

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)
Кафедра радиоэлектронных систем связи (РСС)

К ЗАЩИТЕ ДОПУСТИТЬ
Заведующий кафедрой РСС
канд. техн. наук
_____ А.В. Фатеев
«__» _____ 2023 г.

Магистерская диссертация по направлению подготовки
09.04.01 «Информатика и вычислительная техника»

**АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ВОЛНОВОДНО-ПОЛОСКОВЫХ ПЕРЕХОДОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ
АНТЕНН ММ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ АЗВ5-ТЕХНОЛОГИЙ**

Студент гр. 181-М
_____ Ю.В. Рукавишников
«__» _____ 2023 г.

СОГЛАСОВАНО

Консультант
канд. тех. наук, с.н.с. лаб. «50ohm Lab»
_____ И.М. Добуш
«__» _____ 2023 г.

Руководитель
Заведующий кафедрой РСС
канд. тех. наук
_____ А.В. Фатеев
«__» _____ 2023 г.

Томск 2023 г.

Реферат

Магистерская диссертация содержит 93 с., 65 рис., 12 табл., 83 источн., 1 прил.

ММ-ДИАПАЗОН, ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА, АЗВ5, ВОЛНОВОДНО-ПОЛОСКОВЫЙ ПЕРЕХОД, АНТЕННА, АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Настоящая работа направлена на исследование существующих конфигураций и основных характеристик волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн на основе АЗВ5-технологий с целью последующего создания методики, позволяющей выполнить их автоматизированное проектирование.

По результатам работы были разработаны методика, алгоритма и программный макрос, которые позволяют провести проектирование интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона на АЗВ5-технологиях в автоматизированном режиме.

Пояснительная записка выполнена в текстовом редакторе Microsoft Word 2010. Аналитический расчёт проводился в MathCad 15. Разработка линий передач, волноводно-полосковых переходов и антенны проводилась в САПР CST Studio Suite Student Edition.

The abstract

The Master's thesis contains 93 p., 65 fig., 12 tab., 83 source, 1 app.

MM-BAND, INTEGRATED CIRCUIT, A3B5, WAVEGUIDE-STRIP
TRANSITION, ANTENNA, AUTOMATED DESIGN

The present work is aimed at investigating the existing configurations and the main characteristics of waveguide strip transition and integrated antennas based on A3B5 technologies in order to subsequently create a technique that allows them to perform automated design.

Based on the results of the work, the developed technique was implemented in the form of an algorithm and a software macro, which allows the de-sign of integrated waveguide strip transitions and mm-band antennas on A3B5 technologies in an automated mode.

The explanatory note is made in the Microsoft Word 2010 text editor. The analytical calculation was carried out in MathCad 15. The development of transmission lines, runways and antennas was carried out in CAD CST Studio Suite Student Edition.

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)
Кафедра радиоэлектронных систем связи (РСС)

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой РСС

канд. техн. наук

_____ А.В. Фатеев

«__» _____ 2023 г.

ИНДИВИДУАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

на выполнение выпускную квалификационной работы

студенту гр.181-М радиотехнического факультета

Рукавишникову Юрию Витальевичу

1 Тема работы: Автоматизированное проектирование волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн мм-диапазона на основе АЗВ5-технологий (утверждено приказом по университету от _____ 2023 г. № _____)

2 Срок сдачи работы на кафедру «__» _____ 2023 г.

Цель работы: Настоящая работа направлена на исследование существующих конфигураций и основных характеристик волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн на основе АЗВ5-технологий с целью последующего создания методики, позволяющей выполнить их автоматизированное проектирование.

3 Назначение: Результаты работы предназначены для создания пассивных интегральных функциональных блоков приемопередающих модулей мм-диапазона.

4 Требуемые технические характеристики:

- 4.1 Частотный диапазон работы волноводно-полоскового перехода 96 – 120 ГГц;
- 4.2 Частота работы интегральной антенны 108 ГГц;
- 4.3 Модуль коэффициента отражения для волноводно-полоскового перехода не должен превышать -10 дБ;
- 4.4 Модуль коэффициента отражения для интегральной антенны не должен превышать -10 дБ;
- 4.5 Модуль коэффициента передачи волноводно полоскового уровня не ниже -1 дБ;
- 4.6 Неравномерность модуля коэффициента передачи не более 1 дБ;
- 4.7 Коэффициент усиления антенны не ниже 0 дБ;
- 4.8 Параметры A3B5-технологии: GaAs-подложка, толщина подложки 50...100 мкм, максимальные размеры кристалла 4x4 мм, ширина линии не менее 10 мкм, радиус отверстий не менее 79 мкм, расстояние между отверстиями не менее 51 мкм.

5 Вопросы, подлежащие разработке:

- 5.1 Провести аналитический обзор интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн в мм-диапазоне на основе A3B5-технологий;
- 5.2 Проанализировать отличие стандартных A3B5-технологических процессов от технологий для разработки интегральных пассивных функциональных блоков (волноводно-полосковых переходов, антенн) мм-диапазона. Сформулировать дополнительные требования к возможностям стандартных A3B5-технологических процессов;
- 5.3 Предложить методику автоматизированного проектирования волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн мм-диапазона на основе A3B5-технологий;
- 5.4 Провести расчеты геометрических размеров и основных электрических характеристик интегральных пассивных функциональных блоков (волноводно-полосковых переходов, антенн) в диапазоне частот 96 – 120 ГГц.

6 По результатам ВКР представить следующую документацию:

6.1 Основные блоки кода для автоматизированного построения волноводно-полоскового перехода.

7 Содержание пояснительной записки:

- 7.1 Титульный лист;
- 7.2 Реферат на русском языке;
- 7.3 Реферат на английском языке;
- 7.4 Лист задания с подписью преподавателя;
- 7.5 Оглавление;
- 7.6 Сокращение, обозначения, термины и определения;
- 7.7 Введение;
- 7.8 Основная часть;
- 7.9 Заключение;
- 7.10 Список использованных источников;
- 7.11 Приложение.

Руководитель выпускной квалификационной работы:

Заведующий кафедрой РСС

Фатеев А.В.

(Подпись)

«__» _____ 2023 г.

Задание согласовано:

Консультант,

с.н.с. лаб. «50ohm Lab»

Добуш И.М.

(Подпись)

«__» _____ 2023 г.

Задание принял к исполнению:

Рукавишников Ю.В.

(Подпись)

«__» _____ 2023 г.

Оглавление

Введение.....	10
1 Интегральные волноводно-полосковые переходы и антенны мм-диапазона на основе АЗВ5-технологий.....	14
1.1 Конфигурации и сравнительный анализ интегральных волноводно-полосковых переходов.....	14
1.2 Конфигурации и сравнительный анализ интегральных антенн.....	22
1.3 Технологии изготовления интегральных схем мм-диапазона.....	25
1.4 Подходы к расчету интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн	28
1.4.1 Аналитический расчет	28
1.4.2 Электромагнитный анализ	32
1.5 Измерения основных характеристик интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона.....	36
1.6 Выводы по главе и постановка задач исследований	41
2 Разработка методики автоматизированного проектирования интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона на основе АЗВ5-технологий	43
2.1 Формулирование дополнительных требований к АЗВ5-технологическим процессам для изготовления интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона	43
2.2 Методика автоматизированного проектирования	45
2.3 Выводы по главе.....	49
3 Автоматизированное проектирование интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона на GaAs-подложке.....	50
3.1 Основные типы используемых линий передачи.....	50
3.1.1 Микрополосковая линия.....	50
3.1.2 Копланарная линия с заземлением.....	51
3.1.3 Прямоугольный волновод	52
3.2 Интегральные волноводно-полосковые переходы 96 – 120 ГГц	54

3.2.1 Первый вариант конструкции волноводной секции.....	55
3.2.2 Второй вариант конструкции волноводной секции	63
3.2.3 Соединение с рупорной антенной в волноводном тракте	67
3.3 Интегральные антенны 108 ГГц	69
3.4 Выводы по главе.....	77
Заключение	79
Список использованных источников	81
Приложение А (обязательное) Основные блоки макроса.....	90

Сокращения, обозначения, термины и определения

В настоящей работе применяют следующие сокращения и обозначения:

ADS – Advanced Design System

FDTD – Finite Difference Time Domain

FEM – Finite Elements Method

GaAs – Gallium Arsenide

GaN – Gallium Nitride

GPU – Graphics Processing Unit

HEMT – High Electron Mobility Transistor

InP – Indium Phosphide

MHEMT – Metamorphic High Electron Mobility Transistor

PHEMT – Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor

Si – Silicon

SiGe – Silicon Germanium

TRL – Thru Reflection Line

WWB – WinWrap Basic

БЭК – Безэховая камера

ВАЦ – Векторный анализатор цепей

ДН – Диаграмма направленности

ИС – Интегральная схема

КО – Коэффициент отражения

КП – Коэффициент передачи

КУ – Коэффициент усиления

МИС – Монолитная интегральная схема

МоМ – Method of moments

ППМ – Приемопередающий модуль

РЭУ – Радиоэлектронное устройство

СВЧ – СВЧ – Сверхвысокочастотный

ФБ – Функциональный блок

ЭМ – Электромагнитный

Введение

Актуальность темы исследования. Каждое десятилетие создаются и внедряются новые стандарты беспроводной связи, которые формируют требования для развития новых разработок в области микроэлектроники и радиотехники [1, 2]. С каждым днём растет количество создаваемой и обрабатываемой информации, что приводит к потребности повышения скорости её передачи посредством повышение несущих частот более 100 ГГц [3]. Современные функциональные блоки (ФБ) приемопередающих модулей (ППМ) создаются на основе технологий монолитных интегральных схем (МИС). Из-за высоких потерь и существенного влияния паразитных параметров соединений между ФБ реализация ППМ в мм-диапазоне имеет множество трудностей, как в задачах моделирования и проектирования, так и при изготовлении, корпусировании, настройки и измерениях. Одним из распространенных решений при работе в мм-диапазоне является использование волноводного тракта и волноводно-полосковых переходов (ВПП) на отдельных диэлектрических подложках, к которым присоединяется МИС с помощью проволочных или ленточных выводов. Современным трендом является реализация ВПП на одном кристалле МИС, это позволяет исключить паразитные параметры проволочных соединений и повысить технологичность сборки ППМ [4].

Одним из основных функциональных блоков ППМ является антенна. Антенны миллиметрового диапазона (мм-диапазона) частот представляют собой интегральные конструкции, применяемые для приема и передачи сигнала с длиной волны от нескольких десятков миллиметров до нескольких сантиметров. Данные антенны часто используются для приема и передачи сигналов в системах беспроводной связи, а также в медицинских и промышленных приборах.

К основным достоинствам интегральных антенн, выполненных по технологии МИС относятся:

- малые размеры;

- простота разработки и использования;
- возможность интеграции с другими ФБ на одном кристалле;
- устойчивость к помехам.

Цель работы. Настоящая работа направлена на исследование существующих конфигураций и основных характеристик волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн на основе АЗВ5-технологий с целью последующего создания методики, позволяющей выполнить их автоматизированное проектирование.

Задачи.

1) Провести аналитический обзор интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн в мм-диапазоне на основе АЗВ5-технологий. Выявить основные типы решений и конфигураций, определить комплекс основных характеристик, рассмотреть базовые подходы к расчету и измерениям этих функциональных блоков.

2) Проанализировать отличие стандартных АЗВ5-технологических процессов от технологий для разработки интегральных пассивных функциональных блоков (волноводно-полосковых переходов, антенн) мм-диапазона. Сформулировать дополнительные требования к возможностям стандартных АЗВ5-технологических процессов, которые должны выполняться для эффективной разработки интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона длин волн на их основе.

3) Предложить методику автоматизированного проектирования волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн мм-диапазона на основе АЗВ5-технологий.

4) Провести расчеты геометрических размеров и основных электрических характеристик интегральных пассивных функциональных блоков (волноводно-полосковых переходов, антенн) в диапазоне частот 96 – 120 ГГц.

Научная новизна.

1) Сформулирован комплекс дополнительных требований к возможностям стандартных АЗВ5-технологических процессов, учет которого позволит проводить эффективную разработку интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона длин волн на их основе.

2) Предложена методика проектирования, позволяющая в автоматизированном режиме провести расчет геометрических размеров основных элементов интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона.

3) Адаптирована новая форма волноводно-полоскового перехода к применению в интегральном исполнении для мм-диапазона волн на GaAs-подложке.

Практическая значимость полученных результатов.

1) Разработанная методика реализована в виде алгоритма и программного макроса, что позволяет провести проектирование интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона на АЗВ5-технологиях в автоматизированном режиме.

2) С использованием предложенной методики автоматизированного проектирования проведены расчеты геометрических размеров и основных электрических характеристик интегральных пассивных функциональных блоков (волноводно-полосковых переходов, антенн) в диапазоне частот 96 – 120 ГГц. Полученные результаты являются значимым научно-практическим заделом для создания перспективных систем беспроводной связи диапазона частот выше 100 ГГц на отечественных технологических процессах.

Научные положения, выносимые на защиту.

1) Предложенный комплекс дополнительных требований к возможностям стандартных АЗВ5-технологических процессов позволяет проводить разработку интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона длин волн на их основе.

2) Предложенная методика, основанная на аналитическом приближении и последующем проведении параметрической оптимизации методом

генетического алгоритма, позволяет реализовать автоматизированное проектирование интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона на GaAs-подложке в автоматизированном режиме.

Степень достоверности и апробация научных результатов.

Основные результаты исследований докладывались на Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР 2023». Степень достоверности научных результатов подтверждается применением известных аналитических подходов и современных систем автоматизированного проектирования СВЧ-устройств.

Личный вклад автора. Все представленные в диссертации результаты исследований получены лично автором либо при его непосредственном участии.

Структура и объем диссертации.

Диссертация содержит введение, три главы, заключение, список использованных источников и одно приложение. Работа изложена на 93 страницах машинописного текста, содержит 65 рисунков и 12 таблиц. Список используемых источников состоит из 83 наименований, включая собственную публикацию.

1 Интегральные волноводно-полосковые переходы и антенны мм-диапазона на основе A3B5-технологий

1.1 Конфигурации и сравнительный анализ интегральных волноводно-полосковых переходов

В литературе выделяют три типа ВПП [5]:

- Линейный переход – размещается вдоль распространения волны в волноводе [6-13], они чаще всего выполняются в виде антенных элементов, обеспечивают большую рабочую частоту и не требуют дополнительных цепей согласования, однако имеют более высокий уровень обратного излучения, тем самым уменьшая развязку для устройства;
- Апертурная связь – мощность сигнала подается на полосковую линию при помощи апертуры (зазора), который расположен на торцевой или широкой стенке волновода [6-10];
- Зондовый (поперечный) переход – располагается поперек направления распространения волны в волноводе с определенным составляющим поля [15-22].

На рисунке 1.1 представлен переход линейно-апертурного типа [6]. Данный переход был реализован в интегральном исполнении на основе GaAs-технологии, обеспечивает полосу частот от 100 ГГц до 135 ГГц. МИС размещается внутри волновода на расстоянии четверть длины волны, чтобы отраженные волны от задней стенки приходили в фазе и складывались. Измеренные и смоделированные характеристики ВПП приведены на рисунке 1.2. Переходы данного типа требуют дополнительных изменений в волноводе для улучшения уровня согласования, что предполагает высокую точность механической обработки при изготовлении волновода.

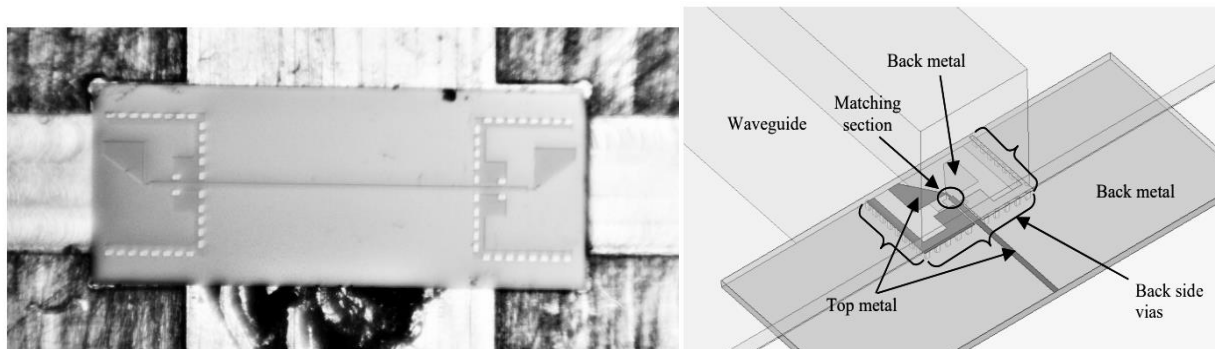
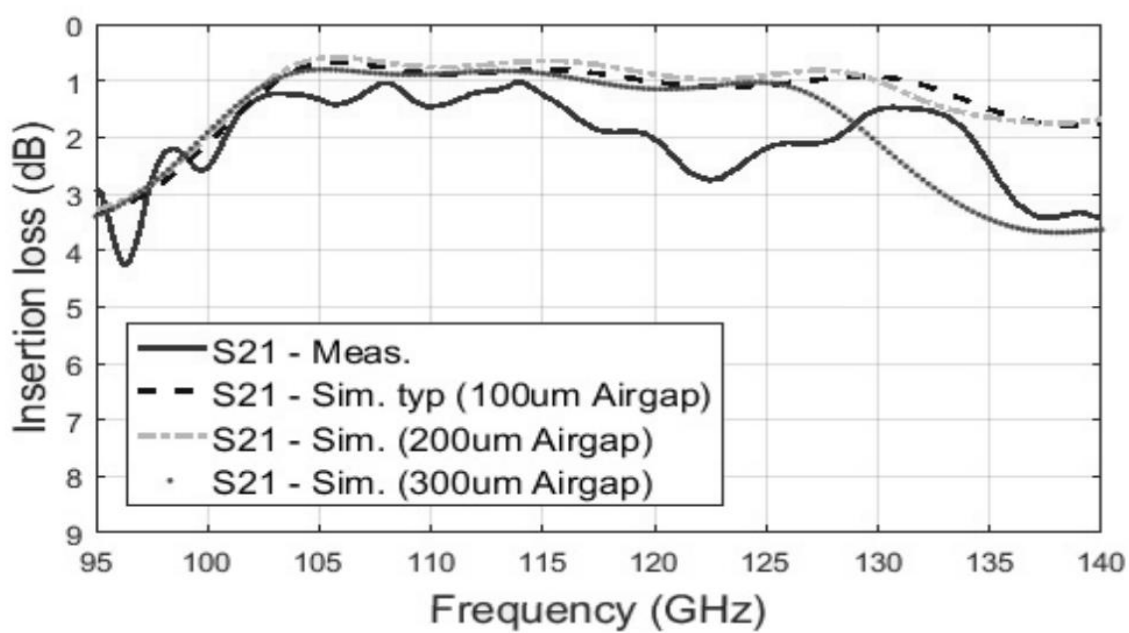
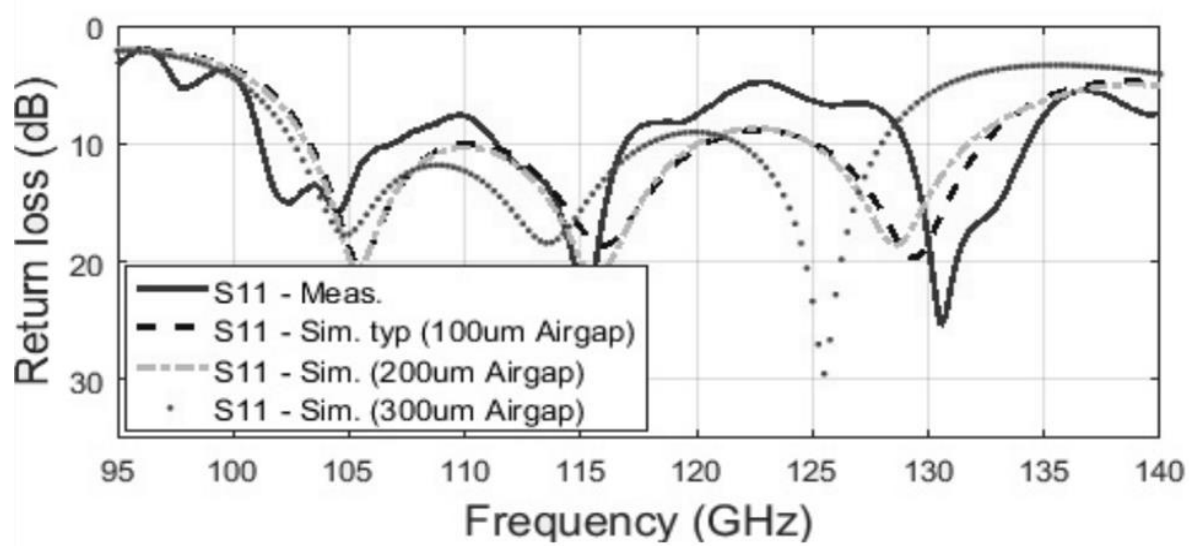


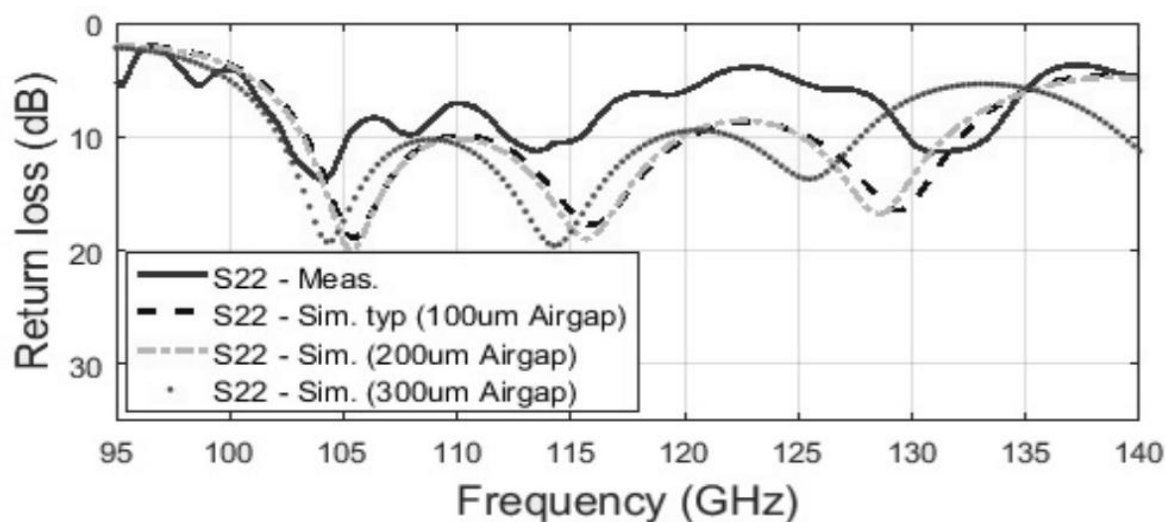
Рисунок 1.1 – Волноводно-полосковый переход мм-диапазона
линейной-апертурного типа



а)



б)



в)

Рисунок 1.2 – Частотная зависимость коэффициента передачи (КП) (а),
коэффициента отражения (КО) от первого (б) и второго (в) портов

На рисунке 1.3 показан переход зондового типа радиальной формы в микрополосковом тракте [15]. Переход реализован на основе InP-технологии и обеспечивает полосу частот от 300 ГГц до 350 ГГц.

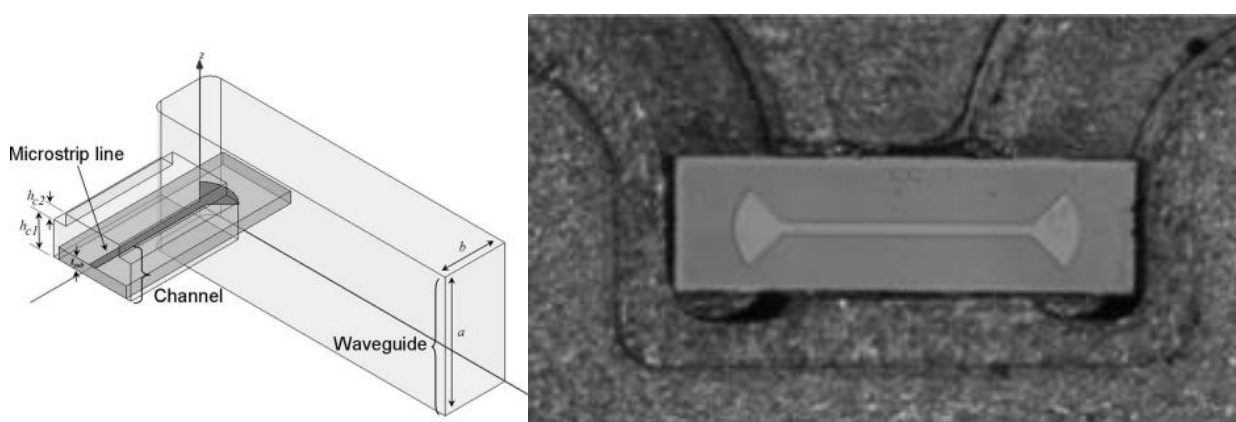


Рисунок 1.3 – Волноводно-полосковый переход мм-диапазона
зондового типа, радиальной формы

Результаты моделирования и измерений приведены на рисунке 1.4.

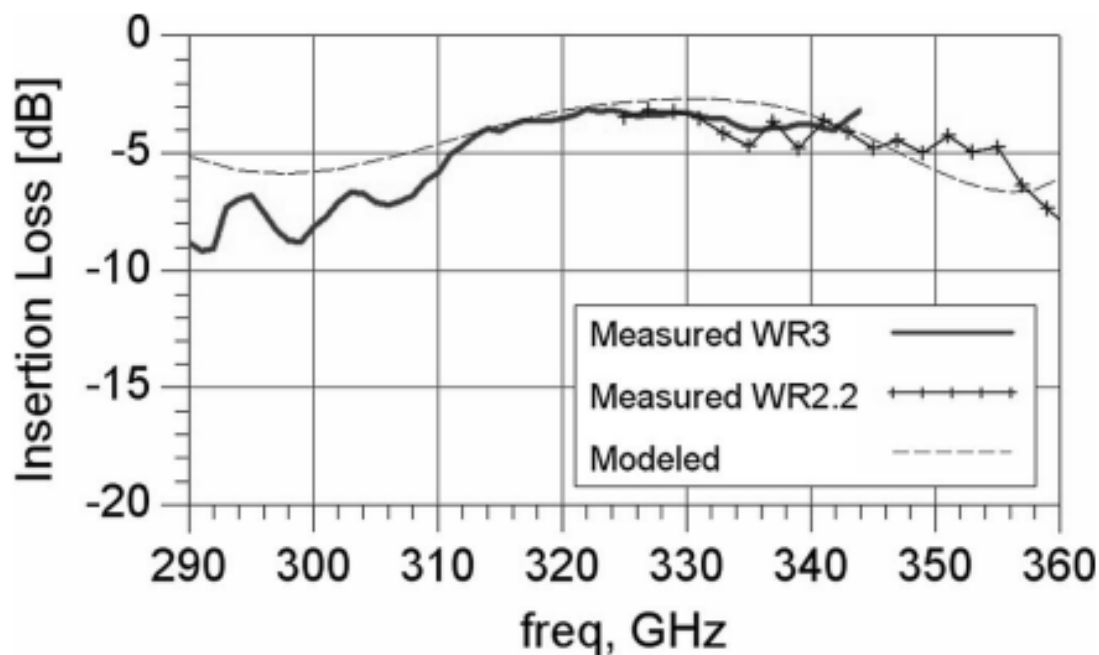


Рисунок 1.4 – Частотная зависимость КП перехода зондового типа
для разных волноводов

На рисунке 1.5 представлен переход зондового типа прямоугольной формы [16]. Данный переход имеет рабочий диапазон частот 500 – 750 ГГц и используется для точной настройки, тем самым получая минимум коэффициента отражения и максимум коэффициента передачи на нужной частоте.

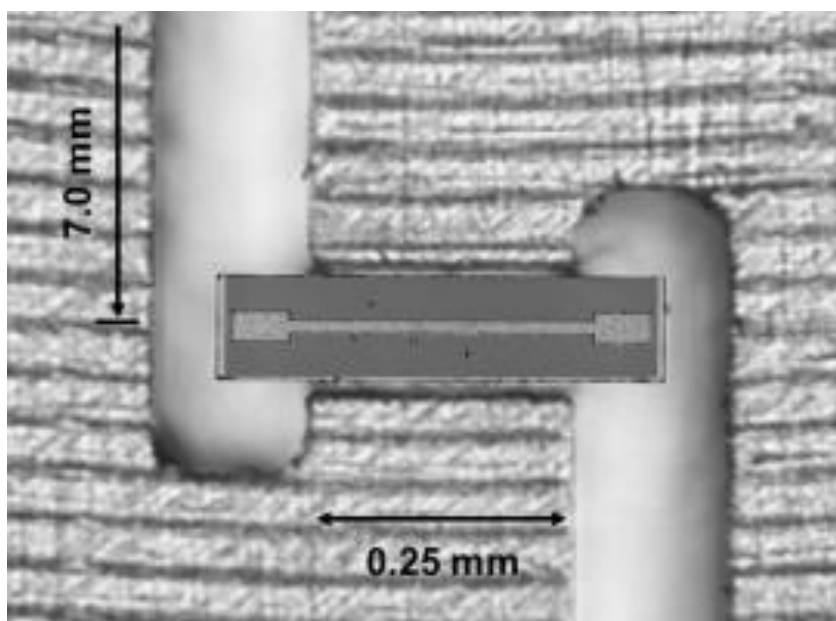


Рисунок 1.5 – ВПП миллиметрового диапазона частот зондового типа
с прямоугольной формой пробника

Результат данного перехода указаны на рисунке 1.6.

