

Некоммерческое акционерное общество

«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Кафедра: «Телекоммуникационные системы»

Специальность: 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ

Зав. кафедрой

к.т.н., Байкенов А.С.

(подпись)

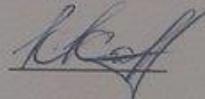
« » _____ 2015 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

пояснительная записка

на тему: исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики прямоугольных волноводных направленных ответвителей

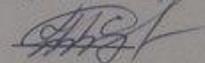
Магистрант Калиев К.А.



(подпись)

группа ИТ Сп-13-1

Руководитель к.т.н., доцент



(подпись)

Чечимбаева К.С.

Технический консультант

(подпись)

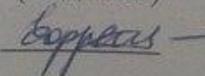
Штунь А.К.

Рецензент к.т.н., доцент КазНТУ

(подпись)

Орынбет М.М.

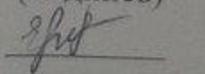
Консультант по ВТ к.х.н., ст. преп.



(подпись)

Ефремова Ю.И.

Нормоконтроль ст. преп.



(подпись)

Елизарова Е.Ю.

Алматы, 2015

Некоммерческое акционерное общество

«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Факультет: «Радиотехники и связи»

Специальность: «Радиотехники, электроники и связи»

Кафедра: «Телекоммуникационных систем»

ЗАДАНИЕ

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Калиеву К.А.

Тема диссертации «исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики прямоугольных волноводных направленных ответвителей»

утверждена Ученым советом университета №142 от 28.10. 2014 г.

Срок сдачи законченной диссертации
« ___ » _____

Целью данной диссертационной работы является исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводных направленных ответвителей.

Перечень подлежащих разработке в магистерской диссертации вопросов или

краткое содержание магистерской диссертации:

1 Аналитический обзор литературы

2 Аналитический расчет волноводного направленного ответвителя

Рекомендуемая основная литература

1 Заргано Г.Ф., Ляпин В.П., Михалевский В.С. и др. Волноводы сложных сечений. // М.: Радио и связь, 1986. 124 с.

2 Helsing J. Ridge Waveguide and Passive Microwave Components. // Institution of Engineering and Technology, London, U. K., 2000, - 327p.

3 Гальченко Н.А., Михайлевский В.С., Синявский Г.П. Волноводы сложных сечений и полосковые линии.// Ростов-на-Дону, изд-во РГУ, 1978.-176 с.

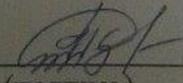
Г Р А Ф И К

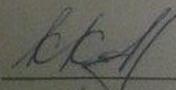
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления	Примечание
<u>1 Аналитический обзор литературы</u>	05.10.2013	
<u>2 Аналитический расчет волноводного направленного ответвителя</u>	11.02.2014	
<u>3 Электродинамическое моделирование волноводного направленного ответвителя</u>	10.03.2014	
<u>4 Исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводного направленного ответвителя</u>	06.04.2014	

Дата выдачи задания «5» 09 2013г.

Заведующий кафедрой _____ (Байкенов А.С.)
(подпись)

Руководитель диссертации  (Чежимбаева К.С.)
(подпись)

Задание принял к исполнению магистрант  (Калиев К.А.)
(подпись)

Аңдатпа

Осы диссертациялық жұмыста технологиялық рұқсаттың тікбұрышты волноводты бағытталған шашыратқыштың жиіліктік сипаттамаларына әсері мен есептеу әдістері зерттелді. Жұмыс барысында волноводты бағытталған шашыратқыш туралы біршама әдебиеттер қарастырылды және *MathCad 14* бағдарламасында математикалық моделі жасалды. Электродинамикалық модельдеу үшін арналған *CST Microwave Studio* бағдарламасында есептелген нәтижелер нақтыланды және технологиялық рұқсаттар алынды.

Аннотация

В диссертации предложен перспективный метод расчета и исследованы влияния технологических допусков на частотные характеристики прямоугольного волноводного направленного ответвителя со связью на широкой стенке с круглыми отверстиями. В результате работы был проведен обзор литературы волноводных НО, на основе которого была составлена математическая модель в программной среде *MathCad 14*, описывающая частотные характеристики волноводного НО по заданным геометрическим размерам волноводного тракта. Используя САПР электродинамического моделирования *CST Microwave Studio*, были подтверждены расчеты, полученные в программной среде *MathCad 14* на основе которых в дальнейшем было проведено исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики в системе автоматизированного проектирования *CST Microwave Studio* и выявлены технологические допуски.

Abstract

The thesis proposed a promising method of calculation and investigate the effect of manufacturing tolerances on the frequency characteristics of a rectangular waveguide directional coupler with a link to the broad wall with round holes. As a result of the literature review was conducted waveguide BUT, on which was drawn a mathematical model in the software environment MathCad 14, which describes the frequency response of the waveguide but specify the geometric dimensions of the waveguide path. Using CAD electrodynamic simulation CST Microwave Studio, have been confirmed by calculations obtained in the software environment MathCad 14 on the basis of which was later investigated the effect of manufacturing tolerances on the frequency characteristics of a computer-aided design CST Microwave Studio and identified manufacturing tolerances.

Содержание

Введение	6
1 Аналитический обзор литературы	8
1.1 Параметры и классификация НО	8
1.2 Обзор работ по расчету волноводных направленных – ответвителей со связью через малые отверстия	10
1.2.1 Прямоугольный волноводный направленные ответвитель со связью с круглыми отверстиями	23
2 Аналитический расчет волноводного направленного ответвителя	26
– 2.1 Расчет прямоугольного волноводного направленного ответвителя со связью на широкой стенке с круглыми отверстиями связи	26
2.2 Метод повышения направленности	31
– 3 Электродинамическое моделирование волноводного направленного ответвителя	35
3.1 Моделирование прямоугольного волноводного направленного ответвителя в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio	35
– 4 Исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводного направленного ответвителя	42
– 4.1 Влияние изменения радиуса отверстия	44
– 4.2 Влияние изменения расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия	48
– 4.3 Влияние изменения расстояния между центрами отверстий	52
Заключение	54
Перечень сокращений	55

Список литературы	56
Приложение А	62
Приложение Б	63

Введение

Развитие современных телекоммуникационных систем требует постоянного совершенствования сверхвысокочастотных (СВЧ) элементов и устройств, входящих в приемно-передающие тракты и узлы обработки сигналов. Несмотря на достаточную громоздкость и конструктивные трудности, волноводные элементы широко применяются в областях, требующих передачу больших мощностей с малыми потерями [1-6].

Одними из наиболее широко используемых пассивных волноводных СВЧ-устройств являются направленные ответвители (НО) [1-3, 6, 7]. Они применяются как в задачах ответвления части мощности из основного высокочастотного тракта, так и для определения величины проходящей мощности.

Среди различных конструктивных подходов к созданию волноводных направленных ответвителей используются ответвители с системой малых отверстий связи. Основными преимуществами этих направленных ответвителей являются достаточно равномерное переходное ослабление в широком частотном диапазоне и слабая связь между основным и вторичным волноводами.

В волноводном ответвителе выходные параметры и характеристики во многом определяются погрешностью воспроизведения конструкции волноводного ответвителя и фактическими свойствами ее рабочих поверхностей, взаимодействующих с электромагнитным полем. Именно поэтому методы и техника расчета производственных допусков волноводных ответвителей имеют свою специфику и особенности, так как в данном случае при точностном исследовании устанавливается степень влияния погрешностей формы и физических параметров конструкции волноводных ответвителей на частотные характеристики.

Кроме того, проблема точностного исследования волноводных ответвителей, подлежащих серийному производству, становится более сложной за счет того, что точностные возможности применяемых типов технологических процессов не всегда обеспечивают выпуск изделий с должным качеством. В этой связи необходимо не только разработать наиболее рациональные методы расчета производственных допусков на конструкции волноводных ответвителей, но и выбрать и обосновать соответствующие технологические процессы их производства [8].

Таким образом, решение задачи влияния технологических допусков на частотные характеристики направленных ответвителей на базе прямоугольных

волноводов и проектирование широкополосных направленных ответвителей с заданными характеристиками, отвечающих требованиям, предъявляемым к современной высокотехнологичной аппаратуре, является актуальной задачей и может служить целью научного поиска.

Цели диссертационной работы

Целью данной диссертационной работы является исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводных направленных ответвителей. Для достижения поставленной цели решались следующие основные задачи:

1 Исследование влияния технологических допусков на величину переходного ослабления.

2 Исследование влияния технологических допусков на величину направленности.

Используемые методы и технологии

Для решения перечисленных выше задач применялись методы математического моделирования, моделирования на основе современных систем автоматизированного проектирования (САПР). Одной из самых распространенных САПР для электродинамического моделирования является *CST Microwave Studio*.

