции. Рассмотренные в данном разделе СВЧ корректоры в виде последовательного

соединения нескольких линий передачи с большим уровнем диссипативных потерь в резистивных микрополосках, ширина которых равна ширине микрополосковой линии без потерь, способны работать в диапазоне частот до нескольких ГГц. Использование последовательного включения микрополосковых линий передачи с возрастающим уровнем диссипативных потерь позволяет обеспечить равномерность рассеиваемой мощности и, следовательно, обеспечить максимально допустимую мощность входного СВЧ сигнала.

#### 2.4 Пленочные аттенюаторы на полупроводниковой подложке

В настоящее время активно развивается метод построения СВЧ аттенюаторов на основе линий с потерями в резистивном микрополоске. Топология аттенюатора на основе резистивного микрополоска для диапазона частот 0-10000 МГц и его 3D – модель представлены соответственно на рисунке 2.19 и рисунке 2.20. В данном аттенюаторе в качестве диэлектрической подложки используется поликор 48x60 мм<sup>2</sup> толщиной 1 мм.

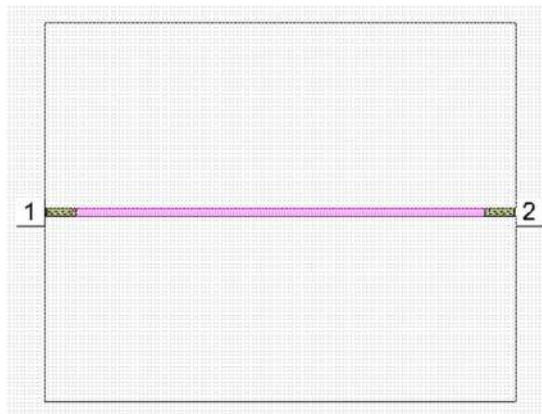


Рисунок 2.19 -Топология аттенюатора на основе резистивного микрополоска



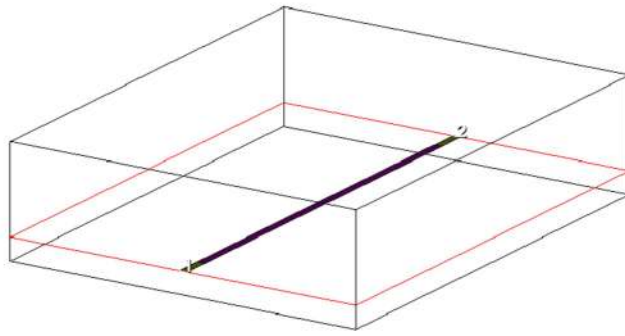


Рисунок 2.20 - 3D – модель аттенюатора на основе резистивного микрополоска

Результаты расчета частотных характеристик аттенюатора с диэлектрической подложкой из поликора приведены на рисунке 2.21 и рисунке 2.22.

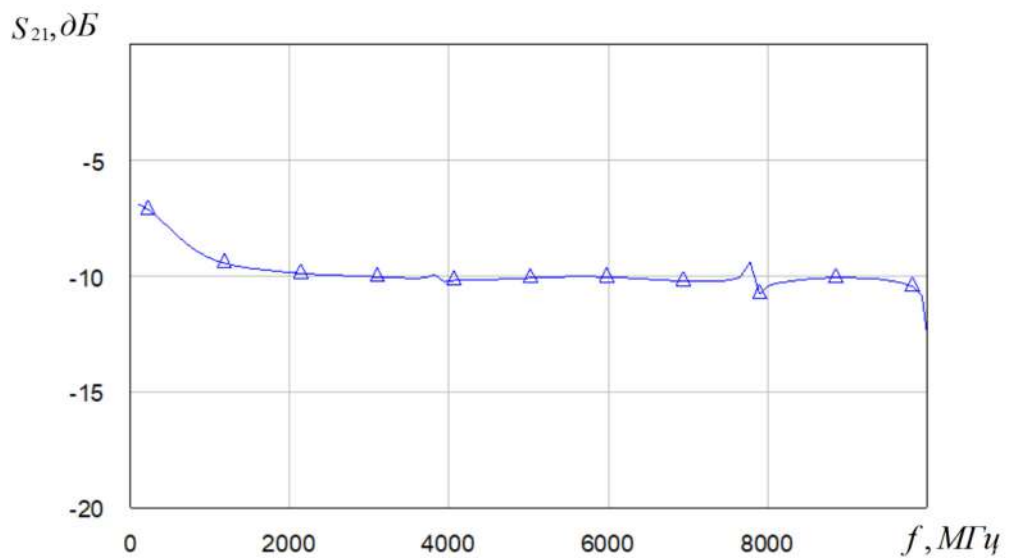


Рисунок 2.21 - АЧХ аттенюатора на основе резистивного микрополоска, расположенного на диэлектрической подложке

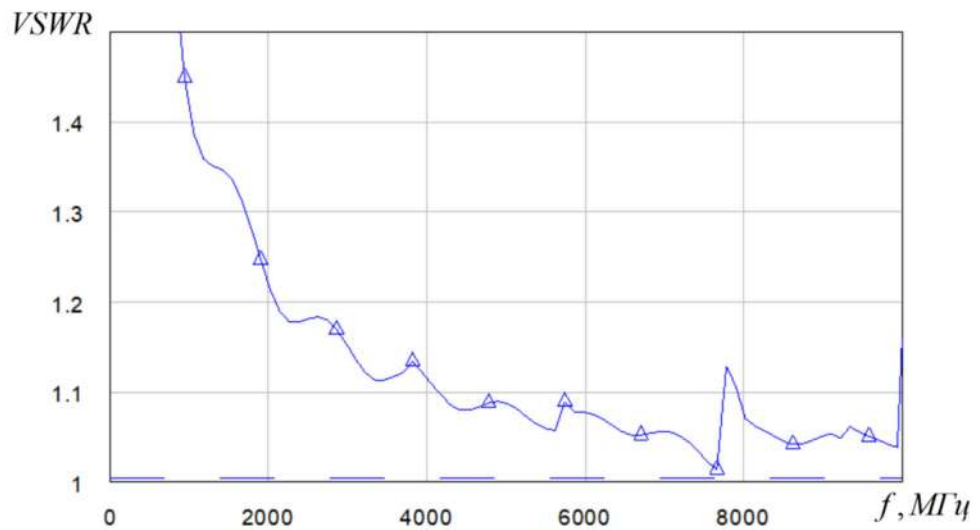


Рисунок 2.22 - Частотная зависимость  $VSWR$  аттенюатора на основе резистивного микрополоска, расположенного на диэлектрической подложке

Для улучшения качества согласования и формы АЧХ аттенюатора с резистивным микрополоском предлагается включить дополнительные пленочные или SMD резисторы, дискретно замещающие потери в диэлектрике, как показано на эквивалентной схеме рисунок 2.23.

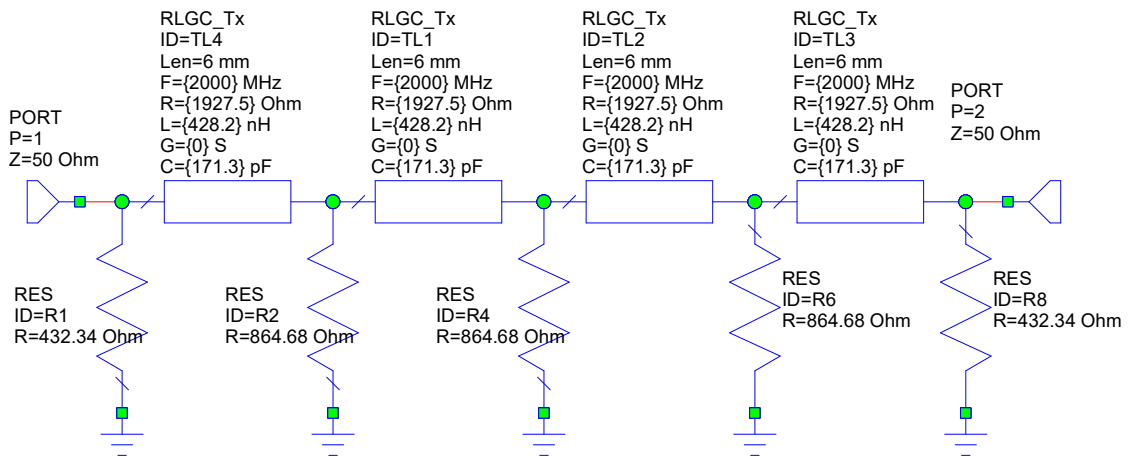


Рисунок 2.23 - Эквивалентная схема аттенюатора с сосредоточенными резисторами, замещающими потери в диэлектрике

Как видно из рассмотрения схемы рисунок 2.23, резистивный микрополосок разбит на 4 секции. Величины резисторов для этой схемы

определены на основе условия Хэвисайда для неискажающей и согласованной линии с потерями по соотношению

$$R = \frac{2\rho^2 \cdot N}{R'\ell}, \quad (2.11)$$

где  $N$  - число секций;  $\ell$  - общая длина резистивного микрополоска.

Частотная зависимость  $VSWR$  для аттенюатора с замещающими резисторами приведена на рисунке 2.24.

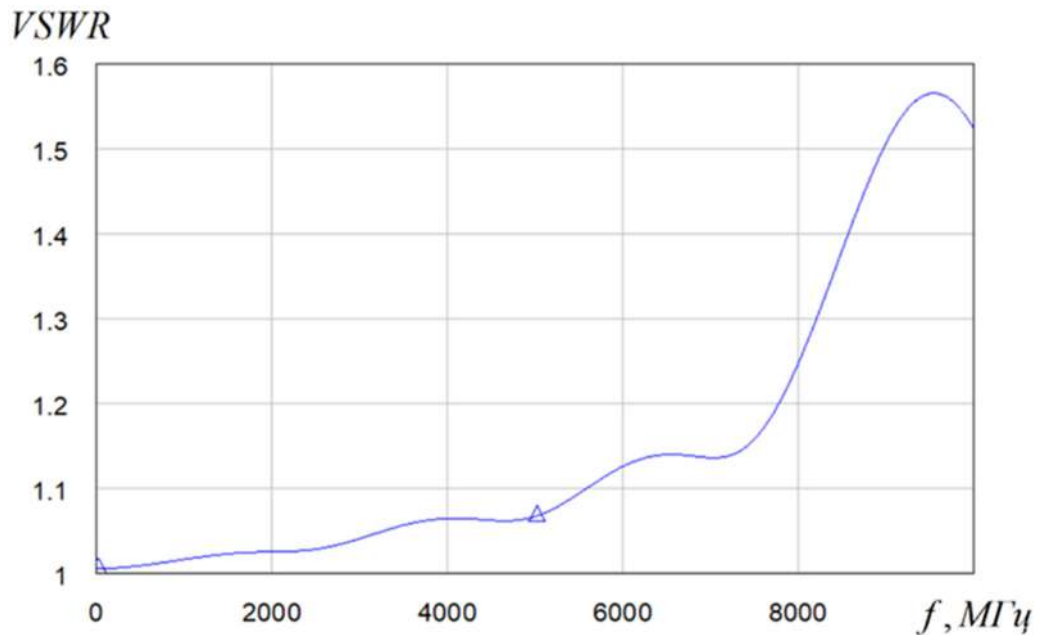


Рисунок 2.24 - Частотная зависимость  $VSWR$  аттенюатора с сосредоточенными резисторами, замещающими потери в диэлектрике

Сопоставляя поведение графиков рисунок 2.22 и рисунок 2.24 можно сделать вывод, что предложенный подход позволяет обеспечить практически идеальное качество согласования в области низких частот. На частотах более 8000 МГц качество согласования ухудшается. Это обусловлено небольшим числом секций ( $N=4$ ) рассмотренного примера. Расширение полосы рабочих частот можно получить при увеличении числа секций  $N$ . Очевидно, что в предельном случае, при  $N \rightarrow \infty$  происходит асимптотический переход

эквивалентной схемы рисунок 2.23 к линии Хэвисайда с потерями, для которой должны быть выполнены два условия:

$$L'/C' = \rho^2, \quad R'/G' = \rho^2. \quad (2.12)$$

Для повышения точности расчета частотных характеристик в схеме рисунок 2.23 сосредоточенные резисторы опишем в виде резистивного микрополоска длиной 2 мм, расположенного на диэлектрической подложке, как показано на рисунке 2.25. В соответствии с данным рисунком описываемый аттенюатор представляет собой лестничную структуру из резистивных микрополосков.

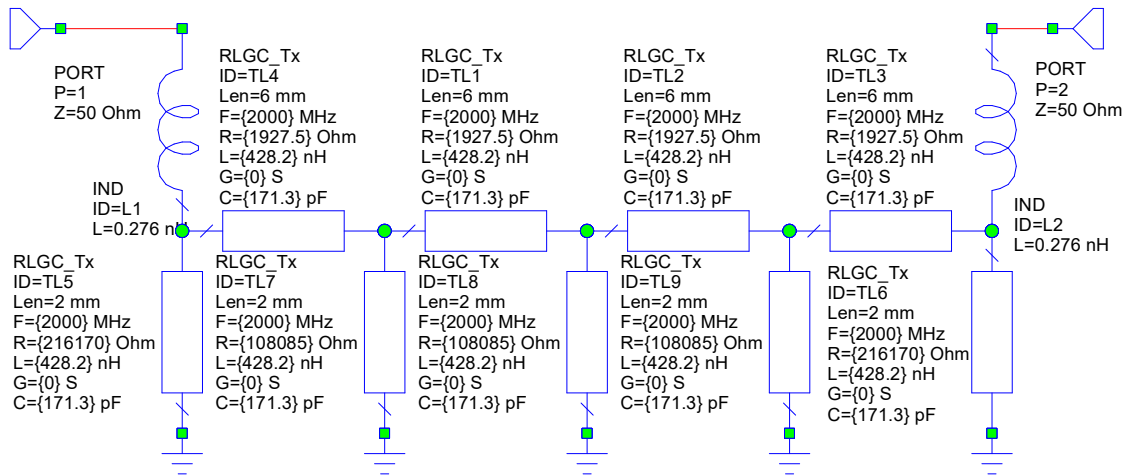


Рисунок 2.25 - Аттенюатор на микрополосковых резисторах

Для улучшения согласования на входе и на выходе аттенюатора в схеме рисунок 2.25 включены согласующие катушки индуктивности. Результат расчета АЧХ после оптимизации симплексным методом приведен на рисунке 2.26. Как видно из рисунка 2.26, рассматриваемый аттенюатор имеет высокое качество согласования при минимальном количестве согласующих элементов. Для увеличения уровня максимальной входной допустимой СВЧ мощности в каждой из четырех секций вносимое ослабление следует увеличивать с возрастанием номера звена. При этом полоса рабочих частот

не изменится, поскольку геометрические размеры микрополосковых резисторов останутся прежними.

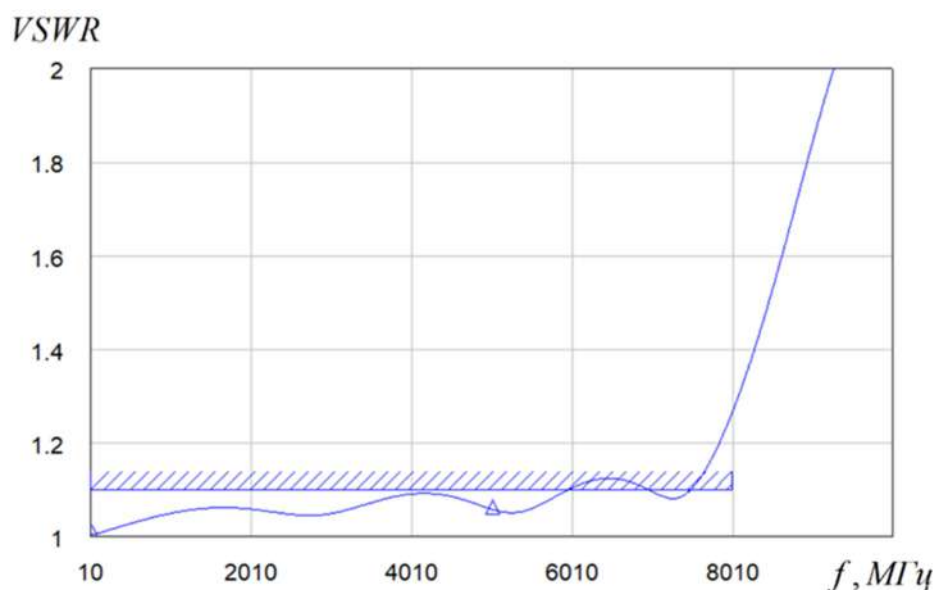


Рисунок 2.26 - Частотная зависимость  $VSWR$  аттенюатора с резисторами, замещающими потери в диэлектрике

В данной работе предложен альтернативный метод построения микрополосковых аттенюаторов, позволяющий получить увеличение полосы рабочих частот. В этом методе резистивный микрополосок расположен на подложке не из диэлектрика, а из слабо легированного полупроводника, в котором обеспечивается требуемый уровень диэлектрических потерь. За счет введения нужной концентрации примеси выполняется условие Хэвисайда (2.12) для любого значения вносимого ослабления. При этом ширина резистивного микрополоска выбрана такой же, как у 50-омной линии без потерь.

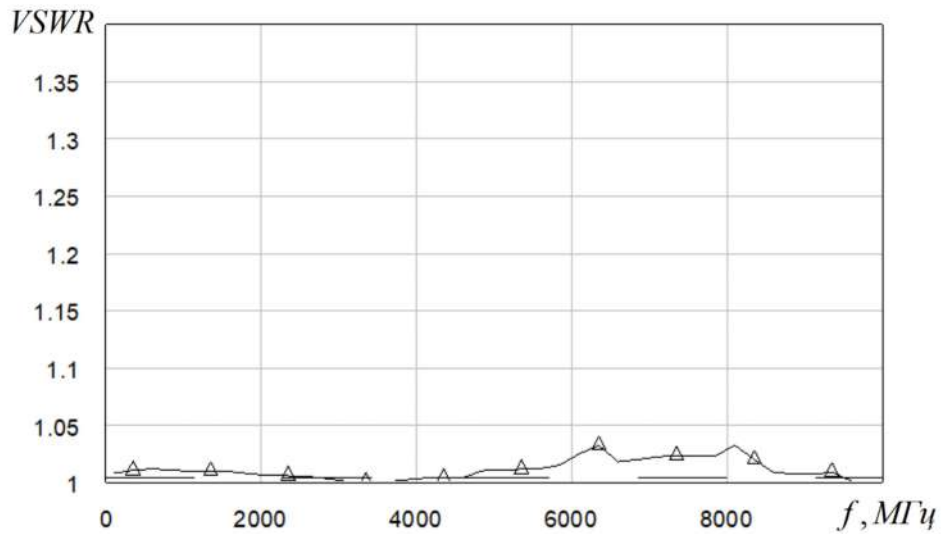


Рисунок 2.27 - Частотная зависимость  $VSWR$  аттенюатора на полупроводниковой подложке

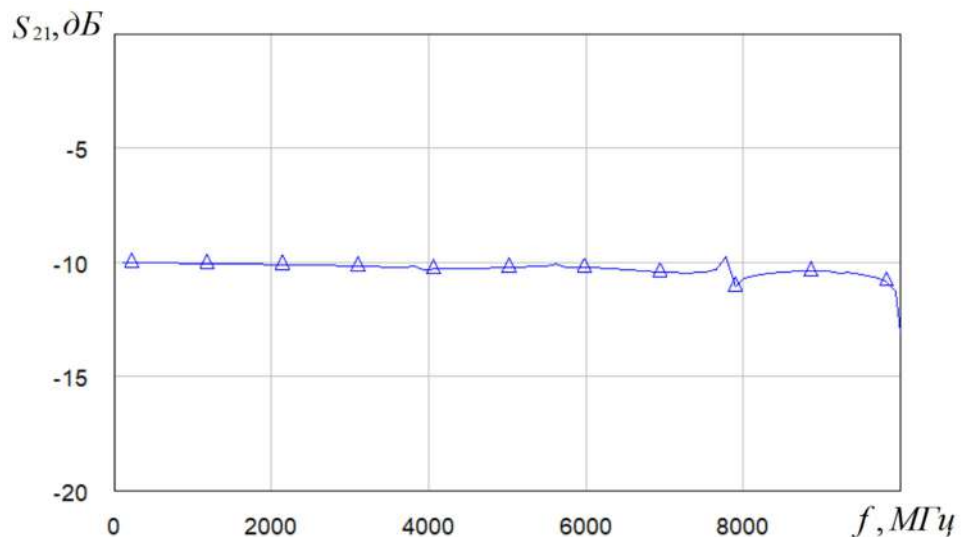


Рисунок 2.28 - АЧХ аттенюатора на полупроводниковой подложке

С помощью численного электродинамического моделирования был проведен расчет частотных свойств микрополоскового аттенюатора на полупроводниковой подложке из слаболегированного монокристаллического кремния. Погонное сопротивление ( $R'$ ) резистивного микрополоска было выбрано равным 1100 (Ом/м). При этом погонная проводимость ( $G'$ ) слабо легированной подложки из кремния была принята равной 0,25 (См/м).

Результаты компьютерного моделирования частотных свойств предложенного аттенюатора на полупроводниковой подложке приведены на рисунке 2.27 и рисунке 2.28. Полоса рабочих частот 0-10 ГГц получена при моделировании на полупроводниковой подложке толщиной 1мм. Если применить подложку толщиной 0,25 мм, то в соответствии с принципом масштабирования или подобия для антенных устройств, очевидно, что полоса рабочих частот составит 0-40 ГГц. В этом случае за счет уменьшения площади резистивного микрополоска допустимый уровень мощности соответственно уменьшится в 4 раза.

Из теоретического рассмотрения и анализа следует, что неискажающая линия Хэвисайда теоретически идеально согласована на всех частотах. Это позволяет использовать её в качестве сверхширокополосного аттенюатора с любым требуемым значением вносимого ослабления. Численное электродинамическое моделирование показало, что в области высоких частот наблюдается некоторое увеличение вносимого ослабления, которое обусловлено началом проявления скин-эффекта в резистивном микрополоске. Поэтому на частотах выше 6 ГГц необходимо использовать тонкопленочную технологию. Кроме того, на этих частотах начинает влиять неравномерное распределение тока в поперечном сечении резистивного микрополоска. В полупроводнике удельная активная проводимость потерь незначительна, поэтому скин-эффект практически не проявляется. Таким образом, в идеализированном случае, без учета проявления скин-эффекта и неравномерности распределения тока в поперечном сечении резистивного микрополоска, аттенюатор в виде неискажающей линии Хэвисайда с потерями теоретически не имеет ограничений по полосе рабочих частот. Если линию Хэвисайда сделать бесконечно длинной и неоднородной, то есть с увеличивающимся уровнем диссипативных потерь, то получим

широкополосную согласованную нагрузку, теоретически способную работать на неограниченно большом уровне входной СВЧ мощности. Из этого положения следует важный практический вывод. В одномерных распределенных СВЧ аттенуаторах и нагрузках в виде линии передачи с потерями верхняя граничная частота практически ограничивается размером ширины резистивного микрополоска, который должен быть меньше четверти длины волны. Уровень входной СВЧ мощности определяется только конструктивными особенностями микрополосковой технологии. Очевидно, что уменьшить влияние перечисленных выше технологических аспектов можно с помощью перехода к планарным и объемным распределенным диссипативным системам. Отметим, что разработка и исследование таких систем является отдельной задачей.

Условие Хэвисайда (2.12) в рамках микрополосковой пленочной технологии выполняются, если в качестве полупроводниковой подложки с потерями применить однородное акцепторное или донорное легирование монокристаллического кремния. В первом случае между резистивным микрополоском из нихрома, содержащего 80% поликристаллического никеля (работа выхода равна 4,9-5,0 эВ) в качестве полупроводниковой подложки используется слабо легированный *p*-примесью монокристаллический кремний (работа выхода 4,8 эВ). При этом между резистивным микрополоском из нихрома и подложкой из кремния со слабой акцепторной примесью образуется невыпрямляющий контакт, поэтому в аттенуаторе не будут проявляться нелинейные эффекты в виде появления в спектре выходного сигнала высших и комбинационных составляющих входного сигнала. Это обусловлено тем, что для невыпрямляющего контакта металл – полупроводник должно выполняться следующее требование для работы выхода [69]:



$$A_s < A_m, \quad (2.13)$$

где  $A_s$  - работа выхода из полупроводника;  $A_m$  - работа выхода из металла.

Полезно отметить, что на работу выхода из полупроводника  $A_s$  влияют различные факторы, в том числе концентрация примеси [72]. Поэтому при невыполнении условия (2.13) следует переходить к подложкам с донорной легирующей примесью. Это обеспечит невыпрямляющий контакт между резистивным микрополоском и слабо легированной полупроводниковой подложкой. Для создания омического контакта в донорных полупроводниках  $n$  - типа часто используют двойное легирование  $n^+ - n$  с тонкой сильно легированной  $n^+$  областью, которое применимо и в данном случае [60].

Для определения концентрации легирующей примеси полупроводниковой подложки  $p$  – типа запишем выражение для погонной проводимости

$$G' = \frac{G}{\ell} = \sigma_p \cdot \frac{w}{h}, \quad (2.14)$$

где  $G$ - проводимость полупроводника относительно микрополоска и металлизированного основания;  $w$ - ширина резистивного микрополоска;  $\ell$  – длина резистивного микрополоска;  $\sigma_p$ - удельная проводимость подложки.

Учитывая, что для легированного полупроводника  $p$  – типа удельная проводимость равна  $\sigma_p = q\mu_p N_a$ , из (2.14) получим выражение для концентрации легирующей примеси акцепторного типа  $N_a$  в следующем виде

$$N_a = \frac{G' \cdot w}{q \cdot h \cdot \mu_p}, \quad (2.15)$$

где  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  (кулон) – величина элементарного заряда;  $h$  – толщина диэлектрической подложки;  $\mu_p$  – подвижность дырки в кремнии, равная  $\mu_p = 0,048 \frac{\text{М}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$ .

Как видно из соотношения (2.15), концентрация легирующей примеси  $N_a$  пропорциональна значению погонной проводимости  $G'$ . Далее необходимо учесть распределение электрического поля в несимметричной микрополосковой линии. В первом приближении будем полагать, что линии тока в полупроводниковой подложке с потерями в основном имеют существенную величину в пределах трех ширин  $w$  резистивного микрополоска. Тогда результирующее сопротивление полупроводниковой подложки  $p$ -типа под резистивным микрополоском равно

$$R_p = \rho_p \int_0^h \frac{dx}{\ell(1 + 2x/h)w}, \quad (2.16)$$

где  $\rho_p = \frac{1}{\sigma_p} = \frac{1}{q\mu_p N_a}$  – удельное сопротивление полупроводниковой подложки  $p$ -типа.

На основе соотношения (2.16) находим эффективную погонную проводимость полупроводниковой подложки под резистивным микрополоском

$$G'_e = \frac{1}{R_p \cdot \ell} = \frac{w}{\rho_p \int_0^h \frac{dx}{(1 + 2x/h)}}. \quad (2.17)$$

Удельное сопротивление полупроводниковой подложки выразим следующим образом

$$\rho_p = R_p \cdot \frac{w\ell}{h}, \quad (2.18)$$

где  $R_p = 1/G_p = 1/(G'_e \cdot \ell)$  - сопротивление полупроводниковой подложки, имеющей размеры  $w \times \ell \times h$  относительно толщины  $h$ .