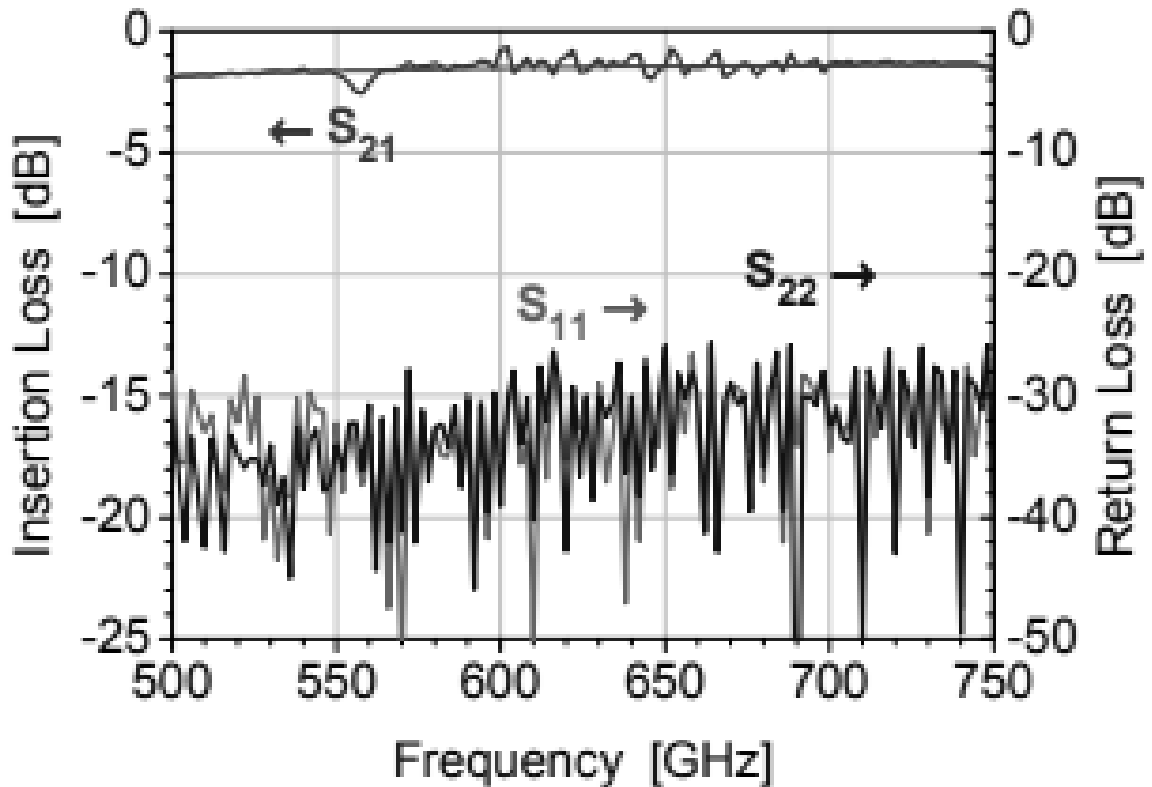
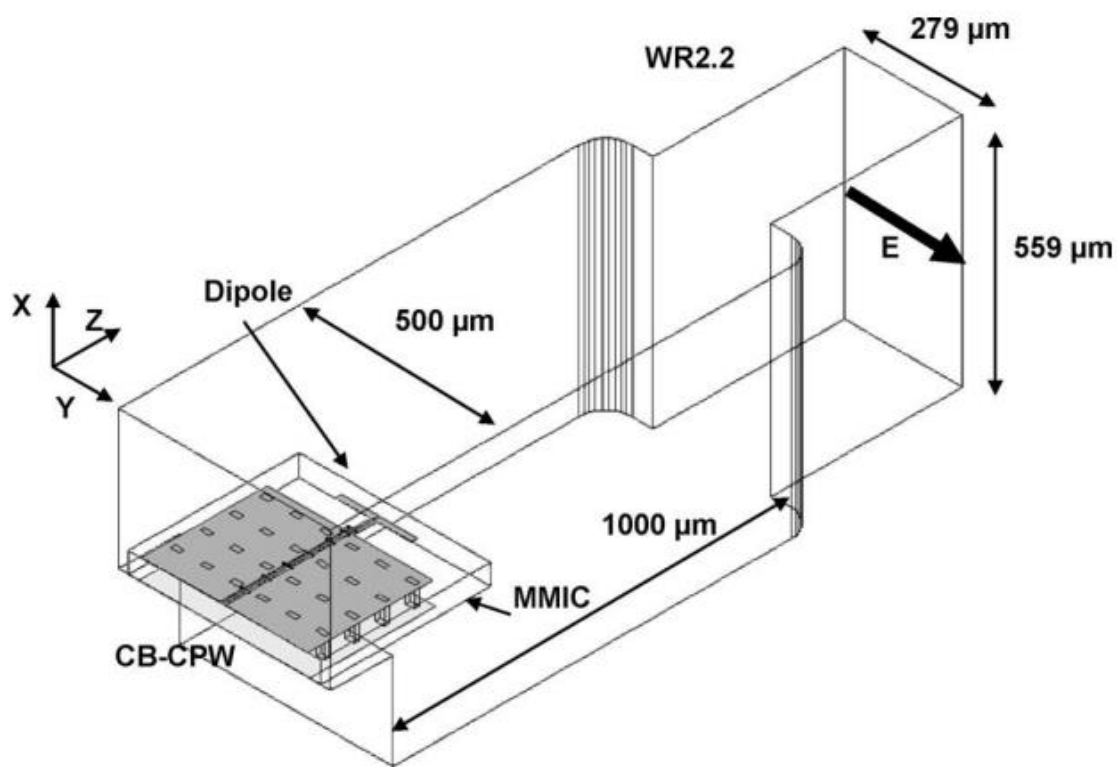


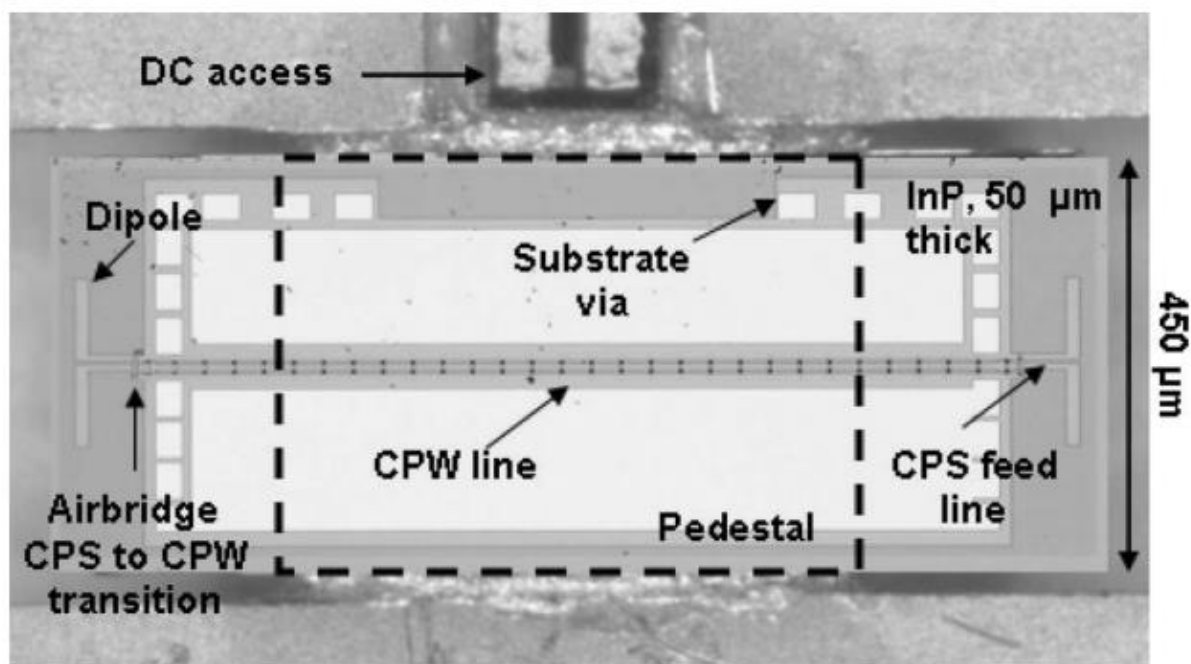
Рисунок 1.6 – Частотная зависимость КП и КО модели перехода зондового типа с прямоугольной формой пробника

У переходов зондового типа с ростом частоты увеличиваются потери сигнала, из-за расположенного диэлектрика в волноводном канале. Так же диэлектрик вносит дополнительную паразитную емкость. Образованную между зондом и волноводным каналом, тем самым уменьшая диапазон рабочих частот. Из-за чего данный тип перехода может потребовать дополнительную цепь согласования.

На рисунке 1.7 приведен переход линейного типа в виде дипольной антенны [13]. Переход реализован в интегральном исполнении на основе InP-технологии и обеспечивает полосу частот от 340 ГГц до 380 ГГц. Длина диполя соответствует центральной частоте рабочего диапазона частот. Измеренные и смоделированные характеристики ВПП приведены на рисунке 1.8.

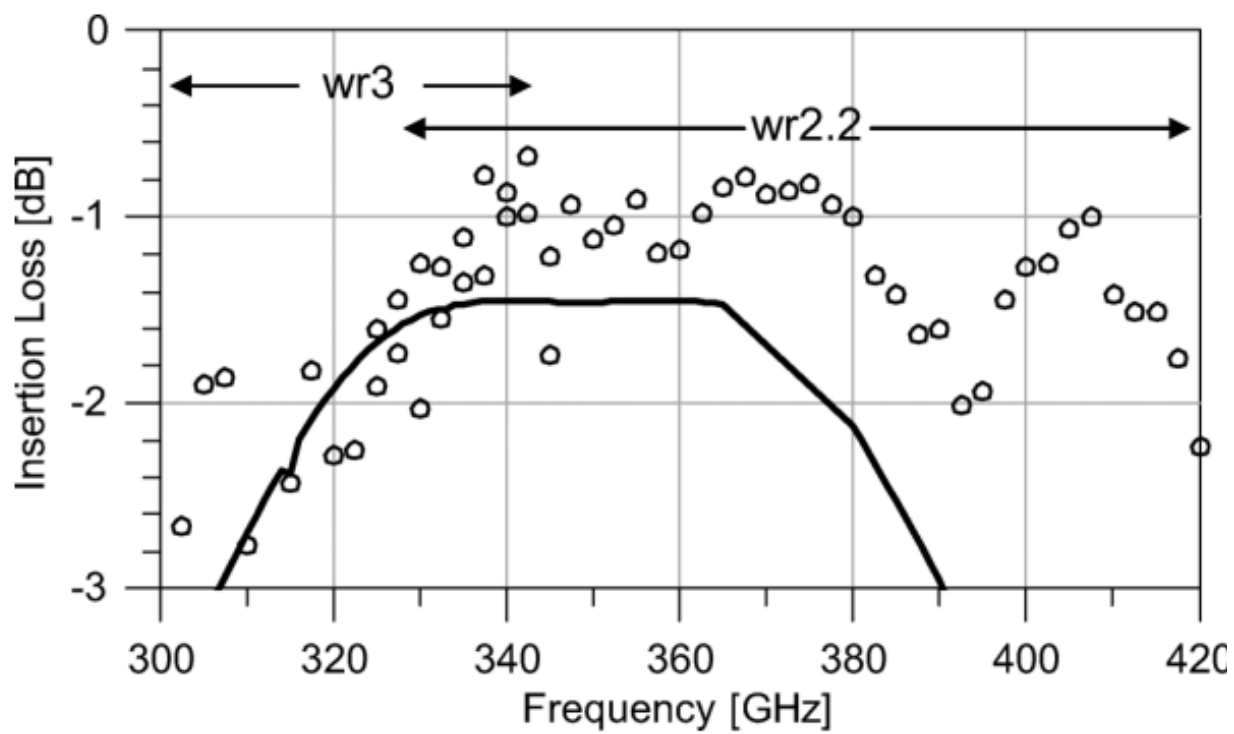


a)

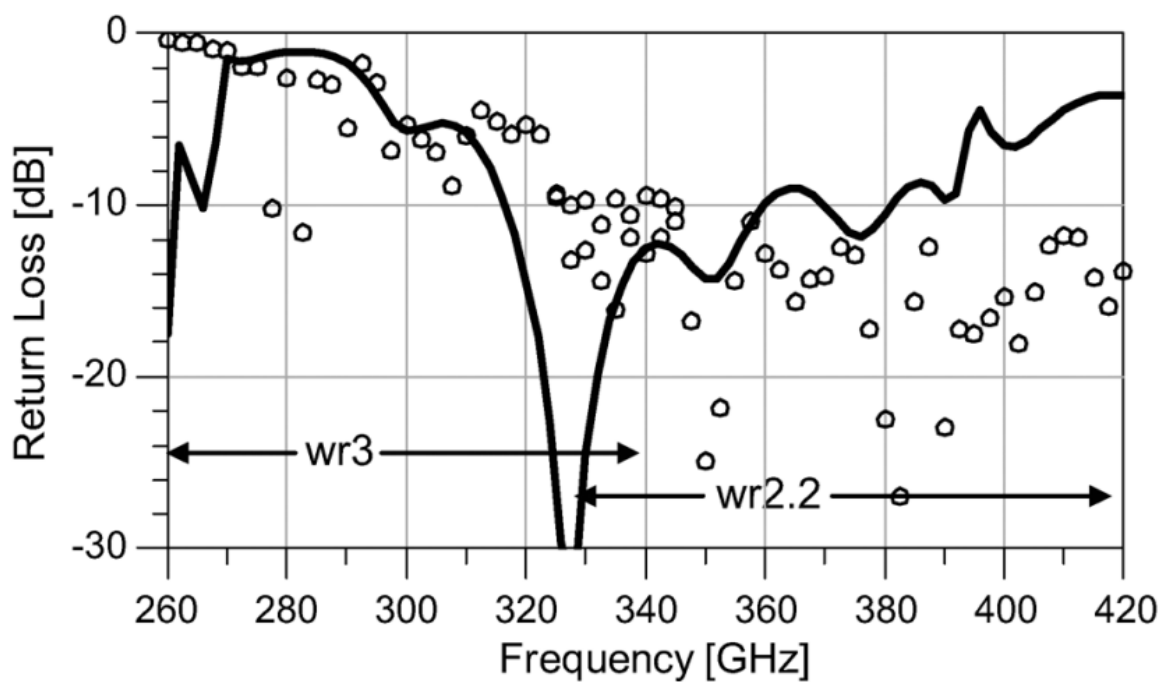


б)

Рисунок 1.7 – Модель перехода линейного типа с применением дипольной антенны (а), изготовленный образец для перехода (б)



а)



б)

Рисунок 1.8 – Частотная зависимость КП для одного перехода(а), КО от входа волноводного (б) (сплошная – моделирование, точки – измерение)

В таблице 1.1 представлены основные характеристики различных интегральных волноводно-полосковых переходов, реализованных на основе АЗВ5-технологий [14], потери указаны для одного перехода.

Таблица 1.1 – Характеристики интегральных ВПП

Источник	Тип перехода	Частотный диапазон, ГГц	Характеристики	Материал подложки
[6]	Линейно-апертурный	100-135	Потери = 1.7 дБ Обратные потери = 10 дБ	GaAs толщиной 50 мкм
[7]	Линейно-апертурный	110-180	Потери = 0.9 дБ Обратные потери = 9...15 дБ	GaAs толщиной 50 мкм
[8]	Линейно-апертурный	72-95.5	Потери = 1.4 дБ Обратные потери = 10...20 дБ	Alumina толщиной 100 мкм
[9]	Линейно-апертурный	80-114	Потери = 0.4 дБ Обратные потери = 13.5 дБ	SiC толщина 80мкм
[10]	Линейно-апертурный	54.2-71.6	Потери = 0.25...0.45 дБ Обратные потери = 10...20 дБ	Alumina толщиной 127 мкм
[11]	Линейный	170-280	Потери = 0.4...0.8 дБ Обратные потери = 5...15 дБ	InP толщиной 25 мкм
[12]	Линейный	600-700	Потери = 1.5 – 2 дБ Обратные потери = 20...25 дБ	InP толщиной 25 мкм
[13]	Линейный	340-380	Потери = 1...2 дБ Обратные потери = 10 дБ	InP толщиной 45 мкм
[15]	Зондовый радиальной формы	300-350	Потери = 0.9 дБ Обратные потери = 5...15 дБ	InP толщиной 50 мкм
[16]	Зондовый прямоугольной формы	500-750	Потери = 1.5 - 1.9 дБ Обратные потери = 12...17 дБ	GaAs толщиной 25 мкм
[17]	Зондовый прямоугольной формы	75-110	Потери = 0.35 – 0.5 дБ Обратные потери = 10...30 дБ	GaAs толщиной 100 мкм
[18]	Зондовый прямоугольной формы	220-320	Потери = 1.1 дБ Обратные потери = 15...20 дБ	GaAs толщиной 50 мкм
[19]	Зондовый прямоугольной формы	110-170	Потери = 0.5 – 1 дБ Обратные потери = 10...25 дБ	GaAs
[20]	Зондовый прямоугольной формы	150-200	Потери = 2 дБ Обратные потери = 10...20 дБ	GaAs толщиной 50 мкм
[21]	Зондовый прямоугольной формы	65-100	Потери = 0.25...0.42 дБ Обратные потери = 10...20 дБ	Alumina толщиной 125 мкм
[22]	Зондовый прямоугольной формы	210-315	Потери = 0.5 дБ Обратные потери = 10...20 дБ	GaAs толщиной 50 мкм

1.2 Конфигурации и сравнительный анализ интегральных антенн

Технологии МИС используются для проектирования и изготовления различных антенн работающих в миллиметровом диапазоне частот, таких как: патч-антенны, дипольные антенны и щелевые антенны. К основным областям применения относятся: перспективные системы связи (5G, 6G), автомобильные радары, медицинская визуализация и зондирование, а также спутниковая связь.

Дипольные антенны (см. рисунок 1.9) состоят из двух проводящих элементов, расположенных по прямой линии. Зачастую они используются в системах беспроводной связи и сконструированы таким образом, чтобы иметь более узкую диаграмму направленности (ДН) для наилучшего приема и передачи [24 – 31].

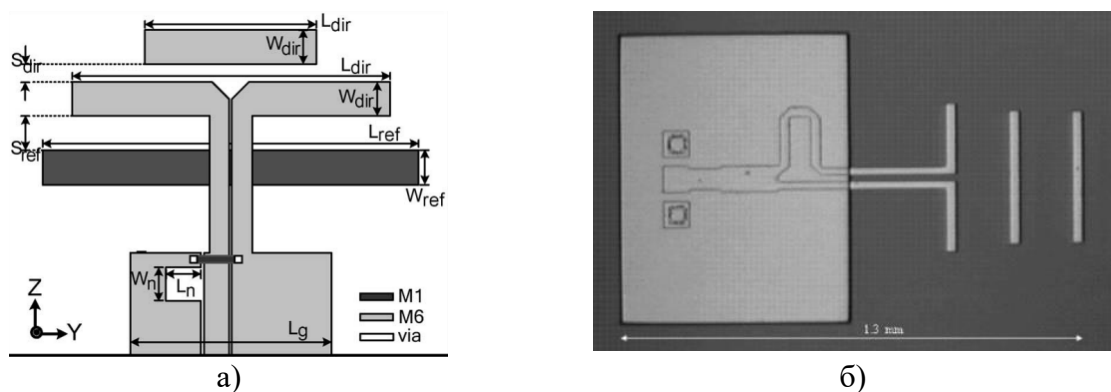


Рисунок 1.9 – Дипольная антенна (а) и Яги Уда (б)

Щелевые антенны (рисунок 1.10) – это тип антенн, который состоит из прорези, вырезанной в металлической поверхности. Эти антенны используются для систем связи, радиолокации и медицинской визуализации [32 – 38].

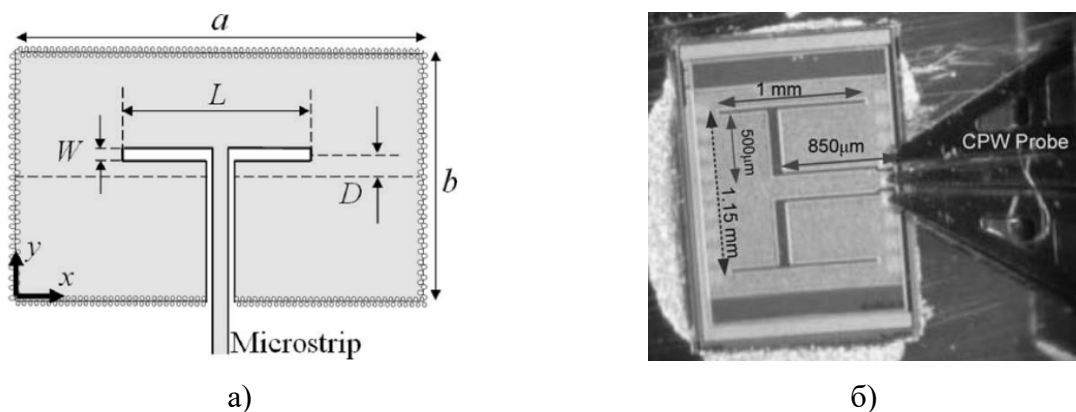


Рисунок 1.10 – Щелевые антенны

В таблице 1.2 представлены основные характеристики различных интегральных антенн.

Таблица 1.2– Характеристики интегральных антенн

Источник	Тип антенны	Частотный диапазон, ГГц	Характеристики	Материал подложки МИС
[25]	Диполь	76.6	КУ = 0.9 дБи Обратные потери = 10 дБ	SIMMWIC толщина 125 мкм
[26]	Яги Уда	61-65	КУ = -12.5 дБи Обратные потери = 5-30 дБ	Si толщина 750 мкм
[27]	Диполь	77	КУ = 2 дБи Обратные потери = 5-15 дБ	Si толщина 290 мкм
[28]	Диполь	20-30	КУ = -8 дБи Обратные потери = 10 дБ	Si толщина 200 мкм
[29]	Диполь	53-65	КУ = -3.5 дБи Обратные потери = 10 дБ	Si толщина 750 мкм
[30]	Яги Уда	55-65	КУ = -9 дБи Обратные потери = 10 дБ	Si
[31]	Диполь	160	КУ = -8 ... -10 дБи Обратные потери = 10-20 дБ	Si толщина 700 мкм
[33]	Щелевая	135-141	КУ = -2 дБи Обратные потери = 10-15 дБ	Si толщина 275 мкм
[34]	Щелевая	25-65 75-105	КУ = 7.4 дБи КУ = 6.5 дБи Обратные потери = 10-15 дБ	Si толщина 200 мкм
[35]	Щелевая	33-37	КУ = 0.5 дБи Ширина ДН = 80 град. Обратные потери = 10-15 дБ	Si толщина 300 мкм
[36]	Щелевая	59-65	–	GaAs толщина 200 мкм
[37]	Щелевая	53-64	КУ = 3.9 дБи Обратные потери = 10-15 дБ	Si
[38]	Щелевая	193-205	КУ = 12-16 дБи Обратные потери = 10-15 дБ	GaAs толщина 50 мкм
[40]	Патч	92-98	КУ = 0.7-3.9 дБи Обратные потери = 10-20 дБ	Si толщина 200 мкм
[41]	Патч	57-57.77 59-59.5	КУ = 1.5 и 1 дБи Обратные потери = 10-13 дБ	GaAs толщина 100 мкм
[42]	Патч	270	КУ = 6-4 дБи (расчётное) Обратные потери = 5-10 дБ	GaAs толщина 50 мкм
[43]	Патч	155-170	КУ = 5-7 дБи Обратные потери = 5-10 дБ	Si толщина 200 мкм
[44]	Патч	276-300	КУ = 0-2.1 дБи Обратные потери = 10-20 дБ	Si толщина 100 мкм
[45]	Щелевая	220	–	GaAs толщина 100 мкм

1.3 Технологии изготовления интегральных схем мм-диапазона

МИС представляет собой интегральную схему, все компоненты которой изготавливаются в одном фрагменте полупроводника [46]. Благодаря использованию монокристаллической технологии в СВЧ устройствах обеспечивается малый размер и вес, высокая степень интеграции, точность и стабильность характеристик.

На рисунке 1.12 и в таблице 1.3 приведены основные материалы и их характеристики, используемые для создания МИС мм-диапазона [47], к которым относятся: фосфид индия (InP), кремний-германий (SiGe), кремний (Si), арсенид галлия (GaAs), нитрид галлия (GaN).

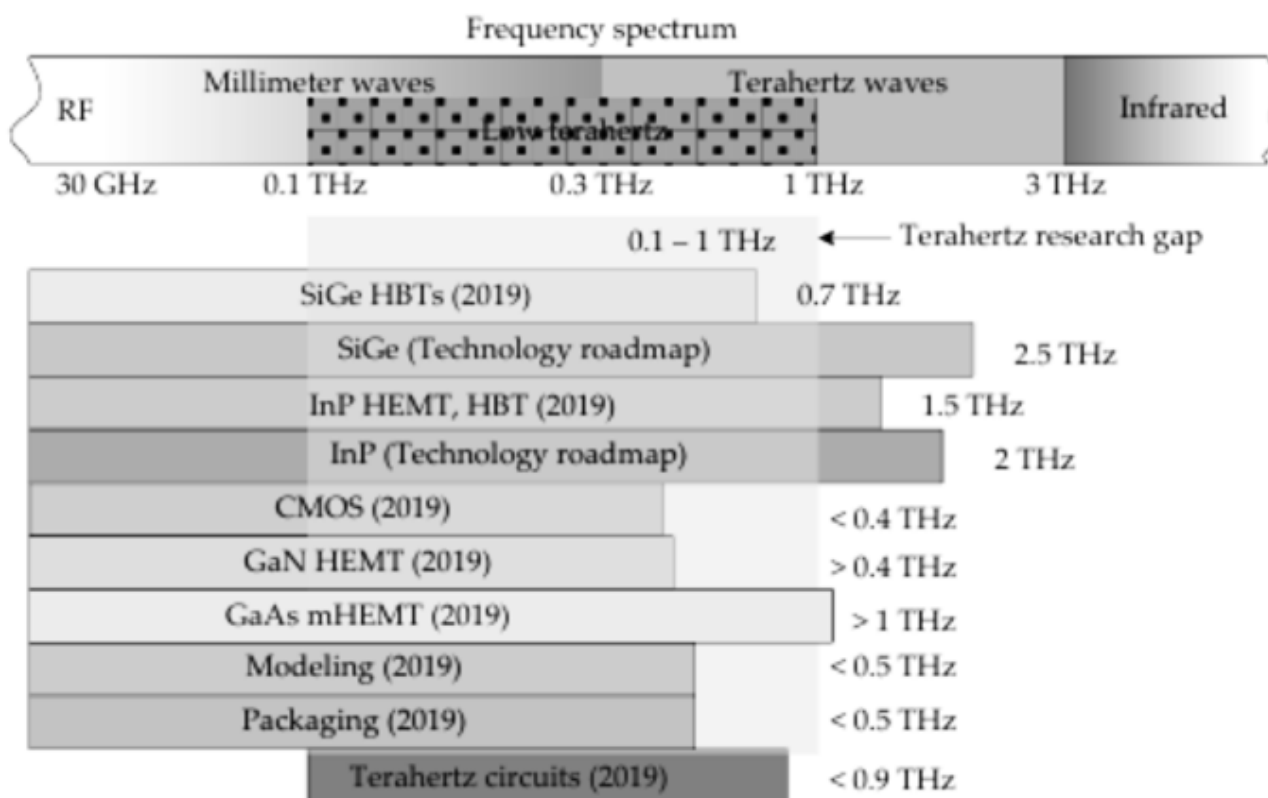


Рисунок 1.12 – Частоты работы для различных материалов МИС миллиметрового и терагерцового диапазона

Таблица 1.3– Основные характеристики материалов МИС мм-диапазона

Характеристика	Группа А3В5			Si	SiGe
	GaAs	InP	GaN		
Относительная диэлектрическая проницаемость, ϵ	12,9	12,5	9	11,7	–
Подвижность электронов, $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$	8800	4600	2000	1364	7700
Ширина запрещенной зоны, эВ	1,424	1,34	3,42	1,12	0,945
Поле пробоя, $\text{В}\cdot\text{см}^{-1}$	$4\cdot 10^5$	$5\cdot 10^5$	$3,5\cdot 10^6$	$2\cdot 10^5$	$4\cdot 10^5$
Скорость дрейфа электронов насыщения (см/с)	$1,2\cdot 10^7$	$2\cdot 10^7$	$2,5\cdot 10^7$	10^7	–

Основной причиной высокочастотных характеристик материала InP является высокая подвижность электронов, но при этом он имеет низкое напряжение пробоя, что является ограничивающим фактором для создания мощных устройств [48-49].

Нитрид галлия является самым перспективным широкозонным полупроводниковым материалом для МИС мм-диапазона частот. Этот материал позволяет создавать гетеропереходы с большим рабочим напряжением, частотой свыше 100 ГГц и высокой мощностью.

В последние годы SiGe-устройства стали всё более популярными, так как их частотные характеристики становятся сравнимы с GaAs-приборами. Одним из наиболее важных преимуществ является то, что SiGe-транзисторы легко интегрировать на одном кристалле с цифровыми кремниевыми схемами, что позволяет создавать многофункциональные системы на кристалле.

Кремний является распространенным элементом и его свойства делают его идеальным материалом для многих МИС. Он обладает высокой подвижностью, хорошей теплопроводностью и относительно прост в обработке. Современные технологии на основе кремния относительно дешевы и способны работать на частотах свыше 100 ГГц.

Сравнивая материалы группы АЗВ5 относительно кремниевых соединений (Si, SiGe), можно выделить следующие преимущества:

- Высокая подвижность электронов, обеспечивающая более быстрое переключение и применение на более высоких частотах;
- Низкий уровень шума и низкие потери сигнала;
- Хорошая теплопроводность;
- Выше ширина запрещенной зоны, способствующая производству более мощных устройств.
- К недостаткам относятся:
- Низкий уровень интеграции;
- Высокая стоимость производства.

В рамках данной работы рассматривается материал GaAs из группы АЗВ5. Это связано с тем, что одной из главных задач является использование результатов работы для реализации в России. GaAs имеет низкие интеграционные возможности по сравнению с SiGe, но обеспечивает более высокочастотные характеристики и доступность по цене, чем InP. Для изготовления МИС мм-диапазона частот и получения высокой производительности используют псевдоморфные (pHEMT) и метаморфные (mHEMT) транзисторы. Значительный задел по данным технологиям в России реализован на следующих предприятиях: АО «НПП «Исток» им. Шокина», ИСВЧПЭ РАН, НИЦ «Курчатовский институт», АО «НПФ «Микран», Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ», АО «НИИПП», АО «Светлана-Рост» и др. [50-52].

1.4 Подходы к расчету интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн

1.4.1 Аналитический расчет

Первой линией передачи будет рассмотрена волноводная. Расчёт волновода для заданного диапазона частот проводится по формулам указанных ниже. Длина волны в диэлектрике находится по (1.1) [53].

$$\lambda = \frac{c}{f} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}; \quad (1.1)$$

где:

λ – длина волны;

c – скорость света, м/с;

f – Частота, Гц;

ε – относительная диэлектрическая проницаемость;

μ – относительная магнитная проницаемость.

Для расчётов металлического волновода, незаполненного диэлектрическим материалом, значение ε и μ приравнивается к 1. Длина волны на частоте 120 ГГц будет равна 2.5 мм.

Электромагнитная волна типа E_{mn} или H_{mn} распространяется по волноводу, если выполняется условие $f > f_{кр}^{mn}$ для частоты или $\lambda < \lambda_{кр}^{mn}$ для длины волны. Для расчёта критической частоты и длины волны используются следующие формулы:

$$f_{кр}^{m,n} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \cdot \frac{1}{\lambda_{кр}^{m,n}}; \quad (1.2)$$

$$\lambda_{кр}^{m,n} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}; \quad (1.3)$$

где:

a и b – поперечные размеры волновода;

m и n – индексы, определяющие тип распространяющейся волны.

Волну, обладающую в волноводе заданных размеров a и b наименьшей критической частотой, называют основной волной. Все остальные волны называют волнами высших типов. Все расчеты будут проводиться на основной волне H_{10} . Тогда формулы преобразуются в следующий вид:

$$\lambda_{кр}^{m,n} = 2a ; \quad (1.4)$$

$$f_{кр}^{m,n} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \frac{1}{2a} . \quad (1.5)$$

Расчёт критической волны основного типа определяется:

$$f_{кр}^{H_{10}} < f < \begin{cases} f_{кр}^{H_{20}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \frac{1}{a}, \text{ если } b < \frac{a}{2} \\ f_{кр}^{H_{01}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \frac{1}{2b}, \text{ если } \frac{a}{2} < b < a \end{cases} . \quad (1.6)$$

Этот частотный диапазон будет наибольшим при $b < a/2$, что и выполняется в стандартных прямоугольных волноводах [54]. Взяв значение из стандартных размерах ($a = 2.032$ мм и $b = 1.016$), по формулам получаются следующие значения:

- Критическая длина 4.064 мм;
- Критическая частота 73.82 ГГц;
- Критическая частота основной волны 147.63 ГГц.