Научная новизна

Получены зависимости допусков на диаметр отверстий и их положения в волноводном НО от переходного ослабления и направленности, которые позволяют существенно уменьшить время разработки волноводного НО.

1 Аналитический обзор литературы

Развитие современной техники сверхвысоких частот, разработка широкополосных генераторных и усилительных электровакуумных приборов вызвали необходимость создания широкополосных элементов СВЧ трактов: волноводно-коаксиальных переходов, аттенюаторов, фазовращателей, фильтров, мультиплексоров, гибридных соединений, направленных ответвителей и т.п. Построение таких СВЧ элементов производилось как на основе волноводов

простого сечения (прямоугольных и круглых), так и на основе волноводов сложного сечения – в частности П- и Н-волноводов.

Главное назначение ответвителей – направленно ответвлять некоторую часть высокочастотной мощности из основного тракта во вспомогательный. Особенности этого устройства заключаются в том, что он реагирует на волну только одного направления, то есть только на падающую или отраженную в основном тракте. Его работа основана на возбуждении во вспомогательном тракте двух волн, смещенных по фазе так, что амплитуда волн, распространяющихся в желаемом направлении, интерферируя, суммируются, а в не желаемом – взаимно компенсируются [11].

Направленные ответвители относятся к таким волноводным устройствам, в которых используется распределенная или дискретная связь между волноводами. В обоих случаях устройства можно рассматривать как каскадное включение элементарных восьмиполюсников, причем в последнем случае элементарный восьмиполюсник представляет собой совокупность трех волноводов: основного, вспомогательного и волновода связи [12].

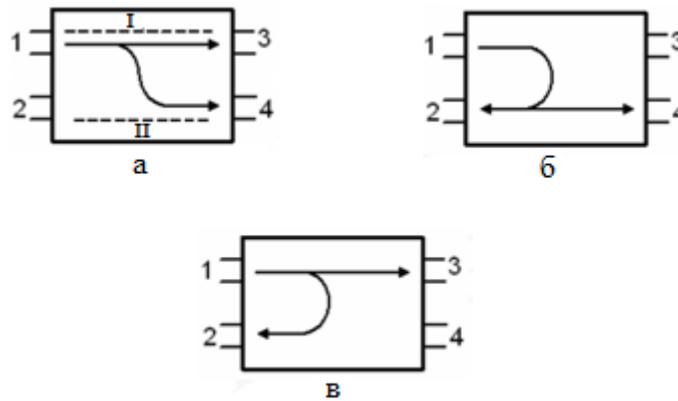
Направленные ответвители широко применяются в разных отраслях радиоэлектроники, в качестве самостоятельных устройств в кабельных и волноводных линиях, так и в качестве элементов радиоэлектронной аппаратуры. Как самостоятельные устройства НО используются для разветвления сигнала в линии (например, телевизионные разветвители) и для контроля параметров сигнала в линии и ее согласования. Как элементы аппаратуры НО используются в основном в радиоизмерительных приборах – СВЧ ваттметрах, приборах для измерения КСВН, коэффициента передачи, установках для проверки аттенюаторов и измерения ослаблений, и т.д. [13, 14].

1.1 Параметры и классификация НО

В зависимости от типа линий передачи, образующих основной и вспомогательные каналы ответвители могут быть коаксиальными, на полосковых линиях, волноводными и волноводно-коаксиальными [11, 15].

По характеру ответвления мощности во вторичный канал различают ответвители сонаправленные (см. рисунок 1.1 а), противонаправленные (см. рисунок 1.1 б) и комбинированные (см. рисунок (I – основная линия; II – вспомогательная линия; 1,3 – входные и выходные плечи; 2,4 – нерабочее и рабочее плечи)

в).



(I – основная линия; II – вспомогательная линия; 1,3 – входные и выходные плечи; 2,4 – нерабочее и рабочее плечи)

Рисунок 1.1 – Виды НО

Основными параметрами направленных ответвителей являются переходное ослабление, направленность, потери в основном тракте, КСВН основного и вспомогательного канала, диапазон рабочих частот.

Переходное ослабление, характеризующие величину связи между основным и вторичным каналами, определяется как отношение величин мощностей на входе основного и выходе вторичного тракта (см. рисунок 1.1 а), и вычисляется по формуле [11, 15]

$$C = 10 \lg \frac{P1}{P4}. \quad (1.1)$$

Направленность, характеризующая направленные свойства ответвителя, определяется как отношение мощностей на выходе рабочего и нерабочего плеча вторичного тракта [11, 15]

$$D = 10 \lg \frac{P4}{P2}. \quad (1.2)$$

Коэффициент стоячей волны по напряжению характеризует степень согласования основного или вспомогательного тракта и измеряется при подключении согласованных нагрузок к другим плечам.

Диапазон рабочих частот определяется полосой частот, в которой сохраняются заданные значения параметров ответвителя. При перекрытии по частоте, т.е. при отношении максимальной частоты диапазона к минимальной от полутора до трех направленные ответвителя называются широкополосными, а при перекрытии более трех – сверхширокополосными [16, 17].

1.2 Обзор работ по расчету волноводных направленных ответвителей со связью через малые отверстия

К настоящему времени как в отечественной печати [1, 3, 5-7, 22, 41-44, 57, 58, 61-69, 70-75], так и зарубежной [2, 4, 18-21, 23-30, 32-40, 45-56, 59] опубликовано значительное количество работ, посвященных различным видам исследований простых и сложных волноводных структур, входящих в элементную базу устройств СВЧ диапазона. Целью обзора опубликованных работ явилось исследование вопроса о существовании теоретических методов анализа и синтеза направленных ответвителей со связью через малые отверстия, построенных как на волноводах простого, так и сложного сечения, а также выбора наиболее эффективного из них для разработки методики анализа и синтеза.

На сегодняшний момент методика анализа и синтеза различных направленных ответвителей на прямоугольных волноводах со связью через малые отверстия разработана относительно хорошо. Существует ряд теорий и методов для расчета электродинамических параметров таких волноводных направленных ответвителей, наиболее распространенные из которых:

- метод, основанный на квазистатической теории Бете;
- метод эквивалентных схем;
- метод согласования мод;
- метод моментов;
- матричный метод;
- вариационные методы исследования.

Одним из родоначальников теории расчета волноводных направленных ответвителей с малыми отверстиями связи был Н.А. Бете. Именно им были заложены основы электродинамического расчета отверстий связи [21]. Впоследствии, данная теория преобразовывалась и дополнялась [23-26]. В рамках теории Бете полагается, что геометрические размеры отверстий достаточно малы по сравнению с размерами волноводов ($L/\lambda \leq 0,1$, где L - размер отверстия), так что можно пренебречь изменением значения амплитуды и фазы вдоль отверстия связи. Кроме того, необходимо, чтобы отверстие связи было достаточно удалено от углов и противоположных стенок. Амплитудные коэффициенты волн, распространяющихся во вспомогательном волноводе, можно определить через дипольные моменты отверстия связи, пропорциональные коэффициентам электрической и магнитной поляризуемости. К достоинствам теории Бете следует отнести простоту анализа и хорошую для практики точность (3-7 процента) расчета переходного ослабления и направленности, несмотря на то, что метод не учитывает влияние высших типов волн в области связи.

Свое развитие теория Бете получила в работе R. Levy [24]. Анализ направленных ответвителей, построенных на основе двух параллельных волноводов прямоугольного сечения, был основан на эквивалентной теории цепей, где отверстия связи представляются серией последовательно или параллельно соединенных сосредоточенных элементов, обладающих импедансными свойствами, а процедура синтеза направленных ответвителей основана на использовании прототипа низкочастотного фильтра. Также были учтены конечные размеры отверстий и толщина общей стенки. При этом удается

с неплохой точностью рассчитать характеристики серии отверстий достаточно большого размера и находящихся на близком расстоянии друг от друга. Восьмиполюсная эквивалентная схема для отверстия связи волновода, полученная благодаря теории малых отверстий Бете [21] и модифицированная Коном [23], подтверждена результатами эксперимента и может быть использована для анализа характеристик и качества ответвителей с системой отверстий. Так, в работе [23] приведены характеристики и результаты проектирования для 6-элементного 12,5 дБ ответвителя (*WR430*), обладающего направленностью более чем 43 дБ. Также представлена улучшенная техника синтеза ответвителей с большим числом отверстий одинакового размера.