Подставив соотношение (2.18) в (2.17) и проведя интегрирование в указанных пределах, получим

$$G' = 0,5G'_e \ln(3) \quad (2.19)$$

При проведении численного электродинамического моделирования в качестве исходных данных должна задаваться погонная проводимость подложки  $G'$ , не учитывающая растекание тока под резистивным микрополоском. Конкретное значение  $G'$  для различных значений коэффициента передачи задается в разделе материалы при описании параметров полупроводниковой подложки. В этом случае для несимметричной резистивной микрополосковой линии с потерями при расчете волнового сопротивления следует использовать эффективную погонную проводимость  $G'_e$ . Например, при численном электродинамическом моделировании аттенюатора с вносимым ослаблением 10 дБ были определены погонные параметры, обеспечивающие режим согласования: погонное сопротивление резистивного микрополоска длиной 52 мм равно 1100 Ом/м; погонная проводимость полупроводниковой подложки равна  $G' = 0,25$  См/м. Как видно из рассмотрения графика рисунок 2.27, при указанных значениях погонных параметров аттенюатор имеет достаточно хорошее качество согласования ( $VSWR < 1,05$ ) в полосе частот от 0 до 10 ГГц. В этом случае погонная проводимость резистивной микрополосковой линии с потерями  $G'_e$  в соответствии с (2.18) равна  $G'_e = 0,455$  См/м. Если указанные значения погонных параметров подставить в условие Хэвисайда для неискажающей и согласованной линии с потерями, то получим следующее значение волнового сопротивления

$$\rho = R = \sqrt{R' / G'_e} = \sqrt{1100 / 0,455} = 49,16 \text{ Ом.}$$

Данное численное значение хорошо согласуется с номинальным значением входного сопротивления аттенюатора. Большой объем компьютерного моделирования показал, что соотношение (2.19) обеспечивает достаточно высокую точность расчета и задания погонных параметров полупроводниковой подложки для аттенюаторов с вносимым ослаблением от 0 до 20 дБ.

Как было указано выше, в соответствии с проведенным численным электродинамическим моделированием для предлагаемого аттенюатора с вносимым ослаблением 10 дБ значение погонной проводимости полупроводниковой подложки оказалось равным  $G' = 0,25$  Сименс/метр. Тогда по соотношению (2.15) требуемая величина концентрации донорной примеси будет равна  $N_a = 3,255 \cdot 10^{19} \text{ 1/м}^3$ , или в системе размерности, принятой в электронике и микроэлектронике  $N_a = 3,255 \cdot 10^{13} \text{ 1/см}^3$ . Данное значение соответствует слабой степени легирования кремния и вполне технологически реализуемо. При необходимости получения больших значений вносимого ослабления потребуется соответствующее увеличение концентрации легирующей акцепторной примеси.

Для рассматриваемого типа аттенюатора, исходя из экспоненциального затухания падающей волны и заданного значения коэффициента передачи аттенюатора  $|S_{21}|$ , получено соотношение для расчета требуемой величины погонного сопротивления резистивного микрополоска

$$R' = \frac{R \cdot \ln(1/|S_{21}|)}{\ell}. \quad (2.20)$$

где  $R$  - входное сопротивление аттенюатора, равное номинальному сопротивлению нагрузки.

Погонная проводимость диэлектрической подложки в соответствии с (2.12) и (2.20) определяется выражением

$$G' = \frac{R'}{2R^2} \cdot \ln(3). \quad (2.21)$$

Соотношения (2.20) и (2.21) позволяют для заданного значения вносимого ослабления  $A$ , которое равно  $A = 1/|S_{21}|$ , рассчитать погонное сопротивление, погонную проводимость и концентрацию легирующей примеси. Отметим, что в среде MWO вместо погонного сопротивления  $R'$  задается значение поверхностного сопротивления  $R_s = R' \cdot w$  [Ом/квadrat].

В таблице 2.1 приведены рассчитанные значения концентрации акцепторной примеси в полупроводниковой подложке из кремния толщиной 1 мм для различных значений вносимого ослабления микрополоскового аттенюатора, выполненного в виде линии Хэвисайда с потерями длиной 52 мм.

Таблица 2.1. Характеристики подложки для различного уровня ослабления

Вносимое ослабление, дБ	Погонное сопротивление ( $R'$ ), Ом/м	Погонная проводимость ( $G'$ ), См/м	Концентрация легирующей примеси ( $N_a$ ), 1/см <sup>3</sup>
1	96,3	0.021	$0,281 \cdot 10^{13}$
2	191	0.042	$0,563 \cdot 10^{13}$
3	333	0,073	$0,978 \cdot 10^{13}$
6	666	0,146	$1,956 \cdot 10^{13}$
10	1107	0,243	$3,255 \cdot 10^{13}$
15	1439	0,316	$4,233 \cdot 10^{13}$

20	2214	0,486	$6,510 \cdot 10^{13}$
----	------	-------	-----------------------

## 2.5 Температурные свойства аттенюатора на полупроводниковой подложке

Одним из основных параметров СВЧ аттенюаторов является предельная входная СВЧ мощность, которая ограничивается допустимым значением рабочей температуры пленочных резисторов в пределах 100-120<sup>0</sup>С. Данные значения температуры однозначно определяются таким параметром, как удельная рассеиваемая мощность, которая при использовании принудительного воздушного охлаждения составляет 1,5-2,0 Вт/мм<sup>2</sup>. При этом температурные изменения номинальных значений резисторов влияют на качество согласования, что обуславливает необходимость проведения соответствующего исследования. Особенно актуальны и важны температурные исследования при использовании в электронных изделиях и СВЧ устройствах высокого уровня мощности полупроводниковых материалов. В рассматриваемой конструкции распределенного аттенюатора от температуры зависит подвижность и концентрация собственных носителей заряда полупроводниковой подложки. Тогда в соответствии теоретическими положениями физики твердого тела запишем выражение для удельной проводимости полупроводниковой подложки

$$\sigma_p(T) = q\mu_p(T) \cdot [N_a + p_i(T)], \quad (2.22)$$

где  $\mu_p(T) = \mu_{p0} \cdot \left(\frac{T_0}{T}\right)^{3/2}$  - температурная зависимость подвижности;

$T_0=300^0$ К – комнатная температура;  $\mu_{p0}$  - подвижность дырки при комнатной температуре  $T_0$  (для кремния  $\mu_{p0} = 0,048 \text{ м}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ );

$p_i(T) = n_{i0} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3/2} \cdot \exp\left(\frac{\Delta W}{\Phi T_0} \cdot \left(1 - \frac{T_0}{T}\right)\right)$  - температурная зависимость

концентрации электронов, равная концентрации дырок для собственного нелегированного полупроводника (для кремния  $p_{i0}=n_{i0}=1,4 \cdot 10^{10}$  1/см<sup>3</sup>);  $\Delta W$  - ширина запрещенной зоны полупроводника (для кремния  $\Delta W = 1,12$  электрон-вольт);  $\varphi_{T_0} = \frac{KT_0}{q}$  - температурный потенциал электрона при комнатной температуре ( $\varphi_{T_0} = 0,0258$  вольт);  $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  джоуль/градус  $K$  – постоянная Больцмана.

Далее, подставив (2.22) в (2.14), получим соотношение для расчета температурной зависимости погонной проводимости

$$G'(T) = \frac{w \cdot \sigma_p(T)}{h \int_0^{\Delta W} \frac{dx}{1 + 2x/h}} = \frac{w \cdot q \mu_p(T) \cdot [N_a + n_i(T)]}{h \int_0^{\Delta W} \frac{dx}{1 + 2x/h}}. \quad (2.23)$$

Окончательно, в соответствии с (2.23) и (2.22) находим температурную зависимость эффективной погонной проводимости

$$G'_e(T) = 0,5G'(T) \ln(3). \quad (2.24)$$

Температурную зависимость погонного сопротивления резистивного микрополоска определим по следующей формуле:

$$R'(T) = R'(T_0) \cdot [1 + \alpha(T - T_0)], \quad (2.25)$$

где  $\alpha$  - температурный коэффициент сопротивления (для резистивного микрополоска из нихрома  $\alpha = 0,0002$ ).

По соотношениям (2.22)-(2.25) были рассчитаны значения погонной проводимости  $G'$  и погонного сопротивления  $R'$  для  $T=300^0\text{K}$  и  $T=400^0\text{K}$ , значения которых оказались равными:  $G'_e(300^0\text{K})=0,456$  См/м;  $G'(300^0\text{K})=0,243$  См/м;  $G'_e(400^0\text{K})=0,340$  См/м;  $G'(400^0\text{K})=0,187$  См/м;  $R'(300^0\text{K})=1107$  Ом/м;  $R'(400^0\text{K})=1122$  Ом/м. Данные значения были введены в программу MWO при анализе частотных характеристик аттенуатора 10 дБ и были получены следующие значения для коэффициента стоячей волны по

напряжению:  $VSWR(T=300^{\circ}\text{K})=1,021$ ;  $VSWR(T=400^{\circ}\text{K})=1,11$ . Полученные расчетные значения показывают, что рассматриваемый тип аттенуаторов без каких либо ограничений может использоваться в диапазоне температур до  $120^{\circ}\text{C}$ , что обеспечит длительное рассеивание мощности 50-100 Вт. Данный результат объясняется тем, что полупроводник в данном аттенуаторе используется на основных носителях заряда, так же как в полевых транзисторах. Поэтому температурная стабильность качества согласования оказалась достаточно хорошей. Для получения качественного согласования при номинальном уровне входной мощности рекомендуется рассчитывать требуемую концентрацию примеси для значения температуры 380-400 $^{\circ}\text{K}$ .

При работе на высоких частотах важно оценить величину скин-слоя в резистивном микрополоске и полупроводниковой подложке. Для этого воспользуемся известным соотношением

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0\mu_r f \sigma}}, \quad (2.26)$$

где  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$  - магнитная проницаемость вакуума (Гн/м);  $\mu_r$  - относительная магнитная проницаемость металла или полупроводника;  $f$  - частота входного СВЧ сигнала (Гц);  $\sigma$  - удельная проводимость металла или полупроводника (См/м).

В соответствии с (2.26) для аттенуатора 10 дБ на частоте 10 ГГц была определена глубина скин-слоя для нихрома ( $\delta_n$ ) и кремниевого полупроводника  $p$  – типа ( $\delta_p$ ):  $\delta_n = 13$  мкм;  $\delta_p = 12$  см. Данные значения показывают, что в резистивной пленке толщиной 6 мкм и в полупроводниковой подложке толщиной 1 мм скин-эффект практически не проявляется. Однако при построении и создании аттенуаторов данного типа для диапазона частот до 40 ГГц необходимо использовать тонкопленочные



резистивные микрополоски (2,0-2,5 мкм) и более тонкие полупроводниковые подложки (0,25-0,50 мм).

В заключение данного раздела отметим, что аттенюаторы на микрополосковых линиях с потерями не требуют применения каких либо согласующих цепей, поскольку представляют собой согласованную линию передачи, работающую от нулевой частоты до граничной частоты, определяемой шириной резистивного микрополоска. Для кремниевой подложки толщиной 0,25-0,5 мм граничная частота работы аттенюатора находится в пределах 30-40 ГГц. Использование распределенного элементного базиса обеспечивает многократно больший уровень допустимой входной СВЧ мощности по сравнению с аналогичными аттенюаторами, выполненными на сосредоточенных пленочных резисторах малой площади. Для повышения уровня входной мощности при сохранении полосы рабочих частот целесообразно использовать каскадное построение аттенюаторов с возрастающей величиной вносимого ослабления. Проведенные экспериментальные исследования показали, что при использовании диэлектрической или полупроводниковой подложки толщиной 1 мм, которая установлена на радиатор с принудительным воздушным охлаждением, допустимый уровень входной мощности составил 50 Вт. Неоспоримым достоинством предложенного распределенного аттенюатора является возможность подстройки согласования по входу с помощью лазерной коррекции ширины резистивного микрополоска. Перечисленные выше особенности обеспечивают перспективность и конкурентоспособность распределенного аттенюатора по сравнению с существующими отечественными и зарубежными аналогами.

## 2.6 Выводы

В соответствии с материалами, представленным в данной главе, сделаем следующие выводы по результатам проведенного исследования и разработки многоэлементных аттенюаторов, выполненных на основе фильтров нижних частот с введенными диссипативными потерями.

1. Использование ФНЧ на сосредоточенных элементах с диссипативными потерями в качестве аттенюаторов с вносимым ослаблением 0,1-5,0 дБ позволяет получить высокое качество согласования и малую неравномерность АЧХ в полосе частот от 0 до 1,5 ГГц.

2. Каскадное включение ФНЧ с возрастающим уровнем диссипативных потерь, позволяет равномерно распределить рассеиваемую мощность по каскадам и обеспечивает общее повышение уровня входной мощности и расширение полосы рабочих частот.

3. Для создания аттенюаторов в полосе частот 0-10 ГГц на основе ФНЧ прототипа следует использовать полураспределенный и распределенный элементный базис в виде отрезков резистивных микрополосков, ширина которых соответствует волновому сопротивлению 50 Ом. и сосредоточенных корректирующих и согласующих индуктивностей.

4. Предложенные в работе схемотехнические и конструктивные решения для пленочного микрополоскового СВЧ аттенюатора за счет применения корректирующих и согласующих индуктивных элементов обеспечивают независимую регулировку качества согласования и формы АЧХ в области частот 0-10 ГГц.

5. Линии с потерями в резистивном микрополоске и корректирующими катушками индуктивности можно использовать для построения широкополосных амплитудно-частотных корректоров СВЧ диапазона, а также для корректоров группового времени задержки. Для обеспечения высокого качества согласования в области низких частот на

входе и выходе таких корректоров необходимо включать развязывающие аттенюаторы. Количество отрезков линий и катушек индуктивности определяется требуемой величиной коррекции. Предложенные корректоры отличаются высокой технологичностью и простотой конструктивной реализации.

6. Пленочные СВЧ аттенюаторы распределенного типа, выполненные на основе резистивной микрополосковой линии значительной длины, расположенной на полупроводниковой подложке, обладают максимально достижимой полосой рабочих частот по сравнению с другими известными типами аттенюаторов. При уровне входной СВЧ мощности 5-20 Вт они обеспечивают высокое качество согласования в сантиметровом диапазоне и не требуют применения согласующих цепей.

### **3 СВЧ АТТЕНУАТОРЫ НА КВАЗИПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРАХ С ПОТЕРЯМИ**

В данной главе предложен и исследован принцип построения мощных широкополосных СВЧ аттенуаторов в виде многорезонаторного квазиполиномиального полосового фильтра с увеличивающимся уровнем потерь в каждом из резонаторов.

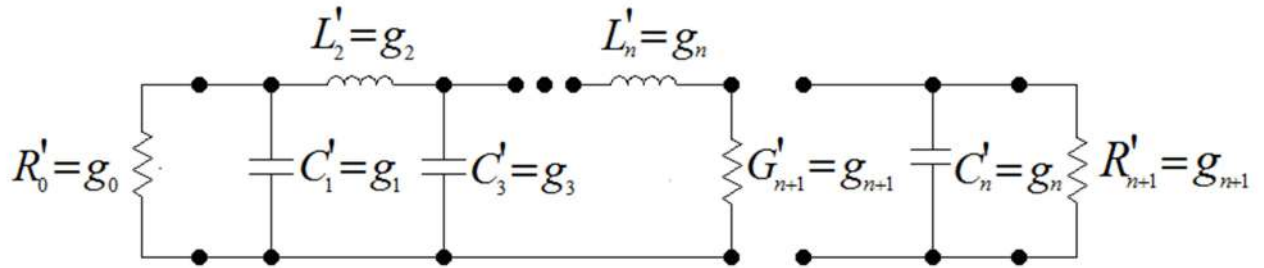
В СВЧ диапазоне широкое применение нашли полиномиальные и квазиполиномиальные полосовые фильтры. Как показал анализ технической литературы в метровом и дециметровом диапазоне частот за счет удобства конструктивной реализации чаще используются квазиполиномиальные фильтры. Поскольку эти фильтры схемотехнически и конструктивно выполнены на колебательных контурах или резонаторах одного типа, они обладают хорошей физической реализуемостью в сосредоточенном и распределенном элементном базисе. Соседние резонаторы одного типа связаны между собой емкостными или индуктивными связями. Характерной особенностью квазиполиномиальных фильтров, особенно с большой полосой пропускания, является различные резонансные частоты каждого контура и несимметричная форма АЧХ относительно центральной частоты полосы пропускания. Тем не менее, однотипность колебательных контуров или резонаторов делает их конструкцию технологически привлекательной.

В рамках диссертационного исследования рассмотрим свойства полиномиальных и квазиполиномиальных фильтров при внесении больших диссипативных потерь.

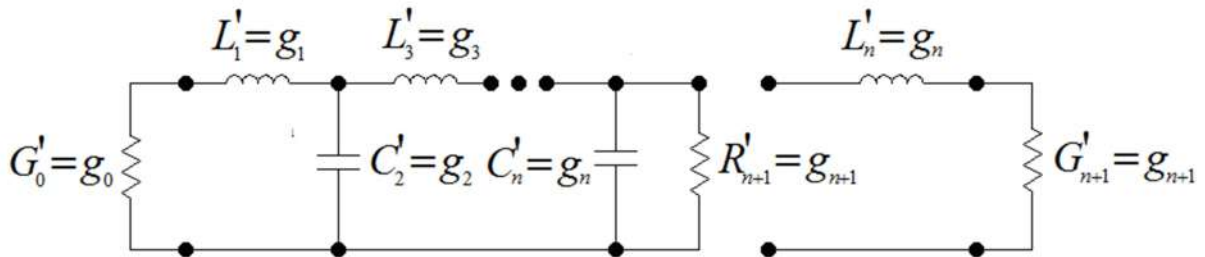
#### **3.1 Полиномиальные и квазиполиномиальные фильтры**

Для полиномиальных и квазиполиномиальных фильтров разработаны универсальные и хорошо формализованные таблицы и методики расчета параметров элементов контуров и цепей связи [1, 2, 3, 87]. Основой расчета

полосовых фильтров данного типа является использование нормированного низкочастотного прототипа (рисунок 3.1).



а)



б)

Рисунок - 3.1 - Нормированные низкочастотные прототипы:

а) прототип с емкостными элементами на входе и выходе;

б) прототип с индуктивными элементами на входе и выходе;

Переход от нормированного низкочастотного фильтра-прототипа к полосовому полиномиальному фильтру осуществляется с помощью реактансного частотного преобразования [3]

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega(\omega_1 - \omega_{-1})}, \quad (3.1)$$

где  $\Omega$  - нормированная частота полосового фильтра;  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_{-1}}$  - частота настройки последовательных и параллельных колебательных контуров.

В результате применения реактансного преобразования (3.1) каждый емкостной элемент нормированного низкочастотного прототипа преобразуется в параллельный колебательный контур, а каждый индуктивный элемент прототипа преобразуется в последовательный колебательный контур, как показано на рисунке 3.2.



Рисунок 3.2 – Преобразования реактивных элементов ФНЧ  
в колебательные контура

Расчетные соотношения для элементов колебательных контуров, показанных на рисунке 3.2, имеют вид:

$$C_{\mu} = \frac{g_{\mu}}{(\omega_1 - \omega_{-1})R}, L_{\mu} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{\mu}}, L_v = \frac{g_v R}{\omega_1 - \omega_{-1}}, C_v = \frac{1}{\omega_0^2 L_v}. \quad (3.2)$$

Далее с помощью соотношений (3.2) определим параметры чебышевского полосового фильтра третьего порядка в виде Т-структуры (схема низкочастотного нормированного прототипа рисунок 3.1, б). Расчет значений емкостных и индуктивных элементов фильтра был проведен для следующих исходных данных: верхняя частота полосы пропускания  $f_1 = 5,0$  ГГц, нижняя частота полосы пропускания  $f_{-1} = 0,8$  ГГц, частота настройки параллельных и последовательных колебательных контуров  $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_{-1}} = \sqrt{5,0 \cdot 0,8} = 2$  ГГц, абсолютная полоса пропускания  $f_1 - f_{-1} = 4,2$  ГГц, сопротивление нагрузки равно сопротивлению генератора и равно 50 Ом.

Значения элементов нормированного низкочастотного прототипа третьего порядка ( $n=3$ ) с чебышевской АЧХ были выбраны из [19] для допустимой величины коэффициента отражения  $|\Gamma|=5\%$  ( $VSWR=1,105$ ). Соответствующие численные значения равны:  $R'_0 = g_0 = 1,000$ ,  $g_{1v} = 0,6395$ ,  $g_{2\mu} = 0,9786$ ,  $g_{3v} = 0,6395$ ,  $R'_{n+1} = g_{n+1} = 1,000$ .

Электрическая принципиальная схема полиномиального полосового фильтра третьего порядка в виде Т-структуры приведена на рисунке 3.3.

Для схемы рисунок 3.3 значения емкостных и индуктивных элементов равны:

$$L_{1v} = \frac{g_{1v}R}{(\omega_1 - \omega_{-1})} = \frac{0,6395 \cdot 50}{2\pi \cdot 4,2 \cdot 10^9} = 1,2122 \text{ нГн};$$

$$C_{1v} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{1v}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 2 \cdot 10^9)^2 \cdot 1,2122 \cdot 10^{-9}} = 5,238 \text{ пФ};$$

$$C_{2\mu} = \frac{g_{\mu}}{(\omega_1 - \omega_{-1})R} = \frac{0,9786}{2\pi \cdot 4,2 \cdot 10^9 \cdot 50} = 0,74 \text{ пФ};$$

$$L_{2\mu} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{2\mu}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 2 \cdot 10^9)^2 \cdot 0,74 \cdot 10^{-12}} = 8,566 \text{ нГн};$$

$$C_{1v} = C_{3v}, \quad L_{1v} = L_{3v}.$$

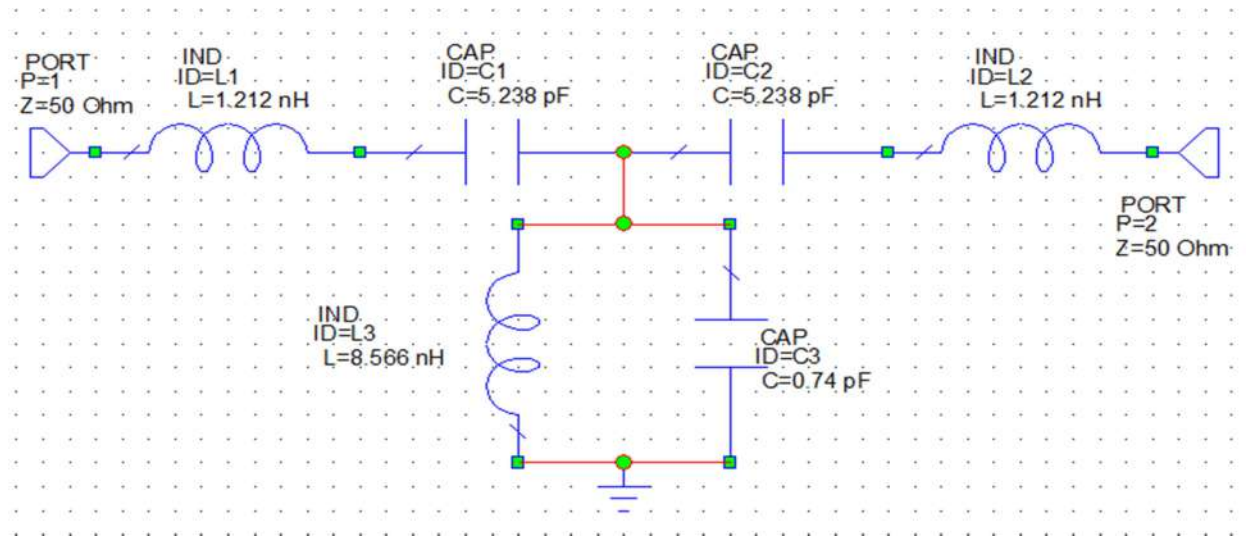


Рисунок 3.3 - Полиномиальный полосовой фильтр третьего порядка

Как видно из данных, приведенных на рисунке 3.3, полиномиальные фильтры с широкой полосой пропускания в дециметровом диапазоне частот имеют удобную физическую реализацию последовательных и параллельных колебательных контуров, которые могут быть выполнены на бескаркасных или печатных катушках индуктивности. Очевидно, что максимальную добротность катушек индуктивности можно физически обеспечить при равенстве соответствующих емкостей и индуктивностей в последовательных контурах и параллельном контуре:  $C_{1\nu} = C_{2\mu}$  и  $L_{1\nu} = L_{2\mu}$ . Из соотношений (3.2) следует, что эти условия выполняются при оптимальной добротности

$$Q_f = \frac{f_0}{f_1 - f_{-1}} = \frac{1}{\sqrt{g_1 \cdot g_2}}.$$



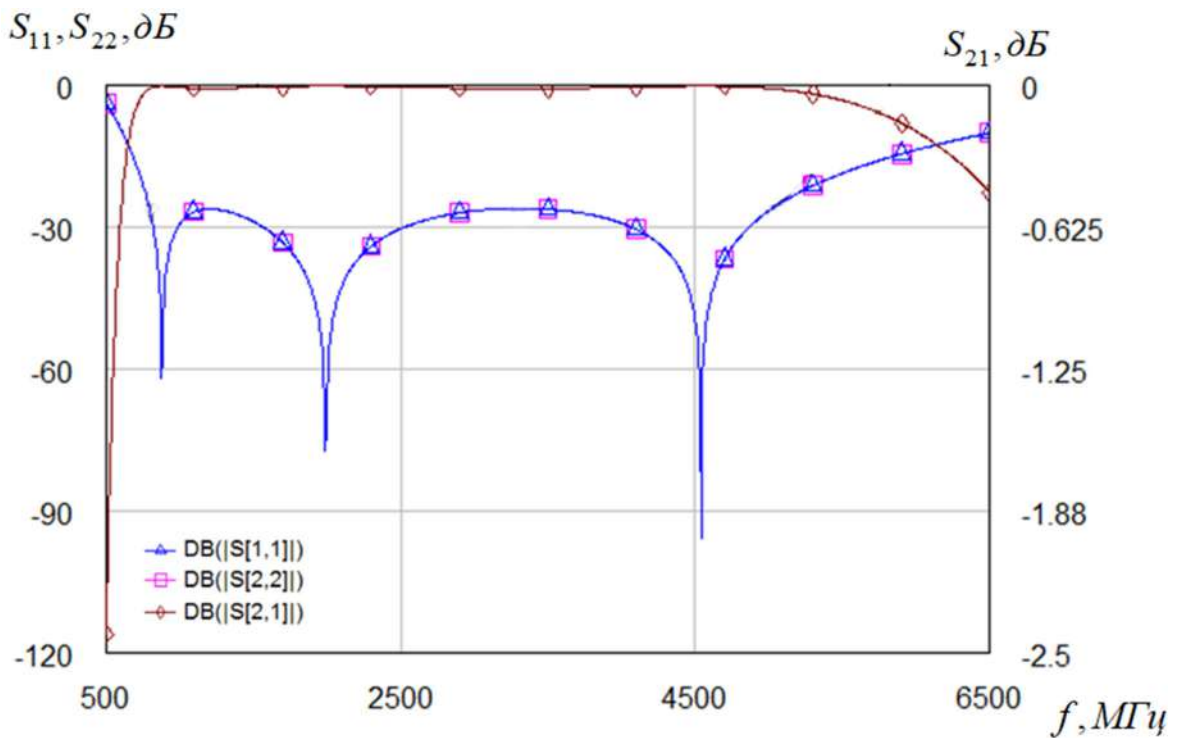


Рисунок 3.4 - АЧХ полиномиального полосового фильтра без потерь

Результаты расчета АЧХ полиномиального фильтра без потерь приведены на рисунке 3.4. Как было показано во второй главе, если в любой фильтр, в том числе полиномиальный полосовой фильтр, ввести значительные диссипативные потери, то можно реализовать полосовой аттенюатор или даже нагрузку. В этом случае при соответствующем изменении нижней и верхней частоты полосы пропускания можно переносить абсолютную полосу пропускания на любую центральную частоту. Такие полосовые фильтры с диссипативными потерями позволяют с помощью частотно-разделительных устройств получить полосу рабочих частот, пропорциональную числу каналов [39, 42]. При этом уровень допустимой входной СВЧ мощности остается неизменным, поскольку в полиномиальных (чебышевских или баттервортовских) полосовых фильтрах емкости колебательных контуров остаются неизменными, а смещение полосы рабочих частот вверх осуществляется за счет уменьшения

индуктивностей колебательных контуров [3, 59, 87]. Необходимо отметить, что данный метод построения широкополосных аттенуаторов на основе полиномиальных фильтров с потерями и частотно-разделительных устройств обладает значительной конструктивной сложностью и большими массогабаритными показателями. Кроме того, полиномиальные полосовые фильтры за счет конденсаторов в последовательных контурах даже при введении потерь оказываются несогласованными на нулевой частоте. Поэтому в данной работе для построения широкополосных аттенуаторов предлагается использовать квазиполиномиальные фильтры с потерями на колебательных контурах одного типа, в данном случае параллельных контурах. В квазиполиномиальном фильтре предлагается использовать внешние индуктивные связи, как показано на рисунке 3.5. Внешние индуктивные связи наиболее удобны в конструктивном отношении для построения многоэлементных аттенуаторов на пленочных резисторах, встроенных в структуру фильтра, поскольку они обеспечивают удобную физическую реализацию в рамках микрополосковой технологии. Схема рисунок 3.5 получена из низкочастотного нормированного прототипа на основе следующего частотного преобразования [3, 87]

$$\Omega = \frac{2 - \frac{\omega}{\omega_0} - 1/\left(2 - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}{2 - \frac{\omega_1}{\omega_0} - 1/\left(2 - \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)}, \quad (3.3)$$

где  $\omega_0 = \frac{\omega_1 \cdot \omega_{-1}}{\omega_1 + \omega_{-1} - \sqrt{(\omega_1 - \omega_{-1})^2 + \omega_1 \cdot \omega_{-1}}}$  - расчетная частота настройки параллельных колебательных контуров.