На основе известных характеристик ВПП и параметров подложки можно провести аналитический расчёт планарной линии передачи. Для заданной подложки проводится расчёт параметров копланарной линии передачи по формулам (1.7) – (1.12) [55]. Поперечное сечение копланарной линии передачи приведено на рисунке 1.13.

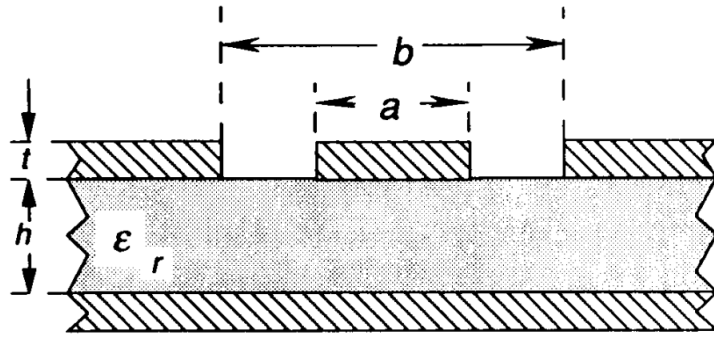


Рисунок 1.13 – Копланарная линия передач

$$Z_0 = \frac{60 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}; \quad (1.7)$$

$$k = \frac{a}{b}; \quad (1.8)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}; \quad (1.9)$$

$$k_1 = \frac{\tanh(\frac{\pi \cdot a}{4 \cdot h})}{\tanh(\frac{\pi \cdot b}{4 \cdot h})}; \quad (1.10)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}; \quad (1.11)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon_r \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}; \quad (1.12)$$

где, ϵ_{eff} – эффективная диэлектрическая проницаемость;

a – ширина проводящего полоска;

b – ширина полоска и два зазора между земляными экранами;

k – коэффициент связи;

$K(x)$ – эллиптический интеграл первого рода.

При расчёте копланарной линии 50 Ом получены следующие параметры:

- Ширина проводника $a = 75$ мкм;

- Ширина между земляными экранами $b = 415$ мкм;
- Коэффициент связи $k = 0.181$;
- Эффективная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{eff} = 8.359$.

Так же будет проведен расчёт микрополосковой линии.

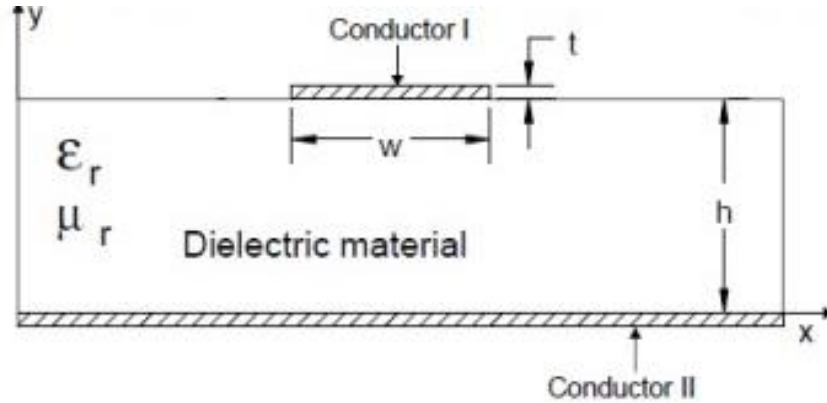


Рисунок 1.14 – Микрополосковая линия

Для расчёта микрополосковой линии длиной $\lambda/4$ используется следующие формулы [56]:

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}}, & \text{если } \frac{W}{h} \geq 1 \\ \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \cdot \left(\left(1 + 12 \left(\frac{H}{W} \right) \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 + 12 \left(\frac{W}{H} \right) \right)^2 \right), & \text{если } \frac{W}{h} < 1 \end{cases}; \quad (1.13)$$

где:

W – ширина микрополосковой линии.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right), & \text{если } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]}, & \text{если } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}. \quad (1.14)$$

Для микрополосковой линии 50 Ом получены следующие параметры:

- Ширина проводника 75 мкм;
- Длина проводника 200 мкм;
- Эффективная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{eff} = 9.5157$.

Аналитический расчёт дает приблизительное решение, которое может быть использовано для первого приближения и последующего уточнения с помощью электромагнитного анализа (ЭМ-анализа) [57].

1.4.2 Электромагнитный анализ

Чтобы добиться более точных результатов после проведения аналитического расчёта используют САПР. В последние десятилетия САПР получили широкое применение при решении задач ЭМ-анализа. К популярным коммерческим САПР ЭМ-анализа относятся:

- Ansys HFSS (High-Frequency Structure Simulator) – это программное обеспечение для анализа сложных конструкций, которое уже стало отраслевым стандартом для 3D электромагнитного моделирования. Ansys HFSS предлагает высокий уровень точности и современные методы вычисления (методы конечных элементов, интегральных уравнений, асимптотические и передовые смешанные методы). В связи с этим, он является незаменимым инструментом для инженеров, работающих над проектированием высокочастотных и электронных устройств [58].
- AWR Design Environment – это программное решение для создания радиочастотных и микроволновых устройств любой сложности, от простых фильтров до интегральных схем. Оно предоставляет пользователям удобный интерфейс для сквозного проектирования радиочастотных устройств. AWR Microwave Office поддерживает 2.5D электромагнитное моделирование, подходящее для планарных структур [59, 60].
- ADS Keysight – это программное обеспечение для анализа электронных устройств СВЧ/ВЧ и высокоскоростных цифровых приложений. Программное обеспечение ADS предоставляет полный цикл разработки радиоэлектронных устройств (РЭУ). Предлагает возможность быстро и точно спроектировать алгоритм работы РЭУ в среде ADS Ptolemy, а также принципиальную схему и топологию, с проведением ЭМ-анализа. Кроме того, имеется возможность интеграции различных ВЧ/СВЧ-блоков (фильтров, смесителей, усилителей и

т.п.), интегральных схем, а также проектирования и моделирования более сложных РЭУ, таких как радары, мобильные телефоны, спутниковые коммуникационные системы. Учитывая при этом навесные соединения и корпусирование. ADS поддерживает 2.5D электромагнитное, которое используется для анализа планарных структур [61, 62].

- CST Studio Suite – это интегрированная среда для проектирования, анализа и моделирования электромагнитных систем в 3D. Данная среда имеет множество вычислителей, которая помогает в одном САПР решать задачи как для высокочастотных устройств, так и проводить анализ тепловых расширений. CST Studio Suite использует параллельные вычисления для более быстрого и эффективного решения задач моделирования. Имеет упрощенный метод импортирования данных из системы проектирования для разных форматов. Имеет поддержку большого количества вычислительных алгоритмов для различных задач от высоких частот до динамики частиц и тепловых расширений. По сравнению с другими САПР CST Studio Suite предлагает продвинутые инструменты 3D визуализации, которые позволяют создавать детализированные модели [63, 64].

САПР ЭМ решает систему уравнений Максвелла, которая состоит из уравнения потока и уравнения поля. Для решения уравнений Максвелла численно определяется конечный объем, ограничивающий рассматриваемый объект. Он разбивается на малые параллелепипеды или тетраэдры, называемые ячейками сетки разбиения. Для каждой ячейки вычисляются значения функций электрического и магнитного поля. Это позволяет построить более точное представление о структуре электромагнитных полей и их взаимной влиянии. Существует несколько методов моделирования:

- Метод моментов (Method of moments, MoM) является одним из самых сложных, так как требует тщательного расчета функций Грина [65]. Основным преимуществом этого метода является то, что необходимость дискретизации пространства решений отсутствует; в качестве неизвестной величины используется распределение тока на металлических поверхностях.

Следовательно, сетка МоМ оказывается значительно проще и меньше, чем аналогичная сетка для методов FEM и FDTD. Также, такая сетка представляет собой однородную комбинацию прямоугольных, треугольных или квадратных ячеек. Исходя из этого, метод МоМ предпочтительнее для моделирования многослойных структур, так как позволяет сократить время выполнения, используя лишь одну матрицу для всех входных портов. Но метод МоМ не подходит для моделирования произвольных трехмерных структур и применяется лишь для планарных или вытянутых плоских объектов [66].

- Метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM) предлагает преимущества по сравнению с МоМ за счет возможности анализа произвольных объемных структур без ограничений на многослойные топологии. Для этого необходимо поместить модель в границы «ящика», который определяет область моделирования. Все внутреннее пространство будет дискретизировано с помощью сетки из тетраэдрических ячеек, плотность которой будет возрастать в зависимости от расстояния до моделируемого объекта. В методе FEM главной неизвестной величиной является поле, аппроксимируемое по всем тетраэдрам. Он может быть использован для оценки паразитного влияния ВЧ/СВЧ корпусов и для получения информации о характеристиках линии передачи между платой и кристаллом. Преимущество FEM заключается в его гибкости, позволяющей моделировать практически любые объемные структуры, но для сложных структур требуется огромное количество тетраэдров, а это может потребовать больших объемов компьютерной памяти [67].

- Метод конечных разностей во времени (Finite Difference Time Domain, FDTD) также является трехмерным и может быть использован для анализа произвольно форм структур. Он не использует матрицы для косвенного решения уравнений Максвелла, а алгоритмы пошагового интегрирования в явной форме следят за продвижением электромагнитных волн через структуру. Это позволяет FDTD производить анализ с малым расходом компьютерной памяти и с помощью вычислительных мощностей Graphics

Processing Unit (GPU). Однако его применение для анализа схем с большим числом портов может быть неудобным. Он применяется для определения характеристик антенн, встроенных в мобильные телефоны и для предотвращения потери настройки при приближении к человеческому телу [68, 69].

При выборе метода моделирования (см. рисунок 1.15), необходимо учитывать некоторые ключевые факторы. Во-первых, следует определить метод под тип структуры: планарная или объемная. Для планарных структур более подходящим является метод МоМ, а для объемных структур - методы FEM или FDTD. Методы МоМ и FEM хорошо подходят для анализа цепей с большой добротностью [70].

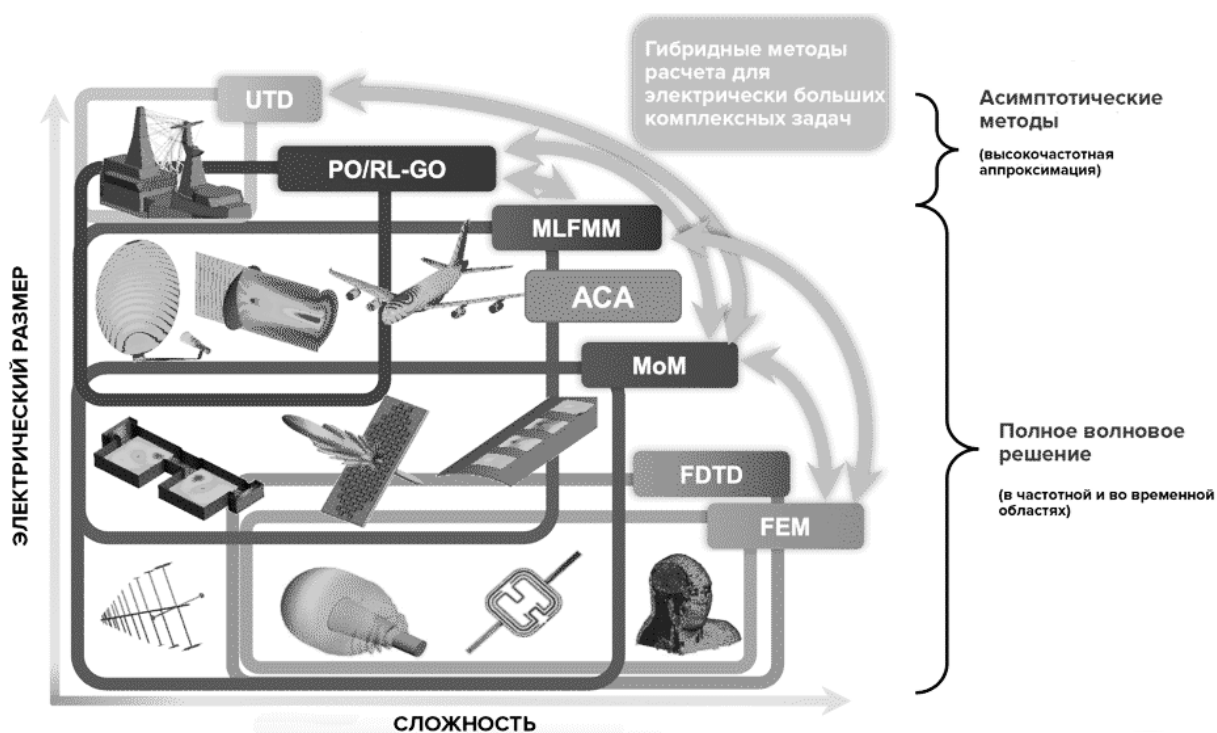


Рисунок 1.15 – Методы расчета используемые в зависимости от задачи

Каждый метод, используемый для описания реальных структур, включает в себя математическую модель, являющуюся источником ошибок. Условно ошибки можно разделить на устранимые и принципиально неустранимые. К устранимым ошибкам относятся неточности в задании геометрии исследуемого объекта или неверное задание параметров материалов. Неустранимыми ошибками считают ошибки, связанные с

дискретизацией пространства. Эти ошибки могут возникать как при расчете полей в точках, не совпадающих с узлами сетки, так и в случаях, когда бесконечно малое (большое) число заменяется на конечное. Поэтому критерием любого теоретического исследования, в том числе компьютерного моделирования, является экспериментальная проверка полученных результатов [71, 72].

1.5 Измерения основных характеристик интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона

Для измерения основных характеристик ВПП и антенн используется векторный анализатор цепей (ВАЦ). Для измерения в W-диапазоне (и выше) применяются два метода измерений: при помощи волноводных портов и зондов. Для измерения на пластине используется зондовый метод, внешний вид зондов указан на рисунке 1.16. Измерения проводятся на специализированном стенде, в состав которого входят: ВАЦ, зондовая станция, генератор СВЧ сигналов и источник питания. Один из вариантов внешнего вида измерительного стенда приведен на рисунке 1.17.

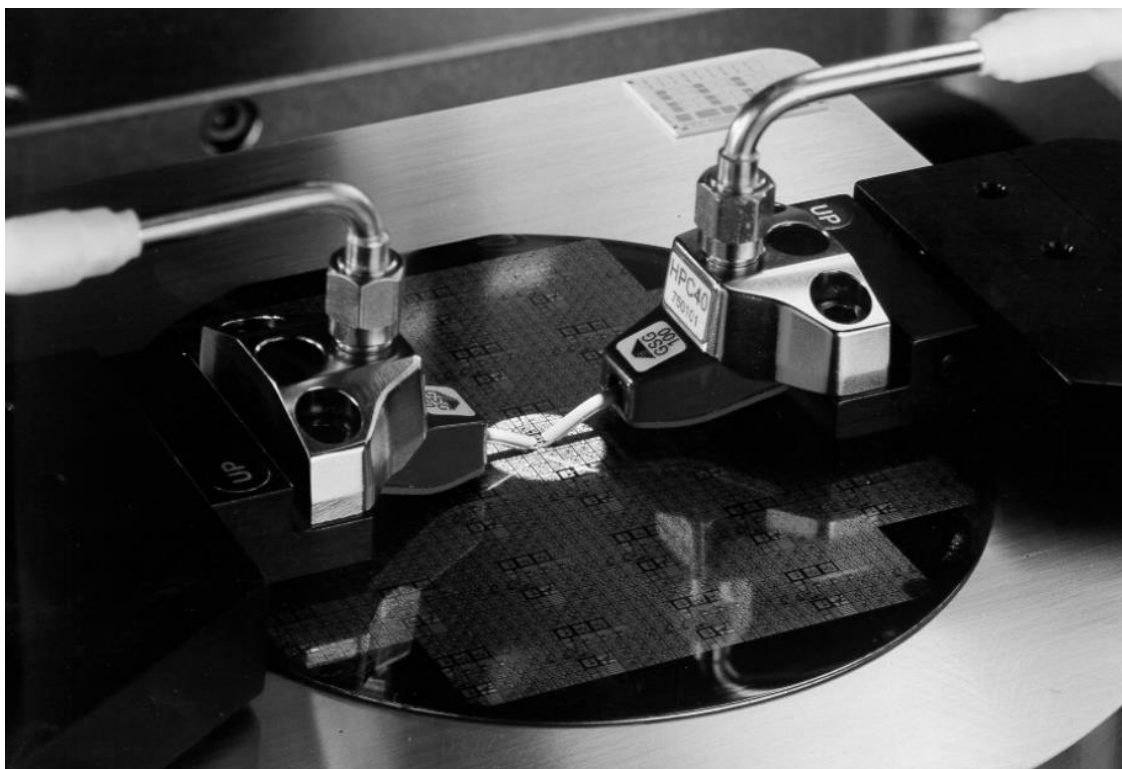


Рисунок 1.16 – Внешний вид зондов



Рисунок 1.17– Один из вариантов внешнего вида специализированного
стенда для зондовых измерений на пластине

Зондовая станция состоит из следующих элементов:

- Микропозиционеры;
- Стол для образцов с вакуумным или кольцевым прижимом;
- Крепление микроскопа;
- Оптический или цифровой микроскоп;
- Столешница с виброизолирующими опорами;
- Держатели для зондов;
- Зонды;
- Коммутационная плата для переключения разъемов.

Перед измерением проводится калибровка зондовой станции при помощи калибровочных пластин. Калибровка измерительного тракта представляет собой измерение заранее известных мер, благодаря которым выявляется систематическая погрешность проведенных измерений и вносятся соответствующие поправочные коэффициенты. Калибровка позволяет учесть

неточности измерительного тракта и определить опорную плоскость измерений.

Для зондовых измерений в мм-диапазоне частот зачастую используется калибровка методом TRL. TRL калибровка (Thru-Reflect-Line) является наиболее точным методом калибровки и требует подключения следующих калибровочных мер:

- Перемычка;
- Короткозамкнутая или холостоходная нагрузка;
- Линия передачи [73, 74].

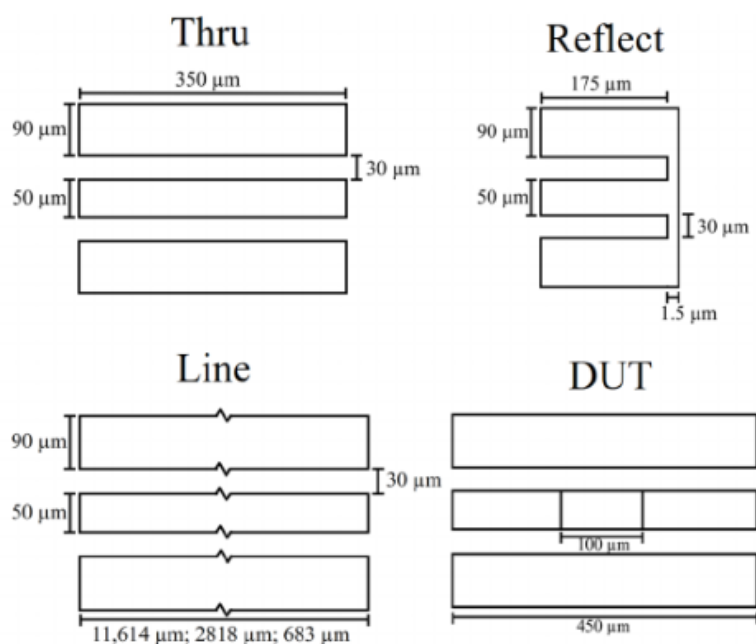


Рисунок 1.18 – Эскиз топологии калибровочных мер TRL

После установки кристалла в волноводную секцию требуется разъемы волноводного типа. Для волноводных разъемов также используется TRL калибровка. Калибровочные меры реализуются в волноводном исполнении (см. рисунок 1.19).

Перед началом измерения ВПП следует произвести калибровку ВАЦ на волноводный порт, так чтобы опорная плоскость начиналась в плоскости присоединения исследуемого устройства.

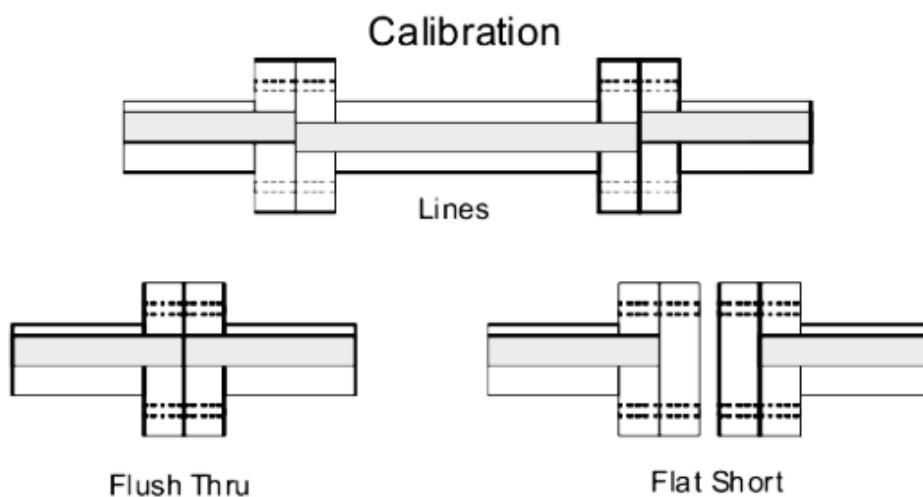


Рисунок 1.19 – Вид калибровочные мер в волноводном исполнении

Измерения антенных элементов проводится в безэховой камере (БЭК).
Внешний вид БЭК, представлен на рисунке 1.20.

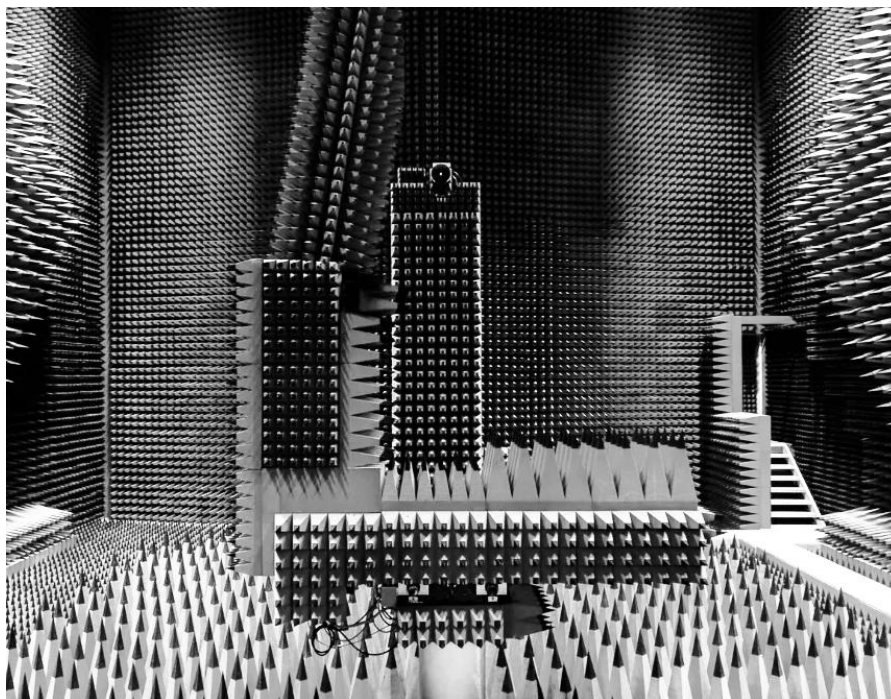


Рисунок 1.20 – Один из вариантов БЭК

Типовая схема измерения ДН антенны в мм-диапазоне приведена на рисунке 1.21.



Рисунок 1.21 – Измерения ДН антенны

На частотах свыше 100 ГГц, с целью уменьшения искажений ДН, все измерения проводятся вблизи антенны с использованием радиопоглощающего материала на основных блоках. Возможный вариант измерения ДН на 100 ГГц показан на рисунке 1.22.

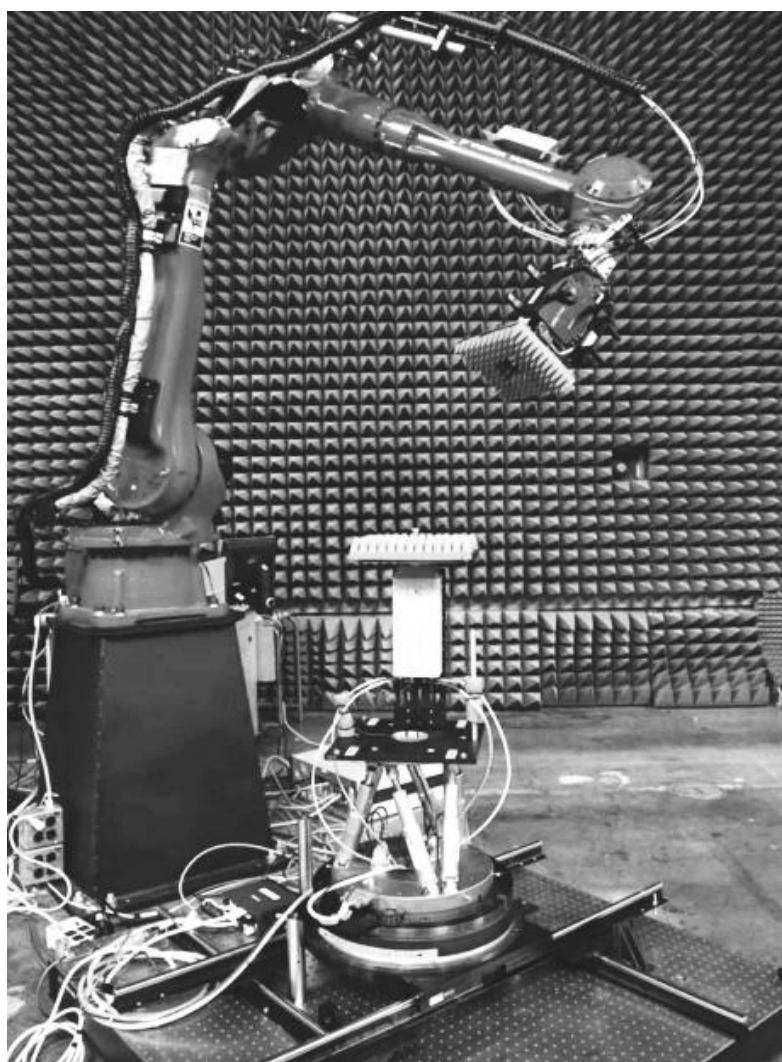


Рисунок 1.22 – Измерение ДН на частотах 100 ГГц и выше [75]

1.6 Выводы по главе и постановка задач исследований

1) Наиболее распространенными материалами для разработки интегральных волноводно-полосковых переходов (ВПП) являются GaAs и InP, обеспечивающие наименьшие потери в мм-диапазоне длин волн. На частотах выше 100 ГГц используется утонение GaAs- и InP-подложек ниже 100 мкм.

2) К основным характеристикам ВПП относятся: диапазон рабочих частот, уровень вносимых и обратных потерь, простота конструкции для производства перехода в интегральном исполнении.

3) Существует несколько типов интегральных ВПП: переходы линейно-апертурного типа имеют более высокие потери по сравнению с другими типами ВПП (потери связаны с точностью фрезеровки металла и неполного прилегания металла); переходы линейного типа выполняются при помощи антенных элементов; оптимальными характеристиками обладают зондовые переходы, в диапазоне частот 75 – 140 ГГц вносимые потери составляют 0.5 дБ, а обратные потери находятся на уровне 15 дБ.

4) Наиболее встречаемые в литературе материалы для разработки интегральных антенн являются Si и GaAs, к основным характеристикам интегральных антенн относятся: диапазон рабочих частот, уровень обратных потерь, коэффициент усиления.

5) Популярными типами интегральных антенн: диполь, щелевая и патч, коэффициент усиления существующих антенн находится в диапазоне от минус 5 до плюс 5 дБи (без использования диэлектрических линз).

6) При разработке МИС в мм-диапазоне используются следующие материалы: InP, SiGe, Si, GaAs, GaN. Согласно проведенным исследованиям выявлено, что на сегодняшний день в России значительный задел достигнут по технологии GaAs (pHEMT и mHEMT). Таким образом, для повышения прикладной значимости исследования далее целесообразно сфокусироваться на данной группе материалов.

7) При разработке интегральных ВПП и антенн используют различные упрощенные методики, основанные на аналитических расчетах, позволяющие

получить первоначальное приближение. Затем проводится проверка и коррекция конструкции ВПП и антенн в САПР электронных устройств, поддерживающих 3D электромагнитный анализ.

8) Проверка работоспособности интегральных ВПП и антенн после их изготовления, проводится как зондовыми измерениями, так и измерениями в волноводном тракте.

Сформулируем основные задачи исследования:

1) Проанализировать отличие стандартных АЗВ5-технологических процессов от технологий для разработки интегральных пассивных функциональных блоков (ВПП, антенны) мм-диапазона. Сформулировать дополнительные требования к возможностям стандартных АЗВ5-технологических процессов, которые должны выполняться для эффективной разработки интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона длин волн на их основе.

2) Предложить методику автоматизированного проектирования волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн мм-диапазона на основе АЗВ5-технологий.

3) Провести расчеты геометрических размеров и основных электрических характеристик интегральных пассивных функциональных блоков (ВПП, антенн) в диапазоне частот 96 – 120 ГГц.

2 Разработка методики автоматизированного проектирования интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона на основе АЗВ5-технологий

2.1 Формулирование дополнительных требований к АЗВ5-технологическим процессам для изготовления интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона

На основе проведенного анализа литературы (см. подразделы 1.1 – 1.3) сформулированы дополнительные требования к возможностям АЗВ5-технологических процессов, которые должны выполняться для эффективной разработки интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона длин волн:

1) Утонение пластины до значений менее 100 мкм. Стандартные технологические процессы на основе материалов группы АЗВ5 ориентированы на толщины подложек 100 мкм, однако для работы в мм-диапазоне часто используются толщины от 100 мкм до 25 мкм. Это в свою очередь позволяет расширить рабочий диапазон частот полосковых линий передачи и снизить паразитную индуктивность заземляющих отверстий.

2) Формирование рисунка на обратной стороне пластины. В стандартных АЗВ5-технологиях обратная сторона пластины металлизирована и выполняет роль сплошной заземляющей плоскости, кроме того, отдельные кристаллы разделяются дорожками реза. Для создания интегральных ВПП и антенн мм-диапазона различных типов требуется возможность удаления металлизации обратной стороны под некоторыми участками топологии кристалла.

3) Разделение на кристаллы сложной формы (лазерная резка). Типовой технологический процесс предполагает разделение пластины на кристаллы прямоугольной формы. В технологиях, ориентированных на частоты выше 100 ГГц могут применяться более сложные формы кристаллов – см. рисунок 2.1. Использование лазерной резки позволяет добиться большей повторяемости характеристик МИС после проведения операции

корпусирования, так как она будет монтироваться в специальные пазы модуля. Стоит отметить, что это требование является желательным, но необязательным.