Работа N.A. McDonald [25] посвящена ответвлению электромагнитных волн через отверстия связи малого размера в стенках любой толщины волноводов прямоугольного и круглого сечения. Метод, основанный на квазистатической теории Бете, представлен для оценки связи между двумя одинаковыми резонаторами, соединенными при помощи маленького отверстия в общей стенке произвольной толщины. Связь установлена по электромагнитным волнам симметричных и асимметричных связанных резонаторов, и для определения данных частот используется вариационный метод. Представленные результаты пригодны для теоретических расчетов электрических и магнитных коэффициентов поляризуемости круглых и прямоугольных отверстий в стенках с нулевой толщиной и эквивалентных коэффициентов поляризуемости, в случае, когда толщина стенки не равна нулю. При нулевой толщине стенки полученные результаты совпадают с результатами Бете для круглого отверстия [21] и хорошо согласуются с экспериментальными результатами Кона [23]. Соединение через малые круглые и прямоугольные отверстия отличаются электрическими и магнитными полями, так как каждый тип отверстия связи ассоциируется с особым набором мод, создающих электромагнитное поле гипотетического волновода в области отверстия.

В работе [26] теория Бете для малых отверстий связи в стенках двух прямоугольных волноводов, видоизмененная впоследствии Коном для достаточно больших отверстий связи, улучшена благодаря включению поправочных коэффициентов, учитывающих усреднение электромагнитного поля над большими отверстиями. Кроме того, добавление неэмпирических факторов изменения толщины общей стенки волноводов (первоначально полученных в [25]) позволяет получить формулы связи, теоретические результаты вычислений, по которым для ответвителей с системой отверстий связи достаточно хорошо совпадают с результатами эксперимента. Такое совпадение позволяет определить и объяснить результаты взаимодействия между близко расположенными отверстиями в ответвителях с системой отверстий связи. В частности, показано, что их взаимодействие происходит благодаря встречным (обратным) волнам в возбуждаемом волноводе.

D.J. Lewis в [27] провел расчет и анализ модовых ответвителей с помощью метода согласования мод. В многомодовых системах энергия может распространяться в любой комбинации мод, поэтому часто бывает необходимо

контролировать распределение энергии по модовому спектру. Простой и прямой подход к решению этой проблемы лежит в использовании модовых ответвителей, связь в которых выборочна для любой желаемой моды. Также представлены теоретические и практические расчеты для модовых ответвителей первых пяти мод в прямоугольном волноводе, в том числе границы применения данной методики измерения. Экспериментальные модели модовых ответвителей показали, что модовая избирательность порядка 30дБ в полосе частот 200 МГц или более, доступна в простых двудырочных ответвителях [27]. Также в данной работе приводятся результаты по построению модового направленного ответвителя, позволяющего одновременно ответвлять четыре высших моды. Показано, что применение таких ответвителей ограничено системами с малым количеством распространяющихся мод, однако, в рамках этого ограничения они обеспечивают быструю и удобную технику измерения мощности.

В работе [28] получены аналитические выражения с помощью метода эквивалентных схем для характеристики связи двух прямоугольных волноводов через узкую щель. Также представлены результаты сравнения теоретических данных, полученных из результатов исследования [29] (для щели длиной $>0.4 a$, где a – размер широкой стенки волновода) и результатов эксперимента [37], показывающие хорошее совпадение. Представленные результаты носят обобщенный характер и могут быть использованы для построения эквивалентной цепи и расчета связи отверстий в общей стенке для двух произвольных волноводов. Для двух одинаковых волноводов, работающих в заданном диапазоне частот, результаты представленного анализа могут быть использованы для синтеза ответвителя с высокой направленностью на основе фильтрового подхода, разработанного Levy [24].

Авторами работы [30] была разработана улучшенная методика оценки неоднородности поперечных щелей в прямоугольном волноводе. Рассеивание щели в прямоугольном волноводе может быть описано при помощи интегрального выражения, которое приводится к матричной форме при помощи широко известного метода моментов [31]. Успешность данного подхода зависит от сходимости ядра интегрального уравнения, и используемой функции Грина. В работе учтена особенность электромагнитного поля на ребре, что позволило улучшить сходимость метода. В работе проанализирована излучающая поперечная щель. Результаты расчетов сравнены с экспериментами Oliner [32].

В работе [33] приведены теоретические и экспериментальные данные по расчету резонансных характеристик продольной щели, связывающей два прямоугольных волновода. Проводится проверка адекватности применения эквивалентной теории цепей для расчета характеристик отверстий связи, и обсуждаются возможные погрешности, возникающие в этом случае.

Работа [34] посвящена расчету щелевых волноводных направленных ответвителей на основе прямоугольных волноводов с применением метода моментов. В работе используется метод Галеркина с синусоидальными базисными функциями. Для узкой щели распределение поля считается однородным по всей длине отверстия. Представлено детальное обсуждение

характеристик волноводных направленных ответвителей с щелями по узкой и широкой стенкам; проведено сравнение с экспериментом.

В работе [45] представлен эффективный метод компьютерного проектирования ответвителей на прямоугольных волноводах. В ответвителях использована серия больших отверстий прямоугольной и круглой формы различных размеров, расположенных на различных расстояниях друг от друга. В работе использован декомпозиционный подход, в котором проводится разложение структуры ответвителя на соответствующие согласованные ключевые блоки, такие как Т-образное соединение, двухуровневая неоднородность, переход от квадратного сечения к круглому. В расчетах учтено влияние высших типов мод и конечная толщина общей стенки. Объединение отдельных структурных блоков осуществляется методом каскадного соединения многополюсников. Представленные результаты хорошо согласуются с результатами эксперимента. Эффективность представленного метода показана на примерах моделей ответвителей в диапазоне частот 12-18 ГГц с переходным ослаблением от минус 10,7 дБ до минус 2,3 дБ.

При проектировании направленных ответвителей в работе [35] была решена задача оптимизации геометрических параметров отверстий связи. Задача синтеза решалась с применением эвристического метода оптимизации – эволюционной стратегии, которая наряду с генетическими алгоритмами оперирует векторами действительных чисел. При поиске решений в эволюционной стратегии вначале происходит мутация и скрещивание особей для получения потомков, затем происходит детерминированный отбор без повторений лучших особей из общего поколения родителей и потомков [36]. Начальные приближения рассчитывались с применением теории цепей.

Статья [37] представляет полномасштабный анализ параметров связи двух скрещенных под углом в 90° прямоугольных волноводов, связанных через крестообразное отверстие. В статье использован метод согласования мод, с помощью которого получена обобщенная матрица рассеивания Т-образного соединения волноводов. Два таких Т-образных соединения волноводов каскадно связаны и формируют направленный ответвитель с крестообразным отверстием связи. Данный метод анализа может быть применен как для связи по широкой, так и по узкой стенке волноводов, как в скрещенных, так и в параллельных структурах. Результаты расчетов сравниваются в работе с результатами моделирования с помощью пакета *Ansoft's HFSS*. Описанный направленный ответвитель со скрещенными волноводами со связью по широкой стенке через крестообразное отверстие обладает высокой широкополосностью и величиной направленности, которая достигается путем постепенного сужения отверстия связи.

В публикации [38] приведен детальный анализ ответвителя с широкой щелью в общей стенке между двумя различными волноводами прямоугольной формы, при помощи метода согласования мод, совмещенного с методом преобразования Фурье. Рассмотрение особенности поля на ребре с помощью весовых функций полиномов Гегенбауэра значительно улучшало сходимость и

вычислительную точность решения. Численные расчеты подтвердили высокую сходимость и точность решения представленным методом.

В работе [39] представлен и проанализирован новый вид оптимального направленного ответвителя со связью по узкой стенке, область связи которого представляет собой П-волновод, имеющий размеры такие, что могут существовать моды TE_{10}^H , TE_{20}^H , TE_{20}^H [39]. Рассчитаны коэффициент связи и условия распространения и взаимодействия между модами. Ответвитель может быть использован как переменный делитель мощности, путем изменения порядка связи. Для 3дБ связи в диапазоне частот 16-19 ГГц, с перепадом переходного ослабления 0,5 дБ могут быть получены потери на отражение и направленность более чем в 30дБ. Экспериментальные результаты связи показывают хорошее совпадение с теорией.

Ряд работ посвящен исследованию волноводных шлейфовых ответвителей [6, 7, 39-53]. Так работе [45] были изучены широкополосные направленные ответвители на основе П-волноводов с диэлектрическим заполнением с параллельной областью связи волноводов с помощью метода согласования мод. Задача нахождения собственных чисел связанных П-волноводов и характеристики связи были рассчитаны с достаточно высокой точностью. Особое внимание было уделено переходным параметрам волноводов при разделяющем и соединяющем действиях ответвителя с целью получения необходимых данных для процедуры расчета и оптимизации. Был разработан 3-дБ направленный ответвитель с постоянным переходным ослаблением (с неравномерностью $\pm 0,5$ дБ), работающий в диапазоне от 34 ГГц до 40 ГГц.