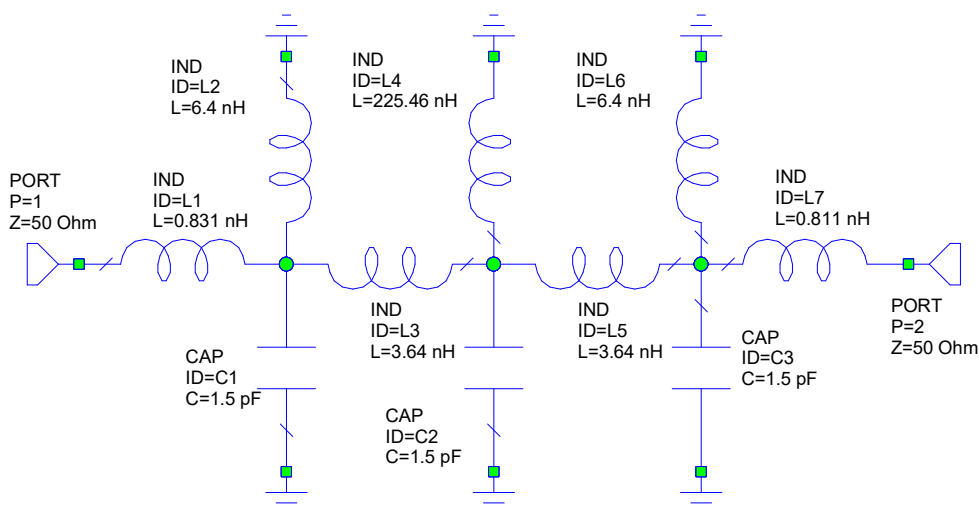


Рисунок 3.5 – Квазиполиномиальный полосовой фильтр третьего порядка

Характерной особенностью схемы рисунок 3.5 (схема содержит 10 элементов) по сравнению со схемой рисунок 3.3 (схема содержит 6 элементов) является наличие избыточных реактивных элементов за счет включения в схему фильтра инверторов. Это позволяет для фильтра третьего порядка произвольно задать значения трех реактивных элементов. Чаще всего произвольно задаются емкости параллельных колебательных контуров. Анализ свойств квазиполиномиальных полосовых фильтров показал, что при полосе пропускания более 80% индуктивности параллельных колебательных контуров могут принимать отрицательные значения, что противоречит требованиям физической реализуемости. Из этого следует, что квазиполиномиальные фильтры имеют ограничения на ширину полосы рабочих частот.

На основе соотношений, приведенных в [3], были определены параметры элементов для схемы рисунок 3.5: индуктивности связи  $L_{01} = L_{34} = 0,941 \text{ нГ}$ ,  $L_{12} = L_{23} = 3,64 \text{ нГ}$ ; индуктивности параллельных контуров  $L_1 = L_3 = 6,41 \text{ нГ}$ ,  $L_2 = 225,46 \text{ нГ}$ ; емкости параллельных контуров  $C_1 = C_2 = C_3 = 1,5 \text{ пФ}$ , которые были заданы до начала расчета.

Полезным свойством схемы рисунок 3.5 является возможность выбора произвольного значения емкостей параллельных контуров. Это позволяет при введении в каждый контур пленочных резисторов в виде согласованной Т-структуры задавать различные вносимые ослабления в каждом контуре. В процессе исследования был выявлен недостаток схемы фильтра рисунок 3.5. Он заключается в том, что при выборе коэффициента перекрытия по частоте больше двух некоторые индуктивности могут принимать отрицательные значения, то есть не выполняются условия физической реализуемости. Отметим, что данный недостаток отсутствует в полиномиальных фильтрах. Тем не менее, как будет показано ниже, при построении аттенуаторов на основе квазиполиномиальных фильтров с диссипативными потерями нет необходимости на первом этапе задавать слишком большую полосу рабочих частот. Получение максимально достижимой полосы рабочих частот добиваются на втором этапе после введения потерь с помощью оптимизации.

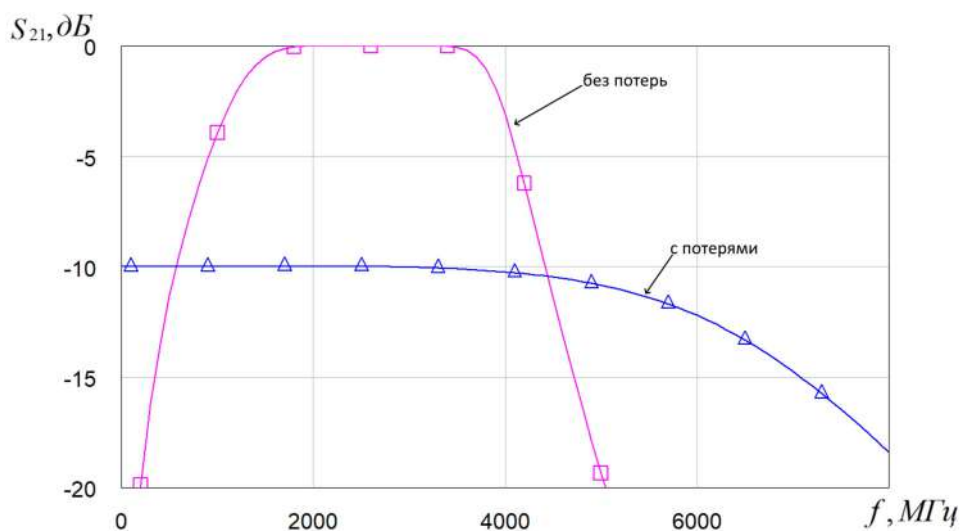


Рисунок 3.6 - АЧХ квазиполиномиального полосового фильтра

В результате исследования частотных свойств схемы (рисунок 3.5) было выявлено, что при введении существенных потерь в параллельные контура и индуктивные элементы связи происходит расширение полосы рабочих частот

и трансформация формы АЧХ (рисунок 3.6), она становится такой же, как у фильтра нижних частот. Физически это объясняется тем, что введенные в каждый контур Т-структуры на пленочных резисторах согласованы на низких частотах и на нулевой частоте. В области низких частот и на нулевой частоте схема квазиполиномиального фильтра с потерями вырождается в каскадное соединение согласованных Т-структур с возрастающим вносимым ослаблением в каждой из них. Эта особенность значительно расширяет диапазон рабочих частот аттенюатора, выполненного на основе многоконтурных квазиполиномиальных фильтров с введенными диссипативными потерями. Применение квазиполиномиальных фильтров с увеличивающимся вносимым ослаблением в каждом контуре позволяет реализовать многоэлементный аттенюатор и обеспечить работу на уровне мощности, близком к предельно достижимой величине. Для построения аттенюаторов рекомендуется использовать симметричные схемы фильтров 3-го или 5-го порядка, работающие на одинаковую нагрузку по входу и выходу.

### **3.2 Аттенюаторы на квазиполиномиальных фильтрах с потерями**

Для построения широкополосного многоэлементного аттенюатора воспользуемся квазиполиномиальным фильтром с введенными в него потерями в виде встроенных согласованных Т-структур на пленочных резисторах. В качестве исходного начального приближения была принята схема рисунок 3.5. При этом введение потерь и последующая оптимизация проводились отдельно для каждого колебательного контура. Другими словами аттенюатор был разбит на элементарные отдельные каскады. Такой подход позволил сократить время вычислений и получить оптимальные результирующие частотные характеристики. На рисунке 3.7 приведена схема

параллельного контура с потерями и индуктивными элементами связи фильтра.

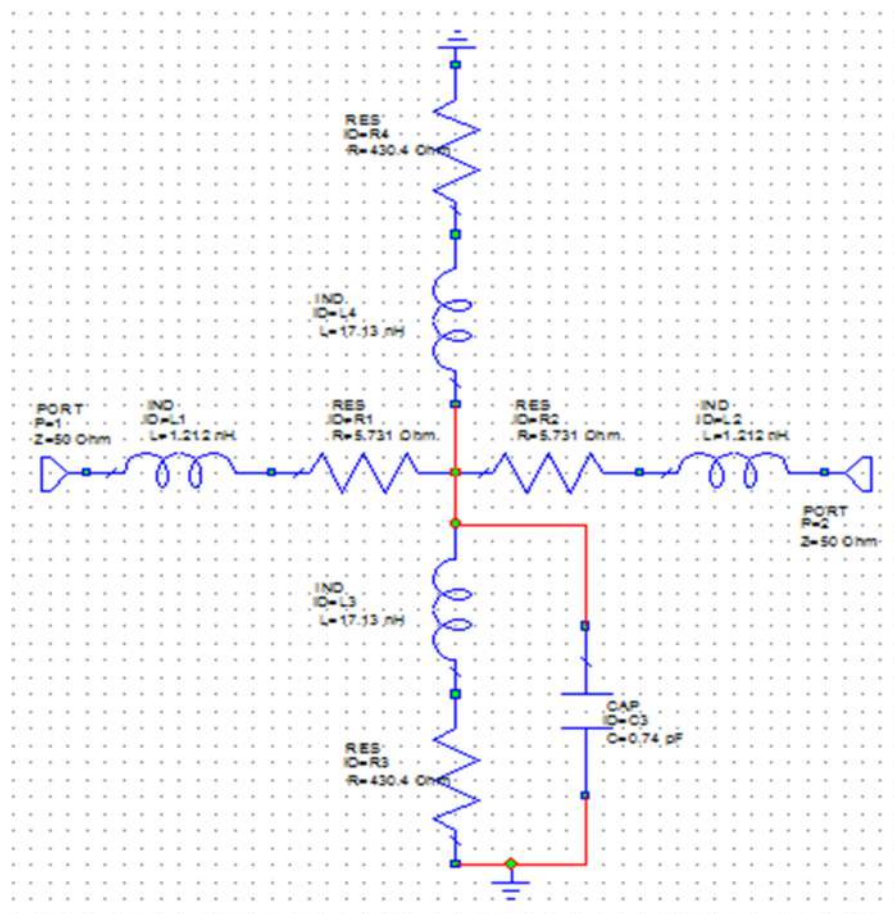


Рисунок 3.7 – Параллельный контур с потерями и элементами связи  
(расчетное вносимое ослабление 2 дБ)

На рисунке 3.8 приведены частотные зависимости коэффициента передачи ( $|S_{21}|$ ) и обратных потерь ( $|S_{11}|$ ) после подстройки и оптимизации схемы, приведенной на рисунке 3.7.

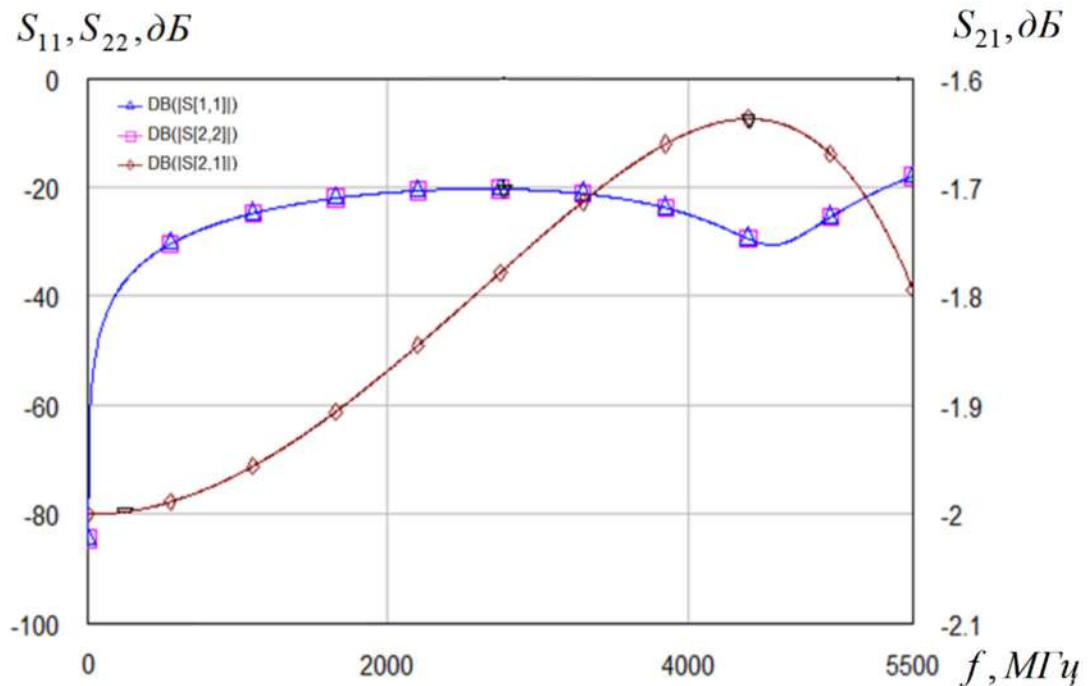


Рисунок 3.8 – Частотные свойства параллельного контура с потерями и элементами связи (расчетное вносимое ослабление 2 дБ)

Как видно из рассмотрения рисунка 3.8, неравномерность АЧХ ( $S_{21}$ ) после оптимизации составила 0,37 дБ при уровне обратных потерь ( $S_{11}$ ) порядка -20 дБ. Отметим, что полученная неравномерность АЧХ может быть скомпенсирована при параметрической оптимизации схемы фильтра с потерями, содержащей три параллельных контура с возрастающей величиной вносимого ослабления.

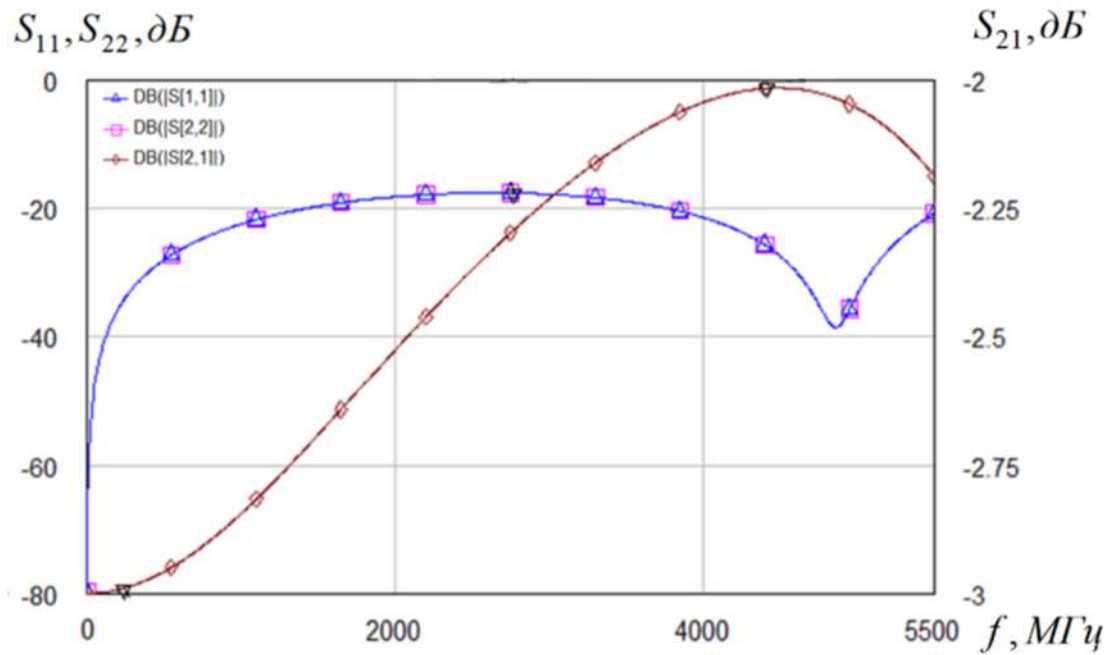


Рисунок 3.9 – Частотные свойства параллельного контура с потерями и элементами связи (расчетное вносимое ослабление 3 дБ)

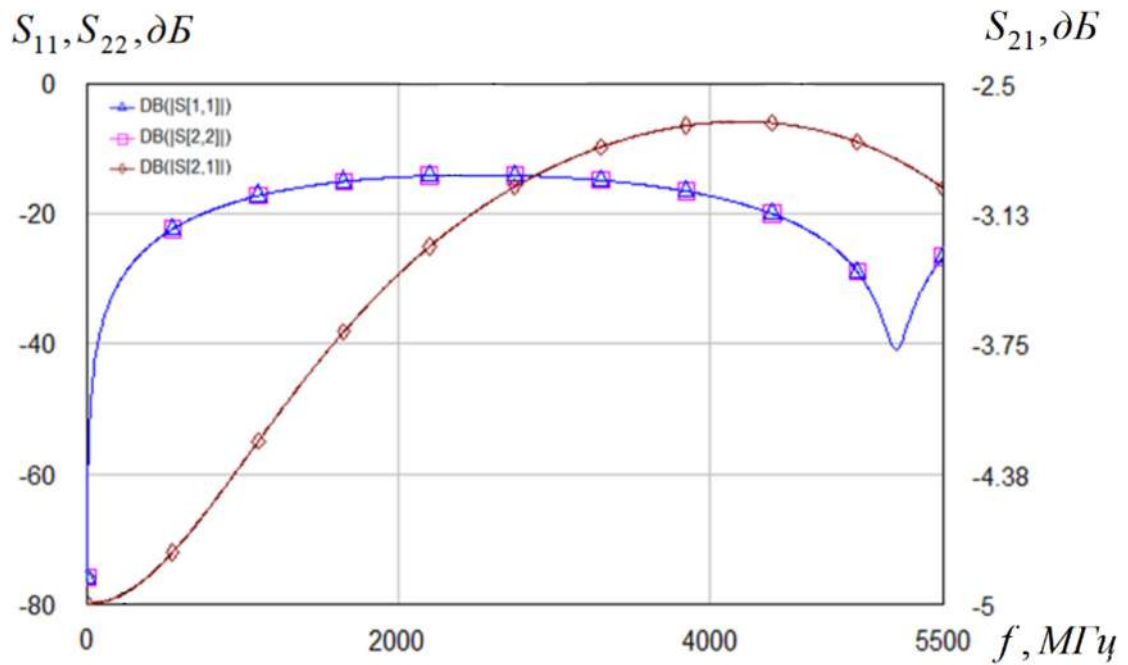


Рисунок 3.10 – Частотные свойства параллельного контура с потерями и элементами связи (расчетное вносимое ослабление 5 дБ)



Аналогично, как и для первого контура фильтра с потерями, были рассчитаны оптимальные частотные характеристики для второго и третьего контура с вносимым ослаблением соответственно равным 3 дБ и 5 дБ. Результаты расчета оптимальных частотных характеристик для указанных значений вносимого ослабления приведены на рисунке 3.9 и рисунке 3.10. При увеличении вносимого ослабления были увеличены емкости параллельных контуров, которые, как уже было отмечено выше, могут задаваться произвольно.

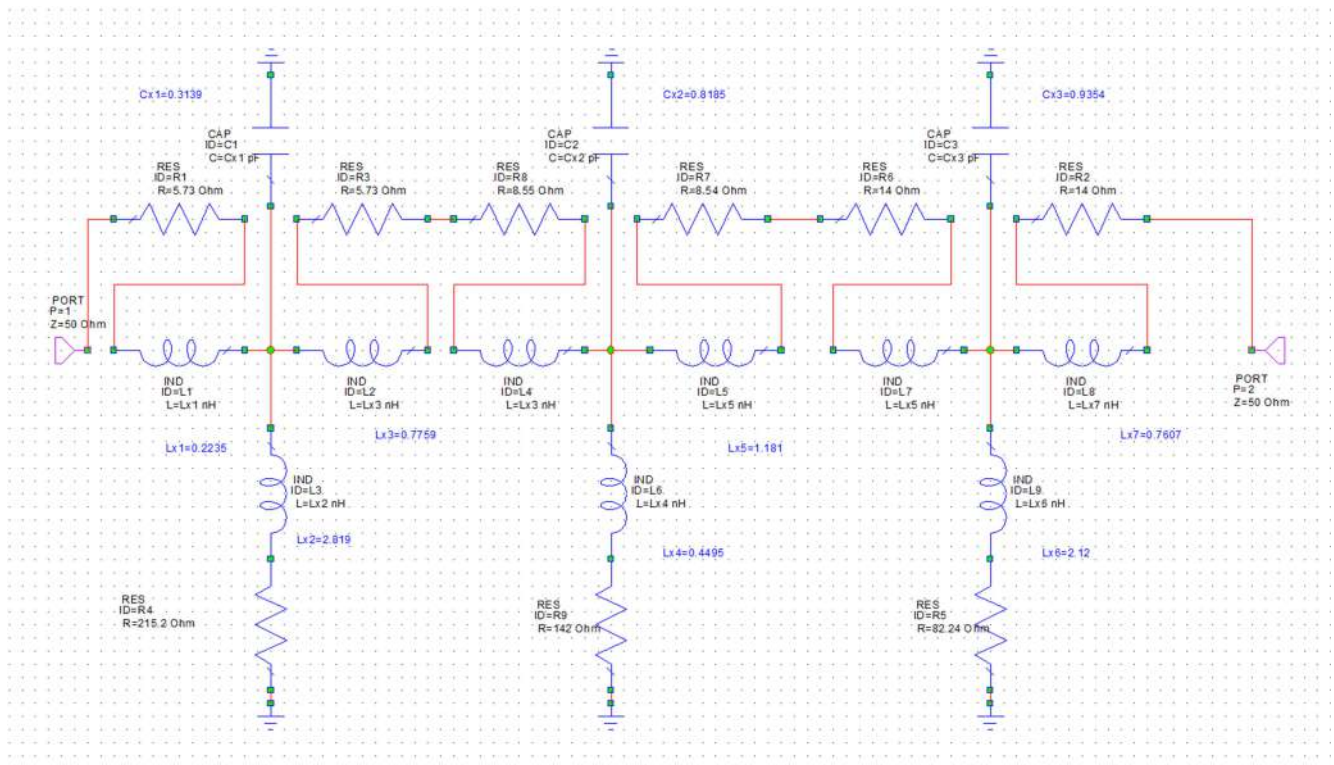


Рисунок 3.11 – Эквивалентная схема аттенюатора 10 дБ на основе квазиполиномиального фильтра с потерями 3-го порядка

Как видно из рисунков 3.8-3.10, введение диссипативных потерь позволяет обеспечить работу в полосе рабочих частот 0-5 ГГц. Далее проведем анализ частотных свойств последовательного соединения описанных выше трех параллельных контуров с потерями и индуктивных

элементов связи. На рисунке 3.11 приведена схема квазиполиномиального фильтра с потерями 3-го порядка.

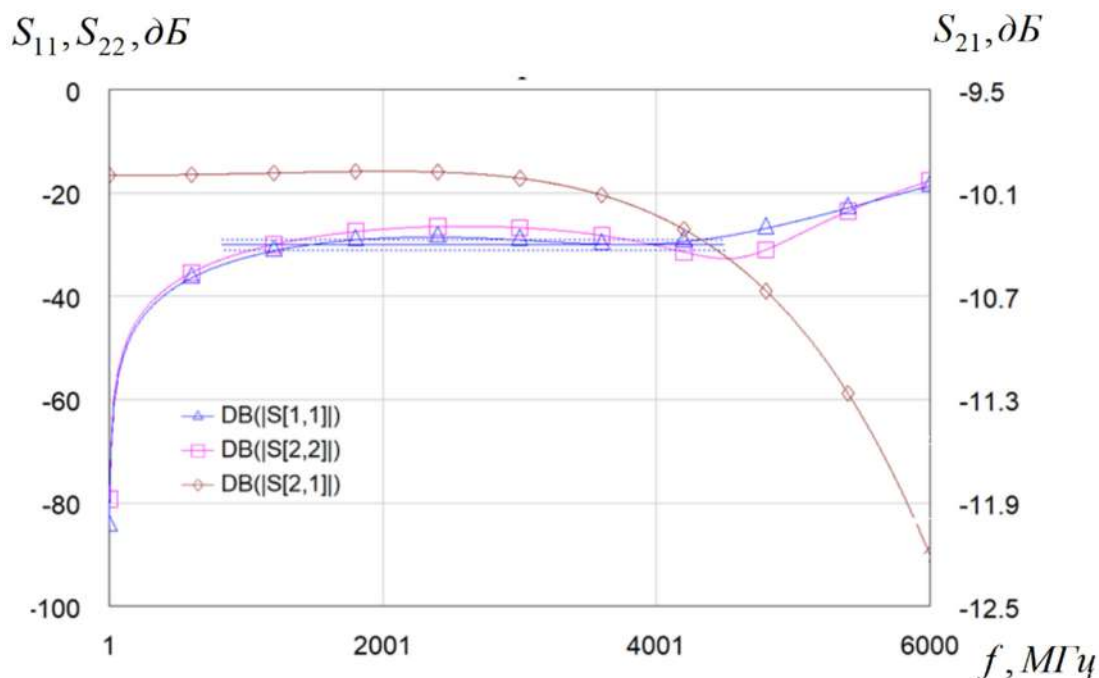


Рисунок 3.12 – Частотные свойства аттенюатора 10 дБ на основе квазиполиномиального фильтра с потерями 3-го порядка

На рисунке 3.12 представлены результаты расчета и оптимизации частотных характеристик эквивалентной схемы мощного СВЧ аттенюатора с вносимым ослаблением 10 дБ. Каждый из планарных пленочных резисторов на бериллиевой керамике (паразитная емкость 0,6 пФ) рассчитан на СВЧ мощность рассеивания порядка 50-70 Вт. При равномерном распределении рассеиваемой мощности в каждой Т-структуре допустимая входная мощность составляет не менее 200 Вт.