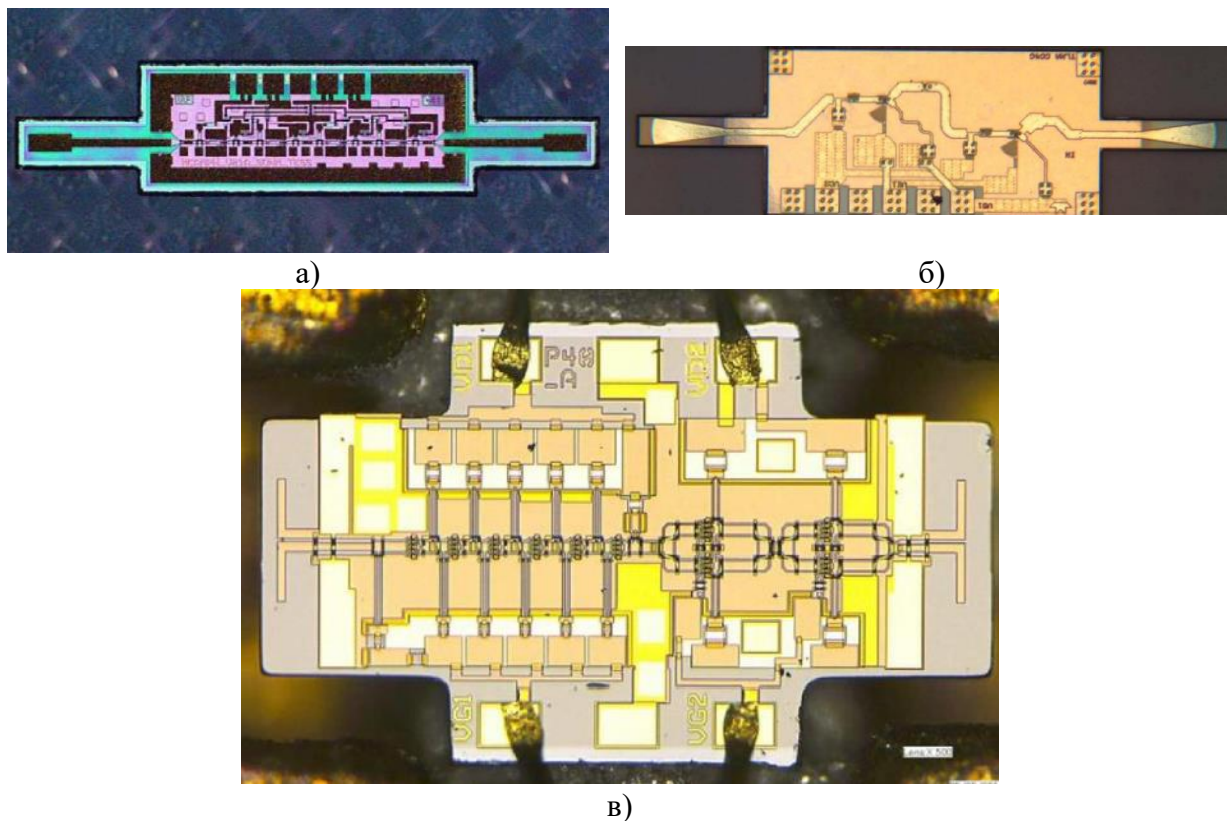


Рисунок 2.1 – Примеры кристаллов сложной формы мм-диапазона [4]

4) Нижняя граница частотного диапазона разрабатываемых интегральных ВПП и антенн. Целесообразность реализации ВПП и антенн в интегральном исполнении имеет место в диапазоне частот от 60 ГГц и выше. Во-первых, с уменьшения частоты увеличиваются размеры ВПП и антенн, что приводит к необоснованному увеличению площади кристалла МИС и удорожанию создаваемых устройств. Во-вторых, при создании ВПП и антенн на одном кристалле с другими функциональными блоками (усилители, преобразователи частоты, модуляторы, демодуляторы и др.), занимаемых большую площадь (более $4 \text{ мм} \times 4 \text{ мм}$) при толщинах подложки менее 100 мкм, теряется механическая прочность кристалла, что приводит к значительным трудностям на операциях деления пластины на отдельные кристаллы и монтаже МИС в приемопередающий модуль.

5) Использование различных типов полосковых линий. Большинство стандартных технологических процессов СВЧ МИС на основе материалов группы АЗВ5 характеризованы для микрополоскового тракта (MSL-тип). Однако в различных поддиапазонах мм-диапазона используются альтернативные типы полосковых линий, такие как: CPWG (копланарная линия с заземлением), TFMSL (тонкопленочная микрополосковая линия), ITFMSL (инверсная тонкопленочная микрополосковая линия). Для CPWG-типа требуется отдельный этап характеризации и экстракции параметров моделей базовых элементов, а при использовании TFMSL- и ITFMSL-типов линий требуются ещё и дополнительные технологические операции по нанесению толстого (10 мкм) диэлектрика и металлизации на его поверхность.

2.2 Методика автоматизированного проектирования

Основная задача проектирования интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн с требуемым комплексом электрических характеристик заключается в поиске их геометрических размеров при известных параметрах подложки. В предлагаемой методике, в качестве основных электрических характеристик ВПП выбраны – диапазон рабочих частот, уровень вносимых и обратных потерь, в случае антенн – диапазон рабочих частот, коэффициенты усиления и отражения.

Геометрия интегрального ВПП определяется параметрами следующих составных элементов:

- Расстояние от короткозамкнутой стенки волновода;
- Длина пробника;
- Трансформирующая линия.

Расстояние от короткозамкнутой стенки волновода выбирается равной $\frac{1}{4}$ длинны волны в волноводе так, чтобы отражённая волна от короткозамкнутой стенки суммировалась с возбуждаемой волной в фазе. Длина пробника рассчитывается как $\frac{1}{2}$ длинны волны в диэлектрике.

Трансформирующая линия является высокоомной линией, длина которой находится в окрестности $\frac{1}{4}$ длины волны в диэлектрике.

Геометрия интегральной антенны определяется параметрами следующих составных элементов:

- Ширина патча;
- Длина патча;
- Трансформирующая линия.

Ширина и длина патч-антенны составляет $\frac{1}{2}$ длины волны в диэлектрике. Согласующая высокоомная линия будет находиться от $\frac{1}{4}$ до $\frac{1}{2}$ длины волны в диэлектрике. Основные формулы для построения интегральных антенн указаны в источнике [76].

Методика автоматизированного проектирования интегральных ВПП и антенн включает следующие шаги:

- 1) Ввод параметров: геометрические и электрофизические параметры подложки, требования к рабочему диапазону частот;
- 2) Аналитический расчет основных параметров заданного типа линии передачи для получения первого приближения;
- 3) Построение геометрической модели для электромагнитного анализа;
- 4) Задание граничных условий электромагнитного анализа;
- 5) Параметрическая оптимизация геометрии по комплексу основных электрических характеристик (опционально – в случае неудовлетворительного результата по первому приближению).

На рисунке 2.2 приведена блок-схема алгоритма, реализующего представленную методику на примере интегрального ВПП (для интегральной антенны алгоритм идентичен). На рисунке 2.3 приведен скриншот диалогового окна макроса на языке WinWrap Basic (WWB) [77], реализующего данный алгоритм. Код с основными блоками макроса представлен в приложении А. В блоке ввода вносятся следующие параметры: диэлектрическая проницаемость подложки, ширина подложки, длина подложки (без учета пробников), толщина подложки, толщина металлизации,

ширина волновода, высота волновода, длина входной части волновода, центральная частота, диапазон частот, количество мониторов для анализа Е-полей.

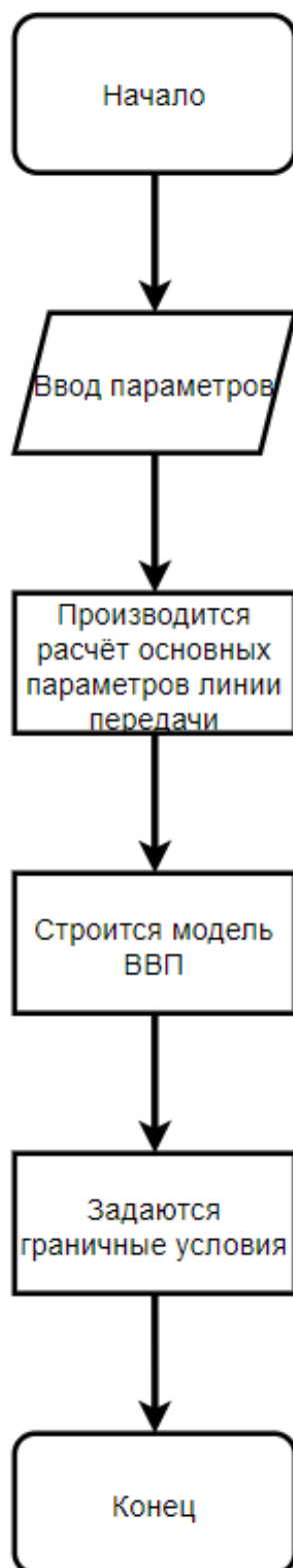


Рисунок 2.2 – Блок-схема алгоритма для автоматизированного проектирования интегрального ВПП

Substrate		Waveguide	
Width	400 um	Width	2032 um
Length	1000 um	Height	1016 um
Height	75 um	Input length	1500 um
Metall height	3 um		

Frequency and Monitors	
Centr	120 GHz
Span	50 GHz
Monitor	5

OK Cancel

Рисунок 2.3 – Диалоговое окно макроса для автоматизированного проектирования интегрального ВПП

В случае отклонения смоделированных электрических характеристик от поставленных требований проводится этап параметрической оптимизации геометрии. В качестве поискового алгоритма параметрической оптимизации выбран генетический алгоритм [78], который хорошо себя зарекомендовал при значительных отклонениях расчетных характеристик от требуемых. Упрощенный вариант работы генетического алгоритма представлен на рисунке 2.4.

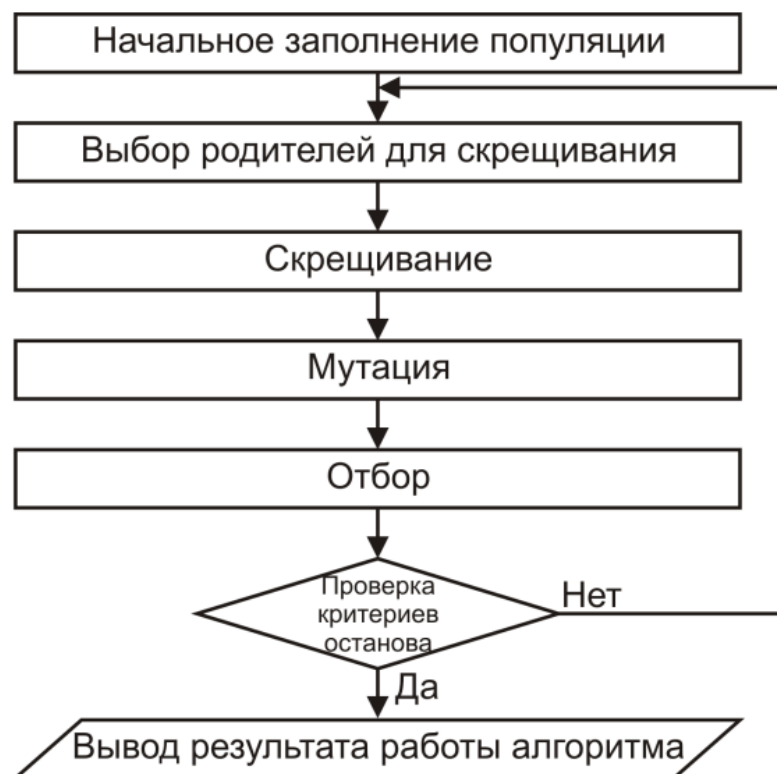


Рисунок 2.4 – Диалоговое окна макроса для автоматизированного проектирования интегрального ВПП

2.3 Выводы по главе

1) Сформулирован комплекс дополнительных требований к возможностям стандартных АЗВ5-технологических процессов, который должен выполняться для эффективной разработки интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона длин волн на их основе.

2) Предложена методика проектирования, позволяющая в автоматизированном режиме провести расчет геометрических размеров основных элементов интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона.

3) Приведенная методика реализована в виде алгоритма и программного макроса для автоматизации проектирования интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона.

3 Автоматизированное проектирование интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона на GaAs-подложке

3.1 Основные типы используемых линий передачи

3.1.1 Микрополосковая линия

На рисунке 3.1 приведен вид 3D-модели микрополосковой линии передачи длиной 1 мм (в пункте 1.4.1 приведены расчетные формулы). При проектировании ВПП данная линия будет играть роль интегральной схемы (перемычки) между двумя пробниками.

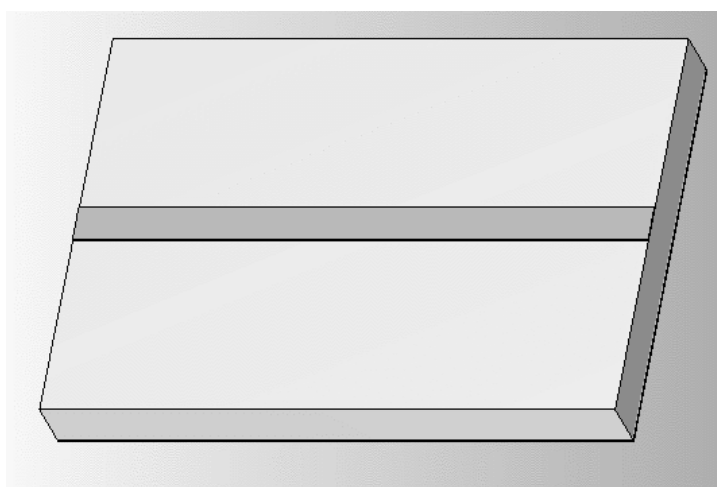


Рисунок 3.1 – Микрополосковая линия передачи

В таблице 3.1 указаны основные геометрические параметры и волновое сопротивление микрополосковой линии передачи.

Таблица 3.1 – Параметры линии передачи 50 Ом при разной толщине GaAs

Толщина подложки, мкм	Ширина линии, мкм	Волновое сопротивление, Ом
50	30	51
75	45	50.5
100	60	49.4

На рисунке 3.2 приведены результаты электромагнитного анализа микрополосковых линий передачи 50 Ом при разной толщине GaAs-подложки.

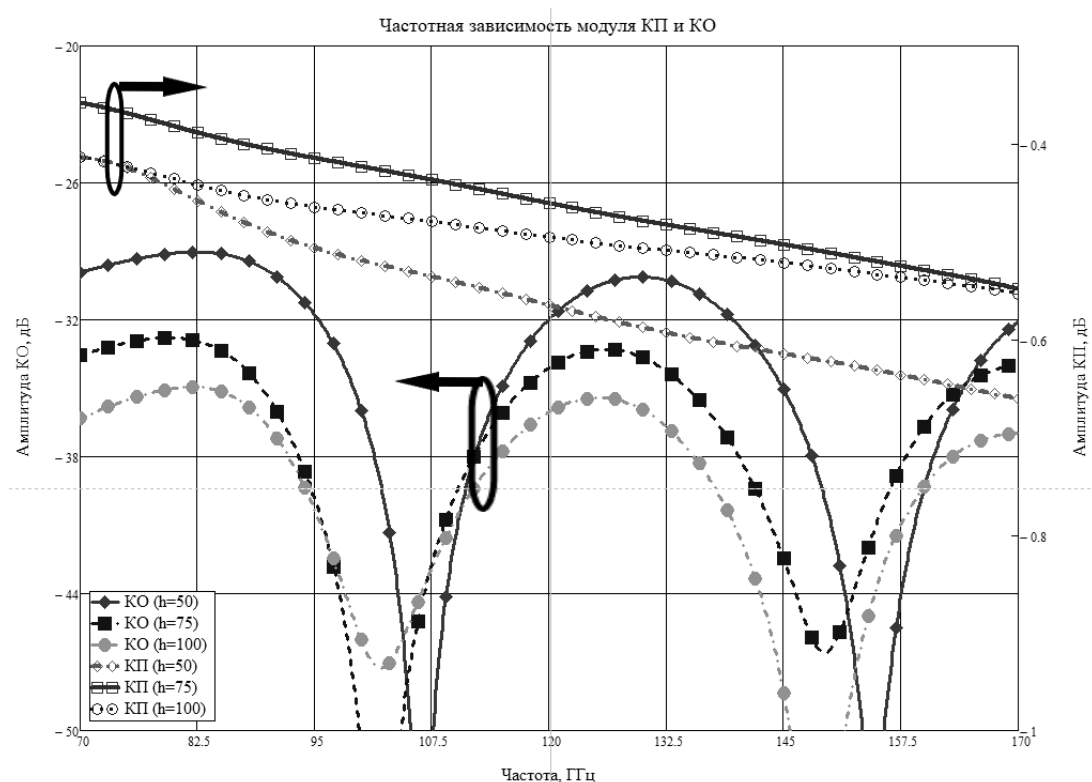


Рисунок 3.2 – Частотные зависимости модулей КО и КП микрополосковой линии передачи 50 Ом при разной толщине GaAs-подложки

3.1.2 Копланарная линия с заземлением

На рисунке 3.3 приведен вид 3D-модели копланарной линии с заземлением (в пункте 1.4.1 приведены расчетные формулы).

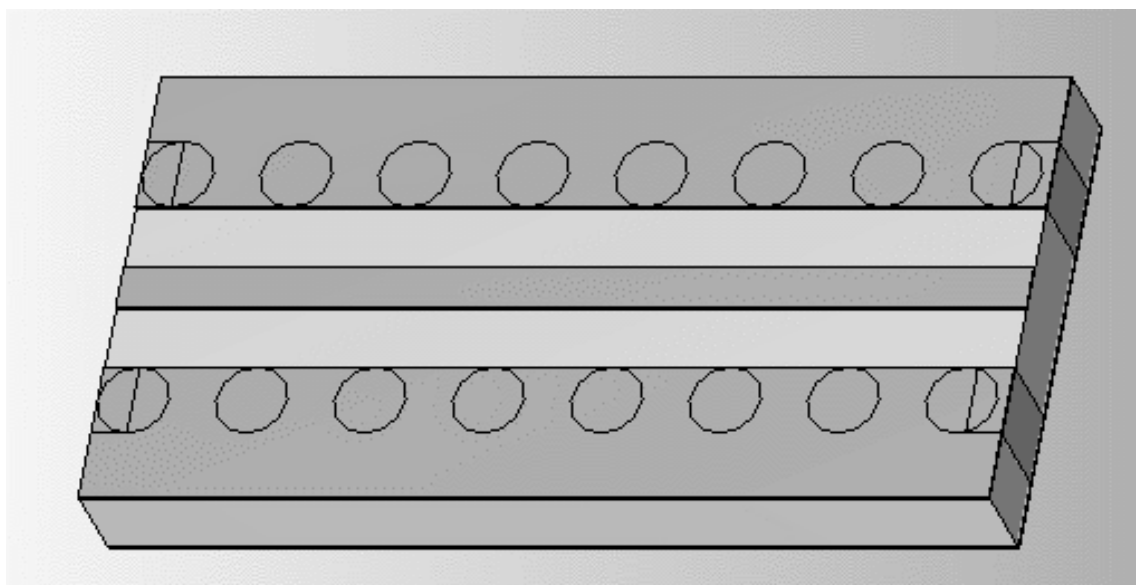


Рисунок 3.3 – Копланарная линия передачи с заземлением

В таблице 3.2 указаны основные геометрические параметры и волновое сопротивление копланарной линии с заземлением.

Таблица 3.2 – Параметры линии передачи 50 Ом при разной толщине GaAs

Толщина подложки, мкм	Ширина линии, мкм	Зазор между заземлением, мкм	Волновое сопротивление, Ом
50	30	60	49.5
75	45	70	49
100	50	70	49

На рисунке 3.4 приведены результаты электромагнитного анализа копланарных линий с заземлением 50 Ом при разной толщине GaAs-подложки.

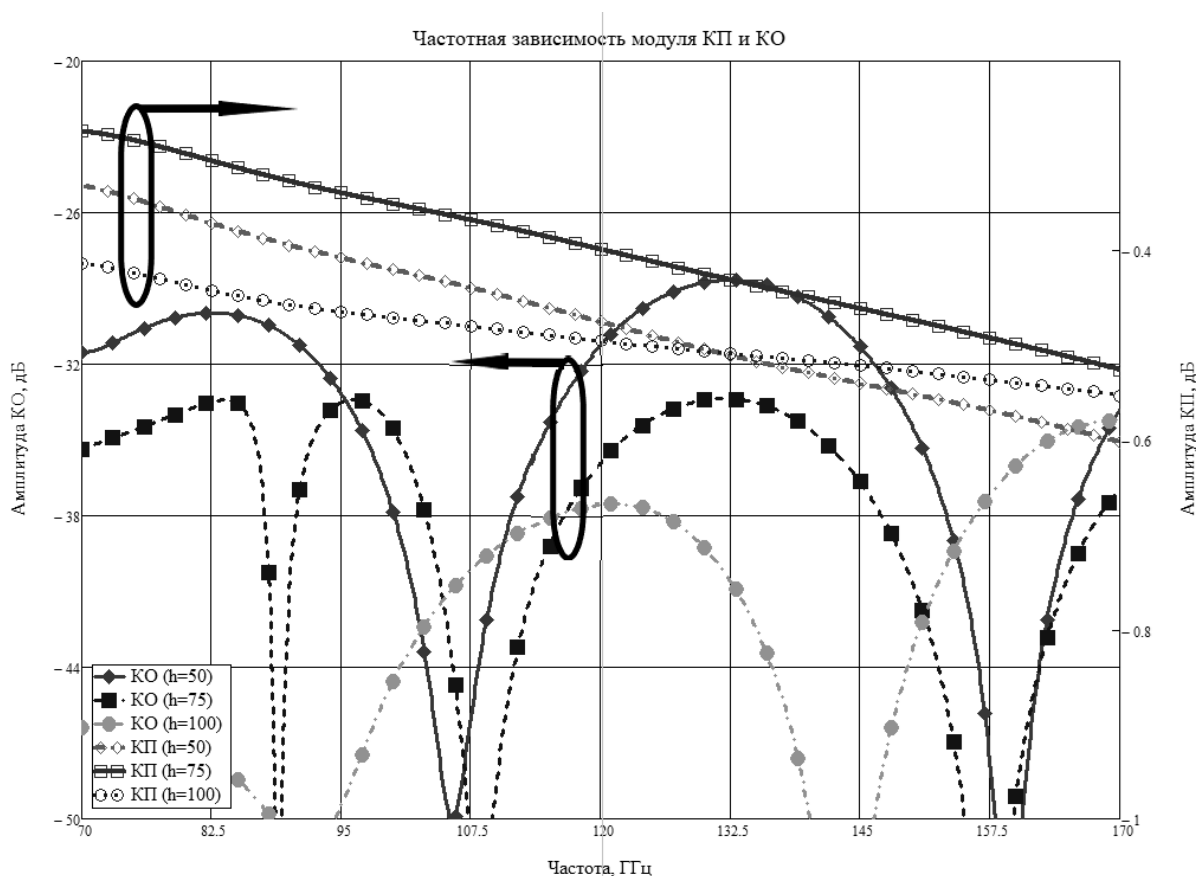


Рисунок 3.4 – Частотные зависимости модулей КО и КП копланарной линии с заземлением 50 Ом при разной толщине GaAs-подложки

3.1.3 Прямоугольный волновод

На рисунке 3.5 приведен вид 3D-модели волноводной линии передачи длиной 10 мм (в пункте 1.4.1 приведены расчетные формулы), на рисунке 3.6 приведены результаты электромагнитного анализа.

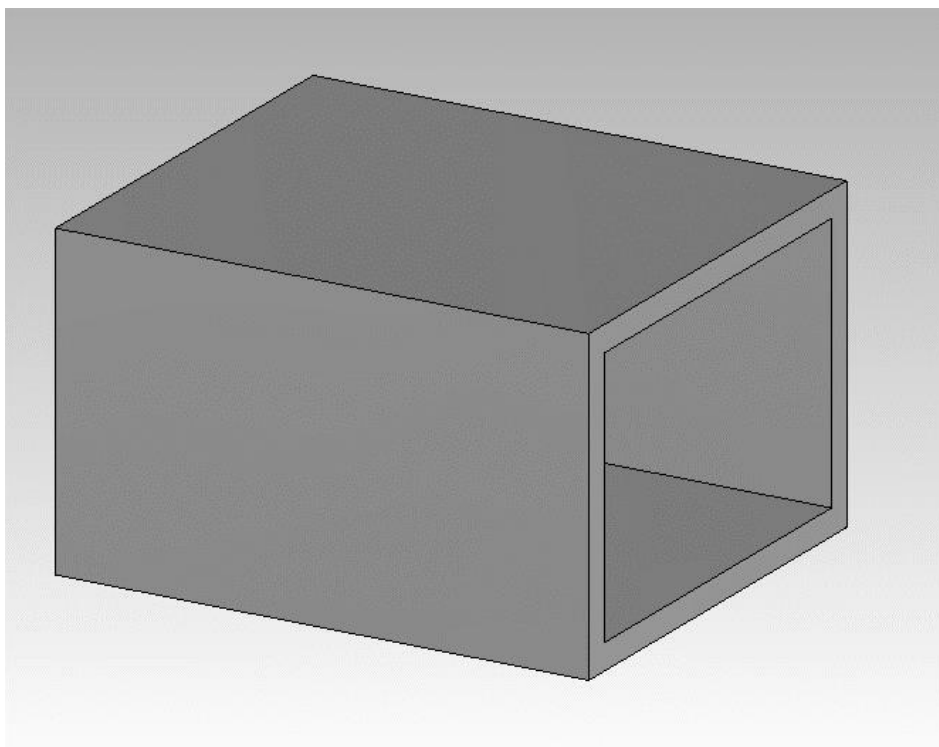


Рисунок 3.5 – Волноводная линия передачи

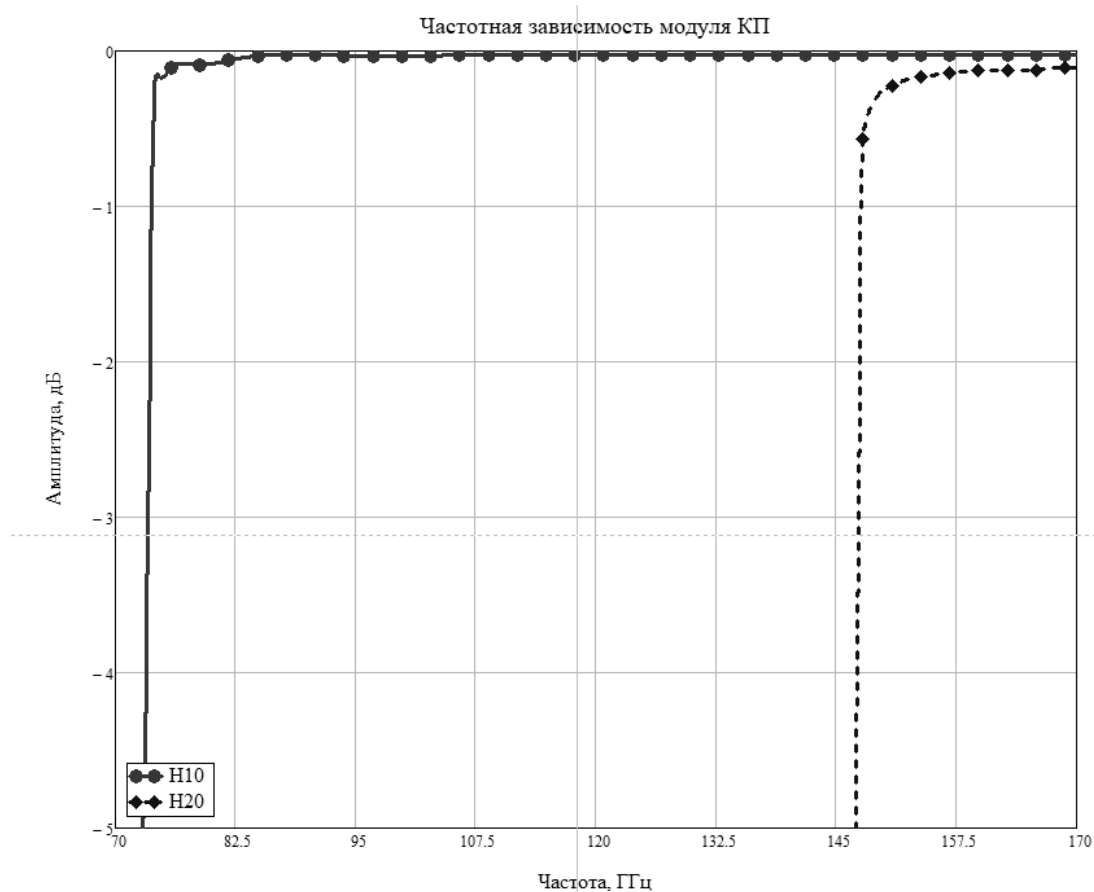


Рисунок 3.6 – Частотные зависимости модуля КП для волны H_{10} и H_{20}

В таблице 3.3 приведено сравнение результатов аналитического и электромагнитного анализа для прямоугольного волновода.

Таблица 3.3 – Параметры линии передачи 50 Ом при разной толщине GaAs

Толщина подложки, мкм	Ширина линии, мкм	Зазор между заземлением, мкм	Волновое сопротивление, Ом
50	30	60	49.5
75	45	70	49
100	50	70	49

3.2 Интегральные волноводно-полосковые переходы 96 – 120 ГГц

На рисунках 3.7 а и 3.7 б приведены основные конфигурации интегральных пробников мм-диапазона, приведенные в литературе – см. подраздел 1.1. На рисунке 3.7 в приведен альтернативный вариант пробника измененной формы – «рыбий хвост» [79], используемый на частотах до 50 ГГц и реализованный по технологии печатных плат. Также эти конфигурации пробников были выбраны из-за своей простоты реализации в интегральном исполнении.