Модель направленного ответвителя со слабой связью исследована в [46], посредством объединения модифицированной теории Бете с теорией Макдональда и фактором усреднения электромагнитного поля. В первой части статьи описан 6 дБ направленный ответвитель. Теоретические данные имеют хорошее совпадение с результатами эксперимента, полученными при помощи программного комплекса моделирования и оптимизации (CST). В исследуемой полосе частот погрешность между теоретическими данными и результатами моделирования составляет менее чем 0,25 дБ. Погрешность между результатами моделирования и расчетными данными составляет менее чем 0,5 дБ. Для того, чтобы уменьшить взаимное влияние отверстий, пространство между двумя соседними отверстиями связи было изменено от традиционной величины в четверть длины волны. Взаимное влияние отверстий в результате улучшилось на 5 дБ с учетом того что длина области связи составила 51,06 мм.

Результаты, представленные в статье [47] описывают компактный направленный ответвитель по узкой стенке, который подходит для использования в плоских волноводящих системах. Такая геометрия, основанная на риблетовском ответвителе с малыми отверстиями, позволяет использовать протяженную связь между двумя смежными волноводами через отверстие по всей высоте волновода в общей узкой стенке. С точки зрения проектирования и производства данный ответвитель весьма привлекателен, поскольку не требует емкостной нагрузки. Это приводит к расширению рабочего диапазона:

полученные результаты показывают увеличение на 6,5 процентов рабочей полосы. Неравномерность переходного затухания при этом составляет $\pm 0,125$ дБ, изоляция минус 30 дБ и 1,07 КСВН, с продольным размером $1,25 \lambda_g$, с длиной 3,25 см на центральной частоте $f=14$ ГГц.

В работе [48] представлено исследование связи между прямоугольным и круглым волноводами, с целью развития процедуры проектирования направленных ответвителей при переходе с прямоугольного волновода на круглый. С тех пор как радиоастрономические ресиверы активно используют круглые рупоры, ответвитель, использующий данный тип волновода, является предпочтительным, более того, это уменьшает трудности подвода энергии при разной поляризации волн. В статье представлен оригинальный подход для расчета волновых чисел, применимый для мод любого порядка, который применяется для анализа поведения ответвителя с единственным отверстием между прямоугольным и круглым волноводами. Используя данный подход, был спроектирован направленный ответвитель с четырьмя отверстиями связи для рабочей частоты 22 ГГц [49]. Измерения и строгое численное моделирование продемонстрировали превосходное совпадение с представленной теорией.

В статье [50] были рассмотрены проблемы рассеяния и связи волн в направленном ответвителе на прямоугольных волноводах с диэлектрическим заполнением при помощи метода согласования мод при возбуждении основной моды. Направленный ответвитель состоит из трех параллельных прямоугольных внутренних волноводов с диэлектрическим заполнением, которые расположены на одинаковом расстоянии. То есть, соответствующие центральные стенки являются смежными областями трех соответствующих прямоугольных волноводов. Центральная прямоугольная область имеет периодические желобковые структуры конечного размера на поверхностях. Мощность распространяющейся моды в центральном волноводе складывается с мощностью других волноводов через периодическую желобковую структуру. Метод, описанный в работе, сводится к интегральным уравнениям Фредгольма 2 рода для неизвестного спектра рассеянных полей. В работе представлены результаты решения интегральных уравнений в первом приближении.

В работе [51] представлен обобщенный подход связанных мод для ответвителей со связанными метаматериальными линиями. Данный подход – является продолжением традиционной теории связанных мод в случаях произвольных типов стандартных или метаматериальных ответвителей с линиями, представленными большинством основных композитных право/лево-плечевой (в англ. язычн. литературе *CRLH*) передающих моделей. Представленный метод максимально точен и применим для любого вида ответвителя, симметричного или несимметричного, традиционного или метаматериального. Были предусмотрены композитные передающие модели (в англ. язычн. литературе *CRLH*) [55], обобщенные теорией связанных мод, и полученные путем точных расчетов, а результаты комплексного анализа, как для постоянных распространения, так и для параметров рассеяния. Упрощенные формулы, основанные на квази-ТЕМ аппроксимации, получены для

противонаправленных ответвителей, которые наиболее применимы в микроволновом диапазоне. Феноменология, как для симметричных *CRLH*, так и для асимметричных традиционных *CRLH* метаматериальных ответвителей на связанных линиях, полностью объясняется в предложенной теории. Теоретические прогнозы и феноменологические объяснения подтверждены при помощи эксперимента, сопровождающегося идеальным моделированием цепи, как для случая симметричного традиционного ответвителя, так и для симметричного *CRLH*-ответвителя и для асимметричного традиционного *CRLH*-ответвителя.

В статье [52] авторами описан просто спроектированный и довольно широкополосный направленный ответвитель, имеющий объемную область связи, ограниченную диафрагмами, связывающими ее с четырьмя подводщими участками волноводов. В области связи наряду с основной модой могут распространяться высшие тип мод.

В работе [53] представлена двуполупериодная модель оптимизации шлейфовых ответвителей на прямоугольных волноводах, форма шлейфов также является прямоугольной. Эквивалентная электрическая схема T-образного соединения волноводов получена из результатов двуполупериодного моделирования. Представлены результаты расчета и экспериментальной проверки для двух моделей 3ДБ ответвителей. Проанализировано влияние случайного производственного допуска на размеры. Для решения задачи синтеза направленных ответвителей была составлена целевая функция специального вида, включающая все основные параметры направленного ответвителя: коэффициент отражения - S_{11} , коэффициент прохождения - S_{21} , переходное ослабление, изоляция, а также весовые коэффициенты специального вида, позволившие построить быстро сходящийся алгоритм оптимизации. В работе также отмечается, что ключевым моментом в решении задачи синтеза является выбор начальной точки оптимизации.

В статье [54] представлен волноводный направленный ответвитель прямоугольной формы с малыми круглыми отверстиями связи и изменяемыми параметрами для миллиметрового диапазона длин волн. Ответвитель построен на основе 13-дырочного ответвителя Чебышева и имеет низкие омические входные потери во всех плечах, плоскую переходную характеристику и высокую направленность. Конструкция ответвителя допускает изменяемую независимую регулировку мощности, передаваемой по нескольким линиям, в случае, когда несколько ответвителей используются сериями. Поэтому, данный ответвитель полезен для многоканальных приемников и, особенно, для преобразователя частоты сверхпроводник-диэлектрик-сверхпроводник (*SIS*), построенного там, где необходима регулировка индивидуального локального излучателя мощности. Представлены расчеты для ответвителя, работающего на частоте 230 ГГц, и сравнены с простой аналитической моделью. Авторы предложили и экспериментально подтвердили оригинальный волноводный направленный ответвитель для волн в миллиметровом диапазоне. Данный принцип был успешно применен на частоте вплоть до 275 ГГц. Ответвитель позволяет

осуществить последовательное распределение мощности низкого порядка в многоканальных системах с индивидуальной независимой регулировкой мощности, связанной по различным плечам.

Модель многоручного направленного ответвителя с рабочим диапазоном 210-320 ГГц описывается в работе [56]. Работа ответвителя исследована при помощи векторного сетевого анализатора миллиметровых длин волн с полосой частот 205-350 ГГц. Полученные результаты были подтверждены результатами компьютерного моделирования. Ответвитель состоит из двух прямоугольных волноводов, широкие стенки которых разделены при помощи тонкого металлического листа с множеством круглых отверстий соответствующих Чебышевскому распределению.

Российские авторы также внесли не менее существенный вклад в исследование характеристик и электродинамических параметров СВЧ техники, волноводных приборов и узлов. Наряду с иностранными учеными проводилась доработка существующих математических методик расчета, анализа и синтеза различных волноводных элементов. Так, монография [57] посвящена рассмотрению ряда задач волноводной техники, в частности, дифракции электромагнитного поля на малых отверстиях, матричным методам расчета соединений многополюсников, методам анализа и синтеза направленных ответвителей. Показано, что действительные источники возбуждения, при рассмотрении связи двух волноводов через малые отверстия связи, могут быть заменены эквивалентными сосредоточенными источниками. Эквивалентность распределенных и сосредоточенных источников заключается в том, что вне зоны возбуждения они создают одинаковые амплитуды поля. Переход к сосредоточенным эквивалентным источникам дает возможность удобного построения схем замещения волновода с распределенными элементами связи или сочленений волноводов. Коэффициенты магнитной и электрической поляризуемости рассчитаны для каждого вида отверстия связи; элементы матрицы рассеяния выведены для различных типов стыковки волноводов [57].