Как видно из графиков рисунок 3.12, неравномерность АЧХ ( $S_{21}$ ) аттенюатора не превышает 1,2 дБ при уровне обратных потерь ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) порядка -28 дБ в полосе рабочих частот 0-6 ГГц.

Проведенные расчеты показали, что для предложенного выше варианта построения аттенюатора в сосредоточенном элементном базисе на основе квазиполиномиального фильтра с внешними индуктивными связями (рисунок 3. 11), двухэтапная процедура параметрического синтеза, основанная на оптимизации частотных характеристик каждого контура с потерями и последующей оптимизацией всего фильтра, не требует значительных вычислительных ресурсов и времени.

В заключение данного подраздела следует отметить, что эквивалентная схема рисунок 3.11 аналогична эквивалентной схеме аттенюатора, составленной в предыдущей второй главе (рисунок 2.4) на основе фильтра нижних частот. Однако в данном случае согласующие и корректирующие индуктивности, введенные эвристически во второй главе, обоснованно присутствуют в синтезированной структуре и приведены выражения для расчета их значений. Анализ исследованных свойств аттенюаторов, на основе полиномиального ФНЧ и квазиполиномиального полосового фильтра с потерями позволяет дать следующие рекомендации.

1. Многоэлементные СВЧ аттенюаторы, выполненные в соответствии со структурой ФНЧ на отрезках резистивных однородных микрополосков и корректирующих сосредоточенных индуктивностей, целесообразно использовать на среднем уровне входной СВЧ мощности до 100 Вт, поскольку в структуру ФНЧ третьего порядка введено всего три диссипативных элемента.

2. Многокаскадные СВЧ аттенюаторы, выполненные на основе структуры квазиполиномиального фильтра с потерями позволяют работать в сверхширокой полосе частот на высоком уровне мощности, так как в полосовой фильтр 3-го порядка введено 7 диссипативных элементов.

Таким образом, составленная в данном разделе эквивалентная схема многоэлементного аттенюатора в сосредоточенном элементном базисе на основе квазиполиномиального полосового фильтра является первым этапом синтеза и позволяет составить достаточно адекватный первоначальный «облик» в виде микрополосковой топологии для последующего численного электродинамического моделирования и итоговой оптимизации.

### 3.3 Аттенюаторы на квазиполиномиальных фильтрах с потерями в микрополосковом исполнении

В данном разделе для эквивалентной схемы рисунок 3.7 разработана реализация аттенюатора в микрополосковом исполнении. Для обеспечения высокого качества согласования в области высоких частот предложена симметричная по двум осям координат топология, содержащая два неоднородных пленочных резистора в виде клина. Продольный пленочный резистор выполнен в виде прямоугольника. Клинообразные пленочные резисторы позволяют одновременно учесть диссипативные потери и соответствующие индуктивности в поперечных ветвях.

На рисунке 3.13. представлена топология первого каскада аттенюатора с вносимым ослаблением 2 дБ, выполненного на диэлектрической подложке BeO по микрополосковой пленочной технологии.

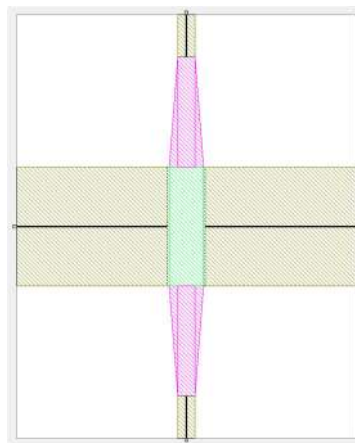


Рисунок 3.13 – Топология первого каскада с вносимым ослаблением 2 дБ

На рисунке 3.14 приведены частотные характеристики первого каскада микрополоскового аттенюатора с вносимым ослаблением 2 дБ. Как видно из графиков рисунок 3.14, они достаточно хорошо соответствуют характеристикам схемы в сосредоточенном элементном базисе (рисунок 3.8) как по АЧХ, так и по обратным потерям. Из этого можно сделать вывод о том, что предложенная клиновидная форма неоднородных пленочных резисторов адекватно описывается эквивалентной схемой рисунок 3.7.

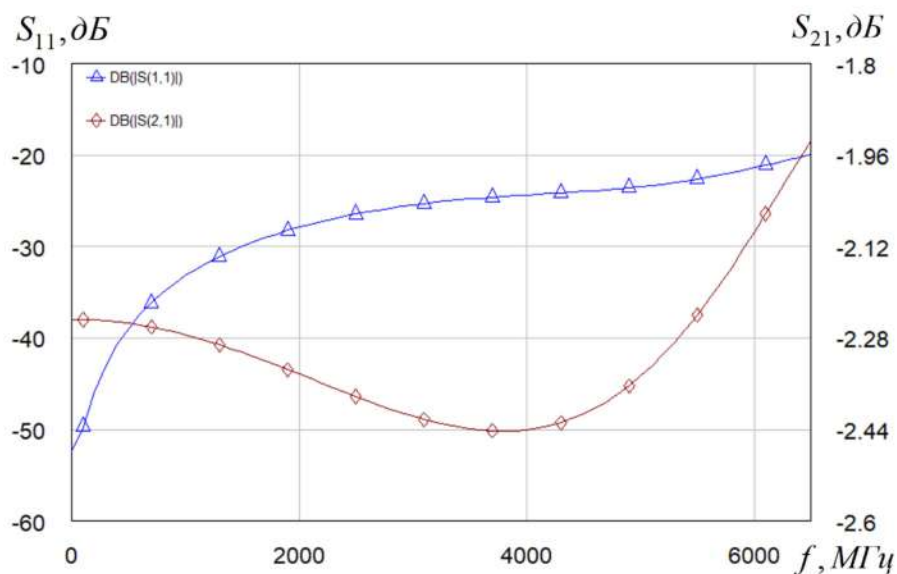


Рисунок 3.14 – Частотные свойства каскада 2 дБ в микрополосковом исполнении

Для второго и третьего каскадов (вносимое ослабление 3 дБ и 5 дБ соответственно) аттенюатора аналогичным образом были составлены симметричные микрополосковые топологии с использованием клиновидных пленочных резисторов. Для увеличения вносимого ослабления потребовалось увеличивать площадь пленочных клиновидных и прямоугольных резисторов. Графики АЧХ и обратных потерь, полученные с помощью численного электродинамического моделирования, приведены на рисунках 3.16 и 3.18.

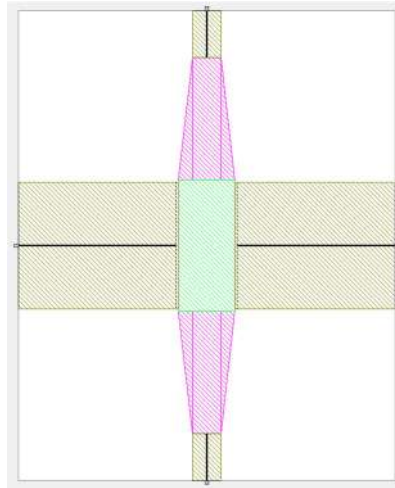


Рисунок 3.15 – Топология второго каскада с вносимым ослаблением 3 дБ

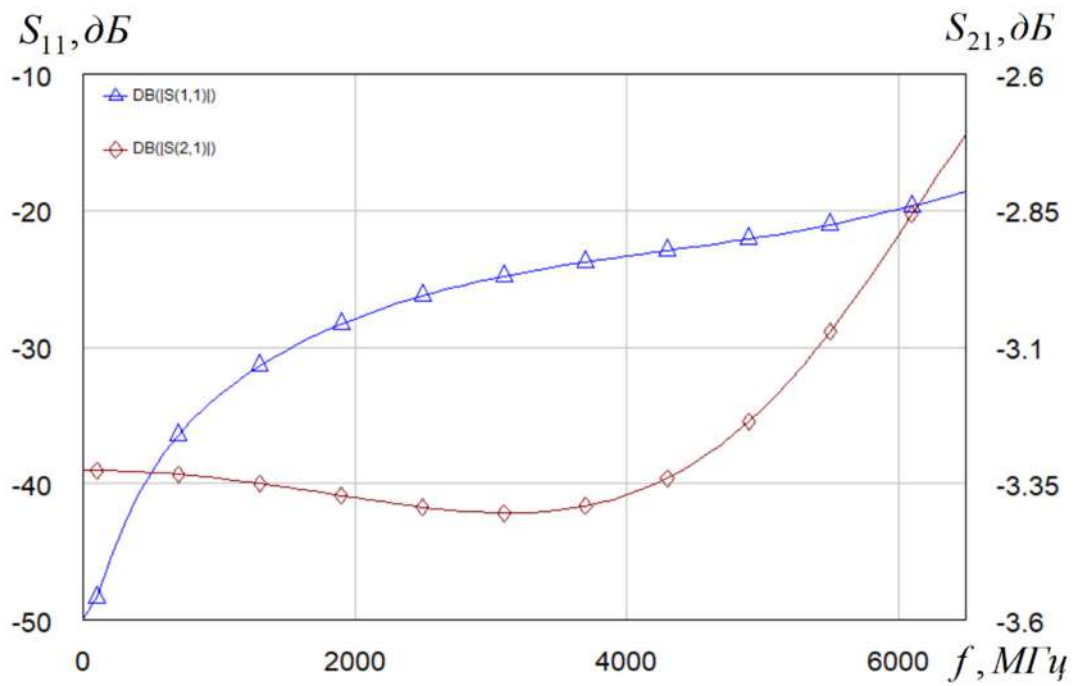


Рисунок 3.16 – Частотные свойства каскада 3 дБ в микрополосковом исполнении

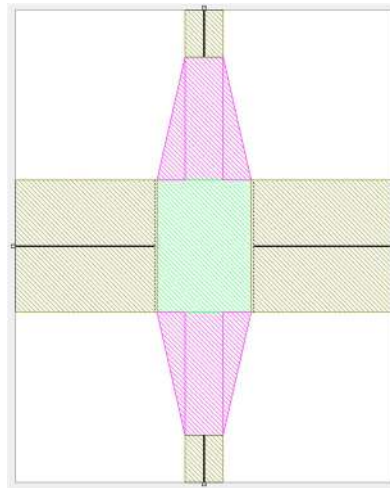


Рисунок 3.17 – Топология третьего каскада с вносимым ослаблением 5 дБ

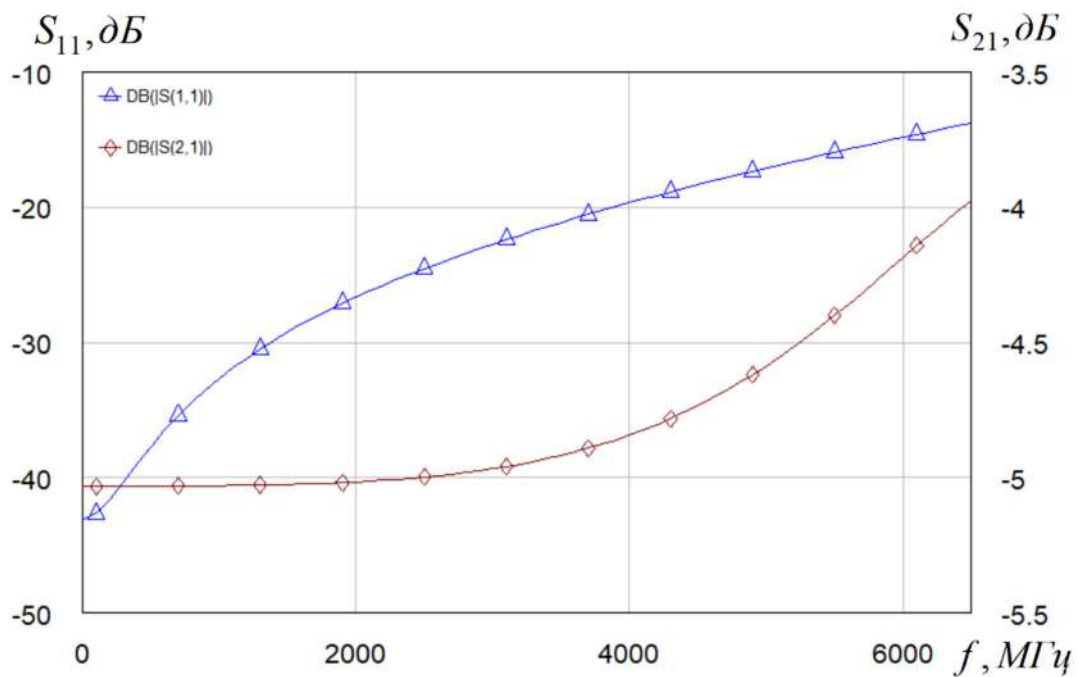


Рисунок 3.18 – Частотные свойства каскада 5 дБ в микрополосковом исполнении

Следующим этапом синтеза микрополоскового аттенюатора является каскадное включение разработанных аттенюаторов, в которые с целью улучшения качества согласования при сохранении малой неравномерности АЧХ были введены корректирующие индуктивности, как показано на рисунке 3.19. Далее была выполнена параметрическая оптимизация по



критерию минимизации  $VSWR$  и максимизации равномерности коэффициента передачи. Стоит отметить, что при каскадном соединении такой аттенюатор теряет свойство симметрии. Кроме того, для практической реализации этого аттенюатора требуется три отдельные диэлектрические подложки.

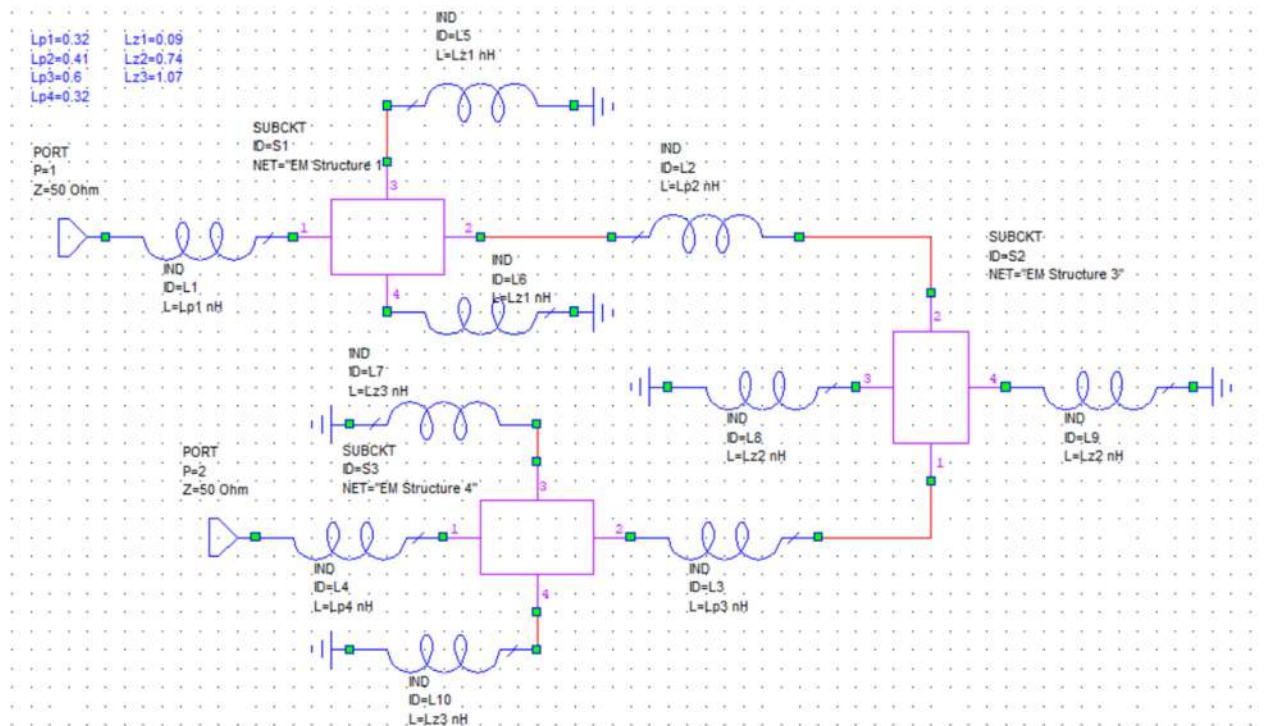


Рисунок 3.19 – Микроролосковый СВЧ аттенюатор 10 дБ с корректирующими индуктивностями

Результаты компьютерного моделирования частотных свойств трехкаскадного аттенюатора 10 дБ с корректирующими индуктивностями приведены на рисунке 3.20.



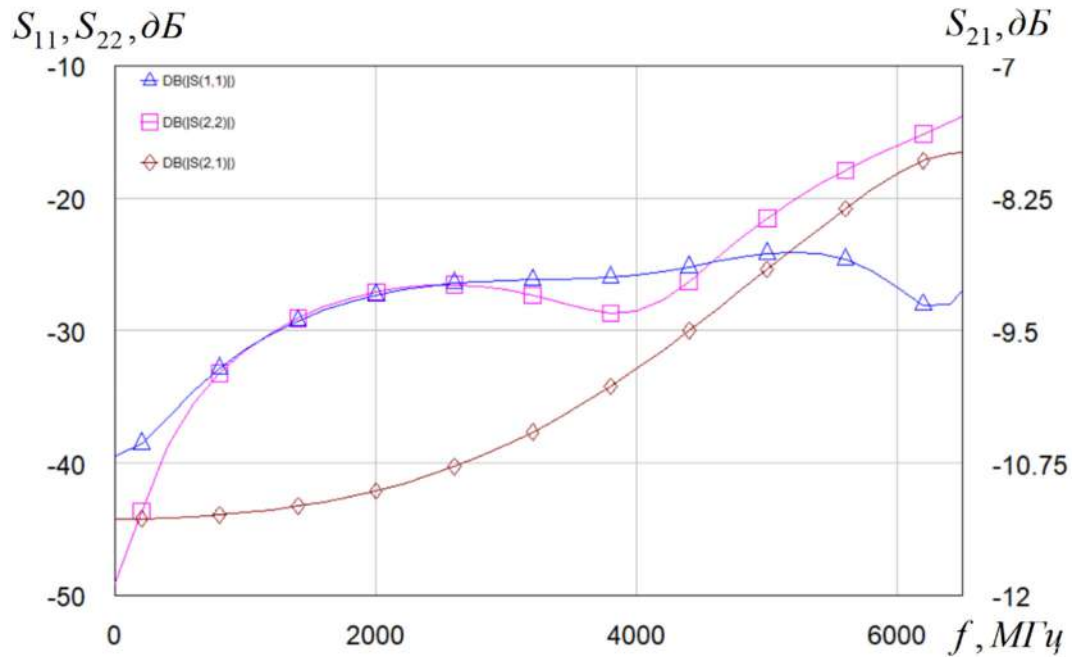


Рисунок 3.20 - Характеристики трехкаскадного аттенюатора 10 дБ с корректирующими индуктивностями

Далее было выполнено моделирование и оптимизация топологии аттенюатора 10 дБ на одной диэлектрической подложке BeO габаритами  $20 \times 20 \times 4$  мм<sup>3</sup>.

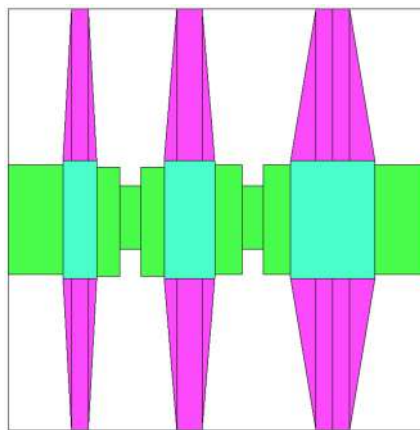


Рисунок 3.22 - Топология аттенюатора 10 дБ.

Графики коэффициента передачи и  $VSWR$ , полученные в результате моделирования, приведены на рисунках 3.23 и 3.24 соответственно.

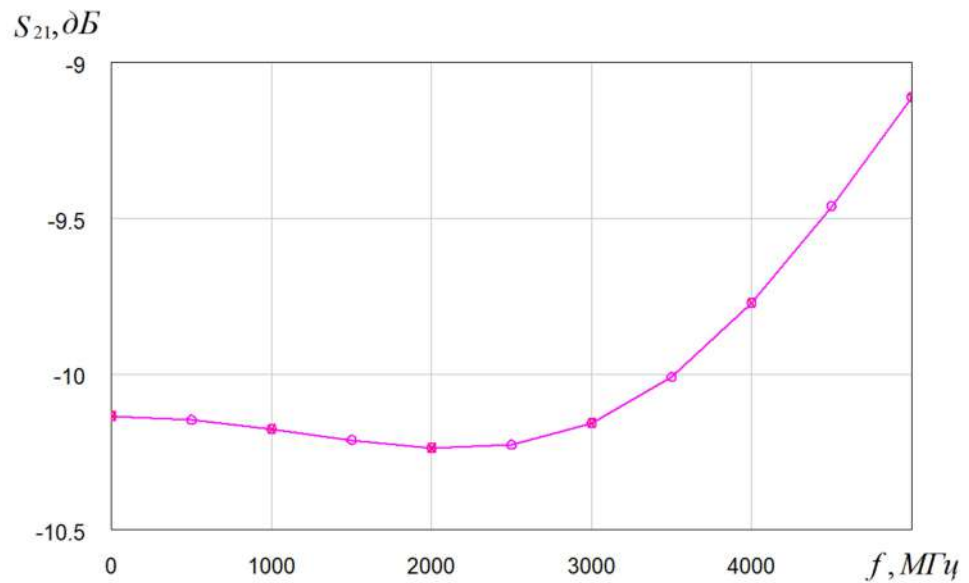


Рисунок 3.23 - Коэффициент передачи аттенюатора 10 дБ.

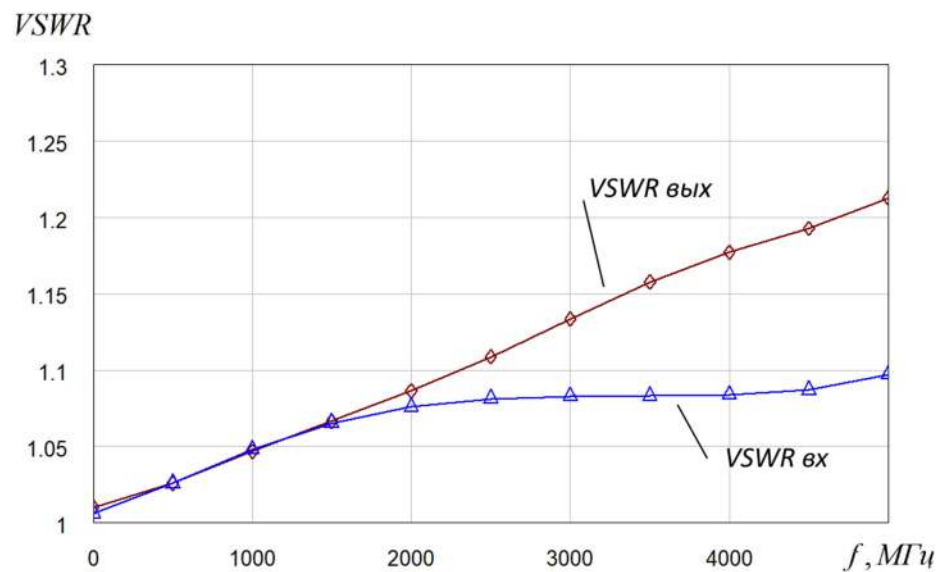


Рисунок 3.24 - VSWR аттенюатора 10 дБ.

### 3.4 Выводы

По результатам проведенного исследования и разработки многокаскадных аттенюаторов, выполненных на основе квазиполиномиальных фильтров с введенными диссипативными потерями, сформулируем следующие выводы.

1. Полиномиальные фильтры с большими диссипативными потерями пригодны для применения в качестве полосовых аттенуаторов многоканального типа в связке с частотно-разделительными устройствами. Однако такой метод построения отличается сложной конструктивной реализацией, что делает их менее привлекательными по сравнению с квазиполиномиальными полосовыми фильтрами.

2. При введении диссипативных потерь в квазиполиномиальный полосовой фильтр и проведении оптимизации было установлено, что обеспечивается режим согласования на нулевой частоте и полоса рабочих частот существенно расширяется, то есть происходит трансформация полосовой формы АЧХ в характеристику фильтра нижних частот.

3. Предложенные в данной главе широкополосные многоэлементные и многокаскадные СВЧ аттенуаторы с большим вносимым ослаблением, выполненные на основе квазиполиномиальных фильтров, позволяют обеспечить допустимый уровень входной мощности 200 Вт в полосе рабочих частот 0 – 5 ГГц.

## **4. СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ НА ОСНОВЕ ФИЛЬТРОВ ГАРМОНИК С ПОТЕРЯМИ**

В данном разделе предложен и обоснован подход к построению аттенюаторов, в основе которого лежит использование фильтров гармоник с большим уровнем диссипативных потерь. Выполнен анализ эквивалентных схем аттенюаторов в сосредоточенном элементном базисе. В соответствии с предложенным подходом разработаны сверхширокополосные аттенюаторы для работы в диапазоне частот до 6 ГГц. Выполнено моделирование многокаскадного аттенюатора, обеспечивающего максимальный допустимый уровень входной мощности до 1-2 кВт в диапазоне частот до 3-5 ГГц.

### **4.1 Синтез аттенюатора на основе фильтра гармоник с потерями**

Задача структурного синтеза СВЧ аттенюатора, выполненного на основе фильтра гармоник 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 [14, 30, 37, 99] показывает, что в рамках поставленной задачи успешный структурный синтез СВЧ устройств с диссипативными потерями в отдельных случаях 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 рисунке 4.1 в общем виде представлена структура идеализированного ступенчатого фильтра гармоник на отрезках линий

передачи одинаковой длины без диссипативных потерь с периодическим изменением значений волновых сопротивлений:

$$\rho_n \ll \rho_{n+1},$$

где  $\rho_n$  - низкоомный отрезок линии передачи;  $\rho_{n+1}$  - высокоомный отрезок линии передачи,  $\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n$  - электрическая длина отрезков линий передачи.

Режим качественного согласования в диапазоне частот  $0 - f_s$  достигается выбором электрических длин отрезков микрополосковых линий передачи и их волновых сопротивлений.

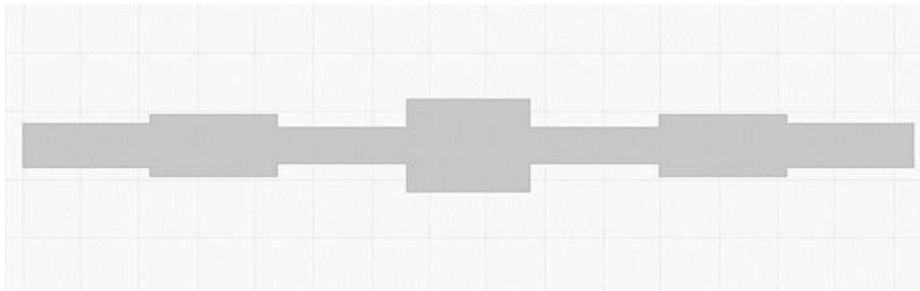


Рисунок 4.1 - Фильтр гармоник на отрезках микрополосковой линии без потерь

На рисунке 4.2 представлен фильтр гармоник с четырьмя резистивными вставками. Номинальное ослабление такого аттенюатора – 0,6 дБ, поверхностное сопротивление резистивных вставок составляет  $\rho_s = 10 \text{ Ом/}\square$ .