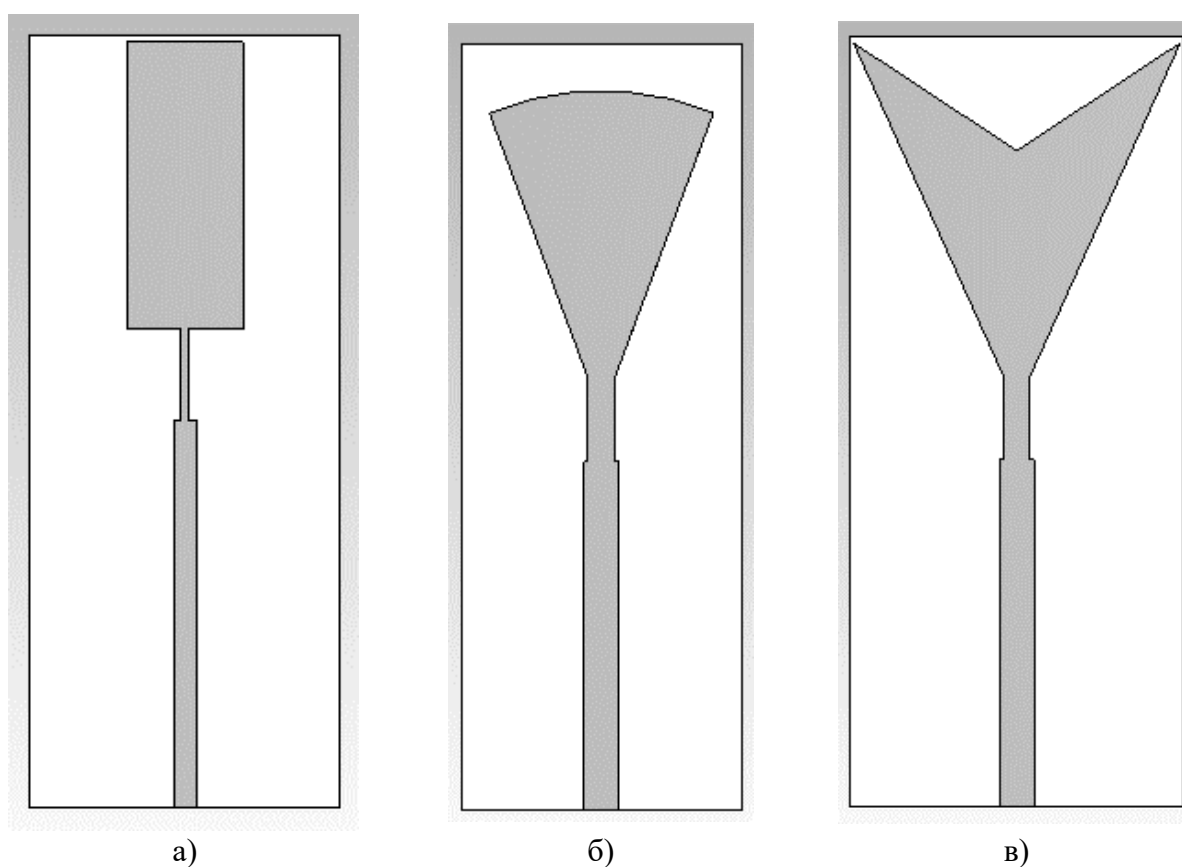


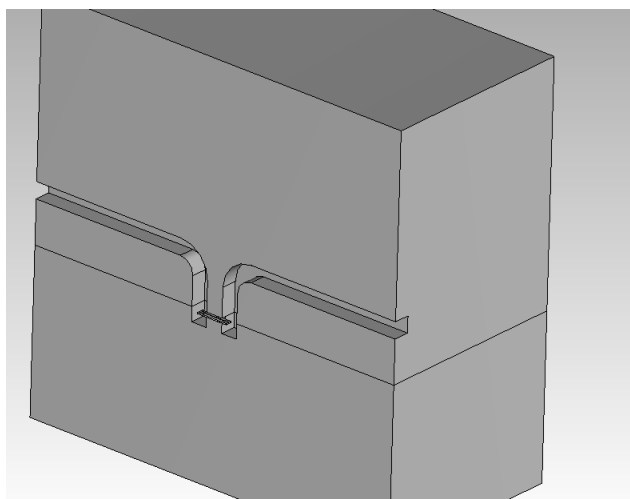
Рисунок 3.7 – Выбранные пробники:

а) прямоугольный; б) радиальный; в) измененная форма – «рыбий хвост»

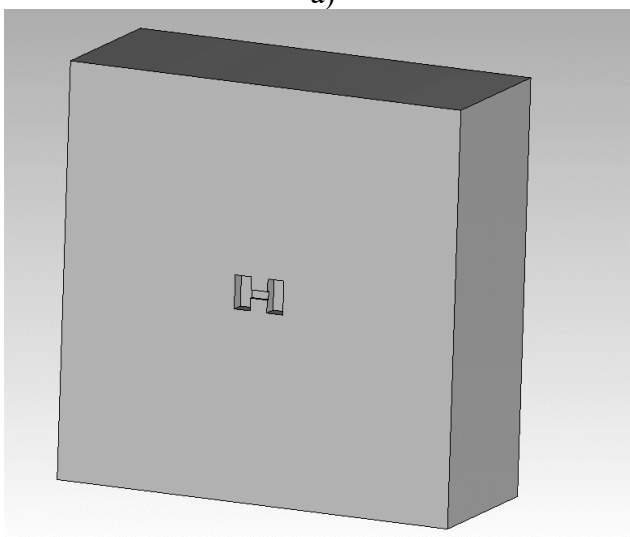
Для создания ВПП было выбрано два варианта конструкции волноводной секции. Первая конструкция имеет три части, благодаря чему установка МИС в корпус становится проще, однако возникает вероятность большей неточности при изготовлении трех частей. Вторая конструкция состоит из двух симметричных частей, что несколько упрощает их изготовление.

3.2.1 Первый вариант конструкции волноводной секции

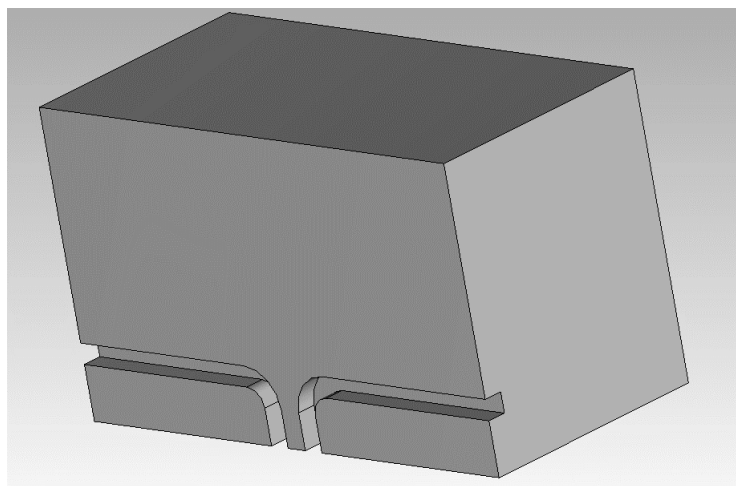
На рисунке 3.8 показан первый вариант конструкции, которая состоит из трех частей: двух зеркальных верхних части и одной нижней части. Короткозамкнутая часть волновода находится на расстоянии четверть длины волны, распространяемой в волноводе. В нижнюю часть блока будет устанавливаться МИС, что облегчает процедуру монтажа.



а)



б)



в)

Рисунок 3.8 – Первый вариант конструкции волноводной секции:

а) общий вид в разрезе; б) нижняя часть; в) одна из верхних частей

На рисунках 3.9 и 3.10 приведены результаты электромагнитного анализа, соединение пробников осуществлялось микрополосковой линией передачи – см. пункт 3.1.1.

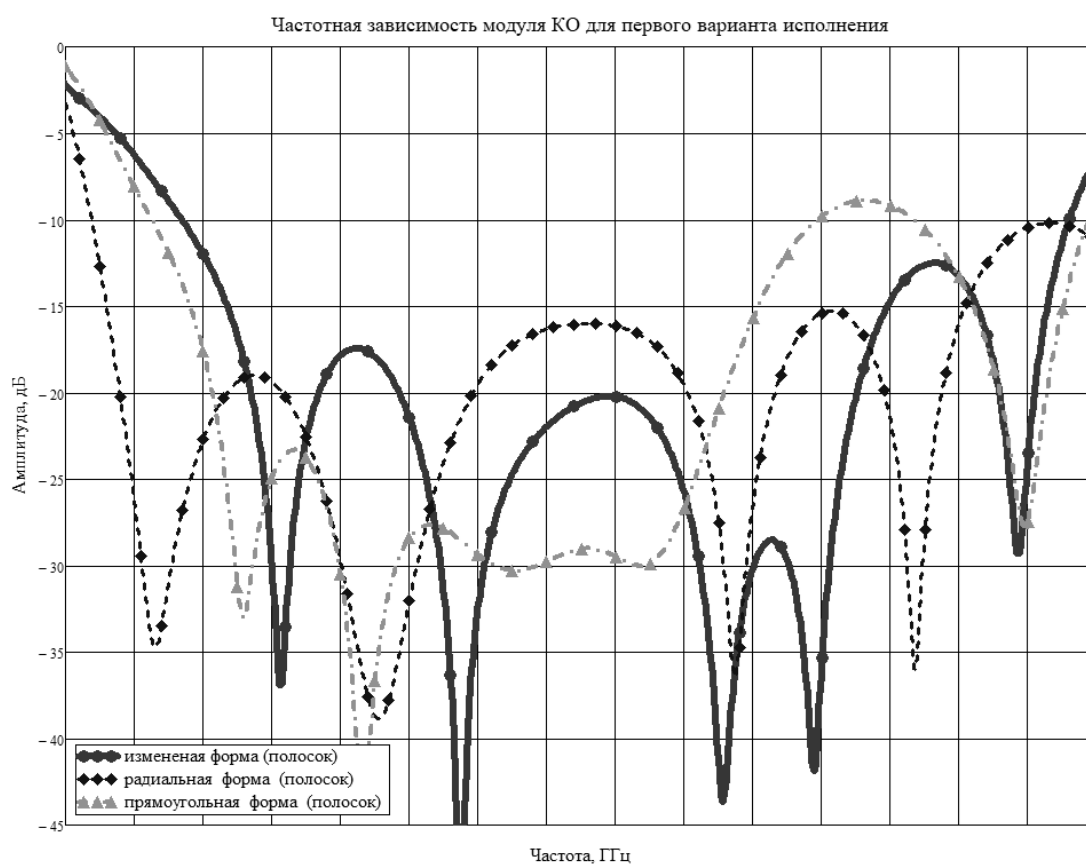


Рисунок 3.9 – Частотная зависимость модуля КО (микрополосковая линия)

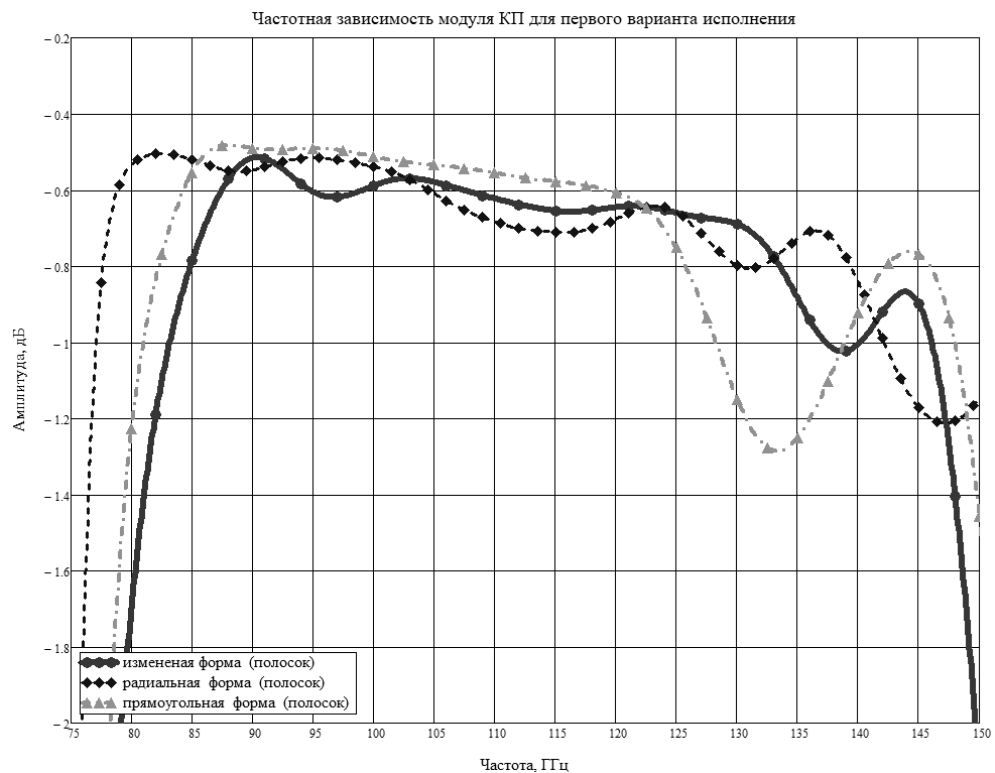


Рисунок 3.10 – Частотная зависимость модуля КП (микрополосковая линия)

На рисунках 3.11 и 3.12 приведены результаты электромагнитного анализа, соединение пробников осуществлялось копланарной линией с заземлением – см. пункт 3.1.2.

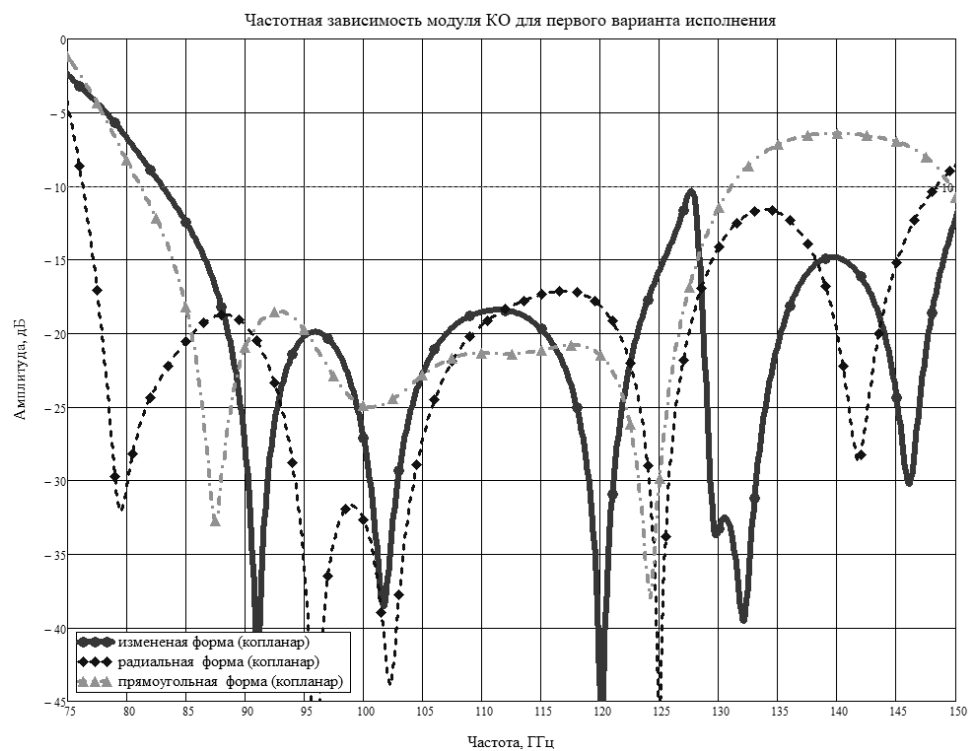


Рисунок 3.11 – Частотная зависимость модуля КО
(копланарная линия с заземлением)

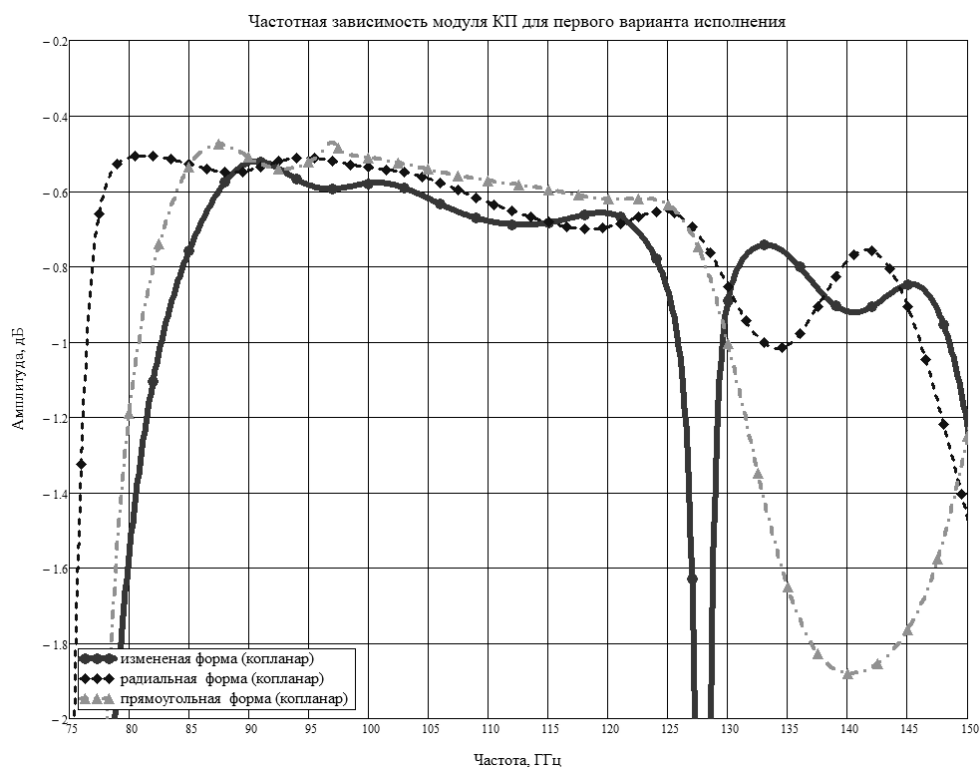


Рисунок 3.12 – Частотная зависимость модуля КП
(копланарная линия с заземлением)

На рисунках 3.11 и 3.12 можно заметить, что при использовании копланарной линии с измененной формой пробников («рыбий хвост») имеется резонанс на частоте 127 ГГц, который связан с положением верхнего экрана. Несмотря на то, что данный резонанс не входит в интересующий частотный диапазон (96 – 120 ГГц), его можно скомпенсировать положением верхнего экрана. В таблице 3.4 приведены сводные параметры ВПП.

Таблица 3.4 – Параметры первого варианта конструкции волноводной секции

Характеристики	Требования	Микрополосковая линия	Копланарная линия с заземлением
Изменённая форма («рыбий хвост»)			
Полоса пропускания по уровню -10 дБ модуля КО, ГГц	96 – 120	83.5 – 148	83.1 – 127.7
Модуль КО, дБ	< -10	-26...-17	-20...-18
Модуль КП, дБ	< 1	-0.57...-0.65	-0.6...-0.69
Неравномерность модуля КП в полосе пропускания, дБ	> -1	0.08	0.09

Продолжение таблицы 3.4

Радиальная форма			
Полоса пропускания по уровню -10 дБ модуля КО, ГГц	96 – 120	76.9 – 146.3	76.3 – 148.3
Модуль КО, дБ	< -10	-34...-16	-31...-17
Модуль КП, дБ	< 1	-0.51...-0.71	-0.49...-0.69
Неравномерность модуля КП в полосе пропускания, дБ	> -1	0.2	0.2
Прямоугольная форма			
Полоса пропускания по уровню -10 дБ модуля КО, ГГц	96 – 120	81.3 – 129.6	81.3 – 131
Модуль КО, дБ	< -10	-30...-26	-25...-20
Модуль КП, дБ	< 1	-0.5...-0.6	-0.47...-0.61
Неравномерность модуля КП в полосе пропускания, дБ	> -1	0.1	0.14
Ширина подложки, мкм	< 4000	400	400
Длина подложки, мкм.	< 4000	2200	2200
Ширина блока, см.	< 5	2.5	2.5
Длина блока, см	< 5	2.5	2.5
Высота блока, см.	< 5	2.5	2.5
Длина полезной части для размещения полупроводниковых приборов, мкм.	-	1000	1000

Из таблицы 3.4 видно, все требования удовлетворяются. Далее был проведен анализ характеристик ВПП при скруглении волноводной части – см. рисунок 3.13. На рисунках 3.14 и 3.15 приведены результаты электромагнитного анализа при разных радиусах скругления. Из них видно, что при радиусе более 200 мкм модуль КО на нижних частотах начинает повышаться, что вызывает ухудшение КП. При изменении радиуса закругления полоса пропускания становится уже.

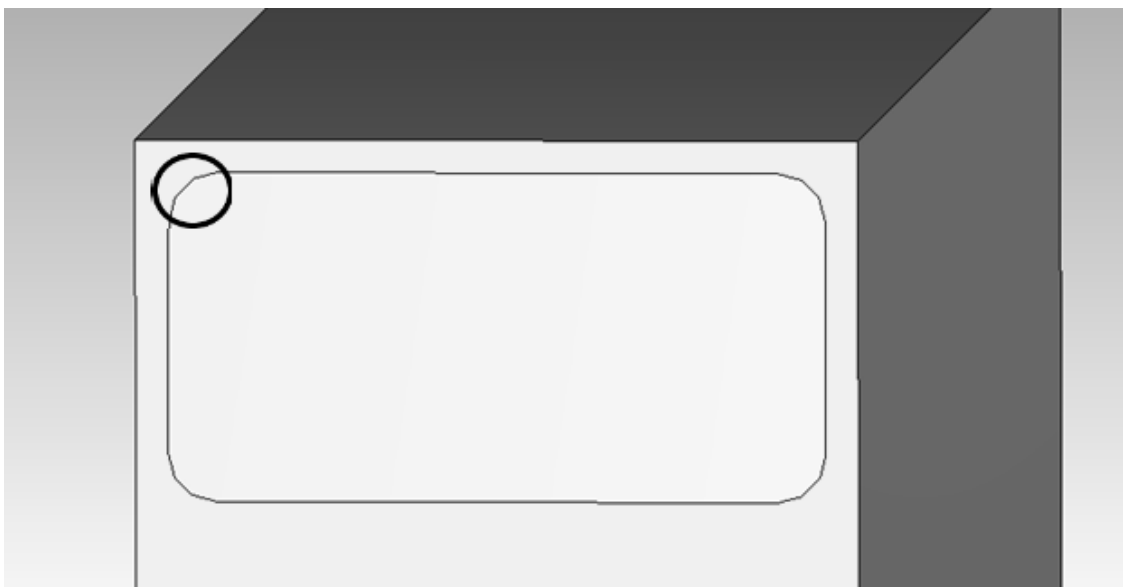


Рисунок 3.13 – Скругление края волновода

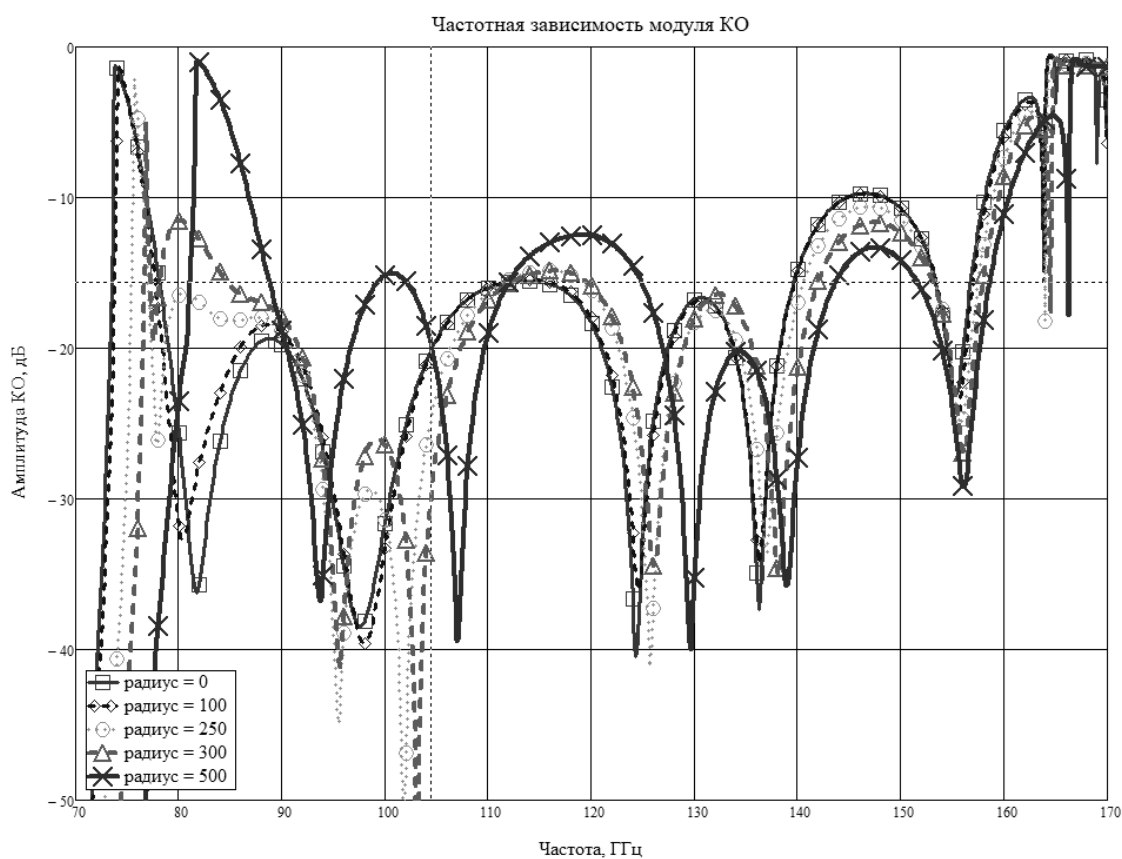


Рисунок 3.14 – Частотная зависимость модуля КО при изменении радиуса скругления граней в волноводе

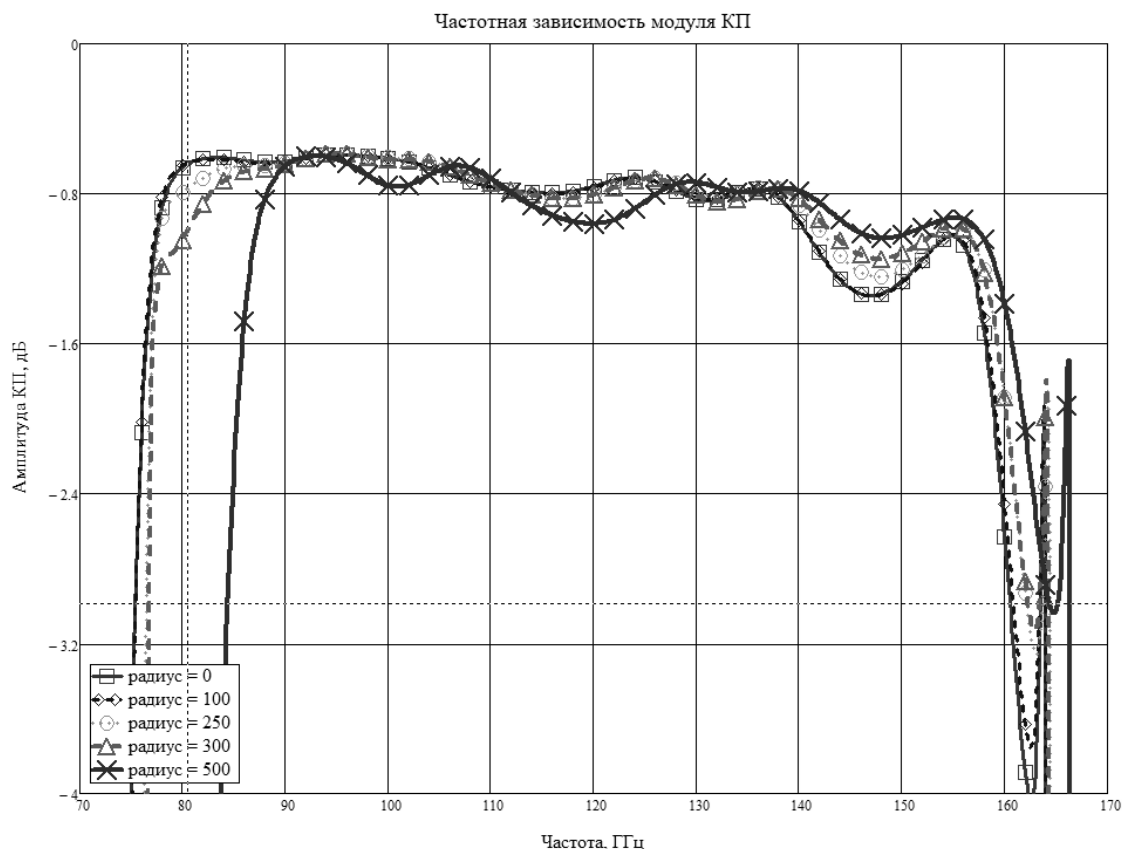


Рисунок 3.15 – Частотная зависимость модуля КП при изменении радиуса скругления граней в волноводе

Далее был проведен анализ влияния толщины подложки на частотные характеристики ВПП. В данном анализе использовался ВПП с измененной формой («рыбий хвост»), изменялись только параметры линии и согласующего отрезка. Результаты электромагнитного анализа приведены на рисунках 3.16 и 3.17. Из них видно, что при уменьшении толщины подложки частотный диапазон работы ВПП расширяется. Стоит отметить, что при изменении толщины подложки необходимо подстраивать размеры пробника, в данном численном эксперименте форма пробника оставалась прежней. Поэтому, при толщине подложки 50 мкм можно получить более качественные характеристики.

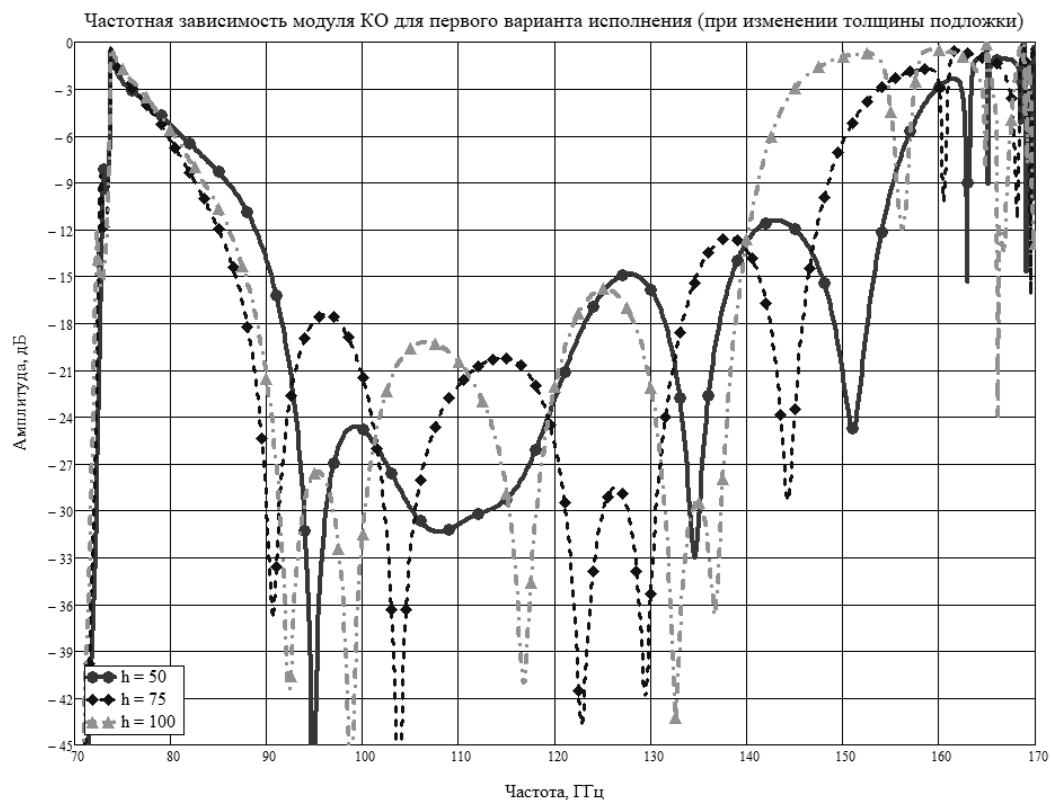


Рисунок 3.16 – Частотная зависимость модуля КО
при изменении толщины подложки

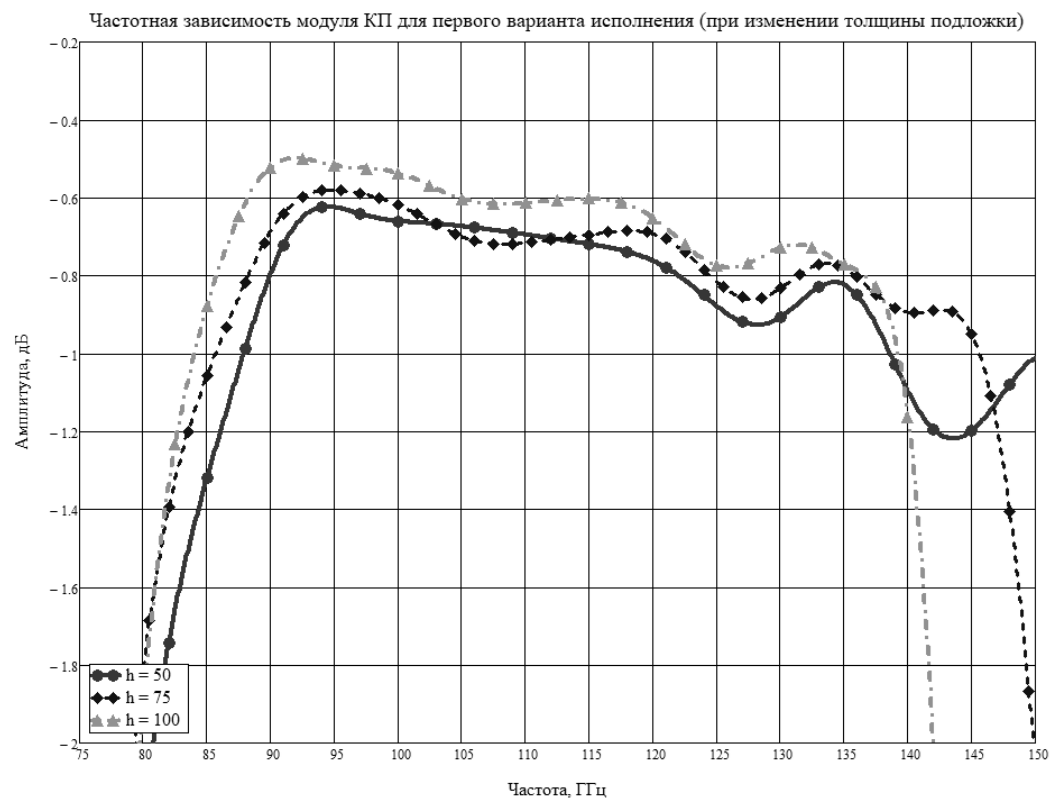


Рисунок 3.17 – Частотная зависимость модуля КП
при изменении толщины подложки

3.2.2 Второй вариант конструкции волноводной секции

На рисунке 3.18 приведен второй вариант конструкции, которая состоит из двух симметричных частей, что в свою очередь упрощает процесс изготовления волноводной секции. На одной из частей конструкции имеется специальное углубление для установки МИС.