В современной СВЧ технике широко применяются волноводы сложного сечения, которые по сравнению со стандартными прямоугольными волноводами имеют меньший вес и габариты, более низкое значение характеристического сопротивления, большую широкополосность и т.д. Переход на волноводы сложного сечения в элементах и узлах волноводного тракта выводит СВЧ технику на новый качественный уровень. Применение волноводов сложного сечения, в частности П- и Н-волноводов, в направленных ответвителях позволяет добиться более высокой направленности, расширить рабочую полосу частот и уменьшить продольный размер устройства. Однако, в настоящий момент отсутствует хорошо отработанная методика анализа и синтеза направленных ответвителей на волноводах сложного сечения со связью через малые отверстия. Во многом, это связано с необходимостью осуществлять точный расчет электродинамических характеристик волноводов сложного сечения, входящих в состав направленного ответвителя. Так, ошибка в расчете критических волновых чисел и компонент электромагнитных полей порядка 1 процента может привести

к ошибке в конечных параметрах направленного ответвителя более 50 процентов.

В известной литературе имеются несколько работ, посвященных анализу одиночных отверстий связи в волноводах сложного сечения [2, 3] и волноводных направленных ответвителей, построенных на волноводах сложного сечения [1, 58]. Однако, при расчетах таких направленных ответвителей использование электродинамических характеристик волноводов сложного сечения, в частности электромагнитных полей, полученных с недостаточной точностью, приводит в последствие к существенным ошибкам в расчетах параметров направленного ответвителя.

В работе [40] был проведен приближенный расчет характеристик основной моды П-волноводов в диапазоне частот от 3,75 до 15 ГГц и Н-волноводов в диапазоне частот от 4,7 до 11,0 ГГц. На основе рассчитанных критических волновых чисел и компонент электромагнитных полей осуществлялось моделирование направленных ответвителей на П- и Н-волноводах со связью по широкой стенке через различные малые отверстия связи. Однако, полученные зависимости переходного ослабления и направленности для представленных направленных ответвителей имеют расхождение с результатами компьютерного моделирования с помощью современных программных пакетов на более чем 20 процента, что объясняется во многом недостаточной точностью вычисления характеристик электромагнитных полей в волноводах сложного сечения.

В работе [41] теоретически и экспериментально подтвержден метод для компенсации влияния собственного коэффициента отражения направленного ответвителя на прямоугольном волноводе в измерениях или расчетах сложного коэффициента отражения в волноводе при помощи мультирезонансного метода. Для измерений по методу авторов использовался сложный коэффициент отражения в волноводе при использовании скалярного сетевого анализатора. Данный метод основан на комплексном анализе резонансных свойств квазирезонатора, сформированного при помощи секции прямоугольного волновода, расположенного между индуктивно диафрагмой и объектом исследования.

В статье [42] представлена электродинамическая модель волноводного направленного ответвителя на Н-волноводе, в котором была учтена толщина общей стенки между волноводами различной ширины, так как характеристики волноводного ответвителя зависят от этого параметра. Численные результаты были получены на основе функции Грина и были рассчитаны относительно зависимости характеристик направленного ответвителя от ширины волноводов и толщины общей стенки.

В работе [43] авторами был использован метод эквивалентной диэлектрической проницаемости, модифицированный для определения картины диэлектрического заполнения для направленных ответвителей на прямоугольных волноводах с максимальной полосой в 3 мм диапазоне длин волн. Проблема оптимизации направленной связи расходящихся и суммирующихся сигналов в направленных ответвителях с распределенной связью в полосе частот 80-110 ГГц

была решена посредством программного комплекса моделирования и оптимизации *CST Microwave Studio*. Результаты оптимизации были экспериментально подтверждены.

В статье [44] авторами были рассчитаны характеристики и свойства направленных ответвителей с факторами связи 3,0 и 12,6 дБ при 1,3 ГГц. Устройства были основаны на прямоугольных волноводах с размерами 165,1x82,5 мм, соединенные по общим узким стенкам. В обоих устройствах фактор связи может варьироваться ± 1 дБ относительно его номинального значения (с направленностью не менее 25 дБ). Регулирование достигается при помощи сдвига подвижных частей в вспомогательных волноводах с размерами 276,0x82,5 мм, связанных с ответвителем по узким стенкам с двух сторон и расположенных напротив отверстий связи. Результаты моделирования, полученные на уменьшенных моделях устройств, подтверждены численными данными.

В работе [58] проводится исследование связи двух П-волноводов через малое отверстие в общей широкой и узкой стенках, рассмотрено также изменение угла поворота между волноводами. Полагается, что в волноводах может распространяться только низший тип волны H_{10} . Анализ проводится с помощью квазистатической теории Бете с учетом толщины общей стенки между волноводами. Коэффициенты, учитывающие влияние толщины общей стенки волноводов, определяются особо в каждом конкретном случае в зависимости от формы отверстия. Малое отверстие, связывающее два волновода, рассматривается как очень короткий отрезок волновода длиной t , работающий в запердельном режиме. Характеризуя направленные ответвители с круглым отверстием связи в широкой стенке, авторы отмечают, что такое отверстие является направленным элементом связи. По заданному диапазону частот направленность носит резонансный характер. При этом имеется оптимальный угол поворота волноводов $\theta=60^\circ$, при котором направленность (D) максимальна, а переходное ослабление (C) имеет сравнительно небольшой перепад по диапазону частот (5-7 дБ). Кроме того, направленность связи меняет свой характер с положительного на отрицательный или, наоборот, в зависимости от изменения координаты отверстия связи – x_0 , угла поворота между волноводами – θ , радиуса отверстия связи – R и длины волны – λ . Используя это свойство, есть возможность получить либо сонаправленный, либо противонаправленный ответвитель. Сравнение характеристик для круглого отверстия связи, расположенного в общей широкой стенке двух параллельных П-волноводов ($\theta=0^\circ$), полученного в работе, показывает совпадение с экспериментальными данными работы [59]. Анализ характеристик связи показал, что переходное затухание такого направленного ответвителя слабо зависит от частоты, при этом при увеличении угла θ зависимость от частоты увеличивается. Малое отверстие связи является ненаправленным отверстием связи. Сделанные в работе выводы справедливы для отверстий связи, удаленных от углов волноводов и имеющих размеры $R < 0,05\lambda$.

В работе [3] авторами проводится исследование связи двух волноводов сложного сечения - прямоугольного волновода с Т-выступом и П-волновода, через круглое отверстие и крестообразную щель в широкой и узкой стенках волноводов. Для расчета параметров отверстия связи используется квазистатическая теория Бете, а для расчета электромагнитных полей и критических волновых чисел - альтернирующий метод Шварца [60]. Получены выражения матрицы рассеяния для связи волноводов через круглое отверстие в широкой стенке, при этом видно, что, когда отверстие связи расположено у краев волновода, элемент матрицы рассеяния S_{31} может равняться нулю. Характеризуя направленные ответвители с одиночным отверстием связи, отмечают, что максимальную направленность ответвители имеют при отсутствии смещения отверстия связи от оси ($x_0=0$). При этом значении x_0 имеется оптимальный угол $\theta=60^\circ$, при котором направленность - D максимальна, а переходное ослабление - C имеет сравнительно небольшой перепад по диапазону $\approx 5-7$ дБ. Приводится также и оптимальное значение диаметра отверстия d_{opt}/l . В зависимости от частоты d_{opt}/l изменяется от 0,2 до 0,5. Зависимость направленности D от частоты носит резонансный характер. Величина направленности D не менее 15 дБ на большей части частотного диапазона и достигает 40-50 дБ в отдельных его точках.

Направленные ответвители с крестообразным отверстием в широкой стенке для $\theta=90^\circ$ имеют минимум переходного ослабления при $x_0/l=0,4 \div 0,5$. Изменение x_0/l на $\pm 0,2$ от оптимального значения приводит к увеличению переходного ослабления C на 2-3 дБ. Максимальный перепад ослабления ΔC_{max} по диапазону не превышает $\pm(0,3 \div 0,35)$ дБ для П-волноводов и $\pm(0,1 \div 0,15)$ дБ для волноводов с Т-выступами. Направленность D увеличивается при смещении отверстия связи от центра к краю волновода при неизменных размерах щели. Использование при расчетах нулевого приближения альтернирующего метода Шварца привело к расхождению теоретических результатов с результатами эксперимента более чем на 10 процентов.

В монографии [1] для расчета электромагнитных полей в волноводах сложного сечения использовался метод частичных областей с учетом особенности электромагнитного поля на ребре [3, 58, 61-69]. Однако, даже применение такого эффективного метода, хорошо зарекомендовавшего себя при решении подобных электродинамических задач, используя электромагнитные поля, посчитанные с низкой точностью, привело к ошибкам расчета параметров элементов связи на 5-10 процентов, а в некоторых случаях и к существенному искажению зависимостей и даже потере резонансных эффектов.