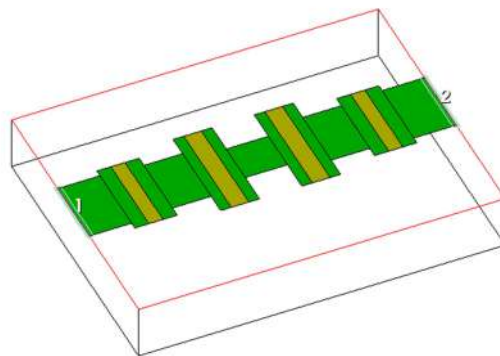


Рисунок 4.2 - 3D модель аттенюатора 0,6 дБ на основе микрополоскового фильтра гармоник с диссипативными потерями

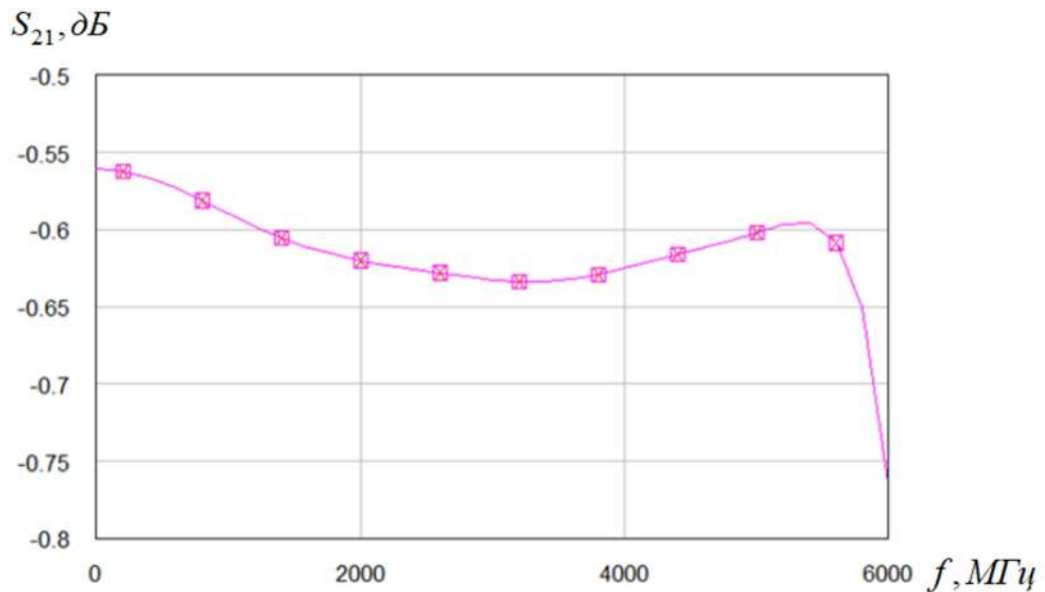


Рисунок 4.3 - График частотной зависимости коэффициента передачи аттенюатора 0,6 дБ

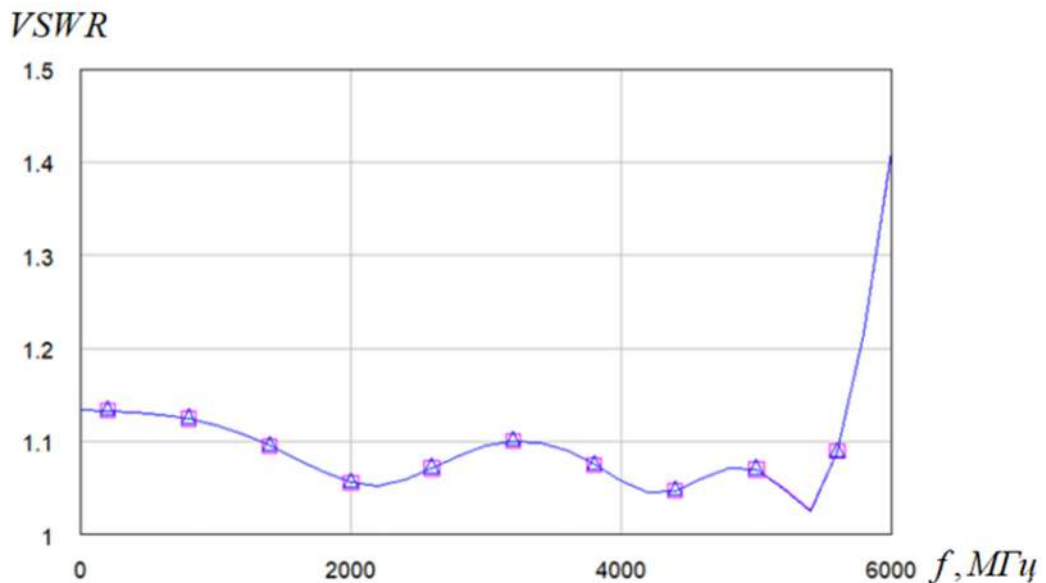


Рисунок 4.4 - График частотной зависимости  $VSWR$  аттенюатора 0,6 дБ

Дальнейшее увеличение поверхностного сопротивления продольных резистивных вставок приводит к ухудшению согласования, поэтому оптимальное значение поверхностного сопротивления резистивных вставок в низкоомные участки фильтра находится в пределах  $\rho_s = 5..10 \text{ Ом}/\square$ .

Для увеличения уровня вносимого ослабления и обеспечения режима качественного согласования предлагается к участкам фильтра с высоким волновым сопротивлением подключать резистивные заземляющие шлейфы. Такая структура с двумя заземленными шлейфами приведена на рисунке 4.5. Поверхностное сопротивление резистивного заземляющего шлейфа составляет  $\rho_s=500$  Ом/□.

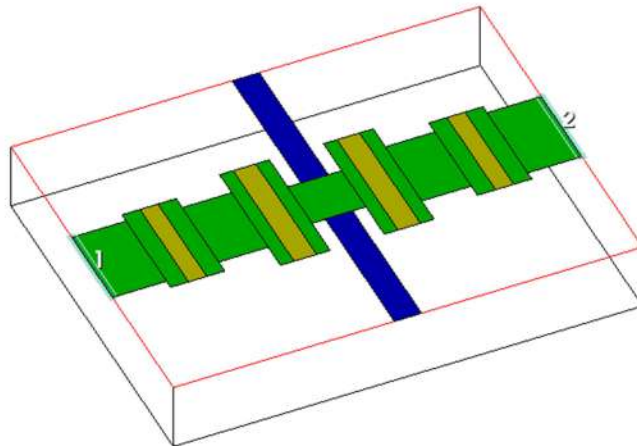


Рисунок 4.5 - 3D модель аттенюатора с заземленными резистивными шлейфами прямоугольной формы

Частотные характеристики аттенюатора с двумя симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами изображены на рисунках 4.6 и 4.7.



Рисунок 4.6 - График частотной зависимости  $VSWR$  аттенюатора с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

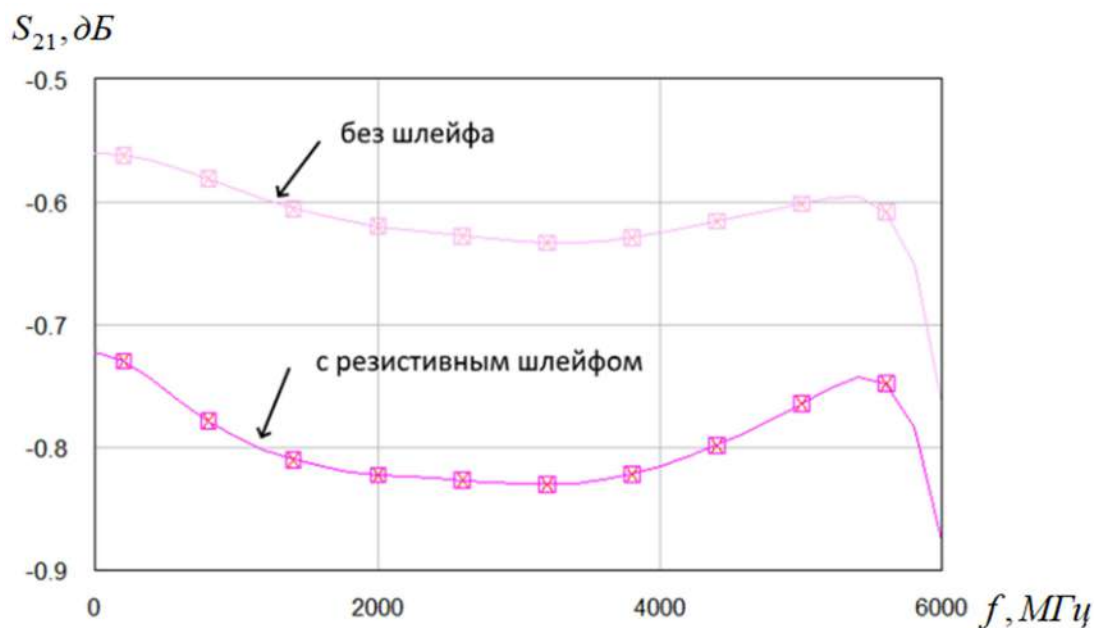


Рисунок 4.7 - График частотной зависимости коэффициента передачи аттенюатора с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

Из рассмотрения графиков рисунки 4.6 и 4.7 следует вывод, что введение заземляющих резистивных шлейфов позволяет увеличить вносимое



ослабление аттенюатора и улучшить согласование в области низких частот. Этот эффект объясняется тем что, короткозамкнутые шлейфы подключенные к высокоомным отрезкам линий передачи фильтра, за счёт индуктивной составляющей их входного импеданса компенсируют емкостное влияние низкоомных отрезков фильтра гармоник.

Для наглядного обоснования физического принципа работы и формирования первоначальной топологии аттенюатора с последовательно и параллельно включенными пленочными резисторами была составлена соответствующая эквивалентная схема на сосредоточенных элементах для области нижних частот (рисунок 4.8).

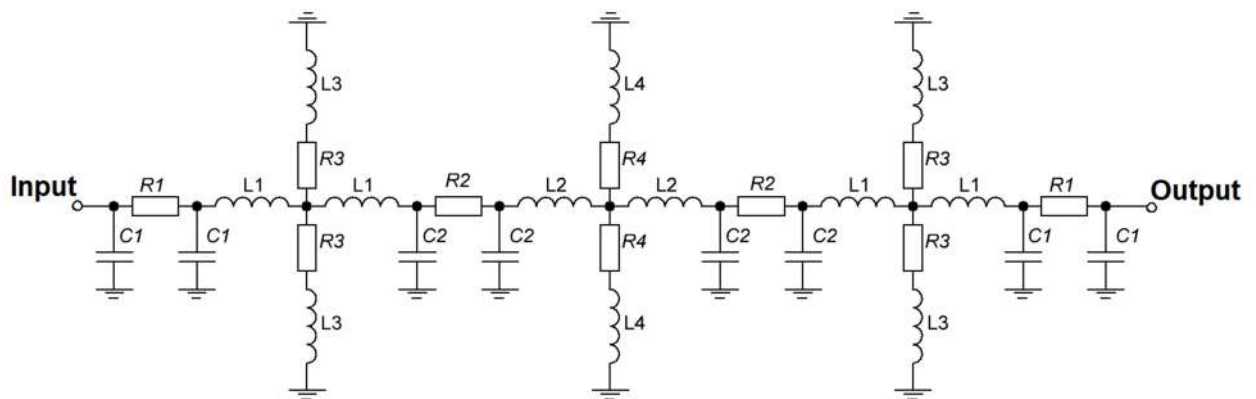


Рисунок 4.8 - Эквивалентная схема аттенюатора на основе фильтра гармоник с последовательно и параллельно включёнными резистивными вставками

На рисунке 4.8 приняты следующие обозначения. Резисторы  $R1$ ,  $R2$  описывают сопротивление продольной резистивной вставки в низкоомную линию фильтра гармоник. Конденсаторы  $C1$ ,  $C2$  описывают ёмкости низкоомных линий передачи фильтра гармоник.  $L1$ ,  $L2$  описывают продольные индуктивности высокоомных линий передачи фильтра гармоник.  $R3$ ,  $R4$  – резистивные составляющие короткозамкнутых шлейфов.  $L3$ ,  $L4$  описывают индуктивности низкодобротных короткозамкнутых шлейфов.

Конкретные номинальные значения сопротивлений, ёмкостей и индуктивностей для эквивалентной схемы (рисунок 4.8) определяются в соответствии с конструкцией планарного пленочного резистора, рассмотренного в первой главе (рисунок 1.6).

В соответствии с эквивалентной схемой (рисунок 4.8) был разработан ряд аттенюаторов с различными номиналами вносимого ослабления.

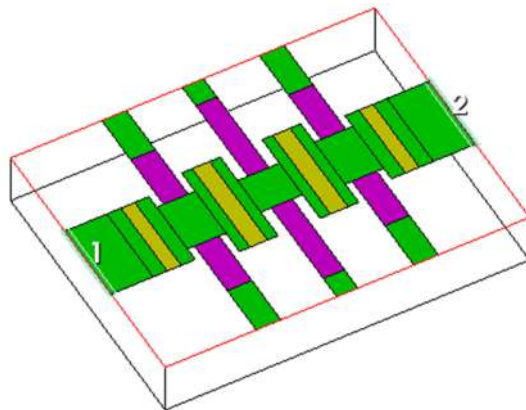


Рисунок 4.9 - 3D-модель аттенюатора 1,2 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

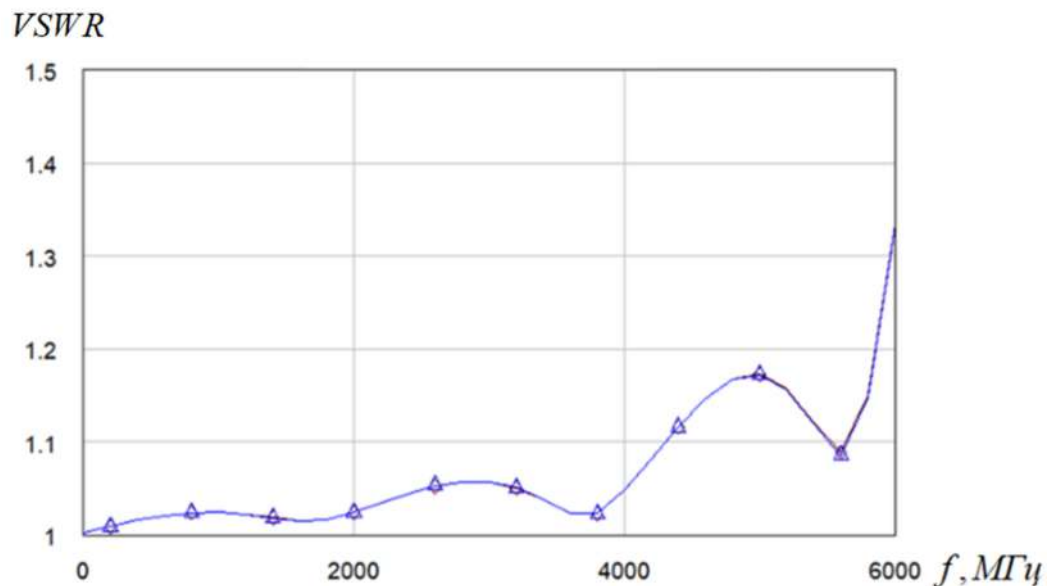


Рисунок 4.10 - График частотной зависимости  $VSWR$  аттенюатора 1.2 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

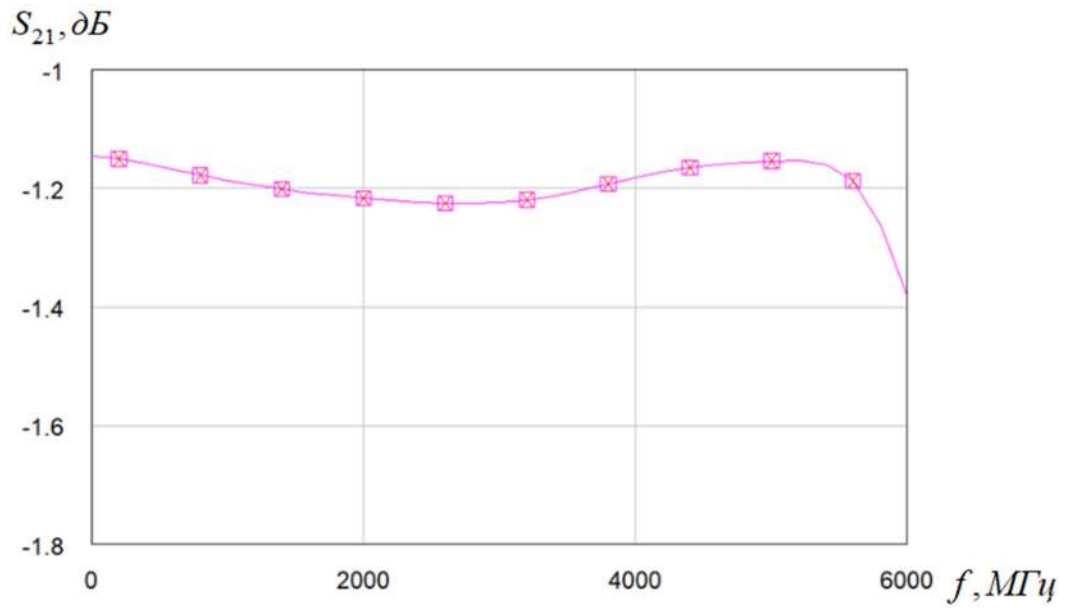


Рисунок 4.11- График частотной зависимости коэффициента передачи аттенюатора 1,2 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

Как видно из графиков рисунок 4.10 – 4.11, неравномерность коэффициента передачи описываемого аттенюатора в полосе рабочих частот до 5 ГГц не превышает 0,1 дБ, а  $VSWR$  не более 1,2.

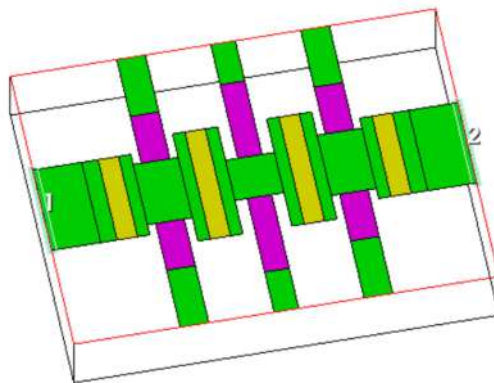


Рисунок 4.12 - 3D-модель аттенюатора 1,8 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

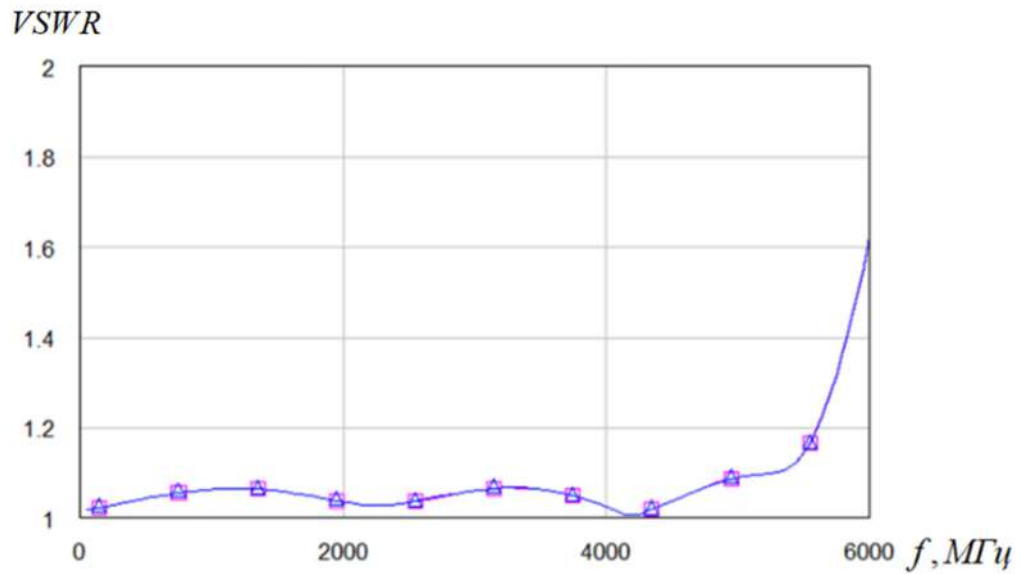


Рисунок 4.13 - График частотной зависимости  $VSWR$  аттенюатора 1,8 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

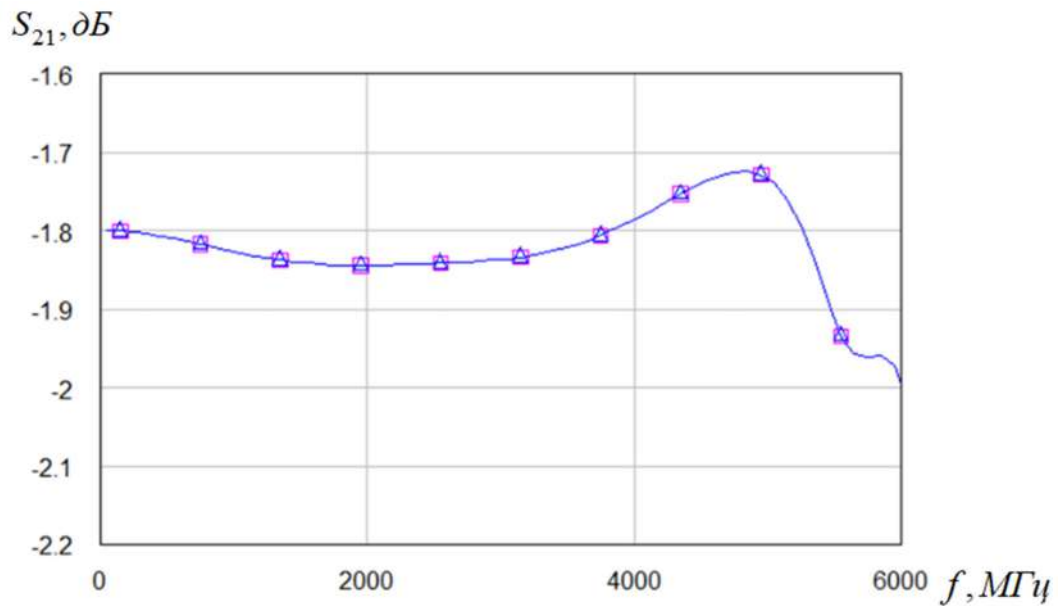


Рисунок 4.14 - График частотной зависимости коэффициента передачи аттенюатора 1,8 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

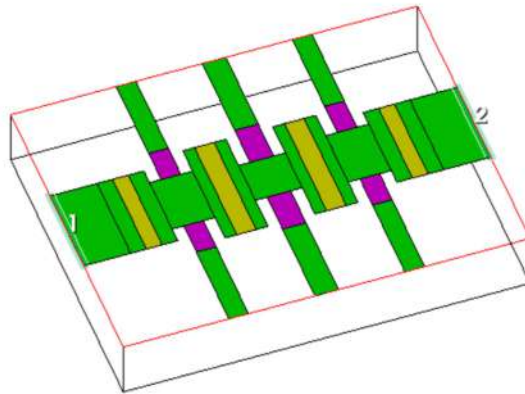


Рисунок 4.15 - 3D-модель аттенюатора 3 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

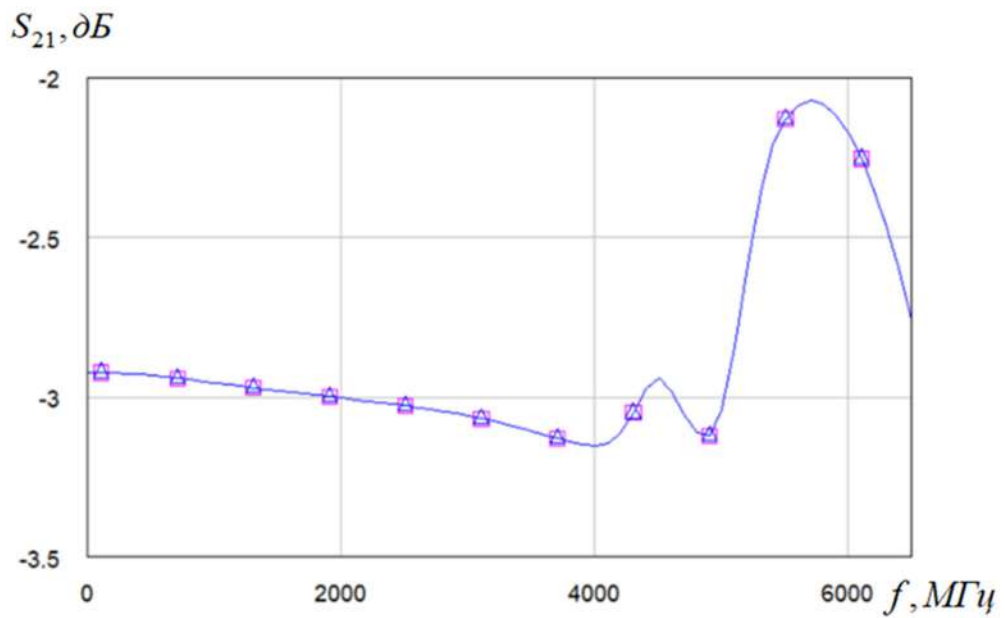


Рисунок 4.16 - График частотной зависимости коэффициента передачи аттенюатора 3 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

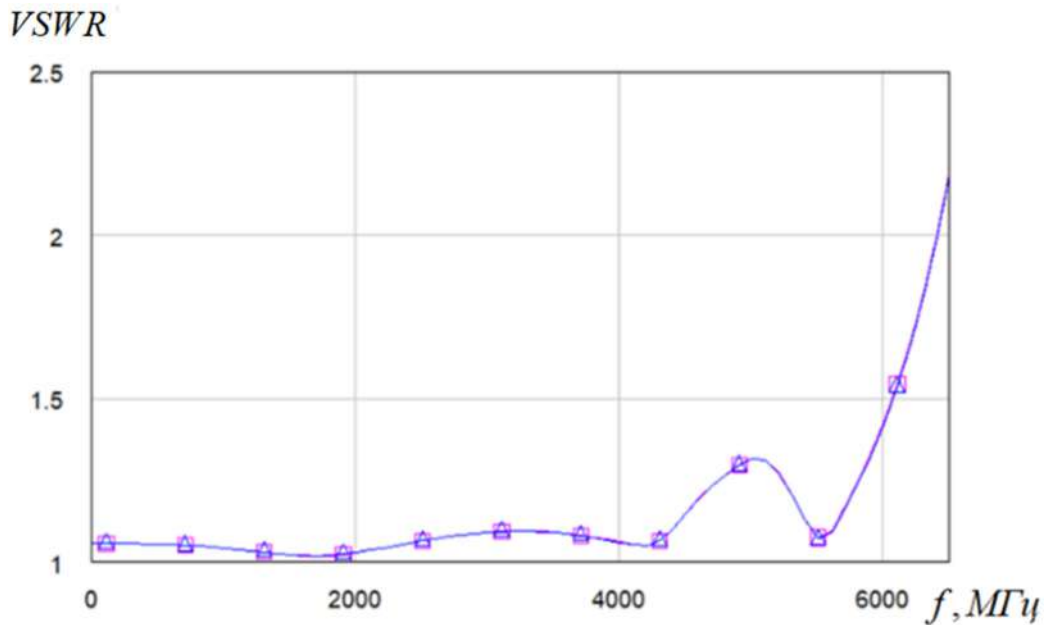


Рисунок 4.17. График частотной зависимости  $VSWR$  аттенюатора 3 дБ с симметрично расположенными заземленными резистивными шлейфами

Проведенное компьютерное моделирование показало, что получение уровня вносимого ослабления больше 3-5 дБ с сохранением качества согласования во всей полосе частот представляет собой достаточно сложную задачу. При увеличении поверхностного сопротивления продольных резистивных вставок  $\rho_s > 20$  Ом/□ возникает необходимость увеличивать индуктивность корректирующих шлейфов, что влияет не только на качество согласования, но и на коэффициент передачи. Поэтому решение этой задачи сводится к поиску оптимального баланса между равномерностью АЧХ и качеством согласования.