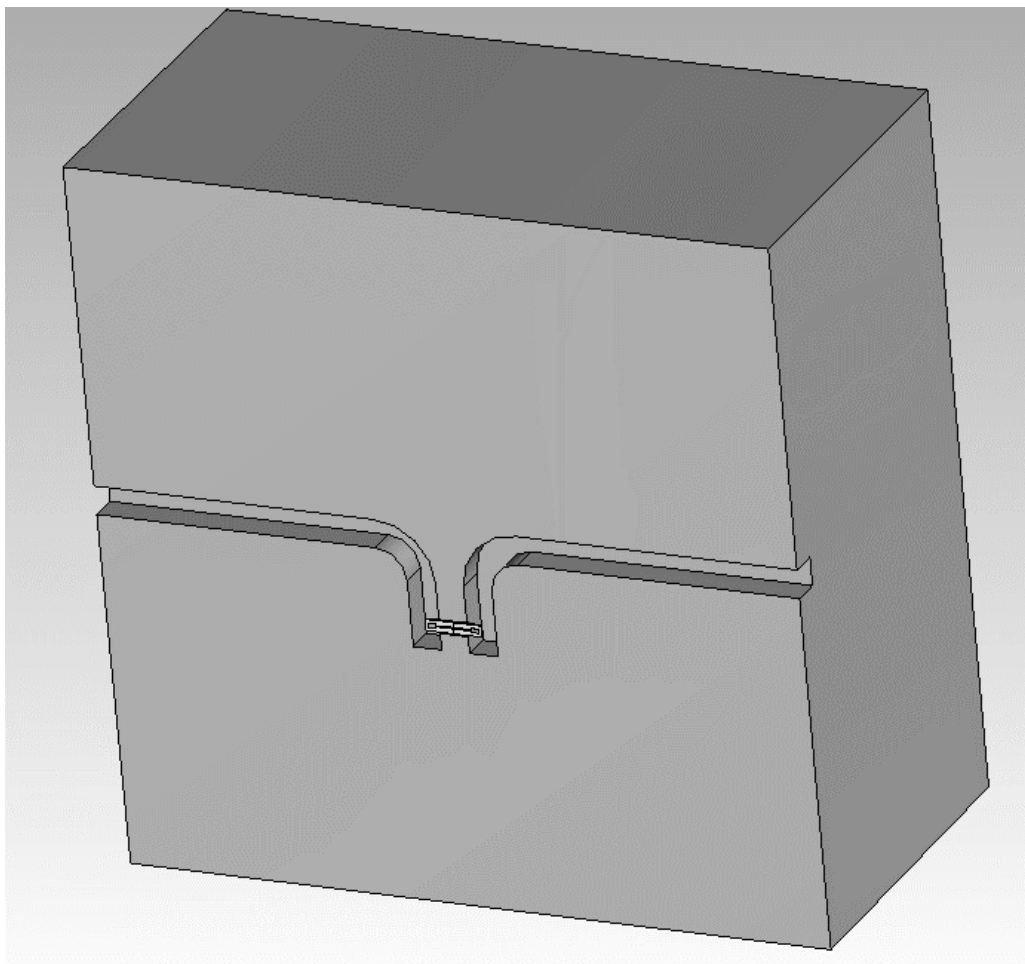


Рисунок 3.18 – Второй вариант конструкции волноводной секции

На рисунках 3.19 и 3.20 приведены результаты электромагнитного анализа, соединение пробников осуществлялось микрополосковой линией передачи – см. пункт 3.1.1.

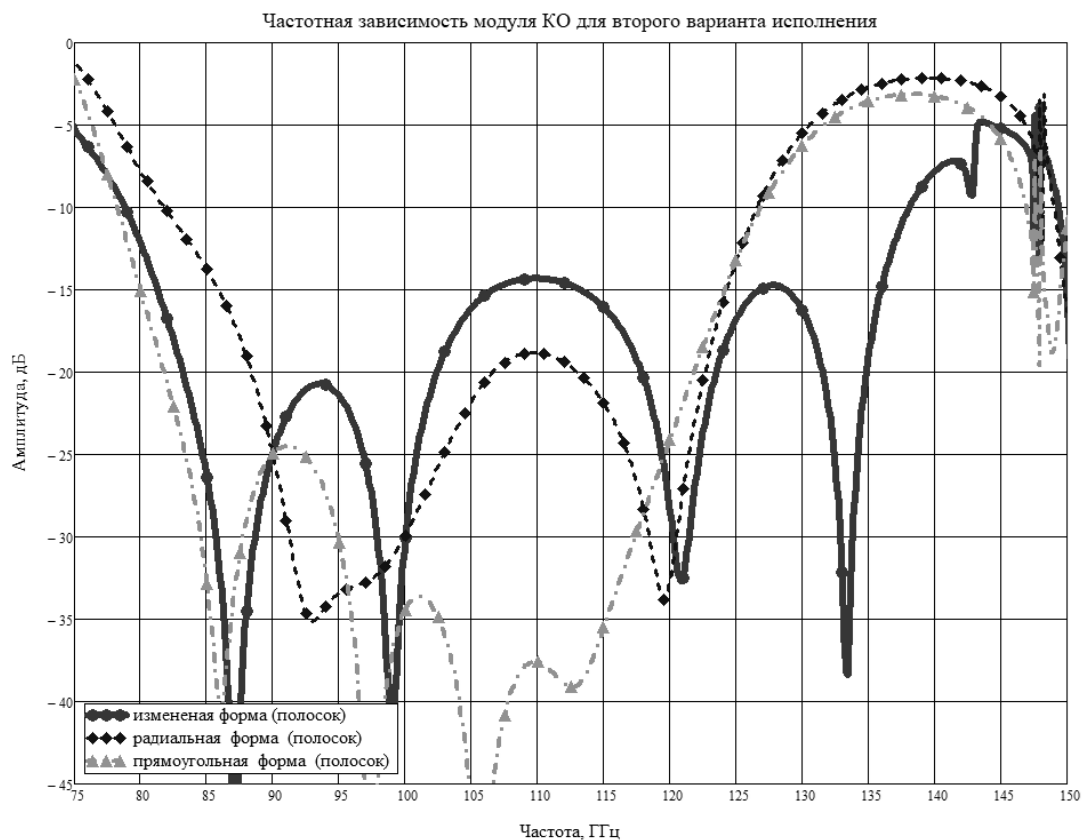


Рисунок 3.19 – Частотная зависимость модуля КО (микрополосковая линия)

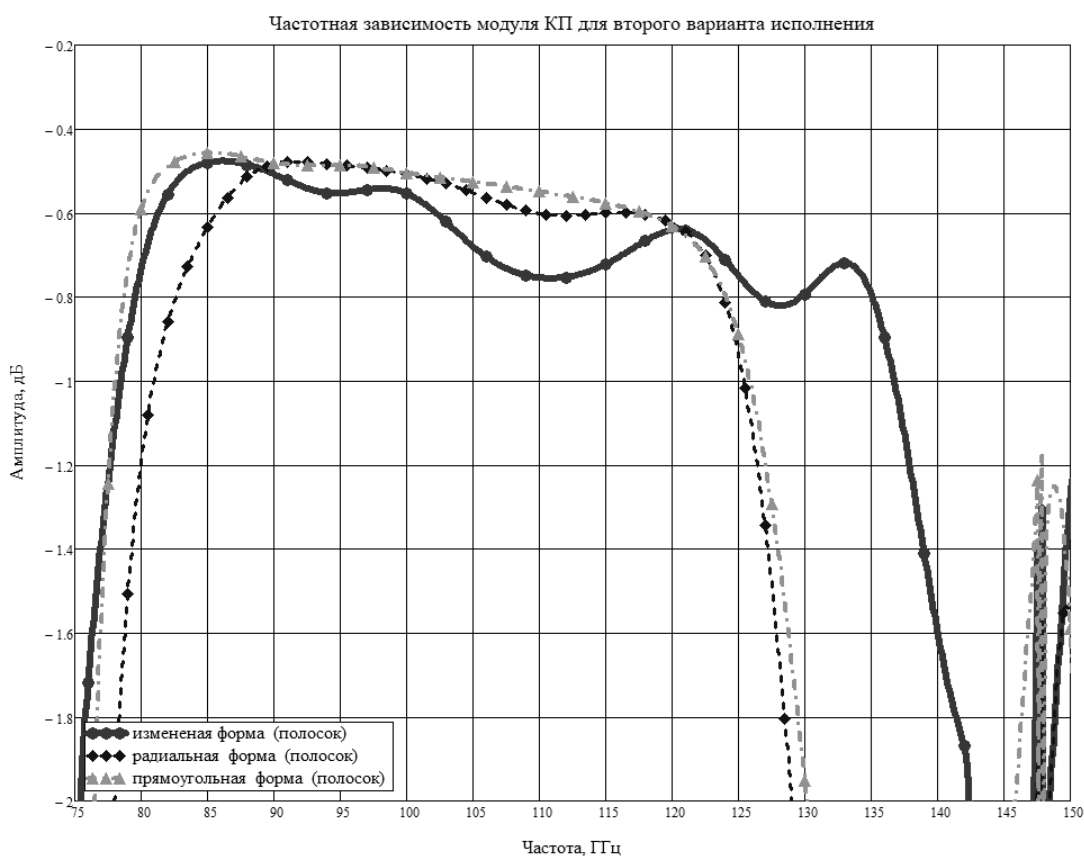


Рисунок 3.20 – Частотная зависимость модуля КП (микрополосковая линия)

На рисунках 3.21 и 3.22 приведены результаты электромагнитного анализа, соединение пробников осуществлялось копланарной линией с заземлением – см. пункт 3.1.2.

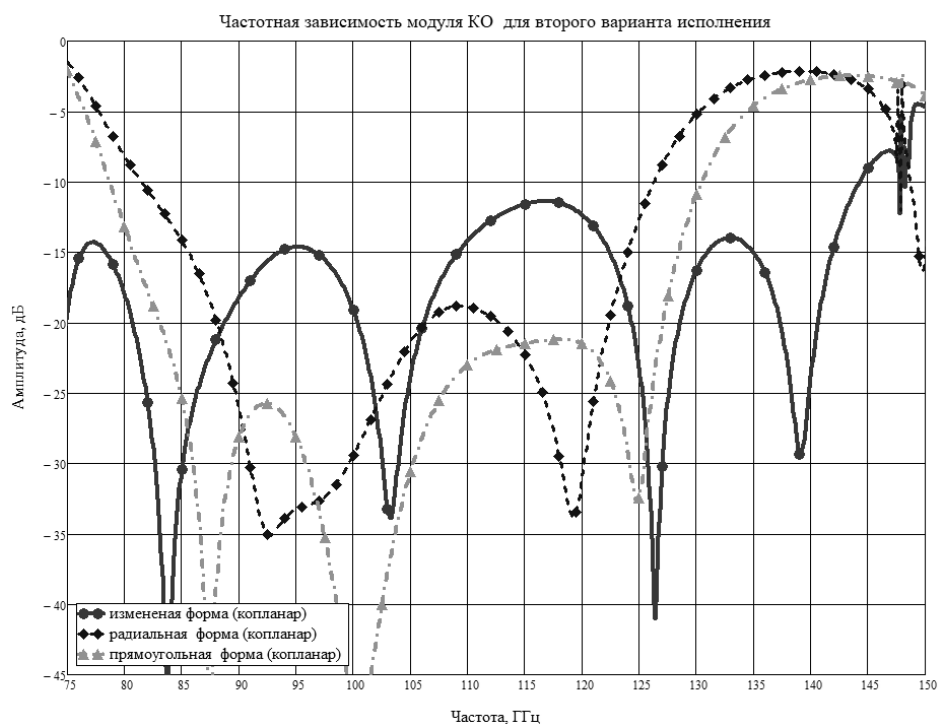


Рисунок 3.21 – Частотная зависимость модуля КО
(копланарная линия с заземлением)

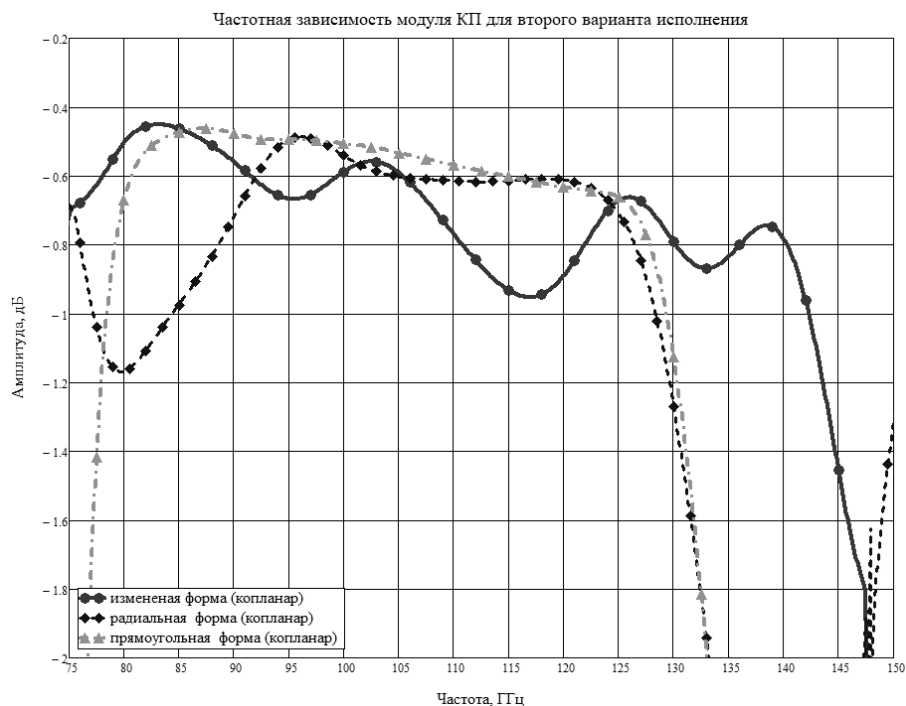


Рисунок 3.22 – Частотная зависимость модуля КП
(копланарная линия с заземлением)

В таблице 3.5 приведены сводные параметры ВПП.

Таблица 3.5 – Параметры второго варианта конструкции волноводной секции

Характеристики	Требования	Микрополосковая линия	Копланарная линия с заземлением
Изменённая форма («рыбий хвост»)			
Полоса пропускания по уровню -10 дБ модуля КО, ГГц	96 – 120	78.9 – 138	75 – 144
Модуль КО, дБ	< -10	-23...-14	-20...-12
Неравномерность модуля КП в полосе пропускания, дБ	< 1	0.2	0.4
Модуль КП, дБ	> -1	-0.55...-0.75	-0.55...-0.95
Радиальная форма			
Полоса пропускания по уровню -10 дБ модуля КО, ГГц	96 – 120	82 – 126.8	81.5 – 126.2
Модуль КО, дБ	< -10	-32...-18	-30...-19
Неравномерность модуля КП в полосе пропускания, дБ	< 1	0.14	0.12
Модуль КП, дБ	> -1	-0.48...-0.62	-0.49...-0.61
Прямоугольная форма			
Полоса пропускания по уровню -10 дБ модуля КО, ГГц	96 – 120	78.3 – 126.8	78.7 – 130.4
Модуль КО, дБ	< -10	-35...-30	-30...-21
Неравномерность модуля КП в полосе пропускания, дБ	< 1	0.14	0.14
Модуль КП, дБ	> -1	-0.48...-0.62	-0.49...-0.63
Ширина подложки, мкм	< 4000	400	400
Длина подложки, мкм.	< 4000	2200	2200
Ширина блока, см.	< 5	2.5	2.5
Длина блока, см	< 5	2.5	2.5
Высота блока, см.	< 5	2.5	2.5
Длина полезной части для размещения полупроводниковых приборов, мкм.	-	1000	1000

3.2.3 Соединение с рупорной антенной в волноводном тракте

Рассмотренные выше конструкции предназначены для соединения с другими функциональными блоками в волноводном тракте, такое соединение осуществляется при помощи фланца. На данном этапе работы выбран фланец UG-387/U по стандарту EIA [80], он имеет четыре дополнительных отверстия для соосной установки волноводных линий – см. рисунок 3.23.

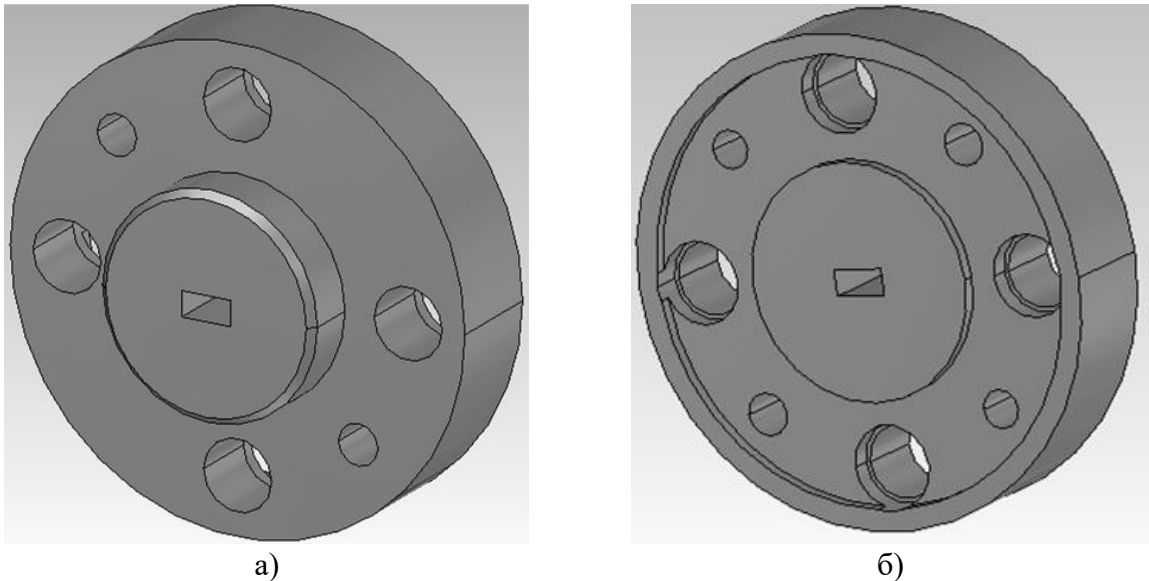


Рисунок 3.23 – Фланец соединения UG-387/U

Далее на основе данных [81] от производителя Infinite Electronics International была построена модель рупорной антенна для данного типа соединения, на рисунке 3.24 приведена конструкция в сборе.

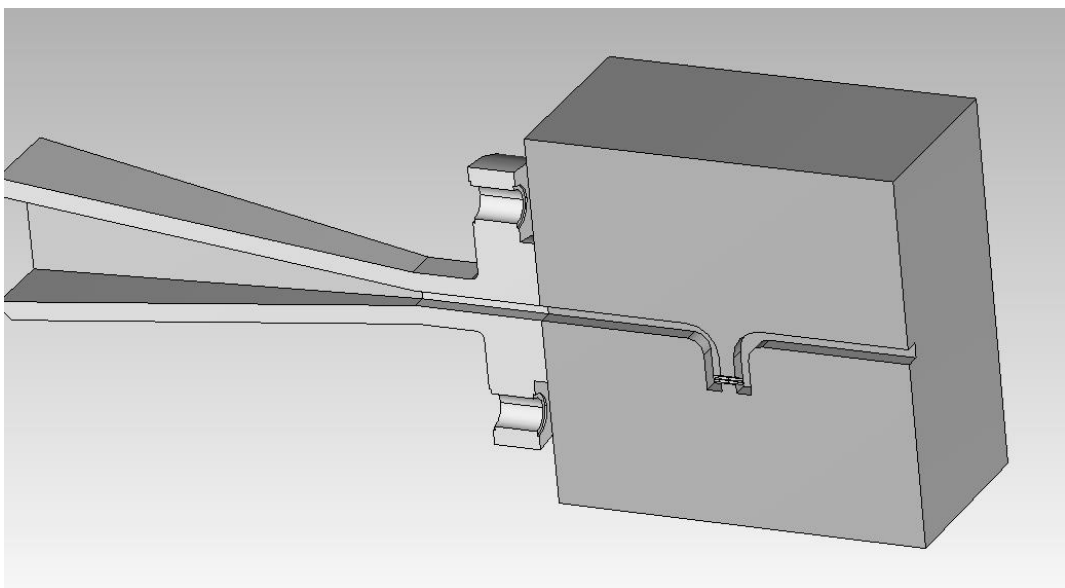


Рисунок 3.24 – Соединение рупорной антенны и волноводной секции с МИС

На рисунках 3.25 и 3.26 приведены результаты электромагнитного анализа соединения рупорной антенны и волноводной секции с ВПП.

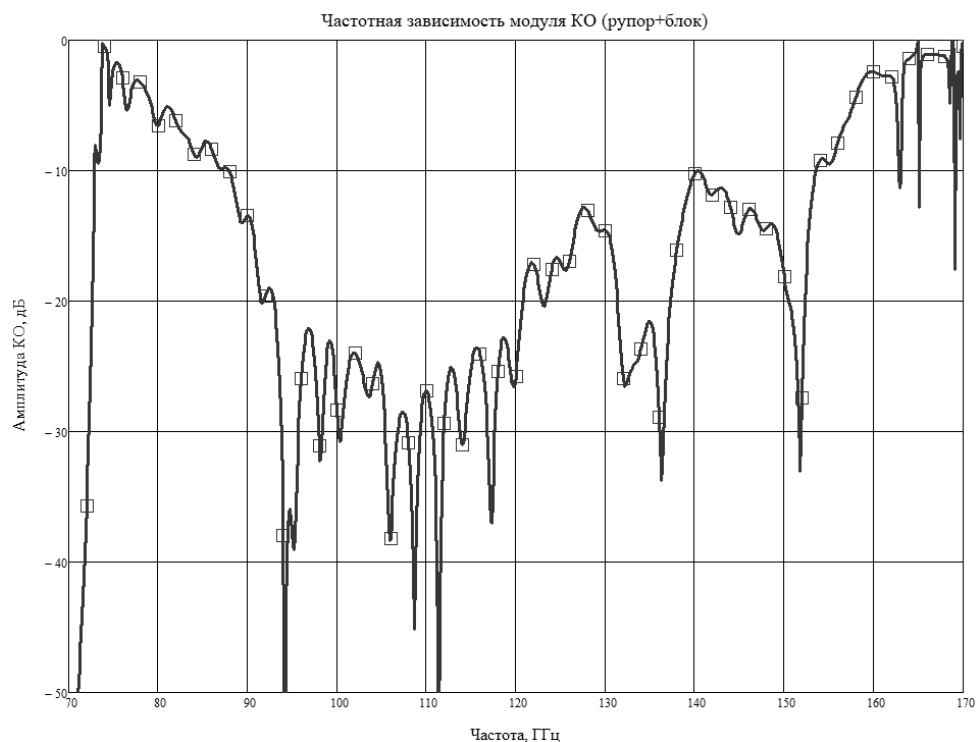


Рисунок 3.25 – Частотная зависимость модуля КО рупорной антенны и волноводной секции с ВПП

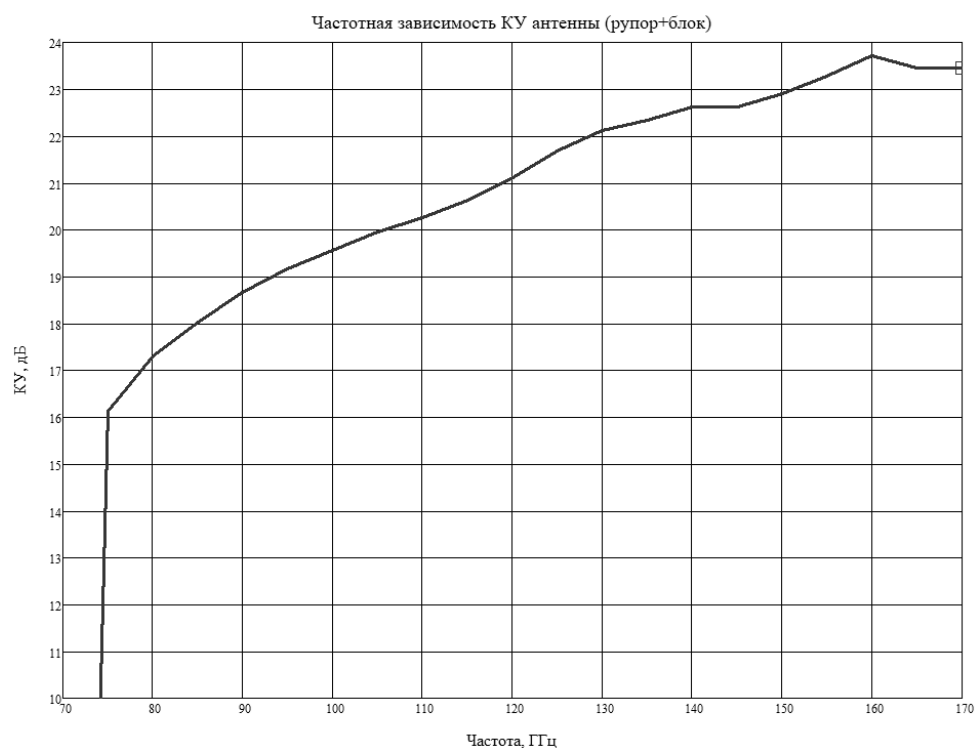


Рисунок 3.26 – Частотная зависимость КУ рупорной антенны

3.3 Интегральные антенны 108 ГГц

Согласно проведенному анализу литературы в подразделе 1.2 на рисунке 3.27 приведены выбранные, благодаря своей простоте реализации в интегральном исполнении, конфигурации антенн мм-диапазона для дальнейшего анализа.

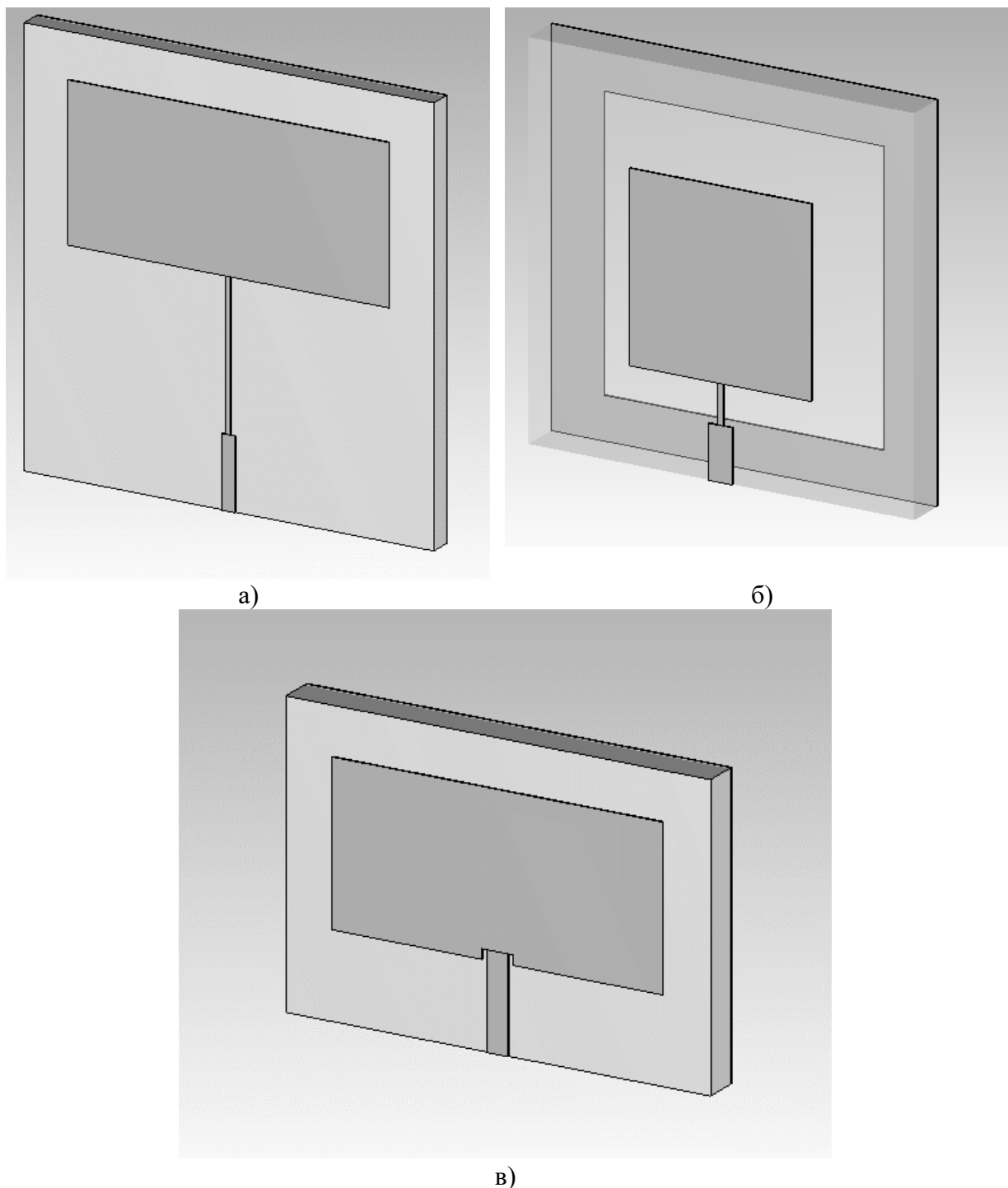


Рисунок 3.27– Выбранные интегральные антенны: а) патч-антенна; б) щелевая антенна; в) патч-антенна с трансформирующим зазором

Геометрические размеры (см. таблицу 3.6) патч-антенны были рассчитаны по выражениям из [76].