Однако, представленный в монографии [1] комплексный подход к электродинамическому анализу волноводов сложного сечения, элементов и узлов СВЧ трактов на их основе, в том числе направленных ответвителей, является наиболее полным и эффективным и может быть успешно использован при создании единой методики анализа и синтеза направленных ответвителей на волноводах сложного сечения со связью через малые отверстия.

В работе [6] подробно изложены различные методы расчета ответвителей, а также проведен анализ характеристик различных направленных ответвителей, работающих в СВЧ-диапазоне. Рассмотрены и систематизированы направленные ответвители на волноводах прямоугольного сечения с отверстиями связи различной формы как простой: круглой, эллиптической, прямоугольной, так и сложной: крестообразной и «риблетовской» (совокупности продольной и поперечных щелей), который подробно опишу в 1.2.1 и главе второй. Также была рассмотрена связь волноводов, как по широкой, так и по узкой стенкам, была учтена толщина общей стенки между волноводами, а также рассмотрен случай поворота волноводов друг относительно друга на некоторый угол. Приведены графики зависимости переходного ослабления от положения и геометрических размеров отверстий связи для данных примеров ответвителей. В частности, показано что, выбирая соответствующим образом положение круглого отверстия связи на широкой стенке волновода, можно получить характеристику переходного ослабления с минимальным отклонением от определенного уровня в заданном диапазоне длин волн. Для отверстия связи, расположенного на узкой стенке волновода, характеристика переходного ослабления однозначно определяется изменением длины волны. Авторами акцентировано внимание на том, что связь двух волноводных трактов прямоугольного сечения по узкой стенке не имеет особых преимуществ перед связью по широкой стенке, кроме большей величины максимально допустимой мощности, передаваемой основным трактом направленного ответвителя. Поэтому в дальнейшем конструкциям направленных ответвителей с элементами связи, расположенными на общей широкой стенке волноводов, было уделено большее внимание, так как основное применение направленные ответвители нашли в измерительной технике малых и средних мощностей.

Используя теорию Бете, в работе [6] также приведено несколько способов связи двух прямоугольных волноводов через небольшое отверстие. Проиллюстрирована электрическая и магнитная связь через малое отверстие, а также приведены выражения дипольных моментов для отверстий различной формы; учтена толщина общей стенки между волноводами. Рассмотрены зависимости переходного ослабления и направленности от положения, формы и размеров отверстия связи. Исследованы щелевые направленные ответвители, ответвители с крестообразными отверстиями связи, с направленными и ненаправленными отверстиями связи. Проведен анализ как простейших (с одним или несколькими отверстиями связи), так и многодырочных направленных ответвителей. Отдельной главой в работе отмечен анализ шлейфовых направленных ответвителей на прямоугольных волноводах, в которых связь двух волноводов осуществляется через волноводный шлейф прямоугольной формы. Шлейфовый направленный ответвитель представляет собой систему, состоящую из двух передающих линий, связанных с помощью отрезков волноводов (шлейфов). Задача анализа и вычисления величины связи решается с помощью теории длинных линий.

В работе [6], а также в ряде других вышеописанных работ, при проектировании многоэлементных направленных ответвителей процедура синтеза не включала в себя алгоритмы многопараметрической оптимизации, а основывалась на анализе амплитудных и фазовых характеристик отверстий связи. Предложенные расчетные формулы позволяют выбирать оптимальные размеры и области размещения отверстий связи для согласованного сложения амплитуд в прямом направлении во вспомогательном волноводе и минимизации амплитуды волн обратного направления. Однако, необходимо отметить, что приведенные формулы справедливы только для достаточно простых конфигураций направленных ответвителей и носят, вообще говоря, приближенный характер поскольку не учитывают многие факторы, такие как: взаимное влияние отверстий связи, влияние общей стенки направленного ответвителя.

Работа [7] является продолжением и дополнением монографии [6]; в ней рассматриваются различные способы применения рассмотренных выше направленных ответвителей, а также пути улучшения их характеристик и точности расчетов. Следует отметить, что в случае связи прямоугольных волноводов по широкой стенке, переходное ослабление можно регулировать путем изменения размера узкой стенки возбуждающего волновода в области расположения элементов связи. Уменьшение размера боковой стенки волновода вызывает уменьшение переходного ослабления, и наоборот. А увеличение числа отверстий связи, расположенных на определенном расстоянии, позволяет обеспечить направленность не менее 35 дБ и перепад переходного ослабления $\pm 0,5$ дБ, например, отверстия связи располагаются двумя рядами симметрично по обе стороны продольной оси волновода, однако, это обуславливает значительные габариты соединения. Применение дополнительных компенсирующих и корректирующих областей связи позволяет обеспечить перепад переходного ослабления до $\pm 0,1 - 0,2$ дБ.

Несмотря на достаточно хорошие электрические параметры, направленных ответвителей со связью по широкой стенке с переходным ослаблением 0 – 10 дБ, применяются в СВЧ технике весьма ограничено из-за больших габаритов и сравнительно невысоких уровней мощности, при которых наблюдается электрический пробой. Использование же направленных ответвителей с такими значениями переходного ослабления и многими отверстиями связи в узкой стенке без компенсирующих или корректирующих областей связи не представляет интереса из-за их узкополосности.

В работе [7] рассматриваются также щелевые и шлейфовые ответвители. Щелевые ответвители, как наиболее простые и компактные, имеют один существенный недостаток – узкополосность, их рабочая полоса частот не превышает ± 10 процентов.

Шлейфовые волноводные ответвители имеют ряд полезных свойств, таких как, большая широкополосность, пригодность для сильной и слабой связи, они обеспечивают малый КСВН и высокую направленность в широкой полосе частот, способны пропускать большую мощность, но основным недостатком

является значительный перепад переходного ослабления в диапазоне волноводного канала. Рассматриваются различные методы расчета шлейфовых ответвителей: метод эквивалентных схем, а также получивший широкое распространение матричный метод расчета. Последний основан на концепции нечетного и четного возбуждения; он достаточно громоздок и не дает каких-либо новых результатов. Одним из видов шлейфовых ответвителей являются ответвители с отверстиями связи сложной формы. В работе проведен анализ направленного ответвителя с Н-образными шлейфами.

1.2.1 Прямоугольный волноводный направленные ответвитель со связью с круглыми отверстиями

Волноводные ответвители могут быть разными: прямоугольными, круглыми, Н образными, П образными и сложного сечения. В производстве более проще сделать прямоугольные, так как на них уходит мало затрат, рабочий силы и времени [6].

Простейшей областью связи является одно отверстие, которое обладает собственной направленностью. При конструировании направленных ответвителей наиболее часто применяется элементы связи в форме круглых отверстий, щелей (продольных и поперечных), крестиков и отверстий эллиптического типа [7,15].

Переходное ослабление элемента связи зависит от того, на какой стенке волноводной линии расположен элемента связи. Поэтому различают НО со связью на узкой или широкой стенки волновода.

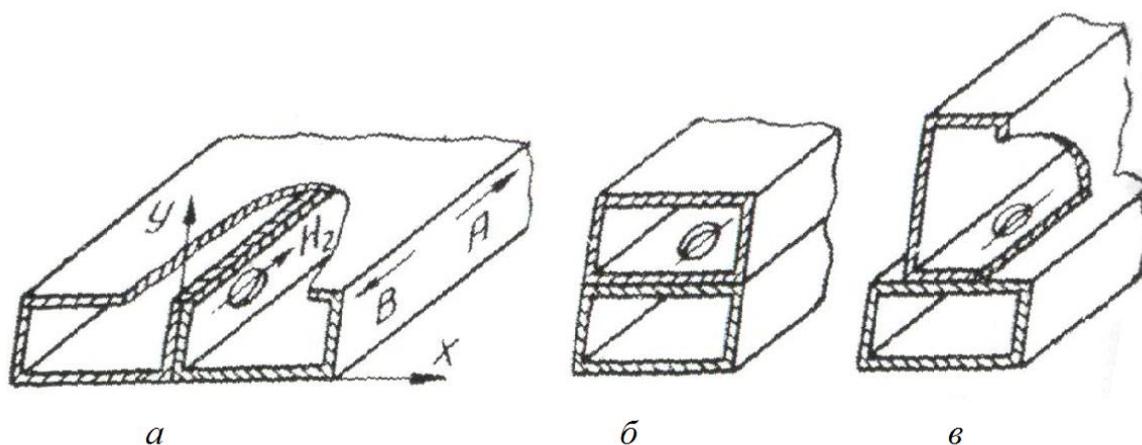


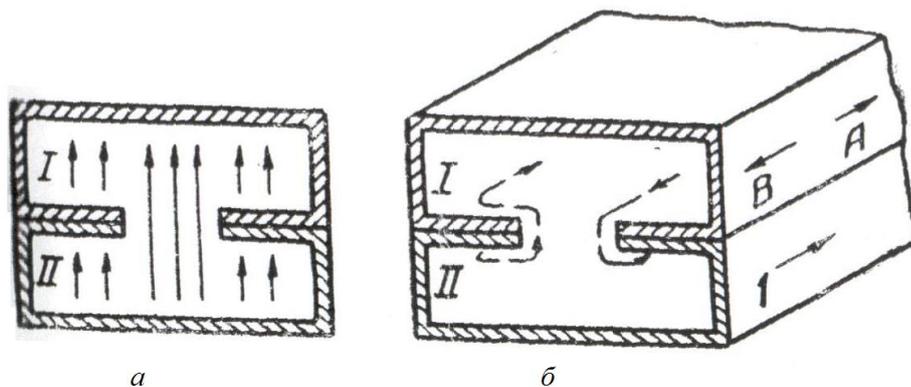
Рисунок 1.2 – Связь прямоугольных волноводов через малое отверстие