Исходя из рассмотрения и анализа характеристик аттенюаторов номиналами вносимого ослабления 0,45; 1,0; 1,2; 1,8; и 3,0 дБ следует отметить, что все рассчитанные аттенюаторы в диапазоне частот до 5 ГГц, имеют неравномерность АЧХ не более 0,1 дБ и максимально значение  $VSWR$  составляет не более 1,25. Данные значения параметров при каскадном

соединении этих достаточно хорошо согласованных аттенюаторов позволяют получить суммарное вносимое ослабление более 20 дБ при сохранении широкой полосы рабочих частот.

#### 4.2 Каскадное построение аттенюатора на мощность 1 и 2 кВт

Как было отмечено выше, при построении мощных широкополосных аттенюаторов на пленочных резисторах с большим вносимым ослаблением применяется каскадное включение нескольких аттенюаторов с различным ослаблением [29, 36, 68]. Величина ослабления каждого каскада выбирается исходя из требования равномерного распределения мощности. При использовании ВеО подложки габаритами 20x20x4 мм<sup>3</sup>, необходимо соблюдать ограничение по максимальной рассеиваемой мощности, не более 200 Вт на один каскад [29].

Структурная схема 6-ти каскадного аттенюатора с результирующим вносимым ослаблением 27 дБ на уровень входной мощности 1000 Вт представлена на рисунке 4.18. В этом аттенюаторе вносимое ослабление возрастает в каждом последующем каскаде, что обеспечивает равномерность рассеиваемой СВЧ мощности.

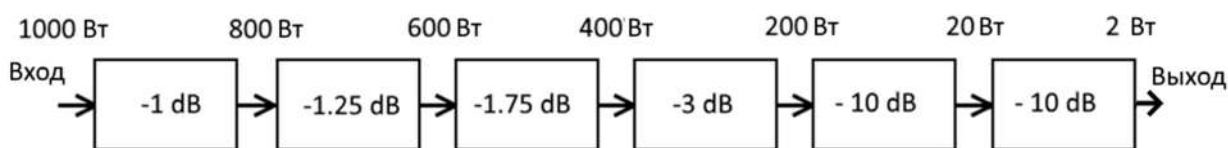


Рисунок 4.18 - Структурная схема аттенюатора на 1000 Вт.

В соответствии со структурной схемой рисунок 4.18 в САПР было проведено моделирование каскадного включения отдельных аттенюаторов, расчет и характеристики которых приведены в предыдущих разделах. В данном расчете проводилось численное электромагнитное моделирование

каждого каскада, а затем рассчитывались частотные характеристики по блок-схеме рисунок 4.19, которая состоит из 6-ти подсхем, образующих общий блок.

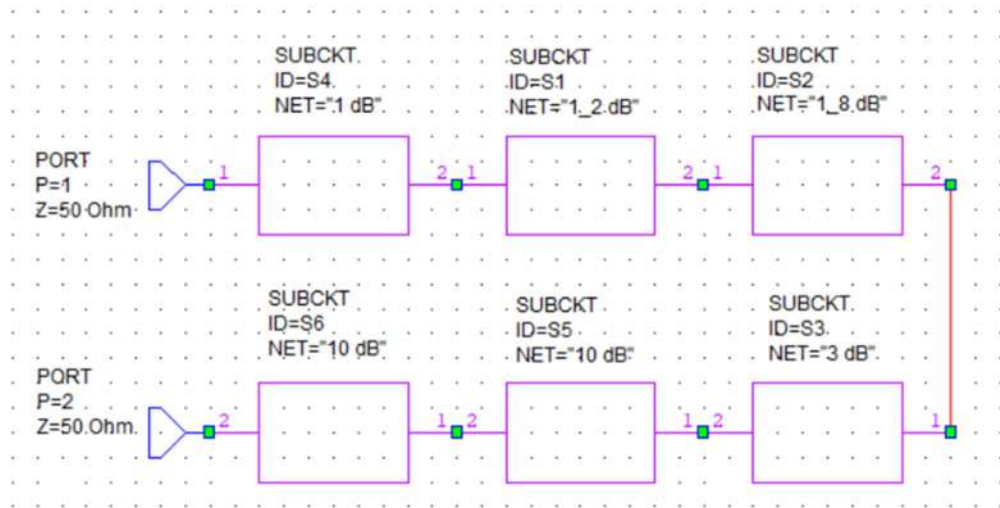


Рисунок 4.19 – Блок-схема для моделирования 6-ти каскадного аттенюатора 27 дБ

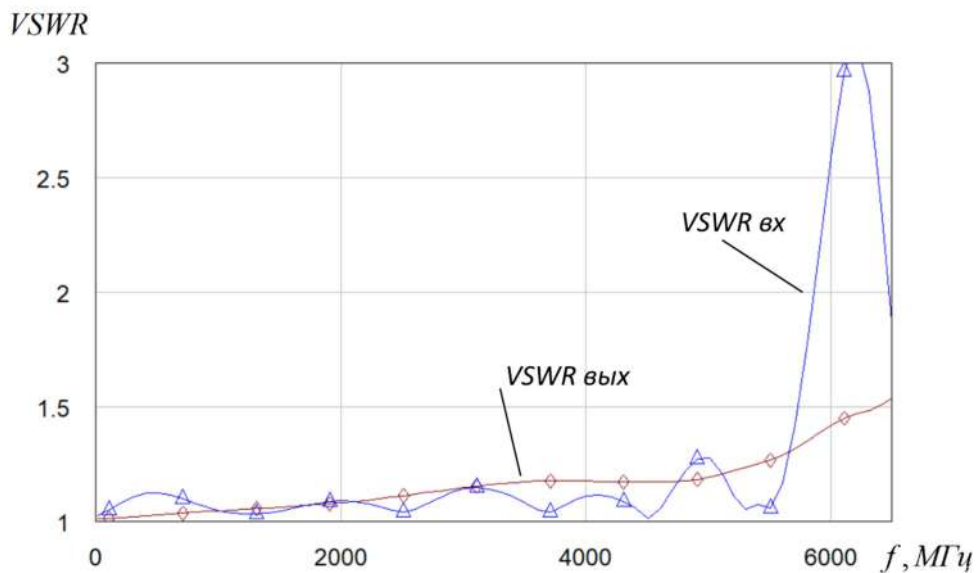


Рисунок 4.20 - Частотная зависимость  $VSWR$  6-ти каскадного аттенюатора 27 дБ (блок-схема рисунок 4.19)



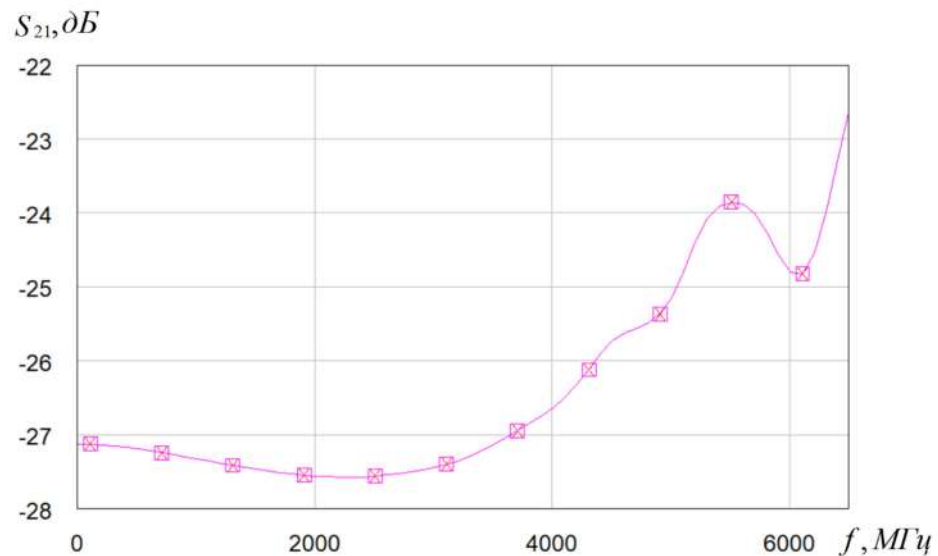


Рисунок 4.21 - Частотная зависимость коэффициента передачи 6-ти каскадного аттенюатора 27 дБ (блок-схема рисунок 4.19)

Одним из преимуществ использования рассматриваемых аттенюаторов в составе многокаскадной структуры – это отсутствие необходимости использования цепей межкаскадного согласования, так как каждый отдельный аттенюатор согласован на 50 Ом по входу и выходу. Эта особенность многокаскадных аттенюаторов также полезна в конструктивном плане для разнесения каскадов при решении тепловой задачи и обеспечении эффективного отвода рассеиваемой СВЧ мощности.

Для повышения точности расчета было выполнено численное электродинамическое моделирование аттенюаторов с каскадным включением «в стык» в соответствии с общей топологией, показанной на рисунке 4.22.

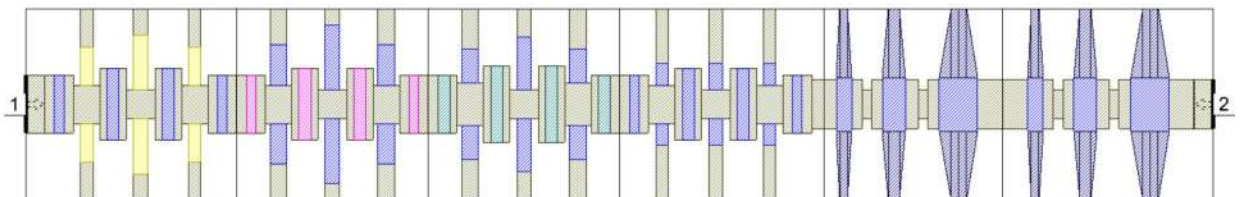


Рисунок 4.22 – Общая топология каскадного включения аттенюаторов

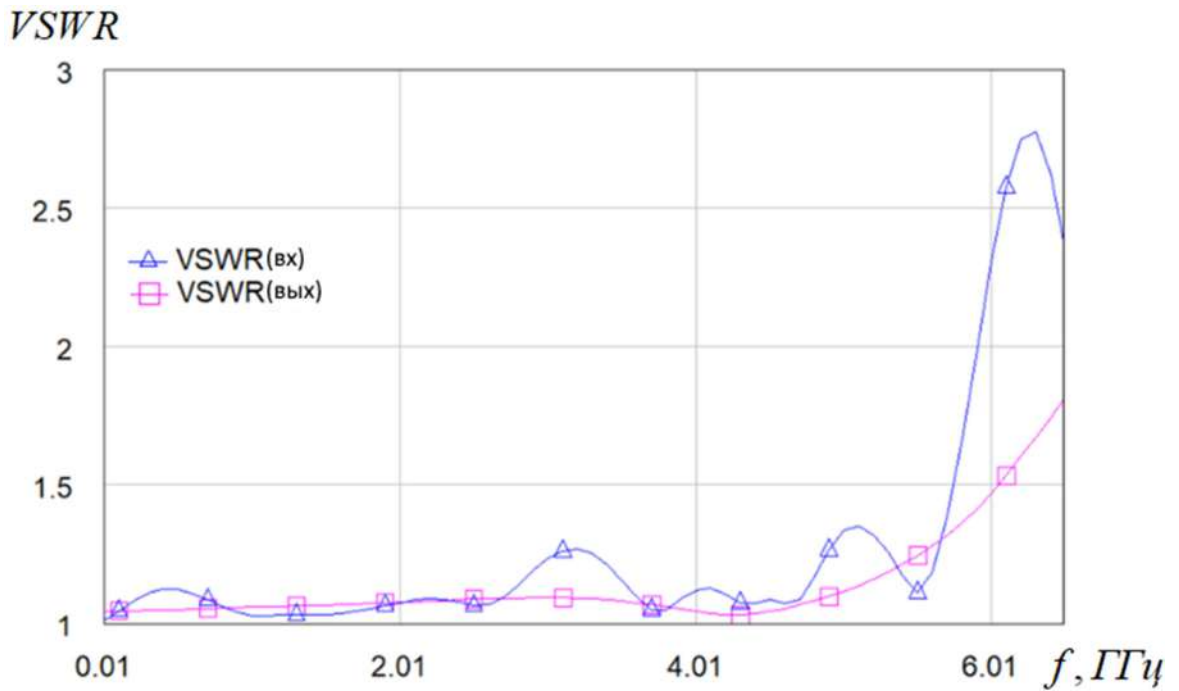


Рисунок 4.23 –  $VSWR$  многокаскадного аттенюатора 27 дБ (топология рисунок 4.22)

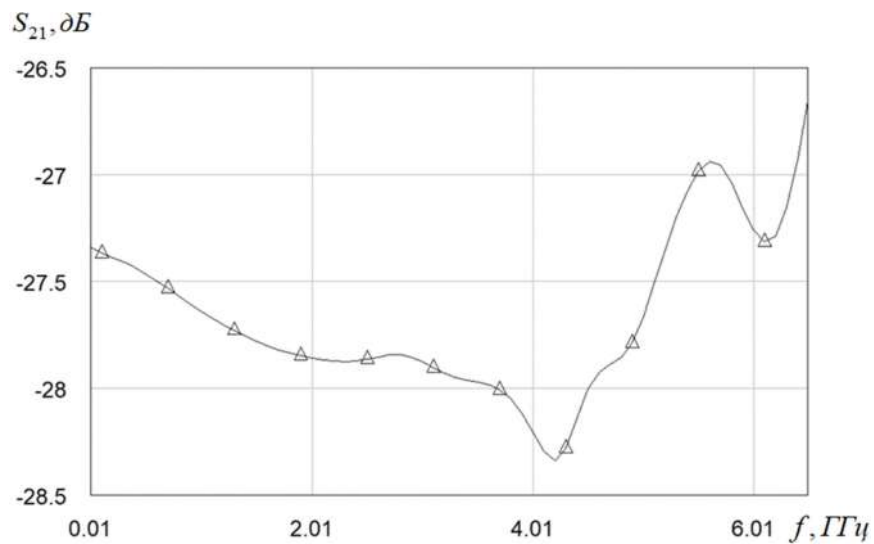


Рисунок 4.24 – Коэффициент передачи многокаскадного аттенюатора 27 дБ (топология рисунок 4.22)

Анализ показывает, что использование разработанных аттенюаторов с указанными выше номиналами вносимого ослабления от 0,45 до 10 дБ

позволяет реализовать многокаскадный аттенюатор на уровень входной непрерывной мощности до 2 кВт. Конструктивно такой аттенюатор состоит из двух блоков. Структурная схема входного блока представлена на рисунке 4.25. В качестве выходного блока используется 6-ти каскадный аттенюатор, структурная схема которого была представлена выше на рисунке 4.18.

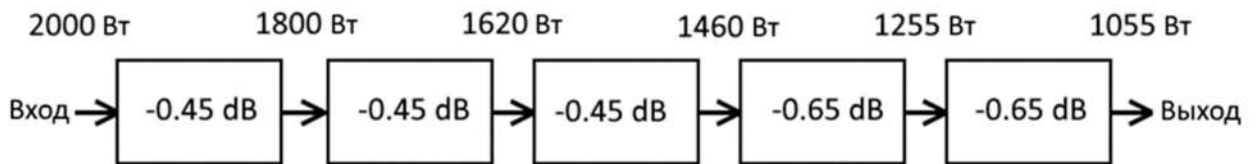


Рисунок 4.25 - Структурная схема входного блока аттенюатора на уровень мощности 2 000 Вт

Следует отметить, что предложенный многокаскадный аттенюатор, состоящий из двух блоков, по сравнению с аттенюаторами, описанными в работах [10, 47], имеет значительно более широкую полосу рабочих частот и более простое конструктивное исполнение за счет отсутствия межэлементных согласующих цепей.

В соответствии с теоретическими результатами данной главы автором разработаны дискретные аттенюаторы на уровень рассеиваемой мощности 200 Вт со следующими номиналами вносимого ослабления: 0,45; 0,65; 1,0; 1,2; 1,8; 3,0 и 10 дБ. Это обеспечивает реализацию многокаскадного аттенюатора с полосой рабочих частот не менее 3-5 ГГц и допустимым уровнем входной мощности порядка 2 кВт.

### 4.3 Выводы

1. Для получения уровня вносимого ослабления на каскад до одного децибела достаточно использовать фильтр гармоник с введением последовательно включенных резистивных вставок в низкоомные участки ступенчатого фильтра гармоник.

2. Для получения уровня вносимого ослабления на каскад от одного до пяти децибел необходимо использовать фильтр гармоник с введением резистивных вставок в низкоомные участки фильтра гармоник, а к высокоомным участкам фильтра подключить дополнительные пленочные резисторы, последовательно соединённые с заземленными отрезками линии без потерь.

3. Предложенные эквивалентные схемы фильтров гармоник с резистивными вставками на сосредоточенных элементах позволяют для любого уровня мощности определить первоначальную структуру аттенюатора и провести предварительную оптимизацию его частотных характеристик. Итоговая оптимизация проводится после разработки микрополосковой топологии.

## 5 РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

В этой главе приведены результаты экспериментальных исследований разработанных СВЧ аттенюаторов. Проведена оценка соответствия теоретическим расчетам, результатам компьютерного моделирования и экспериментального измерения. Исследованы температурные характеристики аттенюаторов и пленочных резисторов, выполненных на подложке из керамики BeO.

### 5.1 Многокаскадные СВЧ аттенюаторы на планарных плёночных резисторах выполненные на одной диэлектрической подложке

В данном подразделе представлены основные конструкции и топологии разработанных аттенюаторов на планарных пленочных резисторах, выполненных на одной диэлектрической подложке.

На рисунке 5.1 изображена топология аттенюатора 1,2 дБ, полученная в результате численного электродинамического моделирования в САПР.

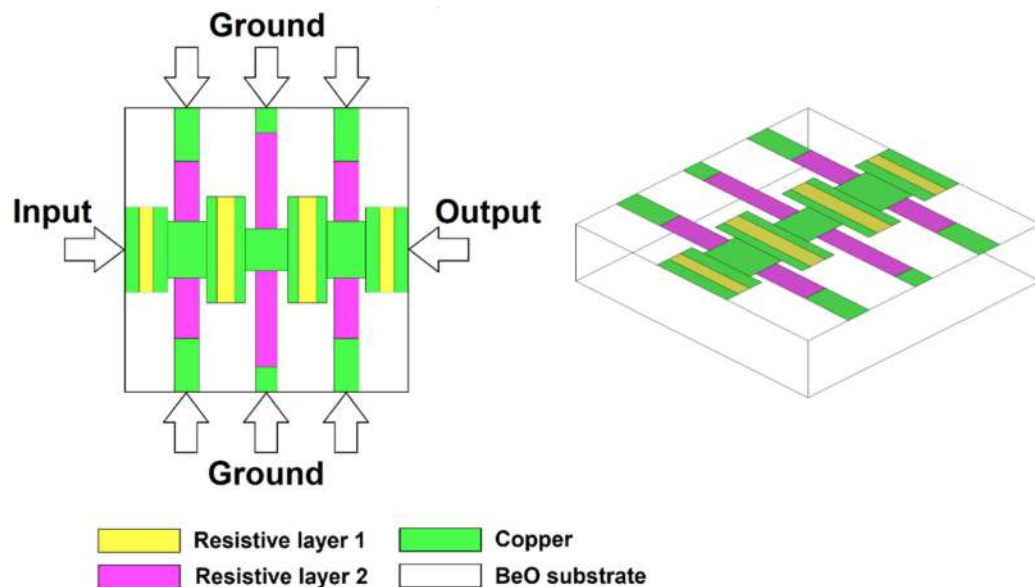


Рисунок 5.1 – Топология и 3-D модель аттенюатора 1,2 дБ

На рисунке 5.2 приведены геометрические размеры топологии (в мм), где 1,2- резистивный слой; 3- медь; 4- подложка BeO.

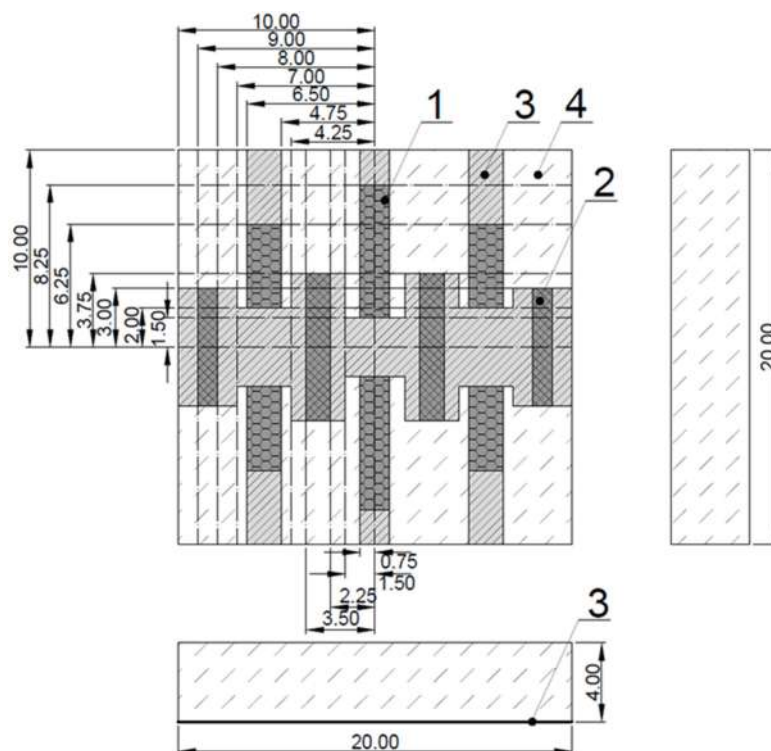


Рисунок 5.2 - Геометрические размеры топологии аттенюатора 1,2 дБ.

В процессе производства пленочных резисторов при несоответствии технологического отклонения сопротивления заданным требованиям по точности применяется технологическая корректировка (подгонка) сопротивления после группового формирования плёночных структур. Для этого применяется термическое, химическое или механическое воздействие на резистивную плёнку, при котором преобладает один из механизмов влияния:

- упорядочение структуры плёнки и снижение её поверхностного сопротивления  $R_{\square}$ ;
- окисление пленки и увеличение её поверхностного сопротивления  $R_{\square}$ .

Распространённым способом плавной подгонки является изменение формы и размеров резистивной полосы механическим, термическим или

электроискровым удалением части резистивного материала (рисунок 5.3) [92]. Например, современные лазерные системы способны регулировать номинал пленочных резисторов с абсолютной погрешностью до 0,01% [90].

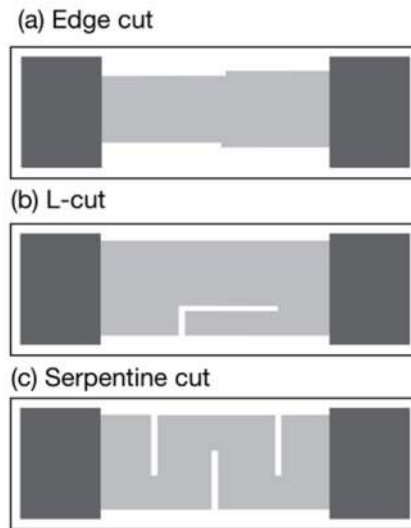


Рисунок 5.3 – Различные виды коррекции номинала пленочных резисторов

В соответствии с разработанной топологией (рисунок 5.2), был изготовлен экспериментальный образец аттенюатора 1,2 дБ, выполненного на диэлектрической подложке из бериллиевой керамики BeO с габаритными размерами  $20 \times 20 \times 4$  мм<sup>3</sup> (рисунок 5.4).

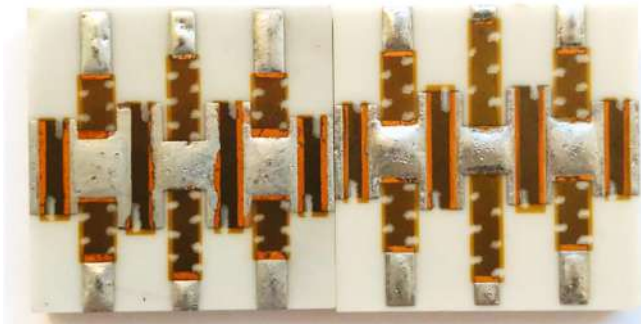


Рисунок 5.4 - Фотография аттенюаторов 1,2 и 1,8 дБ на керамике BeO

Для выполнения измерения частотных характеристик экспериментальных образцов аттенюаторов с ослаблением 1,2 и 1,8 дБ была

разработана и изготовлена тестовая оснастка (рисунок 5.5). Атенюатор припаивался к медному основанию с углублением, таким образом, что центральные контакты входного и выходного разъема находились на одном уровне с контактными площадками аттенюатора, далее эта конструкция закрывалась металлическим экраном.

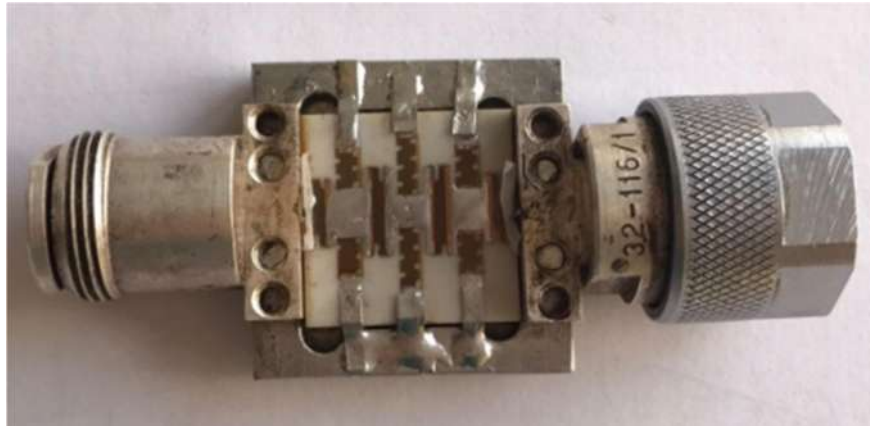


Рисунок 5.5 - Фотография конструкции аттенюатора 1,2 дБ (без крышки)

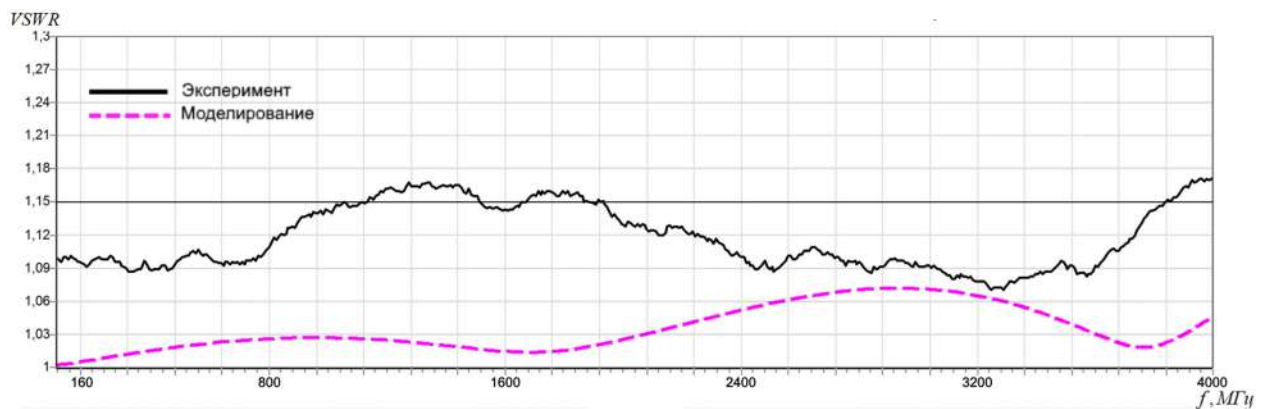
Измерения проводились с помощью скалярного анализатора цепей Микран Р2М-04, представленного на рисунке 5.6. Используемый прибор прошел метрологическую поверку в 2019 году.