Таблица 3.6 – Геометрические размеры элементов патч-антенны

Параметр	Значение, мкм
Ширина входной линии	45
Ширина трансформирующей линии	10
Длина трансформирующей линии	330
Ширина патча	727
Длина патча	340
Ширина подложки	930
Длина подложки	930

На рисунках 3.28 – 3.31 приведены результаты электромагнитного анализа патч-антенны.

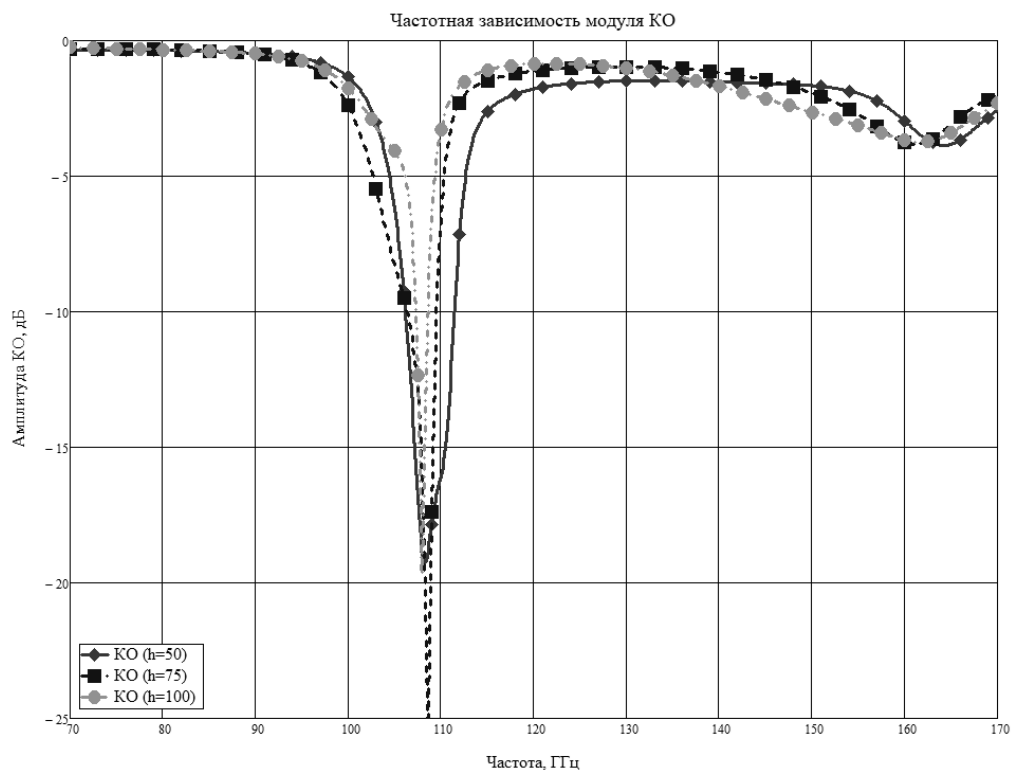


Рисунок 3.28 – Частотная зависимость модуля КО патч-антенны при изменении толщины подложки

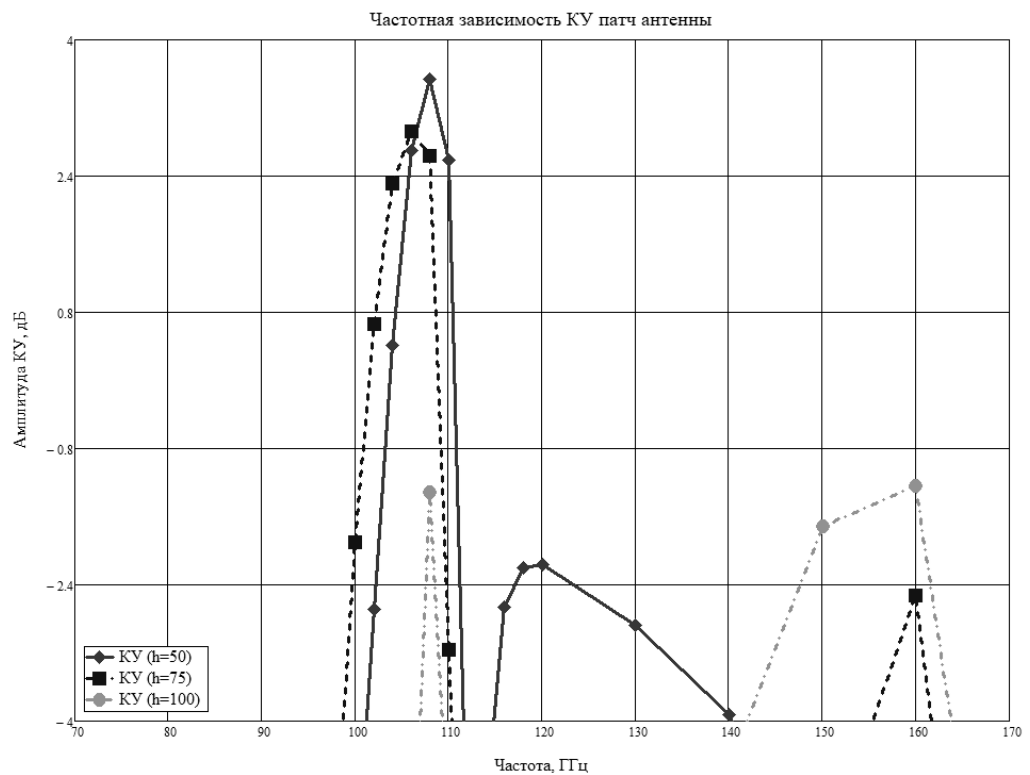


Рисунок 3.29 – Частотная зависимость КУ патч-антенны
при изменении толщины подложки

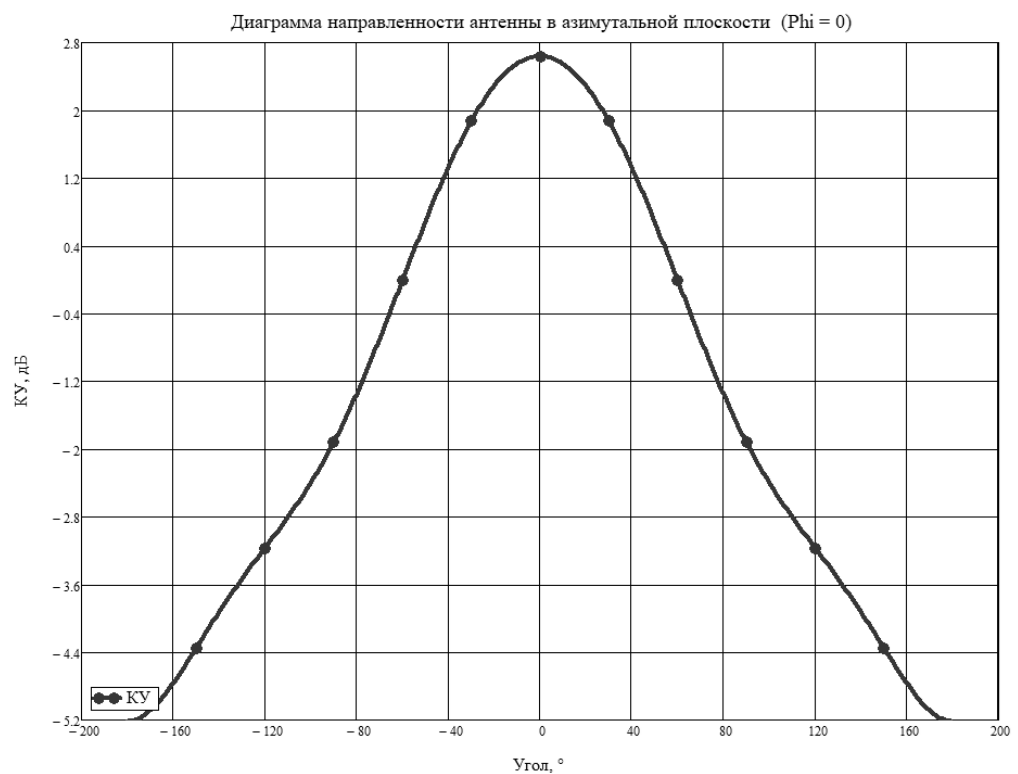


Рисунок 3.30 – Диаграмма направленности патч-антенны
в азимутальной плоскости

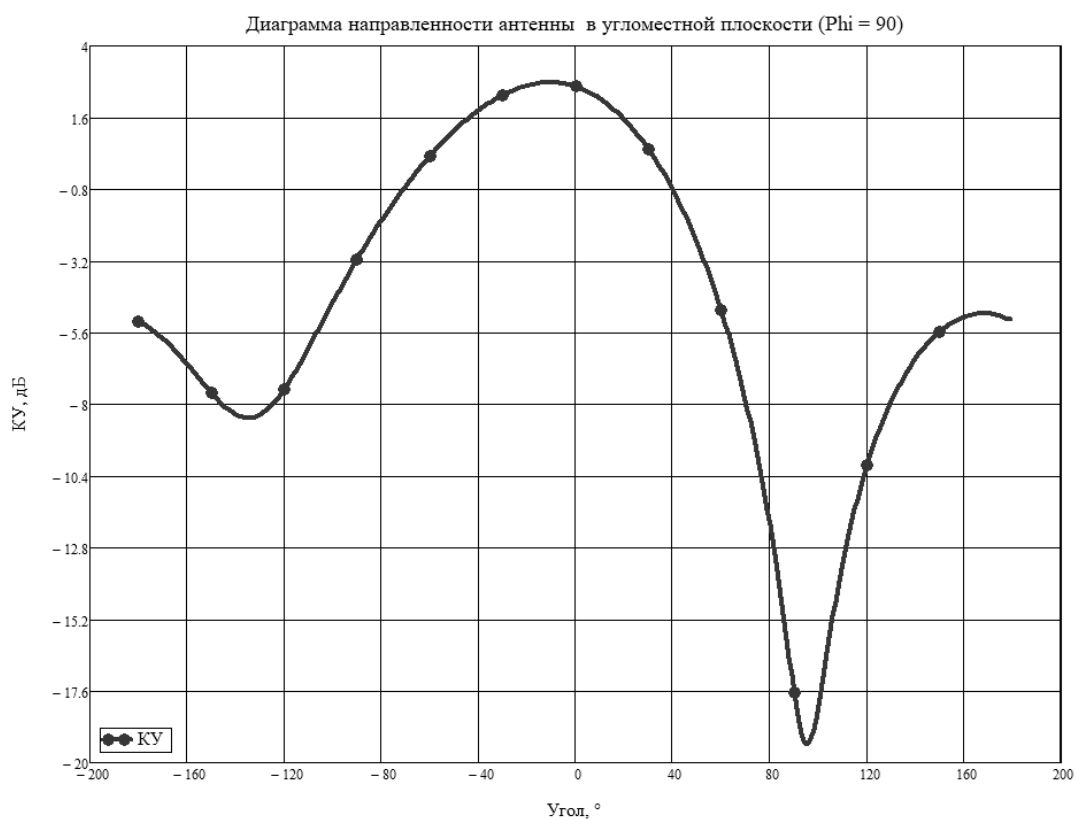


Рисунок 3.31 – Диаграмма направленности патч-антенны
в угломестной плоскости

В таблице 3.7 приведены геометрические размеры щелевой антенны, а на рисунках 3.31 – 3.35 приведены результаты электромагнитного анализа.

Таблица 3.7 – Геометрические размеры элементов щелевой антенны

Параметры	Значение, мкм
Ширина входной линии	45
Ширина трансформирующей линии	10
Длина трансформирующей линии	74
Ширина и длинна патча	345
Вырез под патчем	530
Длина подложки	730
Ширина подложки	730

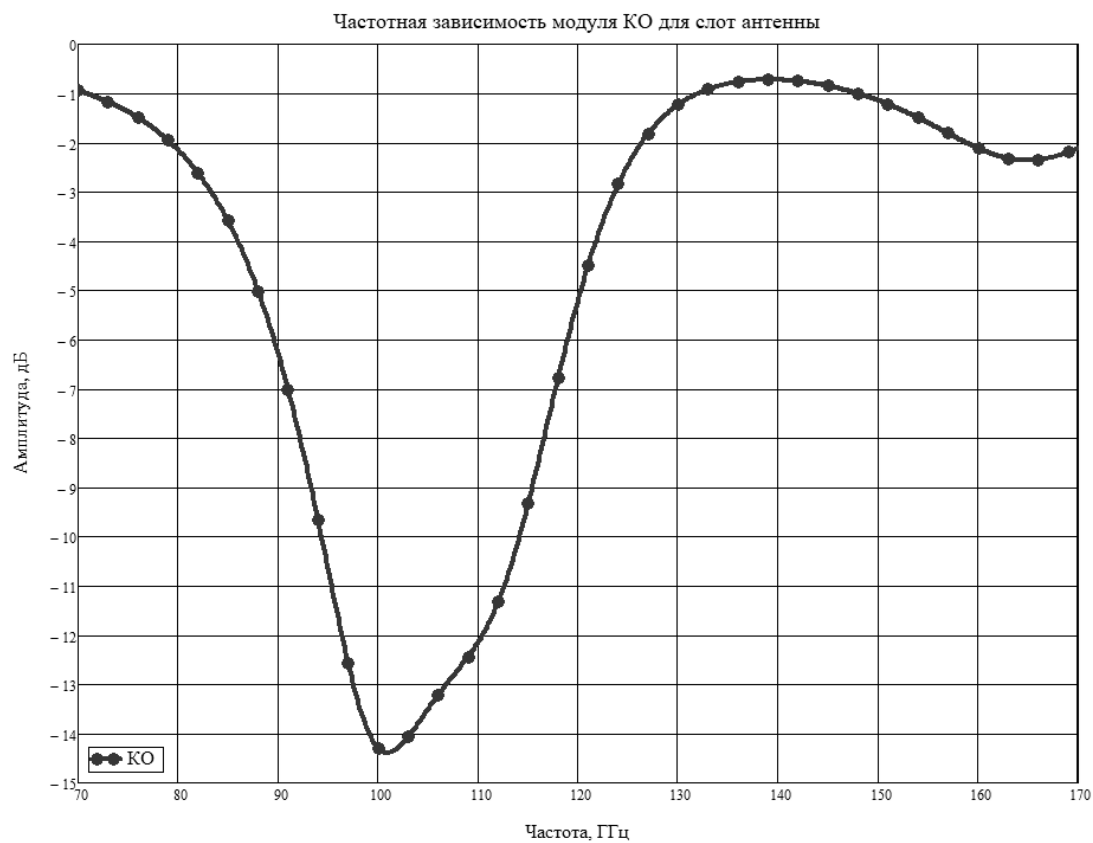


Рисунок 3.32 – Частотная зависимость модуля КО щелевой антенны

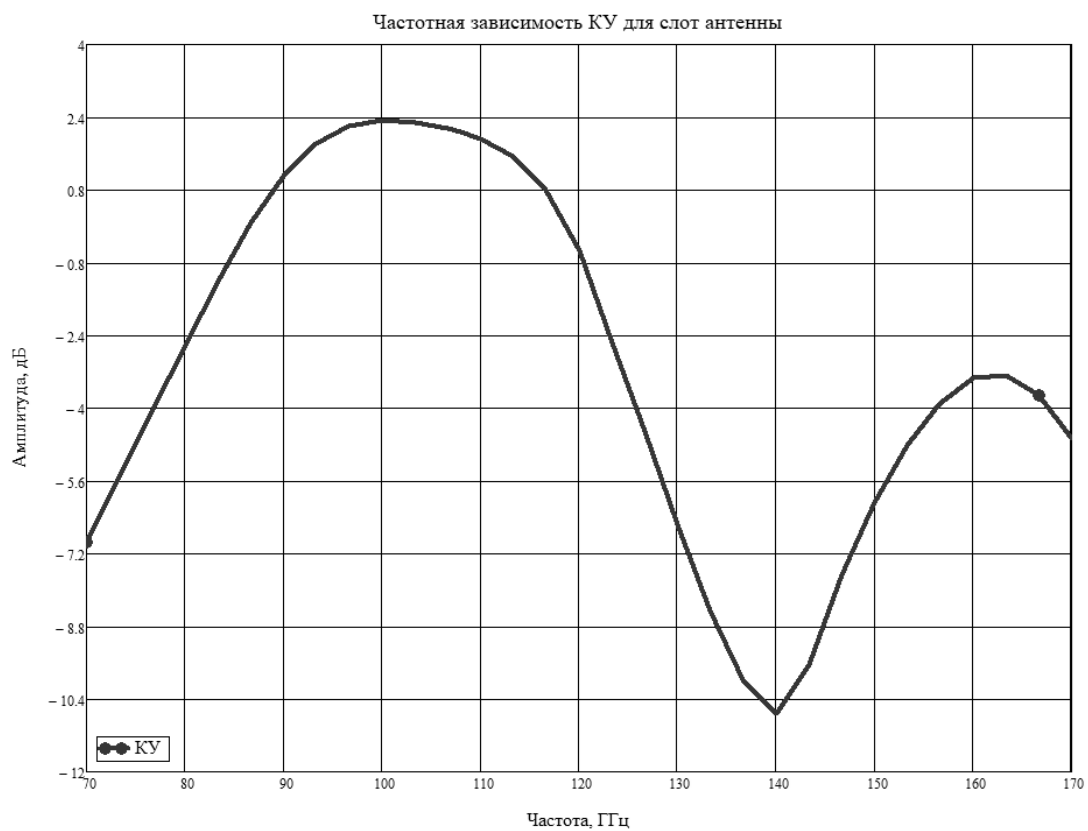


Рисунок 3.33 – Частотная зависимость КУ щелевой антенны

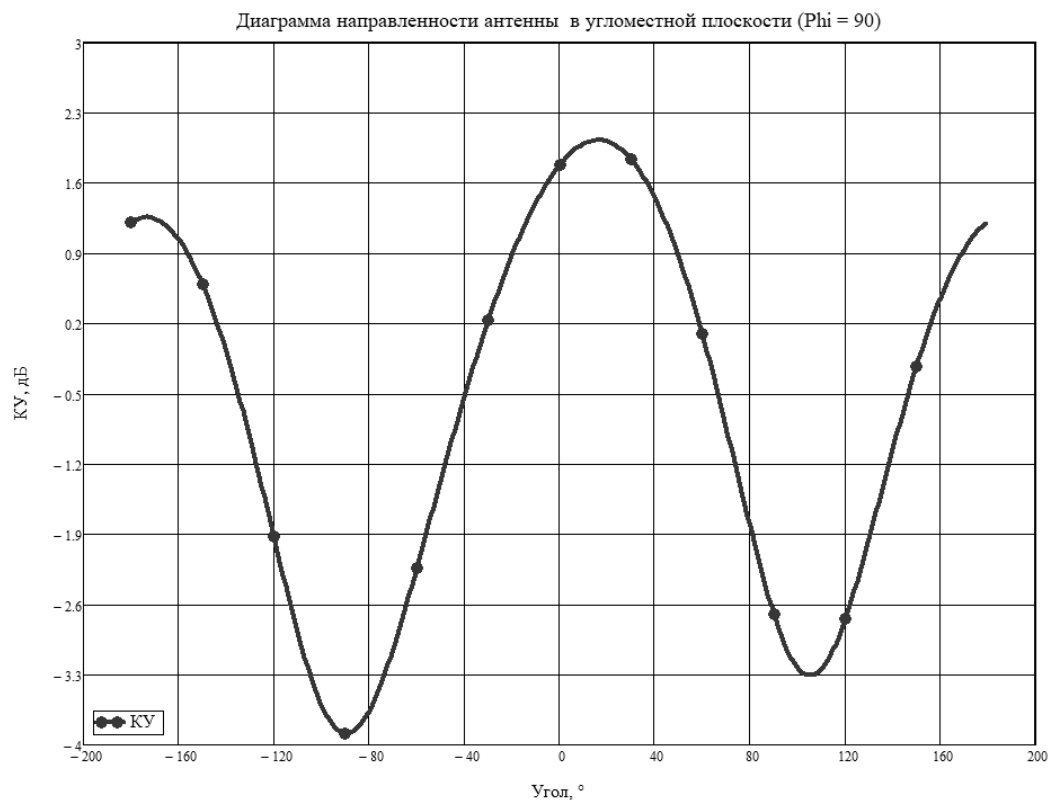


Рисунок 3.34 – Диаграмма направленности щелевой антенны
в угломестной плоскости

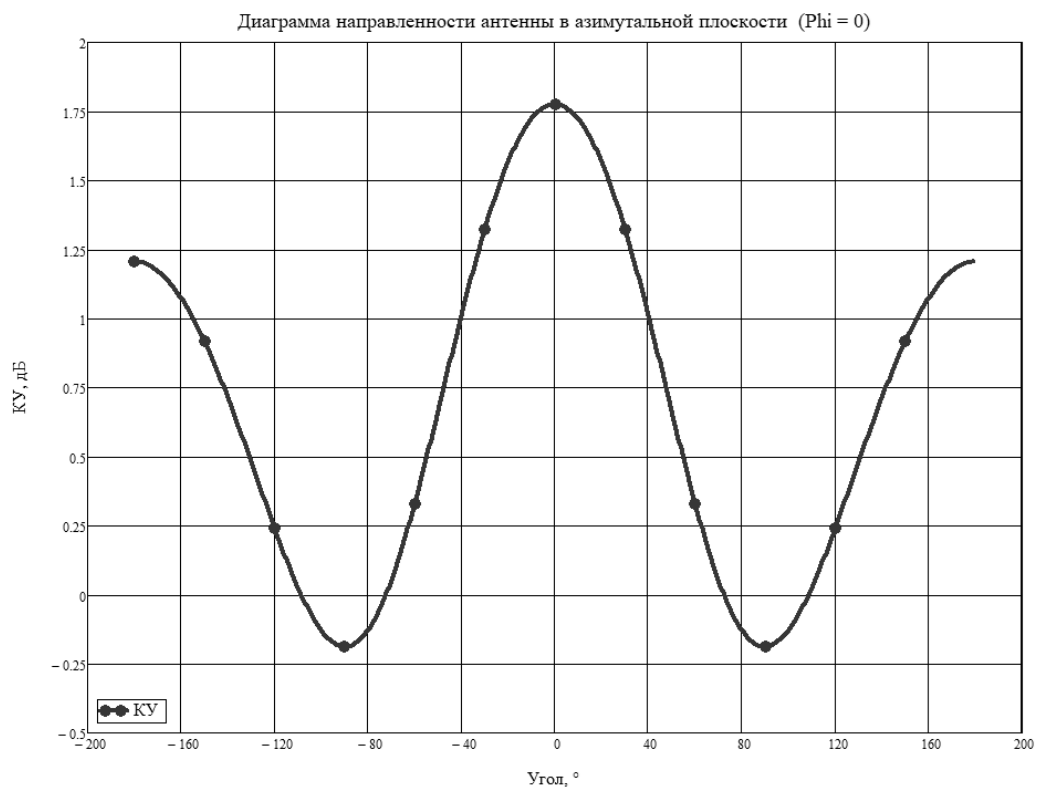


Рисунок 3.35 – Диаграмма направленности щелевой антенны
в азимутальной плоскости

В таблице 3.8 приведены геометрические размеры патч-антенны с трансформирующим зазором, а на рисунках 3.36 – 3.39 приведены результаты электромагнитного анализа.

Таблица 3.8 – Геометрические размеры элементов патч-антенны с зазором

Параметры	Значение, мкм
Ширина входной линии	45
Длина патча	388
Ширина патча	700
Длина зазора	20
Ширина зазора	10
Длина подложки	620
Ширина подложки	900

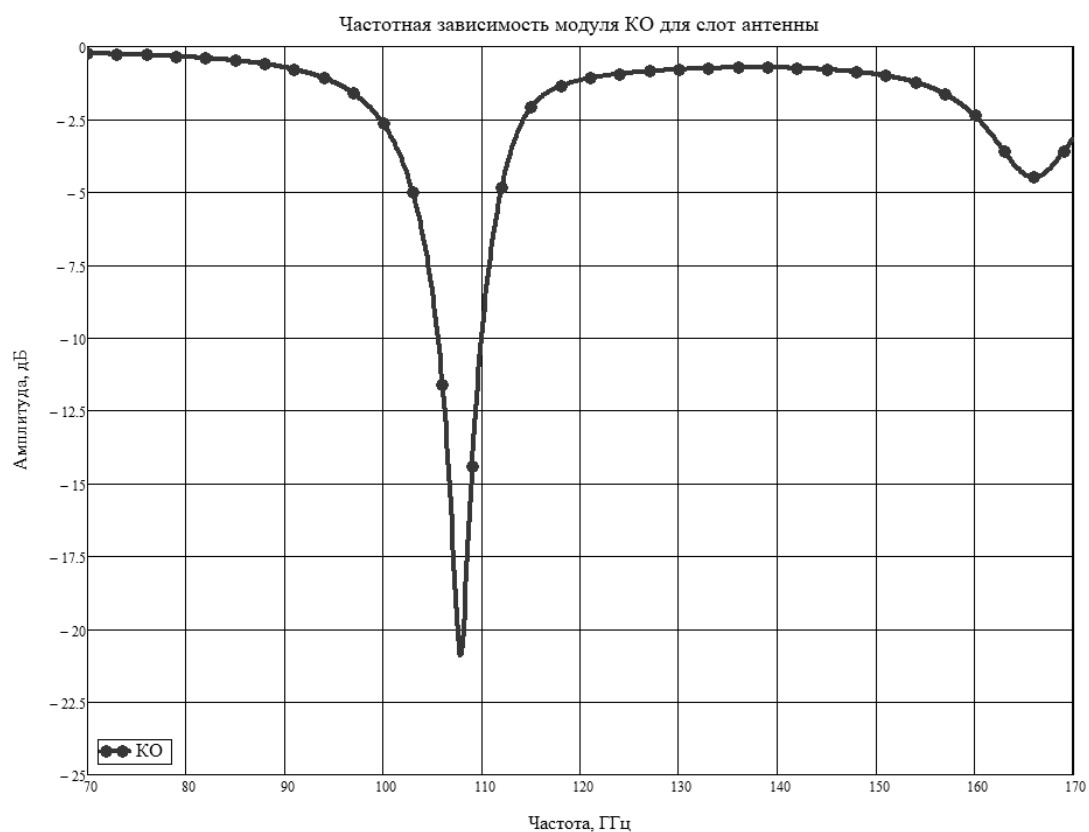


Рисунок 3.36 – Частотная зависимость модуля КО патч-антенны с зазором

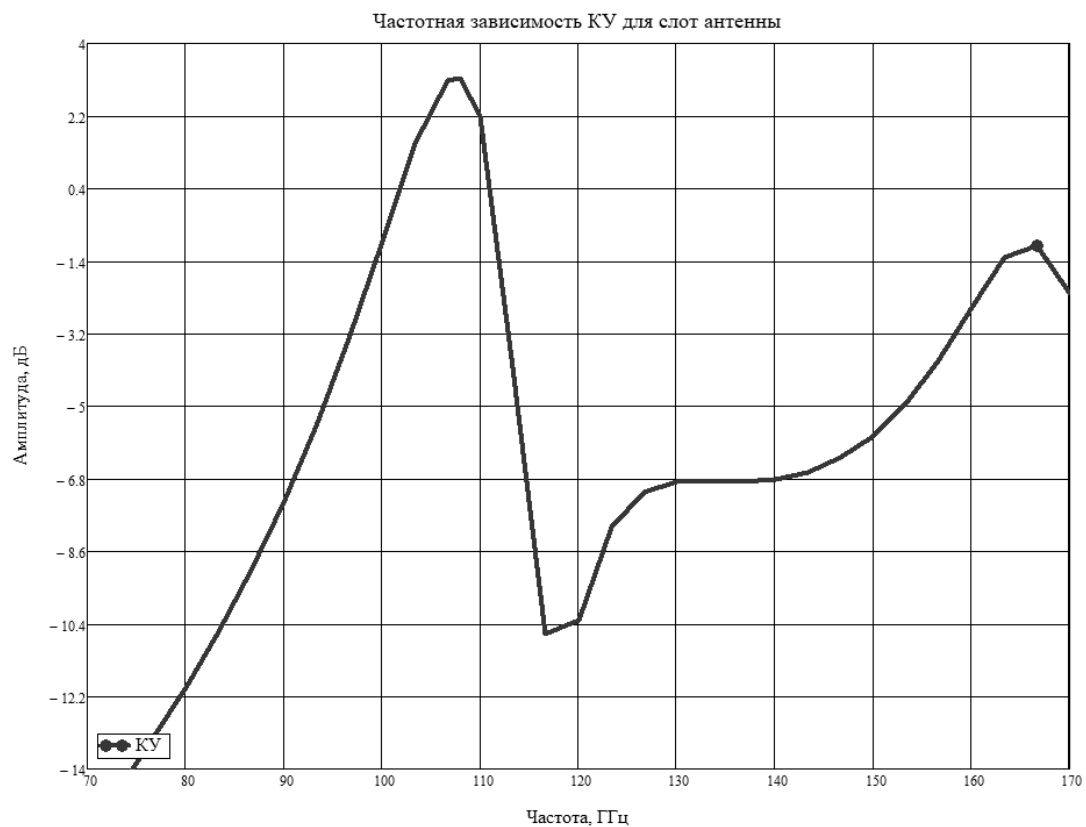


Рисунок 3.37 – Частотная зависимость КУ патч-антенны с зазором

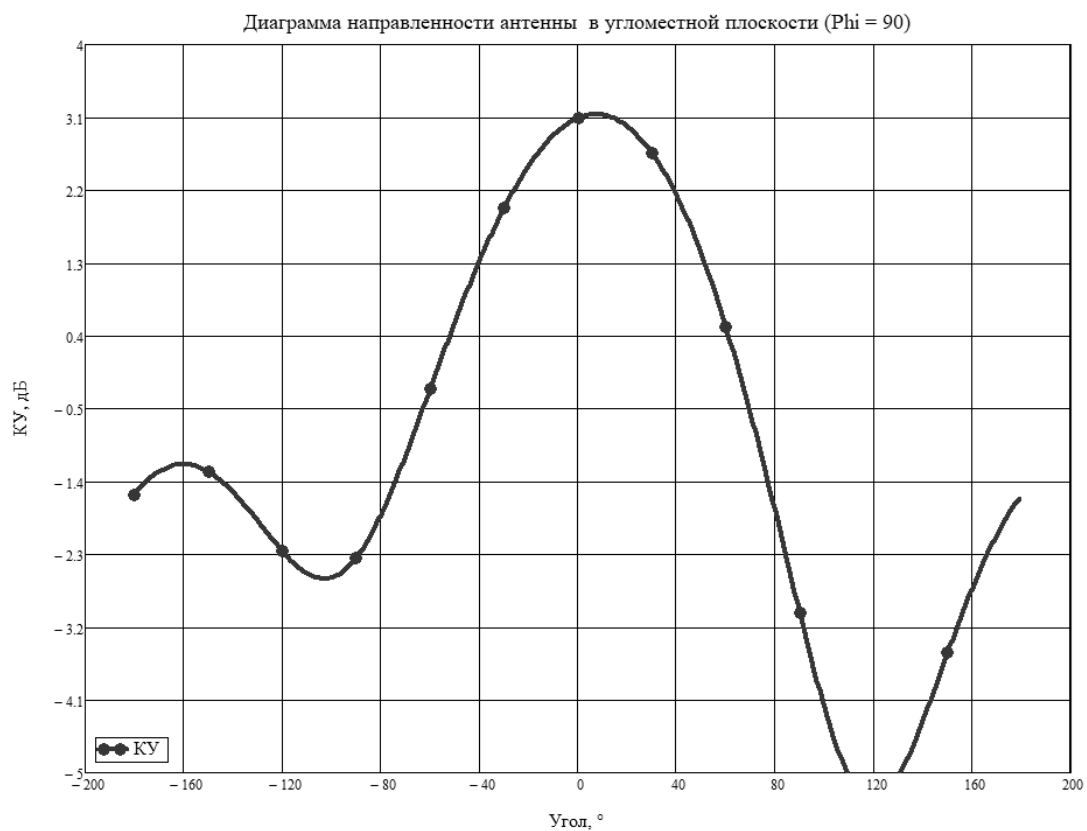


Рисунок 3.38 – Диаграмма направленности патч-антенны с зазором в угломестной плоскости