На рисунке 1.2 показано несколько способов связи двух прямоугольных волноводов через небольшое круглое отверстие. На рисунке 1.2 *a* связь между волноводами обусловлена продольным магнитным полем H_z , на рисунке 1.2 *в* – связь через тангенциальное магнитное поле H_z , которое равно нулю, если отверстие связи находится в центре главного волновода, и не равна нулю при смещений отверстия от центра. Таким образом, в обоих рассмотренных случаях

связь волноводов осуществляется только за счет тангенциальной компоненты магнитного поля. На рисунке 1.2 б наблюдаться связь волноводов по электрическому полю, нормальному к отверстию связи E_y , и магнитному полю H_x и H_z , если отверстия связи находятся не на центральной линии [6,76].

Рисунок 1.3 иллюстрирует электрическую и магнитную связи двух волноводов через малое отверстие (1.2 б).

Теория связи двух волноводов через малое отверстия дана Бете [21].



(а – электрическая связь через малое отверстие; б – магнитная связь через малое отверстие; I – основная линия, II – вспомогательная линия)

Рисунок 1.3 – Связь двух прямоугольных волноводов через малое отверстие

Если предположить, что падающая волна основного типа колебаний поступает в основную линию (волновод) I с единичной амплитудой, то во вспомогательной линии (волноводе) II появятся электромагнитные волны основного типа колебания с амплитудами A и B . В общем случае, когда основная ось отверстия связи направленно вдоль оси x или y (индекс 1), а другая – вдоль оси z (индекс 2), амплитуды A и B определяются соотношениями [6, 77]:

$$A = \frac{j\pi}{\lambda S} (-M_1 H_{m1} H_{a1} - M_2 H_{m2} H_{a2} + P_e E_m E_a),$$

$$B = \frac{j\pi}{\lambda S} (M_1 H_{m1} H_{a1} - M_2 H_{m2} H_{a2} + P_e E_m E_a), \quad (1.3)$$

где $S = \int E_t H_t$ – по поперечному сечению волновода [6];

$M_1 = M_2 = \frac{4}{3} r^3$ – магнитные поляризуемости отверстия связи [78, 79];

$P_e = \frac{2}{3} r^3$ – электрическая поляризуемость [78, 79];

m и a – основной и вспомогательный волноводы;

λ – длина волны в свободном пространстве;

E_m и E_a – электрические поля, нормальные к отверстию связи;
 H_m и H_a – поперечные магнитные поля одной и той же амплитуды в обоих волноводах, которые тангенциальны отверстию.

В действительности конечная толщина стенки, в которой сделано отверстие связи, приводит к уменьшению величины связи. Эти величины различны для магнитной и электрической связи. С учетом сказанного система (1.3) может записано в несколько иной форме и принимает вид [6]:

$$A_{\pm} = \frac{j\pi}{\lambda S} (\mp M_1 H_{m1} H_{a1} F_{m1} - M_2 H_{m2} H_{a2} F_{m2} + P_e E_m E_a F_e), \quad (1.4)$$

где $F_m = e^{-\frac{2\pi}{3,41r} \sqrt{1 - \left(\frac{3,41r}{\lambda}\right)^2} \cdot t}$ и $F_e = e^{-\frac{2\pi}{2,62r} \sqrt{1 - \left(\frac{2,62r}{\lambda}\right)^2} \cdot t}$ – коэффициенты затухания [6].

Из элементов связи двух прямоугольных волноводов наиболее простыми в изготовлении, то есть более технологичными, являются элементы связи в виде круглых отверстий, в которых просто обеспечить необходимую точность, что существенно при конструировании широкополосных направленных ответвителей.

Подставляя в соотношения (1.4) значения поляризуемостей круглого отверстия связи, коэффициентов F_m , F_e и учитывая, что в основном и вспомогательном волноводах распространяется волна типа H_{10} , можно теоретически рассчитать переходное ослабление элемента связи в виде круглого отверстия.

Так как напряженности электрического и магнитного полей для волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе могут быть выражены как [6]

$$\begin{aligned} E_x = E_z = 0, \quad E_y = -\sin \frac{\pi x}{a}, \\ H_x = \cos \theta \cdot \sin \frac{\pi x}{a}, \quad H_y = 0, \quad H_z = -\frac{\lambda}{2a} \cdot \cos \frac{\pi x}{a}, \\ S = \iint H_y H_x dx dy = -\frac{1}{2} ab \cos \theta, \end{aligned} \quad (1.5)$$

где $\cos \theta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$ [6].

Считаем что основной и вспомогательный волноводы параллельны. Тогда подставляя (1.5) в (1.4) переходное ослабление для круглого отверстия связи, расположенного на широкой стенке волновода равна формуле (2.1) [6], которую будем использовать во второй главе.

2 Аналитический расчет волноводного направленного ответвителя

2.1 Расчет прямоугольного волноводного направленного ответвителя со связью на широкой стенке с круглыми отверстиями связи

На примере прямоугольного волноводного НО размерами широкой стенки $a=23$ мм и узкой стенки $b=10$ мм, толщина стенки $t=0,06$ мм, рассчитаем переходное ослабление C не более 16 дБ, направленность D не менее 40 дБ, с рабочей частотой 8–12 ГГц.

Основой расчета области связи волноводного НО служит теория связи волноводов через малое отверстие в общей стенке волноводов [13, 74]. Предполагается, что геометрические размеры отверстия достаточно малы по сравнению с длиной волны, так что изменением амплитуды и фазы поля вдоль отверстия связи можно пренебречь. На основании этой теории получены известные формулы расчета переходного ослабления круглого отверстия связи на широкой стенке волновода в прямом C_+ и в обратном C_- направлениях [6, 13, 79, 80]:

$$C_{\pm} = -20 \lg \left| \frac{2r^3}{3aby} \left\{ \left(\gamma^2 + \frac{\pi^2}{a^2} \right) \Phi_e \left(1 - 1,193 \frac{2r}{\lambda_B} \right) \cos^2 \frac{\pi h}{a} \pm 2\Phi_m \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left[1 + 2,119 \left(\frac{2r}{\lambda_B} \right)^2 \right] \times \left[\gamma^2 \cos^2 \frac{\pi h}{a} \pm \frac{\pi^2}{a^2} \sin^2 \frac{\pi h}{a} \right] \right\} \right|, \quad (2.1)$$

где $\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}}$ – длина волны в волноводе, Φ_e , Φ_m – коэффициенты,

учитывающие затухание волн, связанной с конечной толщиной общей стенки t [6, 13]

$$\Phi_{e,m} = \frac{1}{1 + p_{e,m} \operatorname{th} \left(q_{e,m} \frac{t}{r} \right)} - \frac{1}{1 + p_{e,m} \operatorname{cth} \left(q_{e,m} \frac{t}{r} \right)}, \quad (2.2)$$

где $p_e = 1,041$, $q_e = 1,202$, $p_m = 1,729$, $q_m = 0,92$, $\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_B}$, h – расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия, r – радиус отверстия связи, a , b – размеры широкой и узкой стенки волновода.

При определенной величине $h = h_{opt}$ достигается малая частотная зависимость переходного ослабления [6, 13]

$$h_{opt} = \frac{a}{\pi} \arctg \left(a \sqrt{\frac{2 \left(\frac{\Phi_{e1}}{\lambda_{B1}} - \frac{\Phi_{e2}}{\lambda_{B2}} \right) + \frac{1}{2a^2} (\Phi_{e1} \lambda_{B1} - \Phi_{e2} \lambda_{B2}) - 4 \left(\frac{\Phi_{m1}}{\lambda_{B1}} - \frac{\Phi_{m2}}{\lambda_{B2}} \right)}{\Phi_{m1} \lambda_{B1} - \Phi_{m2} \lambda_{B2}}} \right), \quad (2.3)$$

где $\Phi_{m1,m2} = \Phi_m \left[1 + 2,119 \left(\frac{2r}{\lambda_{B1,B2}} \right)^2 \right]$; $\Phi_{e1,e2} = \Phi_e \left[1 - 1,193 \left(\frac{2r}{\lambda_{B1,B2}} \right)^2 \right]$; $\lambda_{B1}, \lambda_{B2}$ – длина волн в волноводе, соответствующие краям диапазона частот.