Рисунок 5.6 – Скалярный анализатор цепей Микран Р2М-04

Результаты экспериментального исследования частотных характеристик аттенюатора 1,2 и 1,8 дБ приведены на рисунках 5.7 и 5.8. На этих же графиках приведены результаты численного электродинамического моделирования в компьютерной САПР для топологии, разработанной на основе фильтра гармоник с введенными диссипативными потерями в виде последовательно и параллельно включенных резистивных вставок.



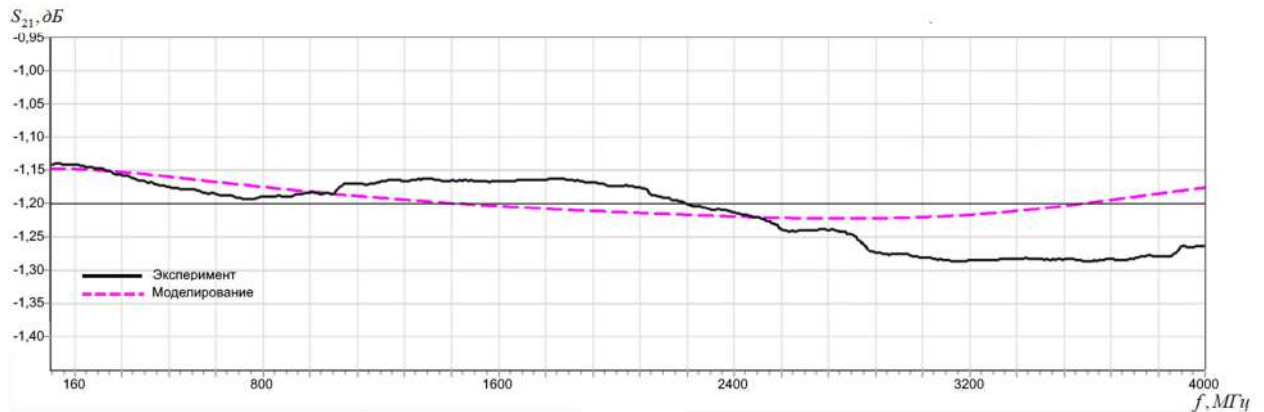


Рисунок 5.7 - Частотные характеристики аттенюатора 1,2 дБ

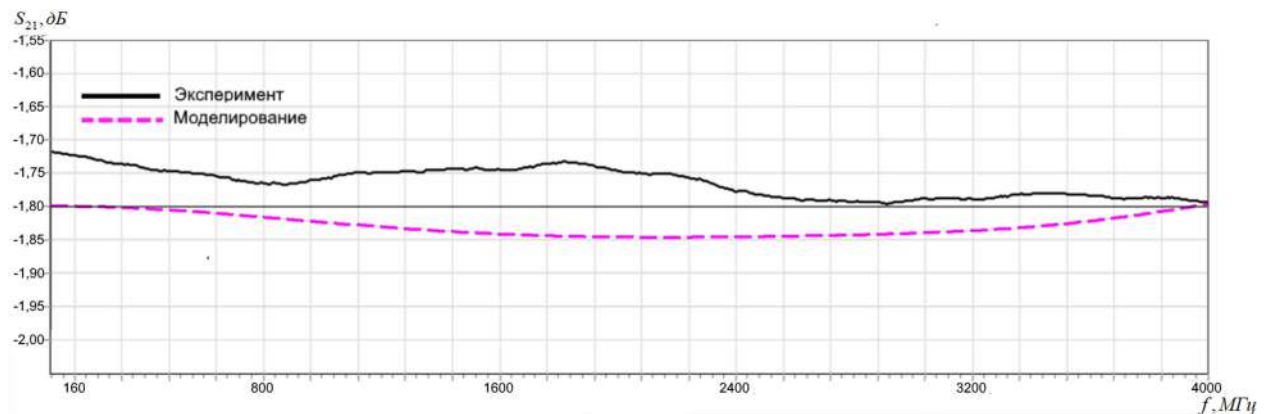
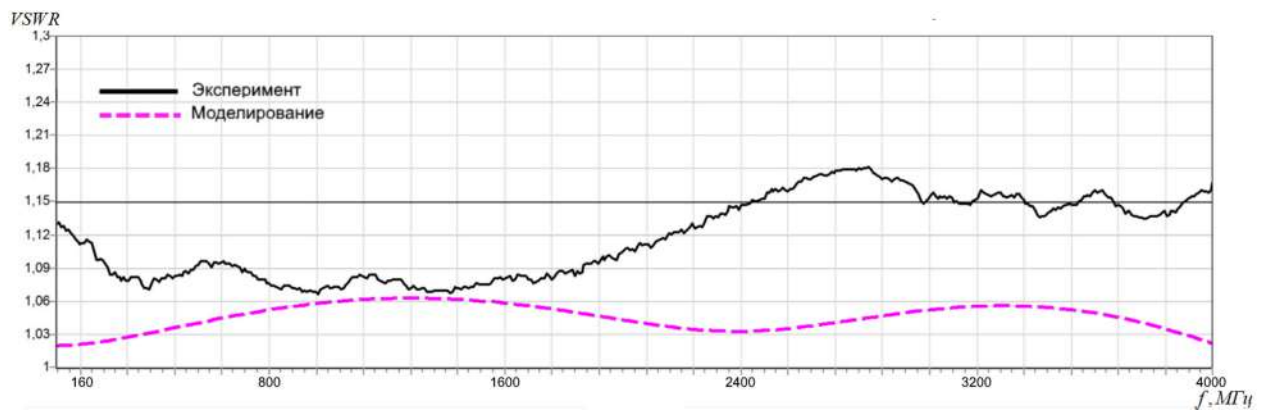


Рисунок 5.8 - Частотные характеристики аттенюатора 1,8 дБ

Экспериментально измеренные частотные характеристики подтверждают, что предложенные конструкции и топологии резистивных элементов (каскадов) аттенюаторов с вносимым ослаблением 1,2 и 1,8 дБ в полосе рабочих частот до 4,0 ГГц имеют неравномерность амплитудно-частотной характеристики не более 0,15 дБ.

Результаты измерений достаточно хорошо соотносятся с расчетными данными. Отличие экспериментальных характеристик от расчетных обусловлено различными факторами, в том числе повторяемостью технических характеристик используемых диэлектрических подложек, а также влиянием изменения формы пленочных резисторов в процессе коррекции их номинальных значений. Эти изменения наиболее сильно проявляются с увеличением частоты входного СВЧ сигнала. Поэтому при работе в области частот свыше 1 ГГц необходимо обеспечивать повышенную точность номинальных значений пленочных резисторов, а также их геометрических размеров.

## **5.2 Исследование температурных режимов работы СВЧ аттенюаторов**

В данном подразделе для исследования распределения температурного поля пленочных резисторов большой мощности был использован тепловизор Fluke TiS40 показанный на рисунке 5.9. Обеспечивающий диапазон измерения температуры от  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+350\text{ }^{\circ}\text{C}$  с точностью 2%.



Рисунок 5.9 – Тепловизор Fluke Tis40

Для проведения экспериментального исследования распределения температурного поля аттенюаторов на основе фильтра гармоник, также была смонтирована тестовая оснастка, показанная на рисунке 5.10. В качестве входного сигнала был использован переменный ток частотой 50 Гц с регулируемым напряжением с помощью лабораторного автотрансформатора (ЛАТР).

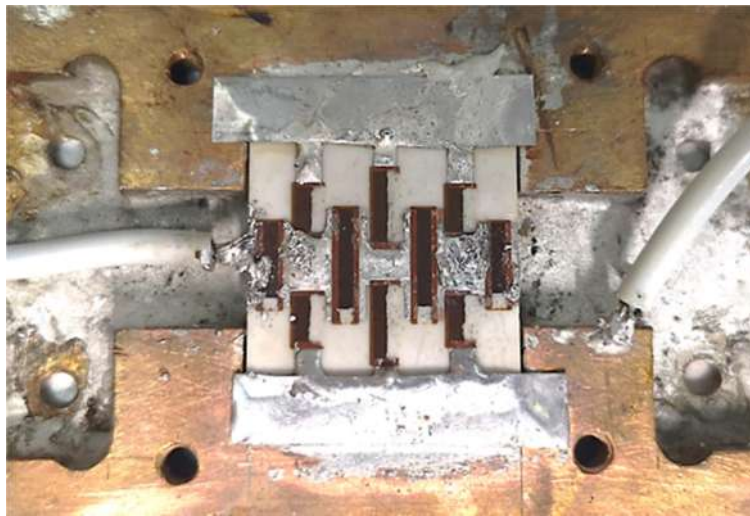


Рисунок 5.10 - Макет для измерения распределения температурного поля аттенюатора 1,2 дБ

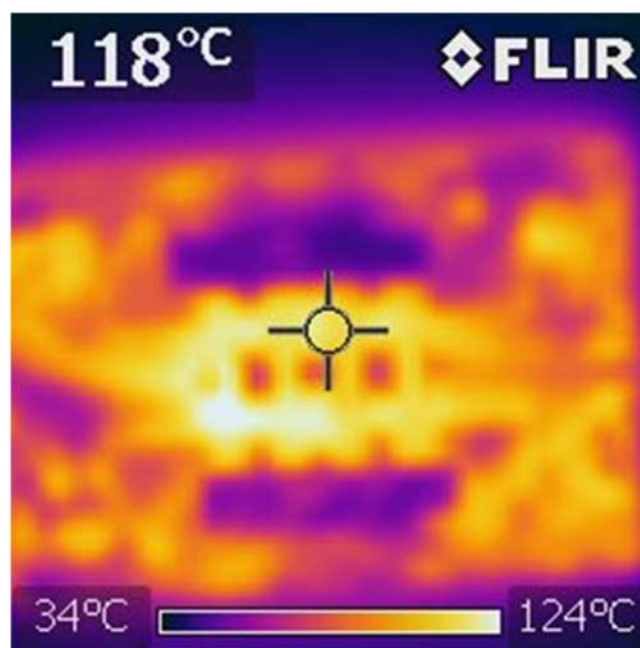


Рисунок 5.11 - Температурное поле аттенюатора 1,2 дБ при входной мощности 150 Вт

Как видно из рисунка 5.11 наиболее высокая температура при уровне входной мощности 150 Вт составляет порядка 118°C, что обеспечивает надежную эксплуатацию в непрерывном режиме работы.

С целью изучения возможности работы в режиме пассивного охлаждения, было проведено измерение распределения температурного поля трехэлементной СВЧ нагрузки на уровень мощности 600 Вт, предназначенной для работы в полосе частот до 1 ГГц. Отметим, что пассивное охлаждение обычно используется в СВЧ оборудовании, находящемся на борту летательных аппаратов различного назначения.



Рисунок 5.12 – Экспериментальный макет трёхэлементной нагрузки 600 Вт (рабочий диапазон частот 0 - 1 ГГц)

Результаты измерения температурного поля трёхэлементной нагрузки 600 Вт на планарных пленочных резисторах, представлены на рисунке 5.13.



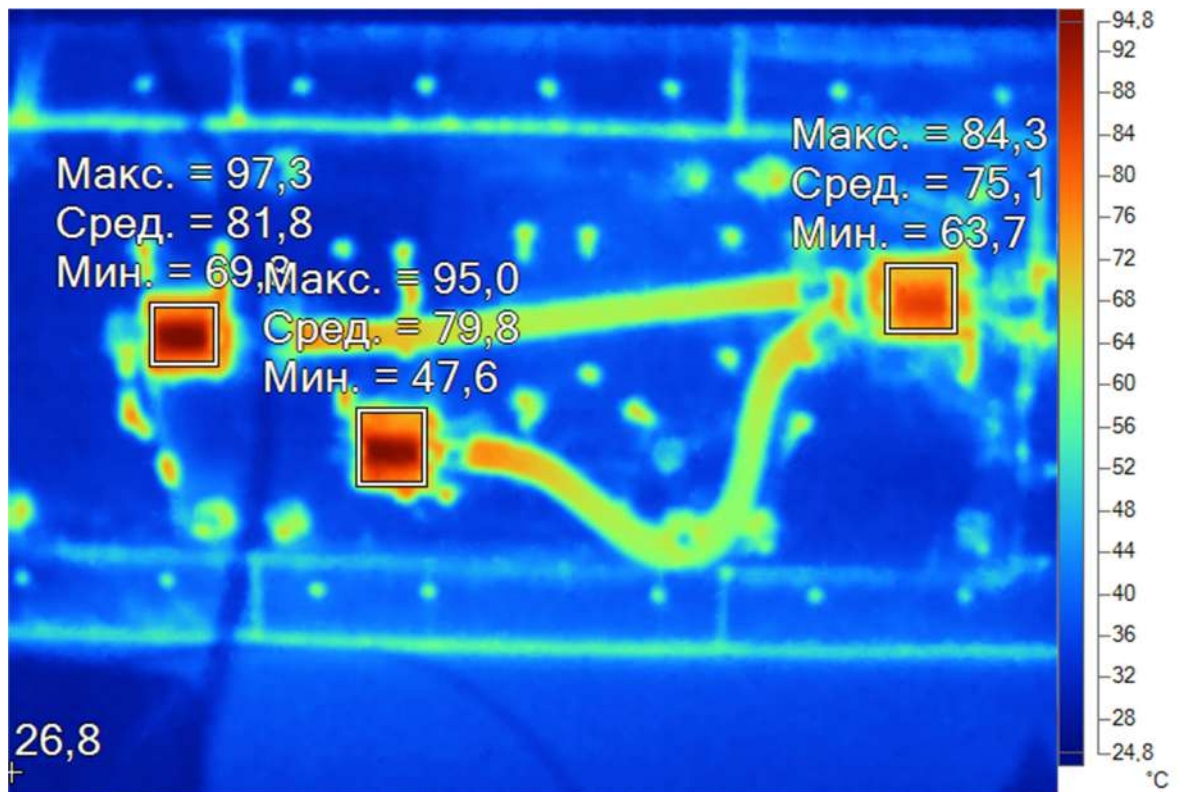


Рисунок 5.13 - Температурное поле трёхэлементной нагрузки 600 Вт 1 ГГц

Как видно из картины распределения температурного поля рисунок 5.13, разработанная конструктивно-технологическая реализация многоэлементных пленочных нагрузок и аттенуаторов обеспечивает при уровне входной мощности 600 Вт температуру нагрева пленочных резисторов не более 100°C. При таком значении температуры надежно поддерживается длительный режим эксплуатации в непрерывном режиме входного СВЧ сигнала.

### 5.3 Выводы

1. Экспериментальное исследование АЧХ и частотной зависимости VSWR аттенуаторов на вносимое ослабление 1,2 и 1,8 дБ качественно и количественно соответствует результатам расчета и компьютерного моделирования в демонстрационной версии САПР MWO.

2. Разработанная конструктивно-технологическая реализация многоэлементных аттенюаторов позволяет при уровне входной мощности 1 кВт иметь нагрев пленочных резисторов не более 110°C. Данное значение температуры обеспечивает длительный режим эксплуатации в непрерывном режиме входного сигнала.
3. В ходе экспериментального исследования было установлено, что влияние технологической подгонки номинального значения пленочного резистора лазерным методом начинает проявляться на частотах более 1 ГГц. Поэтому при изготовлении мощных аттенюаторов дециметрового и сантиметрового диапазона необходимо предъявлять более высокие требования точности номинальных значений резисторов, либо использовать коррекцию формы резисторов по всей длине.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По итогам выполнения данной диссертационной работы были получены следующие теоретические и практические результаты.

1. Как показало проведенное исследование, наиболее перспективным методом расширения полосы рабочих частот микрополосковых пленочных СВЧ аттенуаторов является их реализация на основе фильтров нижних частот и полосовых фильтров с большими диссипативными потерями. В этом случае паразитные реактивные параметры пленочных резисторов замещают соответствующие реактивности фильтров и не требуются внешние согласующие цепи.

2. Разработка аттенуаторов на основе фильтровых структур с диссипативными потерями включает в себя формирование первоначального облика путем составления эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах, раскрывающей физическую сущность электромагнитных процессов в планарных пленочных резисторах. На следующем этапе осуществляется переход к распределенной структуре с последующим схемотехническим анализом и численным электродинамическим моделированием с помощью компьютерных САПР. Такой подход позволяет осуществить настройку и оптимизацию параметров сложных многоэлементных и многокаскадных аттенуаторов, выполненных по микрополосковой технологии.

3. В работе показано, что для построения аттенуаторов применимы фильтры нижних частот, квазиполиномиальные фильтры и фильтры гармоник с большими диссипативными потерями. Установлено, что намеренное введение диссипативных потерь в указанные выше типы полосовых фильтров приводит к расширению полосы пропускания и обеспечению согласования на нулевой частоте, в результате чего происходит трансформации АЧХ к характеристике, по форме соответствующей фильтру



нижних частот. При работе в области частот свыше 5 ГГц целесообразно применять последовательно включенные пленочные резисторы в виде микрополосковой линии передачи, волновое сопротивление которой соответствует значению 50 Ом при отсутствии потерь. При этом для обеспечения режима качественного согласования в области низких частот такого аттенюатора следует использовать дискретное включение параллельных резисторов. При работе в области частот свыше 10 ГГц предложено использовать полупроводниковую подложку для пленочных резисторов с указанным уровнем концентрации легирующей примеси.

4. Предложенные в данной работе широкополосные согласованные СВЧ аттенюаторы с большим вносимым ослаблением, выполненные на основе квазиполиномиальных фильтров, позволяют обеспечить допустимый уровень входной мощности 200 Вт в полосе рабочих частот 0 – 5 ГГц. Использование резистивных микрополосков клиновидной формы в структуре распределенного квазиполиномиального фильтра, позволило получить неравномерность АЧХ не более 1 дБ в указанной выше полосе частот.

5. Разработанные эквивалентные схемы фильтров гармоник с резистивными вставками на сосредоточенных элементах для области низких частот позволяют для любого уровня мощности определить первоначальную структуру в виде микрополосковой топологии аттенюатора и провести оптимизацию его частотных характеристик.

6. На основе структуры микрополоскового фильтра гармоник с введенными потерями в виде последовательных и параллельно включенных резистивных вставок в диссертации разработаны фиксированные аттенюаторы для следующих значений вносимого ослабления: 0,45; 0,65; 1,0; 1,2; 1,8; 3,0 и 10 дБ. Этот набор аттенюаторов позволяет реализовать

многокаскадный аттенюатор с уровнем входной мощности до 2 кВт с полосой рабочих частот до 5 ГГц.

7. Экспериментальное исследование АЧХ и частотной зависимости VSWR основных блоков, разработанных в диссертации для серийно выпускаемых аттенюаторов на уровень входной СВЧ мощности до 2 кВт, качественно и количественно соответствует результатам расчета и проведенного компьютерного моделирования в демонстрационной версии САПР MWO.

8. Таким образом, предложенный в работе метод построения широкополосных СВЧ аттенюаторов большой мощности выполненных на основе фильтровых структур с диссипативными потерями, позволил получить существенное улучшение технических характеристик по сравнению с известными отечественными и зарубежными аналогами.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. 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.
2. 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
3. Алексеев Л. В. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов / Л. В. Алексеев, А. Е. Знаменский, Е. Д. Лоткова. – Москва: Связь, 1976. – 280 с.
4. Мещанов В.П. Коаксиальные пассивные устройства / В.П. Мещанов, В.Д. Тупикин, С.Л. Чернышов. Под ред. В.П. Мещанова. – Саратов: Изд-во Саратов. гос. ун-та, 1993. – 416 с.
5. Востряков Ю.В. 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. Хрусталеv // Электронные средства и системы управления : третья междунар. науч.-практ. конф. – Томск, 2005. – Ч. 1. – С. 162–165.
6. Rave C. A substrate integrated matched load with embedded resistive thick film / C. Rave, A.F. Jacob. – Institut f`ur Hochfrequenztechnik, Technical University Hamburg-Harburg, Hamburg, Germany. – 2016.
7. Рубанович М. Г. Сверхширокополосные аттенюаторы высокого уровня мощности / М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталеv, В. П. Разинкин // монография – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2015. - 332 с. - ISBN 978-57782-2831-3
8. Пат. № 2449431 РФ: Н01 Р1/00 Многоэлементная СВЧ нагрузка / К.Я. Аубакиров, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталеv, М.Г. Рубанович, Ю.В. Востряков, П.М. Воробьёв. – Оpubл. 27.04.12. в БИ № 12.

9. Богомолов П.Г. Методы увеличения полосы рабочих частот и уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенюаторах / П.Г. Богомолов // Дисс. канд. тех. наук спец. 05.12.07 (Антенны, СВЧ-устройства и их технологии). – 2016. –148 с.

10. Столяренко А.А. Мощные СВЧ аттенюаторы для радиопередающей и телевизионной аппаратуры = Power microwave attenuators for radio-transmitting and video equipment / А. А. Столяренко, М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталеv, А. С. Митьков, Д. Ю. Волков // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем : материалы 6 Общерос. науч.-техн. конф., Омск, 19–20 апр. 2016 г – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2016. – С. 337–344. - ISBN 978-5-8149-2205-2.

11. Столяренко А.А. Аттенюатор на основе фильтра гармоник с диссипативными потерями /Столяренко А.А.//Современные проблемы телекоммуникаций : материалы Рос. науч.-техн. конф., Новосибирск, 21–22 апр. 2016 г. – Новосибирск : Изд-во Сиб ГУТИ, 2016. – С. 798-800. - 32 экз. - ISBN 978-5-91434-032-9

12. Aja B. Microstrip Broadband Thin-Film Attenuators without Via-hole-ground at Millimeter Wave Frequencies / Aja B, Artal E, Villa E, de la Fuente L, Pascual JP. // International Journal of Electronics and Communications (AEÜ) 100: p. 119-126. - January 2019 - DOI: 10.1016/j.aeue.2019.01.005

13. Bird RF Solutions [Электронный ресурс]. – режим доступа: <http://www.birdrf.com/Products/Test%20and%20Measurement/Attenuators/1-5kW.aspx>, свободный (дата обращения 08.09.2019).

14. Meng M. Design and synthesis of lossy microwave filters. - 2014. PhD thesis, University of Leeds.

15. Столяренко А.А. Моделирование 50/75 Ом трансформатора с потерями в полосе 1,3 ГГц, на мощность 50Вт/ А.А. Столяренко, М.Г.

Рубанович, К.Я. Аубакиров, В.А. Хрусталеv // Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая. — 2015. — № 5. — С. 132–138.

16. Митьков А. С. Новые структуры резистивных аттенюаторов в тонкопленочном исполнении = The new structures of thin-film attenuators / А. С. Митьков, А. А. Столяренко, А. А. Азарный // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018) = Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE–2018) : тр. 14 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г. : в 8 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – Т. 4. – С. 147–150. - 45 экз. - ISBN 978-5-7782-3618-9.

17. Rubanovich M. Film attenuators new generation / M. Rubanovich, V. Khrustalev, K. Aubakirov, V. Razinkin, A. Stolyarenko, P. Bogomolov // American Journal of Scientific and Educational Research. - 2014. - № 1 (4). - P. 634-647

18. Stolyarenko A. A. Simulation of 50 to 75  $\Omega$  impedance transformer with losses in the frequency band up to 3.5 GHz for a 50 W input power / A. A. Stolyarenko, M. G. Rubanovich, V. P. Razinkin, V. A. Khrustalyov, K. Y. Aubakirov // 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM) : [proc.], Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – IEEE, 2015. – P. 183-185. - ISBN 978-1-4673-6718-9. - DOI: 10.1109/EDM.2015.7184522.

19. Rubanovich M. G. Broadband microwave attenuator of the higher lever power / M. G. Rubanovich, V. P. Razinkin, V. A. Khrustalev, G. G. Nikolaev, A. A. Stolyarenko, K. J. Aubakirov // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2014) = Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE–2014) : тр. 12 междунар. конф., Новосибирск, 2–4 окт. 2014 г. : в 7 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 1. – С. 390-392. – 250 экз. – ISBN 978-1-4799-6019-4, ISBN 978-5-7782-2506-0.

20. Broadband microwave attenuators of the high level power / M. G. Rubanovich, V. P. Razinkin, V. A. Khrustalev, G. G. Nikolayev, A. A. Stolyarenko, K. J. Aubakirov // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2014) = Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE–2014) : тр. 12 междунар. конф., Новосибирск, 2–4 окт. 2014 г. : в 7 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 4. – С. 209-211. – 100 экз. – ISBN 978-1-4799-6019-4, ISBN 978-5-7782-2509-1.

21. Elliptic filters with quarter-wave coupling / V. P. Razinkin, A. D. Mektiev, K. J. Aubakirov, A. G. Vihorev, A. A. Stolyarenko // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2014) = Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE–2014) : тр. 12 междунар. конф., Новосибирск, 2–4 окт. 2014 г. : в 7 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 4. – С. 206-208. – 100 экз. – ISBN 978-1-4799-6019-4, ISBN 978-5-7782-2509-1.

22. Малютин Н.Д. Связанные полосковые линии и устройства на их основе / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов. – 2012. – Томск, ТУСУР. – 176 с.

23. Свидетельство о регистрации топологии интегральной микросхемы №2015630078, Широкополосный трансформатор сопротивлений 50-75 Ом. К.Я. Аубакиров, М.Г. Рубанович, А.А. Столяренко, В.А. Хрусталеv. Правообладатель: НГТУ; заяв. 23.03.15; опуб. 21.07.15.

24. Свидетельство о регистрации топологии интегральной микросхемы №2017630054 «Широкополосный аттенюатор с входным сопротивлением 50 Ом и затуханием 1,2 дБ в полосе частот 5 ГГц. Аубакиров К.Я., Богомолв П. Г, Митьков А. С., Рубанович М. Г, Столяренко А. А, Хрусталеv В. А. Правообладатель: НГТУ; заяв. 29.06.16; опуб. 20.03.17.

25. Свидетельство о регистрации топологии интегральной микросхемы №2017630073 «Широкополосный аттенюатор с входным сопротивлением 50 Ом и затуханием 1,8 дБ в полосе частот 5 ГГц. Аубакиров К.Я., Богомолов П. Г, Митьков А. С., Рубанович М. Г, Столяренко А. А, Хрусталеv В. А. Правообладатель: НГТУ; заяв. 29.06.16; опуб. 14.02.17.