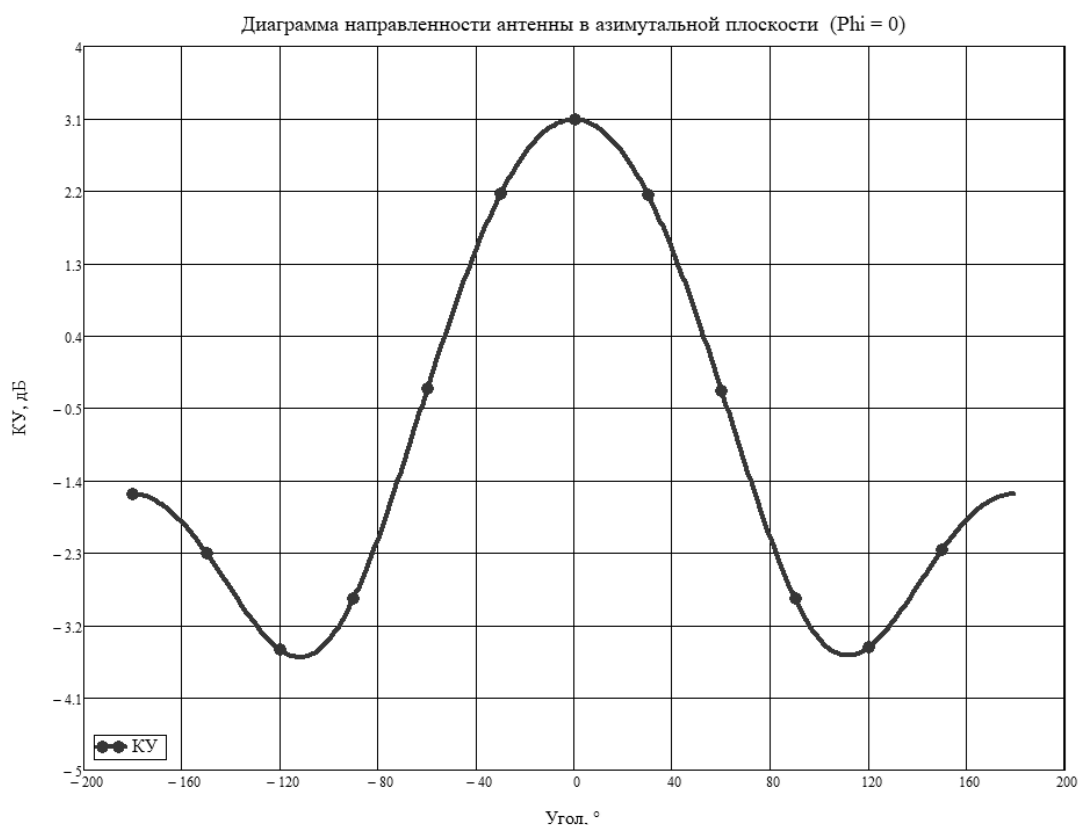


Рисунок 3.39 – Диаграмма направленности патч-антенны с зазором
в азимутальной плоскости

Таблица 3.9 – Сравнительная таблица результатов моделирования

Параметр	Требования	Патч-антенна	Щелевая антенна	Патч-антенна с зазором
Модуль КО, дБ	Менее -10	-19.6	-13	-20
КУ, дБи	Более 0	3.53	1.83	3.13
Ширина ДН в азимутальной плоскости, град.	-	130.2	-	112.3
Ширина ДН в угломестной плоскости, град.	-	101.5	-	119

3.4 Выводы по главе

1) С использованием предложенной методики автоматизированного проектирования получены три варианта (прямоугольный, радиальный, измененная форма – «рыбий хвост») интегральных волноводно-полосковых перехода диапазона частот 96 – 120 ГГц на GaAs-подложке. Проведен анализ влияния на электрические характеристики ВПП при изменении следующих

параметров: толщина подложки, тип линии передачи (микрополосковая и копланарная), радиус закругления волноводной части, тип конструкции волноводной секции (две и три части конструкции). Проведен анализ характеристик при соединении ВПП с рупорной антенной. Полученные результаты удовлетворяют поставленным требованиям как для отдельной волноводной секции, так и для соединения с рупорной антенной. КУ составляет от 15 дБ до 23.5 дБ, при КО не выше -10 дБ в диапазоне частот 96 – 120 ГГц.

2) С использованием предложенной методики автоматизированного проектирования получены три варианта (патч, щелевая, патч с трансформирующим зазором) интегральных антенны с рабочей частотой 108 ГГц на GaAs-подложке. Проведен анализ влияния на электрические характеристики антенны при изменении толщины подложки. Полученные результаты удовлетворяют поставленным требованиям.

Заключение

Магистерская диссертация посвящена вопросам автоматизированного проектирования волноводно-полосковых переходов и интегральных антенн мм-диапазона на основе АЗВ5-технологий. Основные результаты сводятся к следующему:

1) Проведен аналитический обзор интегральных ВВП и антенн в диапазоне частот от 50 ГГц до 1 ТГц на GaAs-, InP-, GaN-, SiC-, Si-технологиях. Выявлены основные типы решений и конфигураций, используемых для GaAs- и InP-подложек. Определен комплекс основных характеристик интегральных ВПП и антенн. Рассмотрены базовые подходы к расчету и измерениям этих функциональных блоков.

2) Согласно проведенным исследованиям выявлено, что на сегодняшний день в России значительный задел достигнут по технологии GaAs (pHEMT и mHEMT). Поэтому, для повышения прикладной значимости исследования, практическая часть работы выполнялась на данной группе материалов.

3) Сформулирован комплекс дополнительных требований к возможностям стандартных АЗВ5-технологических процессов, который должен выполняться для эффективной разработки интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона длин волн на их основе.

4) Предложена методика проектирования, позволяющая в автоматизированном режиме провести расчет геометрических размеров основных элементов интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона. Приведенная методика реализована в виде алгоритма и программного макроса для автоматизации проектирования интегральных волноводно-полосковых переходов и антенн мм-диапазона.

5) С использованием предложенной методики автоматизированного проектирования проведены расчеты геометрических размеров и основных электрических характеристик интегральных пассивных функциональных блоков (ВПП, антенн) в диапазоне частот 96 – 120 ГГц. Полученные результаты удовлетворяют поставленным требованиям.

Результаты исследования были представлены на Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР – 2023» [82].

Работа выполнена в соответствии с ОС ТУСУР 01-2021 [83].

Список использованных источников

1. Коптев Д. С., Щитов А. Н., Шевцов А. Н. Сравнительный анализ наиболее перспективных стандартов беспроводных сетей связи //Международный журнал гуманитарных и естественных наук. – 2016. – Т. 3. – №. 1. – С. 185-191.
2. Даньшин М. А., Павлова Ю. Е., Павлов П. В. АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ УСЛУГ В СЕТЯХ 5G //SCIENCE AND INNOVATION. – 2022. – С. 27-31.
3. Скрипко А. А., Кутузов Д. В., Осовский А. В. Перспективы технологии «сеть-на-кристалле» для сетей связи 5G/6G //актуальные проблемы информационно-телекоммуникационных технологий и математического моделирования в современной науке и промышленности. – 2021. – с. 219-221.
4. Song H. J. Packages for terahertz electronics //Proceedings of the IEEE. – 2017. – Т. 105. – №. 6. – С. 1121-1138.
5. Yoke-Choy Leong and S. Weinreb, "Full band waveguide-to-microstrip probe transitions," 1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1435–1438 vol. 4, 1999.
6. Hassona A. et al. F-band Low-loss Tapered Slot Transition for Millimeter-wave System Packaging //2019 49th European Microwave Conference (EuMC). – IEEE, 2019. – С. 432-435.
7. Hassona A. et al. D-band waveguide transition based on Linearly Tapered Slot Antenna //2017 IMAPS Nordic Conference on Microelectronics Packaging (NordPac). – IEEE, 2017. – С. 64-67.
8. Aljarosha A., Zaman A. U., Maaskant R. A wideband contactless and bondwire-free MMIC to waveguide transition //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2017. – Т. 27. – №. 5. – С. 437-439.
9. Zaman A. U. et al. Novel low-loss millimeter-wave transition from waveguide-to-microstrip line suitable for MMIC integration and packaging //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2017. – Т. 27. – №. 12. – С. 1098-1100.

10. Nandi U. et al. Novel millimeter wave transition from microstrip line to groove gap waveguide for MMIC packaging and antenna integration //IEEE Microwave and wireless components letters. – 2017. – T. 27. – №. 8. – C. 691-693.
11. Zamora A. et al. A 170–280 GHz InP HEMT low noise amplifier //2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz). – IEEE, 2014. – C. 1-2.
12. Deal W. et al. THz monolithic integrated circuits using InP high electron mobility transistors //IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – T. 1. – №. 1. – C. 25-32.
13. Leong K. M. K. H. et al. A 340–380 GHz integrated CB-CPW-to-waveguide transition for sub millimeter-wave MMIC packaging //IEEE microwave and wireless components letters. – 2009. – T. 19. – №. 6. – C. 413-415.
14. Samoska L. A. An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime //IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – T. 1. – №. 1. – C. 9-24.
15. Samoska L. et al. A submillimeter-wave HEMT amplifier module with integrated waveguide transitions operating above 300 GHz //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – T. 56. – №. 6. – C. 1380-1388.
16. Hurm V. et al. GaAs microstrip-to-waveguide transition operating in the WR-1.5 waveguide band (500–750 GHz) //2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings. – IEEE, 2012. – C. 145-147.
17. Xu Z., Xu J., Qian C. Novel in-line microstrip-to-waveguide transition based on E-plane probe T-junction structure //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2021. – T. 31. – №. 9. – C. 1051-1054.
18. Tessmann A. et al. Metamorphic HEMT MMICs and modules operating between 300 and 500 GHz //IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2011. – T. 46. – №. 10. – C. 2193-2202.
19. Doo J., Kim J., Jeong J. D-band frequency tripler module using anti-parallel diode pair and waveguide transitions //Electronics. – 2020. – T. 9. – №. 8. – C. 1201.

20. Donadio O., Elgaid K., Appleby R. Waveguide-to-microstrip transition at G-band using elevated E-plane probe //Electronics letters. – 2011. – Т. 47. – №. 2. – С. 115-116.
21. Zaman A. U. et al. Millimeter wave E-plane transition from waveguide to microstrip line with large substrate size related to MMIC integration //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Т. 26. – №. 7. – С. 481-483.
22. Tessmann A. et al. 243 GHz low-noise amplifier MMICs and modules based on metamorphic HEMT technology //International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2014. – Т. 6. – №. 3-4. – С. 215-223.
23. Жоюю П., Фарук Х. Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона //Первая миля. – 2011. – Т. 27. – №. 6. – С. 10-19.
24. Singer M. et al. Active SIMMWIC-antenna for automotive applications //1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 1997. – Т. 3. – С. 1265-1268.
25. Zhang Y. P., Sun M., Guo L. H. On-chip antennas for 60-GHz radios in silicon technology //IEEE Transactions on Electron Devices. – 2005. – Т. 52. – №. 7. – С. 1664-1668.
26. Babakhani A. et al. A 77-GHz phased-array transceiver with on-chip antennas in silicon: Receiver and antennas //IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2006. – Т. 41. – №. 12. – С. 2795-2806.
27. Shamim A. et al. 24 GHz on-chip antennas and balun on bulk Si for air transmission //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – Т. 56. – №. 2. – С. 303-311.
28. Gutierrez F. et al. On-chip integrated antenna structures in CMOS for 60 GHz WPAN systems //IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2009. – Т. 27. – №. 8. – С. 1367-1378.
29. Hsu S. S. et al. A 60-GHz Millimeter-Wave CPW-Fed Yagi Antenna Fabricated by Using 0.18- μm CMOS Technology //IEEE Electron Device Letters. – 2008. – Т. 29. – №. 6. – С. 625-627.

30. Neculoiu D. et al. 160 GHz on-chip dipole antenna structure in silicon technology //2007 International Semiconductor Conference. – IEEE, 2007. – Т. 1. – С. 245-248.
31. Рязанов И. Г., Бякин А. А., Белоусов О. А. Анализ и синтез широкополосной планарной щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем широкополосного доступа //Вопросы современной науки и практики. Университет им. ВИ Вернадского. – 2013. – №. 2. – С. 297-306.
32. Pan S., Capolino F. Design of a CMOS on-chip slot antenna with extremely flat cavity at 140 GHz //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2011. – Т. 10. – С. 827-830.
33. Chiou H. K., Chen I. S. High-Efficiency Dual-Band On-Chip Rectenna for 35-and 94-GHz Wireless Power Transmission in 0.13- μm CMOS Technology //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Т. 58. – №. 12. – С. 3598-3606
34. Nezhad-Ahmadi M. R. et al. High-efficiency on-chip dielectric resonator antenna for mm-wave transceivers //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – Т. 58. – №. 10. – С. 3388-3392.
35. Chen I. J., Wang H., Hsu P. A V-band quasi-optical GaAs HEMT monolithic integrated antenna and receiver front end //IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2003. – Т. 51. – №. 12. – С. 2461-2468.
36. Pilard R. et al. 60 GHz HR SOI CMOS antenna for a system-on-chip integration scheme targeting high data-rate kiosk applications //2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). – IEEE, 2011. – С. 895-898.
37. Yan Y. et al. Monolithically integrated 200-GHz double-slot antenna and resistive mixers in a GaAs-mHEMT MMIC process //IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2011. – Т. 59. – №. 10. – С. 2494-2503.
38. Щелевая и копланарная линии [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://rfanat.ru/s13/an-schel.html> (дата обращения: 12.12.2022).

39. Садыков Р. И., Потапова О. В. Оптимизация характеристик патч-антенны при помощи моделирования в программе CST Studio Suite 2017 //ПРИКЛАДНАЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, ФОТОНИКА И ЖИВЫЕ СИСТЕМЫ-2019. – 2019. – С. 200-202.
40. May J. W., Alhalabi R. A., Rebeiz G. M. A 3 G-bit/s W-band SiGe ASK receiver with a high-efficiency on-chip electromagnetically-coupled antenna //2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. – IEEE, 2010. – С. 87-90.
41. Passiopoulos G. et al. V-band single chip, direct carrier BPSK modulation transmitter with integrated patch antenna //1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 98CH36192). – IEEE, 1998. – Т. 1. – С. 305-308.
42. Hou D. et al. A 270 GHz \times 9 multiplier chain MMIC with on-chip dielectric-resonator antenna //IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2018. – Т. 8. – №. 2. – С. 224-230.
43. Ahmad W. et al. A compact efficient D-band micromachined on-chip differential patch antenna for radar applications //2019 IEEE international symposium on antennas and propagation and USNC-URSI radio science meeting. – IEEE, 2019. – С. 2201-2202.
44. Bakshi H. S. et al. Low-cost packaging of 300 GHz integrated circuits with an on-chip patch antenna //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2019. – Т. 18. – №. 11. – С. 2444-2448.
45. Abbasi M. et al. Single-chip 220-GHz active heterodyne receiver and transmitter MMICs with on-chip integrated antenna //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Т. 59. – №. 2. – С. 466-478.
46. Александров Р. Монолитные интегральные схемы СВЧ: взгляд изнутри // Компоненты и технологии. – 2005. - №9.
47. Božanić M., Sinha S. Emerging transistor technologies capable of terahertz amplification: A way to re-engineer terahertz radar sensors //Sensors. – 2019. – Т. 19. – №. 11. – С. 2454.

48. Leuther A. et al. 20 nm Metamorphic HEMT technology for terahertz monolithic integrated circuits // 2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference. 2014. P. 84–87.
49. Lai R. et al. Fabrication of InP HEMT devices with extremely high F_{max} // 2008 20th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials. 2008. P. 1–3
50. ЛАВРУХИН Д. В. и др. Исследование электрофизических и оптических свойств МНЕМТ наногетероструктур $In_{0.38}Ga_{0.62}As/In_{0.38}Al_{0.62}As/GaAs$, выращенных при различных давлениях мышьяка // Мокеровские чтения. – 2013. – С. 44-44.
51. Журавлев К. С. и др. Серийный рНЕМТ с удельной мощностью 1, 4 Вт/мм // Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. – 2012. – №. 1. – С. 55-62.
52. Драгутъ М. В., Селезнев Б. И. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ СВЧ РНЕМТ-ТРАНЗИСТОР НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР GAAS X-И КУ-ДИАПАЗОНОВ // Вестник Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. – 2022. – №. 3 (128). – С. 84-90.
53. Гошин, Г. Г. Антенны и фидеры: Сборник задач с формулами и решениями для практических работ [Электронный ресурс] / Г. Г. Гошин. — Томск: ТУСУР, 2012. — 237 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/2795>
54. Waveguide Sizes | Dimensions & Cutoff Frequency - everything RF [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes> (дата обращения: 12.12.2022)
55. Transmission Line Design Handbook (Artech House Antennas and Propagation Library) by Brian C. Wadell - PDF Drive [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://www.pdfdrive.com/transmission-line-design-handbook-artech-house-antennas-and-propagation-library-e185121637.html> (дата обращения: 12.12.2022)

56. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line", Microwaves, May 1977, pp. 174-182.
57. Ульяновский государственный технический университет. Проектирование полосковых устройств СВЧ. Ульяновск 2001
58. Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS – М, ООО «Оркада», 2012, 250 с.
59. Артищев, С. А. Исследование функциональных возможностей AWR Design Environment: Методические указания к лабораторной работе [Электронный ресурс] / С. А. Артищев. — Томск: ТУСУР, 2018. — 18 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/8080>
60. Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / В.Д. Разевиг, Ю.В. Потапов, А.А. Курушин. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с
61. Баранчиков С. А., Шовгенин А. Н. Обзор университетской программы САПР Keysight Pathwave design //технологии и методики Keysight Pathwave Design в проектировании и преподавании учредители: томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. – №. 1. – с. 19-20.
62. Документ Keysight Technologies: Keysight EEsof Eda Advanced Design System [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5988-326EN.pdf?id=921864> (дата обращения: 12.12.2022)
63. Применение ПО CST Microwave Studio для расчёта микроволновых антенн и устройств СВЧ [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/7145/download> (дата обращения: 12.12.2022)
64. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://docplayer.ru/39955311-Proektirovanie-svch-ustroystv-v-srede-cst-microwave-studio.html> (дата обращения: 12.12.2022)

65. Моделирование характеристик электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств [Электронный ресурс]. - Режим доступа: https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/43197/1/m_th_e.i.davydov_2016.pdf (дата обращения: 12.12.2022).
66. VanHese J, Sercu J, Pissort D, Lee H-S. State of the Art in EM Software for Microwave Engineers. – Agilent Technologies Application Note 5990-3225EN, February 2009.
67. Morris D.J. Virtual RF PCB Prototypes. – Printed Circuit Design & Fab, June 2006
68. Ю. А. Сагдеева, С. П. Копысов, А. К. Новиков С 138 Введение в метод конечных элементов: метод. пособие. Ижевск: Изд-во «Удмуртский университет». 2011. 44 с.
69. Мигалёв И. Е. Практическое применение метода конечных разностей во временной области к моделированию электромагнитного поля //Ползуновский вестник. – 2012. – №. 4. – С. 33.
70. Моррис Д. Моделирование электромагнитных полей-как выбрать лучший метод //Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2012. – №. 3. – С. 124-129.
71. Балюк Н. В. и др. Расчетно-экспериментальные методы оценки соответствия технических средств заданным требованиям электромагнитной стойкости и безопасности //Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – №. 2. – С. 7-21.
72. Зайцев К. А. и др. Проектирование СВЧ устройств на примере резонатора многолучевого клистрона с помощью программы CST Microwave Studio //КА Зайцев, ДН Ечин, ПН Захаров, СА Марченко, В. – 2010. – С. 610.
73. РУКОВОДСТВО ПО ЭКСПЛУАТАЦИИ Программное обеспечение и методики измерений. Планар 2019 год.
74. АНАЛИЗАТОР ЦЕПЕЙ ВЕКТОРНЫЙ P4213/P4226 Руководство по эксплуатации. Микран 2019 год.

75. Wilson P. F. et al. Antenna metrology for 100–500 GHz: A new approach //2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (AP EMC). – IEEE, 2016. – Т. 1. – С. 909-911.
76. Milligan T. A. Modern antenna design. – John Wiley & Sons, 2005.
77. WinWrap® | Basic Documentation [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://winwrap.com/web2/basic/#/> (дата обращения: 15.05.2023).
78. Holland J. H. Adaptation in natural and artificial systems: an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence. – MIT press, 1992.
79. Varshney A. et al. A Low-Loss Impedance Transformer-Less Fish-Tail-Shaped MS-to-WG Transition for K-/Ka-/Q-/U-Band Applications //Electronics. – 2023. – Т. 12. – №. 3. – С. 670.
80. EIA-271: Waveguide Flanges – Pressurizeable Contact Types for Rectangular Waveguide Sizes WR90 to WR2300 [Электронный ресурс]. - Режим доступа: https://global.ihs.com/doc_detail.cfm?document_name=EIA-271&item_s_key=00 033120 (дата обращения: 15.05.2023).
81. Standard Gain Horn Waveguide Antenna, WR-8, 90 GHz to 140 GHz, UG-387/U-Mod Round Cover Flange, 20 dBi Nominal Gain Specifications [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://www.fairviewmicrowave.com/images/productPDF/FMWAN1023.pdf> (дата обращения: 15.05.2023).
82. Рукавишников Ю.В. Обзор интегральных волноводно-полосковых переходов мм-диапазона на основе A3b5-технологий. // Сборник избр. статей по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2023». – Томск: В-Спектр, 2023.
83. ОС_ТУСУР_01-2021_(согласовано).pdf [Электронный ресурс]. - Режим доступа: [https://regulations.tusur.ru/storage/150499/ОС_ТУСУР_01-2021_\(согласовано\).pdf?1642386839](https://regulations.tusur.ru/storage/150499/ОС_ТУСУР_01-2021_(согласовано).pdf?1642386839) (дата обращения: 15.05.2023).

Приложение А

(обязательное)

Основные блоки макроса

‘ Создание окна

```
Begin Dialog UserDialog 960,420 ' %GRID:20,20,1,1
  GroupBox 40,20,440,200,"Substraite",.GroupBox1
  TextBox 240,140,120,20,.sub_h
  TextBox 240,180,120,20,.t_metall
  Text 60,180,160,20,"Metall height",.Text20
  Text 380,60,40,20,"um",.Text12
  GroupBox 40,240,440,160,"Frequence and Monitors",.GroupBox3
  GroupBox 520,20,440,200,"Waveguide",.GroupBox2
  Text 60,60,160,20,"Width",.Text2
  TextBox 240,60,120,20,.sub_x
  TextBox 240,100,120,20,.dl_50
  TextBox 760,80,120,20,.wave_x
  TextBox 760,120,120,20,.wave_y
  TextBox 760,160,120,20,.in_wave
  TextBox 240,280,120,20,.f_centr
  TextBox 240,320,120,20,.f_span
  TextBox 240,360,120,20,.n_monitor
  Text 60,100,160,20,"Length",.Text1
  Text 60,140,160,20,"Height",.Text3
  Text 540,80,160,20,"Width",.Text4
  Text 540,120,160,20,"Height",.Text5
  Text 540,160,160,20,"Input lenght",.Text6
  Text 60,280,160,20,"Centr",.Text7
  Text 60,320,160,20,"Span",.Text8
  Text 60,360,160,20,"Monitor",.Text9
  CancelButton 740,380,180,40
  OKButton 520,380,180,40
  Text 380,140,40,20,"um",.Text15
  Text 380,100,40,20,"um",.Text11
  Text 380,60,40,20,"um",.Text13
  Text 380,180,40,20,"um",.Text14
  Text 900,80,40,20,"um",.Text16
  Text 900,120,40,20,"um",.Text17
  Text 900,160,40,20,"um",.Text18
  Text 380,320,40,20,"GHz",.Text19
  Text 380,280,40,20,"GHz",.Text21
End Dialog
Dim dlg As UserDialog
dlg.sub_x      = "400"
  dlg.dl_50    = "1000"
  dlg.sub_h    = "75"
  dlg.t_metall = "3"
  dlg.wave_x   = "2032"
  dlg.wave_y   = "1016"
  dlg.in_wave  = "1500"
  dlg.n_monitor = "5"
```

```

        dlg.f_centr        ="120"
        dlg.f_span         ="50"
    Dialog dlg
    'Задание основных единиц измерений
    sCommand = ""
    sCommand = sCommand + "With Units" + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Geometry ""um"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Frequency ""GHz"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Voltage ""V"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Resistance ""Ohm"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Inductance ""NanoH"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".TemperatureUnit ""Celsius"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Time ""ps"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Current ""A"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Conductance ""Siemens"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + ".Capacitance ""PikoF"" " + vbLf
    sCommand = sCommand + "End With" + vbLf
    AddToHistory "Units", sCommand
    'Задание частотного диапазона
    sCommand = ""
    sCommand = sCommand + "Solver.FrequencyRange ""f_centr - f_span/2 """, ""f_centr +
    f_span/2 "" " + vbLf
    AddToHistory "Frequency", sCommand
    'Задание материала подложки
    With Material
        .Reset
        .Name "Gallium Arsenide (lossy)"
        .Folder ""
        .FrqType "all"
        .Type "Normal"
        .SetMaterialUnit "GHz", "mm"
        .Epsilon "12.94"
        .Mu "1.0"
        .Kappa "0.0"
        .TanD "0.006"
        .TanDFreq "10.0"
        .TanDGiven "True"
        .TanDModel "ConstTanD"
        .KappaM "0.0"
        .TanDM "0.0"
        .TanDMFreq "0.0"
        .TanDMGiven "False"
        .TanDMModel "ConstKappa"
        .DispModelEps "None"
        .DispModelMu "None"
        .DispersiveFittingSchemeEps "General 1st"
        .DispersiveFittingSchemeMu "General 1st"
        .UseGeneralDispersionEps "False"
        .UseGeneralDispersionMu "False"
        .Rho "5320.0"
        .ThermalType "Normal"
        .ThermalConductivity "54"
    End With

```

```

.HeatCapacity "0.33"
.SetActiveMaterial "all"
.MechanicsType "Isotropic"
.YoungsModulus "85"
.PoissonsRatio "0.31"
.ThermalExpansionRate "5.8"
.Colour "0.94", "0.82", "0.76"
.Wireframe "False"
.Transparency "0"
.Create
End With
'Вычитание объектов при пересечении
sCommand = ""
sCommand = sCommand + "Solid.Insert ""first:WAVEGUIDE_UP"", ""first:PROB"" " + vbLf
AddToHistory "WAVEGUIDE_UP-PROB", sCommand
'Указание расположение волноводного порта
sCommand = ""
sCommand = sCommand + "With Port" + vbLf
sCommand = sCommand + ".Reset" + vbLf
sCommand = sCommand + ".PortNumber ""1"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Label "" "" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Folder "" "" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".NumberOfModes ""1"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".AdjustPolarization ""False"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".PolarizationAngle ""0.0"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".ReferencePlaneDistance ""0"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".TextSize ""50"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".TextMaxLimit ""1"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Coordinates ""Free"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Orientation ""ymin"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".PortOnBound ""False"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".ClipPickedPortToBound ""False"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Xrange ""-wave_x/2"", ""wave_x/2"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Yrange ""dl_50/2+dl_tran+wave_y+dl_wave_rad+wave_in"", ""dl_50/2+dl_tran+wave_y+dl_wave_rad+wave_in"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Zrange ""dl_up_wave+dl_wave_rad"", ""dl_up_wave+dl_wave_rad+wave_y"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".XrangeAdd ""0.0"", ""0.0"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".YrangeAdd ""0.0"", ""0.0"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".ZrangeAdd ""0.0"", ""0.0"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".SingleEnded ""False"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".WaveguideMonitor ""False"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Create" + vbLf
sCommand = sCommand + "End With" + vbLf
AddToHistory "PORT_1", sCommand
' Сохранение и создания комментария для параметров
StoreDoubleParameter "n_monitor", cst_n_monitor
SetParameterDescription ("n_monitor", "Количество мониторов")
' Задание окружающей среды
sCommand = ""
sCommand = sCommand + "With Boundary" + vbLf
sCommand = sCommand + ".Xmin "" electric"" " + vbLf

```

```

sCommand = sCommand + ".Xmax "" electric"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Ymin "" electric"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Ymax "" electric"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Zmin "" electric"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Zmax "" electric"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Xsymmetry ""none"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Ysymmetry ""none"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".Zsymmetry ""none"" " + vbLf
sCommand = sCommand + ".ApplyInAllDirections ""True"" " + vbLf
sCommand = sCommand + "End With" + vbLf
AddToHistory "Boundary", sCommand
cst_C_corr = (cst_epsf-1)/4.6*(cst_tf/cst_hf)/Sqr(cst_wf/cst_hf)
If (cst_wf/cst_hf<1) Then
cst_Fcorr=1/Sqr(1+(12*cst_hf/cst_wf))+0.04*(1-cst_wf/cst_hf)^2
Else
cst_Fcorr=1/Sqr(1+(12*cst_hf/cst_wf))
End If
cst_eps_effl=((cst_epsf+1)/2)+((cst_epsf-1)/2)*cst_Fcorr
cst_eps_eff = cst_eps_effl
If (cst_wf/cst_hf<1/(2*Pi)) Then
cst_Wf_eff= cst_wf + 0.398*cst_tf*(1+Log(4*Pi*cst_wf/cst_tf))
Else
cst_Wf_eff= cst_wf + 0.398*cst_tf*(1+Log(2*cst_hf/cst_tf))
End If
If (cst_wf/cst_hf < 1 ) Then

cst_Z0=(60/Sqr(cst_eps_effl))*Log((8*cst_hf/cst_Wf_eff)+(cst_Wf_eff/(4*cst_hf)))
Else
cst_Z0=(120*Pi)/(Sqr(cst_eps_effl)*((cst_Wf_eff/cst_hf)+1.393+0.667*Log((cst_Wf_eff/cst_hf)
+1.444)))
End If
If cst_wf/cst_hf<1 Then
cst_m_c= 1+ (1.4/(1+cst_wf/cst_hf))*(0.15-0.235*Exp(-
0.45*cst_ff/cst_f_k_TM0))
Else
cst_m_c= 1
End If
cst_m = cst_m_0*cst_m_c
cst_eps_eff_ff = cst_epsf-((cst_epsf-cst_eps_eff)/(1+(cst_ff/cst_f_50)^cst_m))
cst_Z0_ff = cst_Z0*((cst_eps_eff_ff-1)/(cst_eps_eff-
1))*Sqr(cst_eps_eff/cst_eps_eff_ff)
calculate_ThickMicrostripline = cst_Z0_ff
Else
calculate_ThickMicrostripline = cst_Z0
End If

```