26. Analysis of the transverse distribution of the micro-strip line capacitance / M. G. Rubanovich, A. A. Stolyarenko, V. A. Khrustalev, D. V. Vagin, A. S. Mitkov, K. Y. Aubakirov // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2016) = Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE–2016) : тр. 13 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 3–6 окт. 2016 г. : в 12 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2016. – Т. 1, ч. 1. – С. 52–55. – 100 экз. – ISBN 978-1-4799-6019-4, 978-1-5090-2992-5(т. 1)

27. Matched band-pass UHF filter / Y. V. Vostryakov, M. G. Rubanovich, A. A. Stolyarenko, V. A. Khrustalev, D. V. Vagin, A. S. Mitkov, A. S. Polovnikov // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2016) = Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE–2016) : тр. 13 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 3–6 окт. 2016 г. : в 12 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2016. – Т. 1, ч. 1. – С. 101-103. - 100 экз. - ISBN 978-5-7782-2991-4.

28. Широкополосные пленочные аттенюаторы = Broadband film attenuators / К. Я. Аубакиров, А. В. Макеев, А. А. Столяренко, М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталеv // Интерэкспо ГЕО-Сибирь–2016 : 12 междунар. науч. конгр. и выставка. Специальные вопросы фотоники: Наука. Оборона. Безопасность : междунар. науч. конф., Новосибирск, 18–22 апр. 2016 г. : сб. материалов. – Новосибирск : СГУГиТ, 2016. – С. 38–41.

29. Широкополосные многокаскадные СВЧ аттенюаторы / Богомолов П.Г, Разинкин В.М., Савенков Г.Г., А.А. Столяренко // старт в будущее -

2017: труды четвертой науч. -техн. конф. молодых ученых и специалистов (Санкт-Петербург, 19 апр. 2017 г.) / АО «Концерн ВКО Алмаз-Антей», АО «КБСМ» – Санкт-Петербург УДК 621.372.852.3

30. The microwave attenuator / M. G. Rubanovich, V. P. Razinkin, V. A. Khrustalev, A. A. Stolyarenko, P. G. Bogomolov, Y. V. Vostryakov // The 18 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2017 : proc., Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2017. – Novosibirsk : NSTU, 2017. – P. 134-137. - ISBN 978-1-5090-6687-2.

31. Патент РФ №2641625 Н01 Р1/22 СВЧ аттенюатор / К.Я. Аубакиров, П.Г. Богомолов, Ю.В. Востряков, В.П. Разинкин, М.Г. Рубанович, А.А. Столяренко, В.А. Хрусталёв. Опубл. 18.01.18. Бюл. №2.

32. Патент РФ № 2667348 РФ: Н01 Р1/24 Микрополосковая нагрузка / Г.Г. Савенков, В.П. Разинкин, А.А. Столяренко, А.С. Митьков. – Опубл. 18.09.18. Бюл. № 26

33. Столяренко А.А. Параметрический синтез согласующих и компенсирующих цепей с учетом диссипативных потерь / Столяренко А.А. // Современные проблемы телекоммуникаций : материалы Рос. науч. – техн. конф., Новосибирск, 25-26 апр. 2019 г. – Новосибирск : Изд-во СибГУТИ, 2019. – С. 621-626.

34. Столяренко А.А. Широкополосный СВЧ аттенюатор 10 дБ большой мощности / А.А. Столяренко // Современные проблемы телекоммуникаций : материалы Рос. науч. – техн. конф., Новосибирск, 25-26 апр. 2019 г. – Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2019. – С. 627-630.

35. Столяренко А.А. Плёночные СВЧ аттенюаторы на основе фильтровых структур с диссипативными потерями / А.С. Митьков, А.А. Столяренко, М.Г. Рубанович // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 4. – С. 84-89.



36. Столяренко А.А. Амплитудно-частотные корректоры на микрополосковых линиях с потерями / А.А. Столяренко, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталеv // Современные проблемы телекоммуникаций : материалы Рос. науч. – техн. конф., Новосибирск, 25-26 апр. 2019 г. – Новосибирск : Изд-во СибГУТИ, 2019. – С. 631-635.
37. Dan Raicu, “Multiterminal Distributed Resistors as Microwave Attenuators” IEEE Trans. On Microwave Theory And Tecniques, Vol. 42, No. 7, pp. 1140-1148, July 1994
38. Савенков Г.Г. Сверхширокополосная микрополосковая нагрузка / Савенков Г.Г. // Сборник научных трудов конференции «Современные проблемы радиоэлектроники». – Сибирский Федеральный университет, Красноярск, 2018. – С. 297-299.
39. Савенков Г.Г. Многоканальные широкополосные СВЧ-нагрузки и аттенюаторы на пленочных микрополосковых резисторах/ Савенков Г.Г.// Дисс. канд. тех. наук спец. 05.12.07 (Антенны, СВЧ-устройства и их технологии). – 2018. –138 с.
40. Ching-Wen Tang, “A Design of 3-dB Wideband Microstrip Power Divider With an Ultra-Wide Isolated Frequency Band.” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 64, no. 6, pp. 1806–1811, June. 2016.
41. Patent 4309667 (USA). Microwave T – Type Attenuator Network. Goldman M. – Filed 5.05.80; published 5.01.82. МКИ H01 P 1/22.
42. Савенков Г.Г. Многоступенчатая микрополосковая СВЧ-нагрузка / Г.Г. Савенков, В.П. Разинкин, А.Д. Мехтиев // Вопросы радиоэлектроники. –2018. – № 4. – С. 53-57.
43. Calculation of capacitance for planar capacitors / M. G. Rubanovich, A. A. Stolyarenko, V. A. Khrustalev, D. V. Vagin, A. S. Mitkov // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2016) = Actual problems of

electronic instrument engineering (APEIE–2016) : тр. 13 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 3–6 окт. 2016 г. : в 12 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2016. – Т. 1, ч. 1. – С. 48-51. - 100 экз. - ISBN 978-5-7782-2991-4.

44. Использование метода конечных элементов для расчёта парциального распределения ёмкости микрополосковой линии / П. Г. Богомолов, Д. В. Вагин, М. Г. Рубанович, В. А. Хрусталеv, А. А. Столяренко ; науч. рук. М. Г. Рубанович // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. - 2014. – № 3 (33). – С. 75–81.

45. 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.

46. Zagorodny A.S. Microwave microstrip attenuators for GaAs monolithic integrated circuits / A. S. Zagorodny, N. N. Voronin, I. V. Yunusov, G. G. Goshin, A. V. Fateev, A. Y. Popkov // XIII international conference and seminar on micro/nanotechnologies and electron devices «EDM 2012». – P. 67-71.

47. Рубанович М.Г. 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. Хрусталеv // Материалы VII международной конференции. Актуальные проблемы электронного приборостроения. – Новосибирск, 2004. – Т 4. – С. 94 - 99.

48. Linner L.I.P. Theory and Design of Broad Band Nongrounded Matched Loads for Planar Circuits / L.I.P. Linner, H.B. Lunden – IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1986. – vol. MTT – 34, № 8.

49. N. D. Cuong, “Ti(N) Thin Film Resistors for 20 dB  $\Pi$ -type Attenuator Applications” N. D. Cuong, S. Yoon, D. Kim, and B. Kang, Appl. Phys. Lett. 90, 2007.
50. Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств – М.: Радио и связь, 1982, 328 с.
51. Фельдштейн А. Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич. – Москва: Связь, 1971. – 390 с.
52. Савенков Г.Г. Широкополосные СВЧ нагрузки на ступенчато-неоднородных линиях с потерями / Г.Г. Савенков, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев // Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 4. С.68-72.
53. 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.
54. Патент РФ № 2449431 РФ: H01 P1/00 Многоэлементная СВЧ нагрузка / К.Я. Аубакиров, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев, М.Г. Рубанович, Ю.В. Востряков, П.М. Воробьев. – Оpubл. 27.04.12. в БИ № 12.
55. 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.
56. 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.
57. Рубанович М.Г. Применение плёночных СВЧ аттенуаторов для измерения выходной мощности радиопередающих устройств / М.Г. Рубанович, В.П. Разинкин, С.Ю. Матвеев, В.А. Хрусталев // Труды III

Сибирской научно-практической конференции «Актуальные проблемы метрологии», Сибметрология – 2001, Федеральное Государственное унитарное предприятие Сибирский Государственный научно-исследовательский институт метрологии. – Новосибирск, 2001. – С. 65-66.

58. Савенков Г.Г. Синтез согласующих цепей для пленочных СВЧ-нагрузок и аттенуаторов / В.П. Разинкин, Г.Г. Савенков, М.Г. Рубанович, В.В. Югай // Вопросы радиоэлектроники. – 2017. – № 4. – С. 77–80.

59. Khrustalev V. Synthesis of filtering and matching circuits with losses / V. Khrustalev, M. Rubanovitch, V. Razinkin // Proceedings of 5<sup>th</sup> Korea-Russia International symposium on Science and Technology. – Tomsk : Tomsk Polytechnic University, 2001. – P. 89–91.

60. Викулин И.М. Физика полупроводниковых приборов / Викулин И.М., Стафеев В.И.// – М.: Сов. Радио, 1980. – 296 с.

61. Патент № 2599915 РФ: Н01 Р1/00 СВЧ аттенуатор / В.П. Разинкин, П.Г. Богомоллов, М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталева, Ю.В. Востряков – Оpubл. 20.10.16. в БИ № 29.

62. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. -М.: Иностран. литер., 1948. - 641 с.

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

64. Bogomolov P.G. Methods of expanding the bandwidth of multicascade microwave attenuators / P.G. Bogomolov , M.G. Rubanovitch, V.P. Razinkin. // Материалы XIII Международной научно-технической конференции «АПЭП – 2016» – Новосибирск, 2016. – С. 54-56.

65. Востряков Ю.В. Широкополосные аттенюаторы и нагрузки большой мощности для радиопередающей аппаратуры / Ю.В. Востряков, М. Г. Рубанович, А.Ж. Абденов, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталеv // Электронные компоненты. – Москва, 2004. – № 12. – С. 102 – 104.

66. Рубанович М.Г. 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

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

68. Богомоллов П.Г. Многокаскадные СВЧ-аттенюаторы на планарных пленочных резисторах / П. Г. Богомоллов, В. П. Разинкин, В. А. Хрусталеv, К. Я. Аубакиров // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 233–236. 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.

69. Родерик Э. Х. Контакты металл — полупроводник. М.: Радио и связь. 1982. - 208 с.

70. Qiantao Cao. Failure analysis of TaN thin film resistors for microwave circuits / Qiantao Cao, Zhiming Song, Fei Wang, Bin Wang, Zhenguo Song, Yinglu Hu // 20th IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA) – 2013 – P.749-753.

71. Численные методы определения ёмкости микрополосковой линии / А. Д. Мехтиев, М. Г. Рубанович, Д. В. Вагин, В. А. Хрусталеv, Ю. В. Ким // Тезисы докладов международного симпозиума "Информационно-

коммуникационные технологии в индустрии, образовании и науке". – Караганда, 2012, Ч.1. – С. 267-269.

72. Sze, S.M. Physics of Semiconductor Devices. — John Wiley & Sons, 1981. — ISBN 0-471-05661-8.

73. M. Morgan, Reflectionless filters, U.S. Patent No. 8,392,495, March 2013 & People's Republic of China Patent No. 201080014266.1, July 30, 2014.

74. 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.

75. 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.

76. 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.

77. Demurie S.N. Parasitic capacitance effects of planar resistors / S.N. Demurie, G. De Mey // IEEE transactions on components, hybrids and manufacturing technology. Vol. 12. No. 3. September 1989. – P. 348-351.

78. 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.

79. Akishin G. P.. Composition of beryllium oxide ceramics. / G. P. Akishin, S.K.Turnaev, V.Ya. Vaispapor, V.S.Kiiko, I.R. Shein, E.D. Pletneva, M.N.

Timofeeva, A.L. Ivanovskii// Refractories and Industrial Ceramics. – Vol. 51, No. 5, January, 2011. – P. 377-381.

80. Razinkin V.P. Broad microwave attenuator / V.P. Razinkin, S.Y. Matvejev, M.G. Rubanovitch, V.A. Khrustalev // Proceeding of 3<sup>th</sup> IEEE-Russia conference Microwave electronics (MEMIA'2001). – Novosibirsk: NSTU, 2001. – P. 45 – 48

81. 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.

82. Benito López-Berrocal, José de-Oliva-Rubio, and Iñigo Molina - Fernández. Design and Implementation of DC–20-GHz Lumped Resistor Matched Loads for Planar Microwave Circuits // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – Vol. 57. No. 10. October 2009. – P. 2439-2443.

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

84. 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.

85. Nai-Chuan Chuang. The film thickness effect on electrical conduction mechanisms and characteristics of the Ni–Cr thin film resistor. / Nai-Chuan Chuang, Jyi-Tsong Lin, Ting-Chang Chang, Tsung-Ming Tsai, Kuan-Chang Chang, Chih-Wei Wu.. Journal of the electron devices society. Volume 4, № 6, November 2016.

86. Qi Zhong. Design of single thin film resistor network as 20dB attenuator for DC-20GHz application / Qi Zhong, Xiaotong Liang, Zewen Liu // 16th International conference on electronic packaging technology. – 2015. – P. 297-300.
87. Ханзел Г. Справочник по расчёту фильтров / Г. Ханзел; пер. под ред. А.Е. Знаменского – Москва: Советское радио, 1970. – 288 с.
88. Ching-Wen Tang. A design of 3-dB wideband microstrip power divider with an ultra-wide isolated frequency band / Ching-Wen Tang, Jui-Ting Chen // IEEE transactions on microwave theory and techniques. Vol. 64, no. 6. – June 2016. – P. 1806-1811.
89. Aja B. Effective bandwidth improvement technique based on mismatch analysis / Aja B, Artal E, de la Fuente L, Pascual JP. //Proc of the 36<sup>th</sup> European microwave conf. – 2006. - p. 1501–1504. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281344.
90. Precision thin film technology / Vishay Intertechnology, inc. [Электронный ресурс]. – режим доступа: <https://www.vishay.com/docs/49562/49562.pdf>, свободный (дата обращения 08.09.2019).
91. Wideband attenuators using distributed resistors for attenuation up to 30 dB / Qi Zhong, Zewen Liu// IEICE Electronics Express, Volume 13 Issue 10. – 2016 - Pages 1 – 10. DOI <https://doi.org/10.1587/elex.13.20160321>
92. Торгонский Л.А. Проектирование интегральных микросхем и микропроцессоров: Учебное пособие. В 3-х разделах. — Томск: ТУСУР, 2011. — Раздел 2. — 228 с.
93. Hong Jia-Sheng Microstrip filters for RF/microwave applications / Jia-Sheng Hong. – 2nd ed. p. cm. – (Wiley series in microwave and optical engineering ; 216) ISBN 978-0-470-40877-3 (hardback)



94. Zhang Y. A 5-bit lumped 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS step attenuator with low insertion loss and low phase distortion in 3–22 GHz applications /Zhang Yanlong & Zhuang, Yiqi & Li, Zhenrong & Ren, Xiaojiao & Wang, Bo & Kai, Jing & Qi, Zengwei.// - 2014 - Microelectronics Journal. p. 468–476 DOI: 45.10.1016/j.mejo.2014.02.013.

95. Корж И.А. ВЧ нагрузки большой мощности для радиопередающих устройств / И.А. Корж, К.В. Николаенко, Е.А. Чукавов, Е.Р. Царегородцев, И.А. Тихонов, А.Н. Кузнецов // Сборник докладов IV Международной научно-технической конференции. - 2017 - Омский научно-исследовательский институт приборостроения (Омск)

96. Popkov A. Y. Synthesis and Optimization of the Microstrip Attenuator Geometric Dimensions of the Range up to 50 GHz by the Equivalent Circuit Transformation / A. Y. Popkov, G. G. Goshin, A. V. Fateev // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). DOI: 10.1109/SIBCON.2013.6693567.

97. Challal M. A novel ultra-wide stopband microstrip low-pass filter for rejecting high order harmonics and spurious response / Challal, Mouloud & Azrar, A & Vanhoenacker-Janvier, Danielle// 2012 24th International Conference on Microelectronics (ICM) 1-3. DOI: 10.1109/ICM.2012.6471452.

98. Modern RF and Microwave Measurement Techniques (The Cambridge RF and Microwave Engineering Series)/ Teppati V., Ferrero A. & Sayed M. (Eds.). (2013). Cambridge: Cambridge University Press. doi:10.1017/CBO9781139567626

99. Meng Z. The Designing of A High Power Attenuator For Microwaves / Meng Zhang, Chunhua Wen // ICMMT2008 Proceedings. 978-1-4244-1880-0/08/\$25.00 ©2008 IEEE.

100. RF And Microwave Coupled-Line Circuits / Mongia R., Bahl I., Bhartia P.// 2nd ed. — Artech House, 1999. — 544 p. — ISBN-10: 0890068305.
101. Coonrod J. Understanding the Variables of Dielectric Constant for PCB Materials used at Microwave Frequencies. European Microwave Week, 2011.
102. Huang F. Suppression of spurious responses in microstrip half-wavelength filters combining stagger tuning and resistive attenuation. Microwave and Optical Technology Letters. 58. -2016 – pp.1955-1957. DOI: 10.1002/mop.29948.
103. Рудоясова Л.Г. Тонкие резистивные пленки в устройствах СВЧ и КВЧ / Л.Г. Рудоясова, Г.И. Шишков, В.В. Щербаков// Радиотехника, системы телекоммуникаций, антенны и устройства СВЧ. – 2012. Стр. 21 – 31. УДК 621.372.8.
104. Базлов Н. Н. Новый класс решений задач синтеза фильтров гармоник на одиночных ступенчатых линиях передачи / Н. Н. Базлов, В. П. Мещанов, Л. В. Шикова // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2010. - Т. 13, N 1. - С. 45-48. УДК 621.372.832
105. Senior B. Synthesis of lossy filters / Senior B, Hunter I.C., Rhodes, J.D.// Conference: Microwave Conference, 2002. 32nd European - 1 - 4. DOI: 10.1109/EUMA.2002.339307.
106. Kwak C. Lossy microwave filter synthesis technique / Kwak Changsoo, Uhm Manseok, Yom Inbok. (2012). // Electronics Letters. 48. 222-224. DOI: 10.1049/el.2011.3224.
107. Oldomi M. A new approach to the synthesis of microwave lossy filters / Oldomi, M., Macchiarella, G., Gentili, G.G., and Ernst, C.//IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2010, 58, (5), pp. 1222–1229
108. Blackwood M. Thermal Management Considerations in High Power Coaxial Attenuators and Terminations [Электронный ресурс]. – режим доступа:

<https://www.electronics-cooling.com/2017/11/thermal-management-considerations-high-power-coaxial-attenuators-terminations/>, свободный (дата обращения 08.09.2019).

109. Богданов Ю. Неорганические подложки. Характеристики, критерии выбора / Богданов Ю., Кочемасов В., Хасьянова Е.// — Печатный монтаж. — 2014. — № 1 (48). — с. 204-216.

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

111. Microwave/RF Resistors Products [Электронный ресурс]. – режим доступа: [http://static1.1.sqspcdn.com/static/f/388714/22411312/1365552930757/Aeroflex\\_KDI](http://static1.1.sqspcdn.com/static/f/388714/22411312/1365552930757/Aeroflex_KDI), свободный (дата обращения 08.09.2019).

112. Darin G. The Heat Is On — High-Power Surface-Mount Resistors [Электронный ресурс]. – режим доступа: <https://www.vishay.com/docs/60132/highpowersurfacemountresistors.pdf>, свободный (дата обращения 08.09.2019).

113. Кочемасов В. Фиксированные аттенюаторы – производители и характеристики /Кочемасов В., Белов Л.// ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2017. №6. С. 108-116.

114. Белов Л. Аттенюаторы СВЧ-сигналов / Белов Л. // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2006. №2. С. 32-38.

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

**ПРИЛОЖЕНИЕ**

Р/счет: 40702810461120002781 в ПАО «ФК Открытие» г. Новосибирск, к/счет: 30101810350040000741

ГРКЦ ГУ Банка России по Новосибирской области, г. Новосибирск, ОГРН: 1085473012536, ОКПО: 86866068,  
БИК: 045004741, ОКВЭД: 24.20.14, 32.20, 32.30, 51.43.21, 51.65.5, 64.20, 72.10, 74.40,  
ИНН: 5408265436 КПП: 540801001



"УТВЕРЖДАЮ"

Директор  
ООО «ИТЦ» «Контур»,  
Новосибирск

  
Ефимцев В.В.

«02» октября 2018 г.

### АКТ

внедрения результатов диссертационной работы  
Столяренко А.А. на тему «Широкополосные СВЧ аттенюаторы на основе фильтровых структур с  
диссипативными потерями»

Мы, нижеподписавшиеся, ведущий инженер-разработчик ООО ИТЦ «Контур», (г. Новосибирск) А.В. Вершинин, директор ООО ИТЦ «Контур» В.В. Ефимцев, настоящим актом подтверждаем, что на предприятии были использованы следующие результаты диссертационной работы Столяренко Алексея Андреевича, которые носят инновационный характер.

Автором диссертационной работы совместно с сотрудниками НГТУ и специалистами ИТЦ КОНТУР были разработаны и серийно изготавливаются в соответствии с поступающими заказами предприятий СВЧ аттенюаторы и нагрузки высокого уровня мощности ФАД-7 и ФАД-8. В многоэлементных пленочных СВЧ аттенюаторах данного типа использованы основные положения диссертационной работы А.А. Столяренко, базирующиеся на применении микрополосковых фильтровых структур с большими диссипативными потерями для построения сверхширокополосных аттенюаторов с входным сопротивлением 50 Ом.

Технические характеристики фиксированного СВЧ аттенюатора ФАД-7:

1. Уровень входной мощности 1200 Вт.
2. Полоса рабочих частот 0-1,0 ГГц.
3. Вносимое ослабление 40 дБ.

Технические характеристики фиксированного СВЧ аттенюатора ФАД-8:

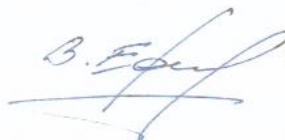
1. Уровень входной мощности 300 Вт.
2. Полоса рабочих частот 0-2,5 ГГц.
3. Вносимое ослабление 20 дБ.

Ведущий инженер-разработчик



Вершинин А.В.

Директор ООО ИТЦ «Контур»



Ефимцев В.В.







2019 г.

### АКТ внедрения результатов диссертационной работы

Настоящим актом подтверждается внедрение в ООО «НПП Триада-ТВ» результатов диссертационной работы Столяренко А.А. на тему: «Широкополосные СВЧ аттенюаторы на основе фильтровых структур с диссипативными потерями».

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель генерального директора ООО «НПП Триада-ТВ» А.В. Зинкевич, технический директор ООО «НПП Триада-ТВ» А.В. Цыкунов, настоящим актом подтверждаем, что в ходе выполнения хозяйственных НИР ЭП-1-17, ЭП-1-18 и ЭП-1-19, проводимых совместно с Новосибирским государственным техническим университетом, использованы теоретические и практические результаты диссертационной работы А.А. Столяренко.

Диссертантом разработан универсальный широкополосный СВЧ аттенюатор на уровень мощности 1 кВт для работы с цифровыми телевизионными передатчиками стандарта DVB-T2 серии Полярис ТВЦ и Полярис ТВЦ Эко. Структурно аттенюатор содержит 5 каскадов, на каждом из которых рассеивается 200 Вт СВЧ мощности. В соответствии с результатами диссертационного исследования данный аттенюатор выполнен на основе микрополосковых пленочных резисторов, встроенных в полосовой квазиполиномиальный фильтр. Аттенюатор имеет два выхода с затуханием 20 и 40 дБ, которые адаптированы для современных измерительных приборов, используемых для оценки параметров выходного телевизионного сигнала аналогового и цифрового стандарта. Развязка между выходами 25 дБ позволяет эффективно проводить настроечные, ремонтные и регламентные работы на радиопередающей аппаратуре большой и средней мощности.

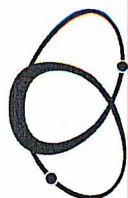
Заместитель генерального директора  
ООО «НПП Триада -ТВ»

Зинкевич А.В.

Технический директор  
ООО «НПП Триада -ТВ»

Цыкунов А.В.

" 11 " 04 2019г.



**Alfa Instruments**  
измерительное оборудование

ООО "Альфа Инструментс"  
ИНН: 5402565306 КПП: 540201001  
ОГРН: 1115476015544  
630049, Россия, г. Новосибирск,  
ул. Линейная, 28, офис 207

телефон/факс: +7 (383) 203-10-00  
e-mail: info@alfa-instr.ru  
web: http://www.alfa-instr.ru

Исх. № 158 от 20.06.2019

В диссертационный совет Д 212.268.01  
ФГБОУ ВО «ТУСУР»

## АКТ

### о внедрении материалов диссертационного исследования

Настоящим актом подтверждается, что основные результаты и положения диссертационной работы Столяренко Алексея Андреевича «Широкополосные СВЧ аттенюаторы на основе фильтровых структур с диссипативными потерями» по специальности 05.12.07 – «Антенны, СВЧ устройства и их технологии» внедрены и используются ООО «Альфа Инструментс» при серийном производстве широкополосных аттенюаторов большой мощности серии: МАФ-600 (600 Вт; 1,5 ГГц), МАФ-1000 (1000 Вт; 1 ГГц), МАФ-2000 (2000 Вт; 1 ГГц). Также результаты диссертационной работы Столяренко А.А в настоящее время используются при разработке аттенюаторов на уровень входной СВЧ мощности 1000 Вт и частотный диапазон 0 - 5 ГГц.

Генеральный директор  
ООО «Альфа Инструментс»



Д.Ю. Волков



«Утверждаю»

Проректор по учебной работе  
Новосибирского государственного  
технического университета

проф. Брованов С.В.



04 2019 г.

**Справка**

о внедрении в учебный процесс результатов диссертационной работы  
Столяренко Алексея Андреевича на тему  
«Широкополосные СВЧ аттенуаторы на основе фильтровых структур с  
диссипативными потерями»

Комиссия в составе В.А. Хрусталева, д.т.н., профессора, декана факультета РЭФ, А.А. Спектора, д.т.н., профессора, зав. кафедрой Теоретических основ радиотехники (ТОР), С.А. Стрельцова, к.т.н., доцента, зав. кафедрой Общей физики (ОФ) составила настоящую Справку о нижеследующем.

1. На факультете Радиотехники и Электроники в период с 2016 г. по 2019 г. были использованы результаты диссертационного исследования и материалы научных работ аспиранта А.А. Столяренко, написанные в соавторстве с сотрудниками кафедры ТОР и ОФ, при проведении курса «Проектное обучение». Проект № РЭФ-5-2018 – Разработка декомпозиционных моделей и эквивалентных схем для широкополосных СВЧ устройств большой мощности. Данный курс входит в рабочие программы, составленные в соответствии с Государственным образовательным стандартом третьего поколения по направлению подготовки 11.03.01 - Радиотехника и 11.03.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.
2. Основные положения научных исследований и экспериментальные результаты, полученные А.А. Столяренко, были в течении многих лет использованы при формировании тем выпускных квалификационных работ по указанным выше направлениям подготовки бакалавров и магистрантов.

В.А. Хрусталев

А.А. Спектор

С.А. Стрельцов