При расчете h_{opt} необходимо всегда соблюдать неравенство [6]

$$\frac{h_{opt} + r}{a} \leq 0,5. \quad (2.4)$$

Для направленных ответвителей с областью связи в виде ряда одинаковых равноотстоящих отверстий на общей широкой стенке волноводом переходное ослабление определяется по формуле [13]:

$$C_0 = C_{\pm} - 20 \lg n, \quad (2.5)$$

где n – число отверстий связи.

Направленность определяется соотношением [6, 13]

$$D = -20 \lg \left| n \frac{\sin \gamma l}{\sin n \gamma l} \right|, \quad (2.6)$$

где $l = \frac{\lambda_B}{4}$ – расстояние между отверстиями.

При использовании по краям области связи по m корректирующих отверстий направленность [6, 13]

$$D = -20 \lg \left| \frac{n+m}{n \cos^m n \gamma l} \right| - 20 \lg \left| n \frac{\sin \gamma l}{\sin (n+m) \gamma l} \right|. \quad (2.7)$$

Переходное ослабление в этом случае [6, 13]

$$C_0 = C_{\pm} - 20 \lg (n+m). \quad (2.8)$$

Исходя из заданной центральной частоты, определяется геометрические размеры ответвителя в программной среде *MathCad* 14, который приведен на рисунке 2.1.

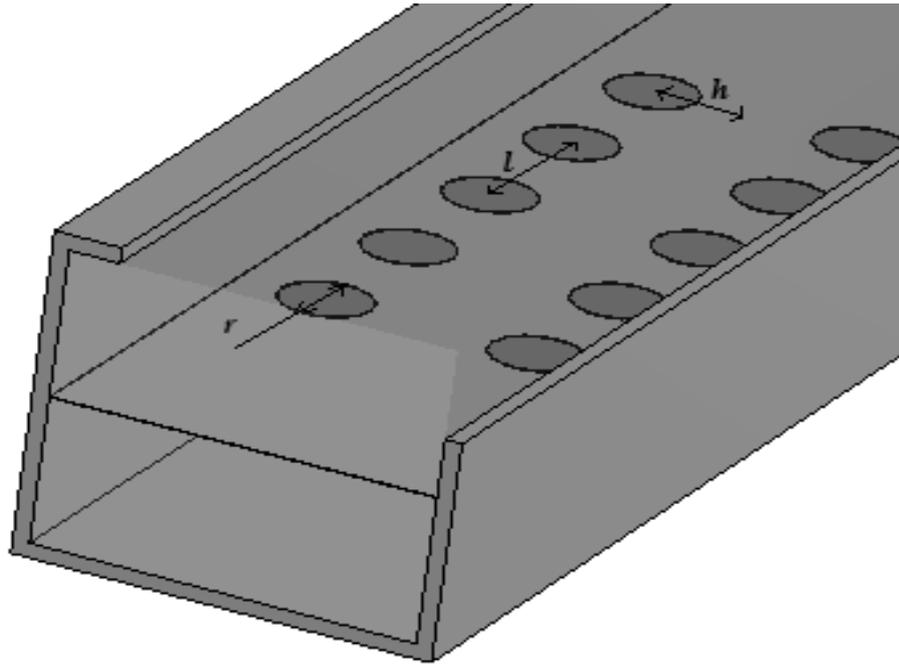


Рисунок 2.1 – Прямоугольный волноводный НО

Для начала проведем расчет без корректирующих отверстий, для разного количество отверстий связи и удовлетворяла поставленную задачу. Длина волны в волноводе всегда равна $\lambda_B=40,3$ мм, а расстояние между центрами отверстий $l=9,9$ мм. В начале рассмотрим когда $n=8$, то радиус отверстия связи $r=3,3$ мм, расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия $h=6,5$ мм. По рисункам 2.2 и 2.3 видно, что переходное ослабление не больше 16,08 дБ, направленность не менее 17,5 дБ.

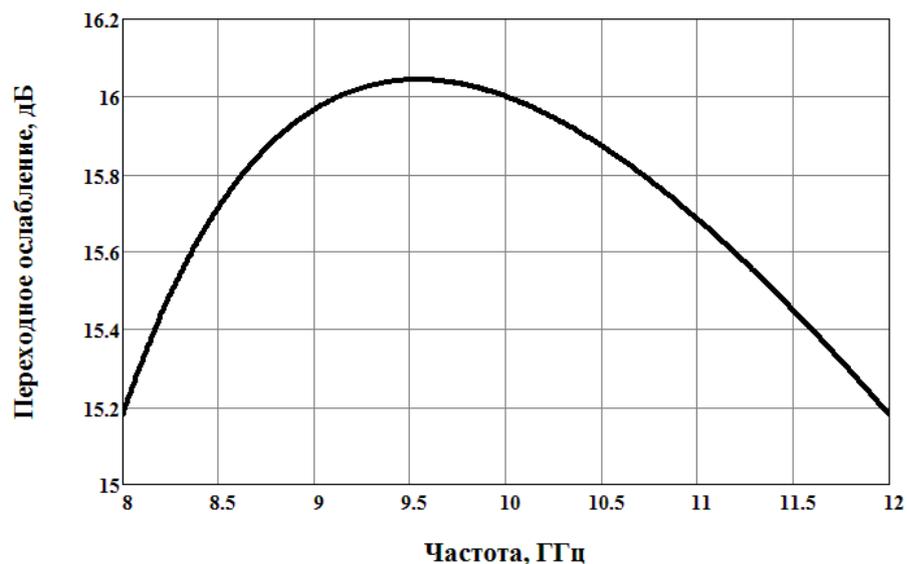


Рисунок 2.2 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=8$

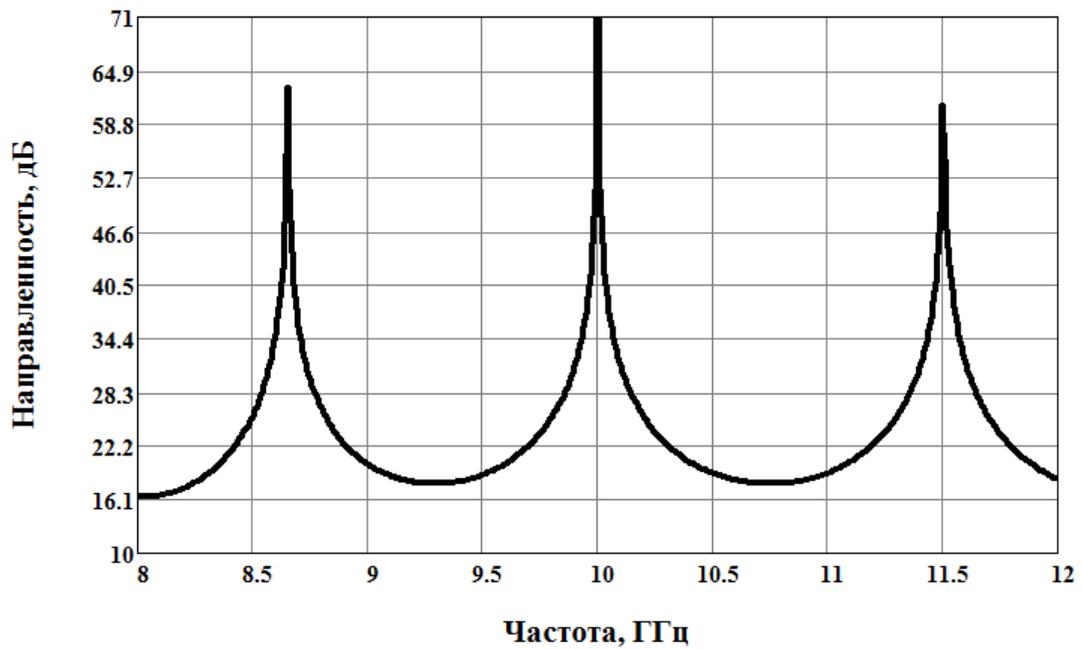


Рисунок 2.3 – Частотная зависимость направленности при $n=8$

Если выбрать $n=14$, то радиус отверстия связи $r=2,8$ мм, расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия $h=6,4$ мм. По рисункам 2.4 и 2.5 видно, что переходное ослабление не больше 16,03 дБ, направленность не менее 23 дБ.

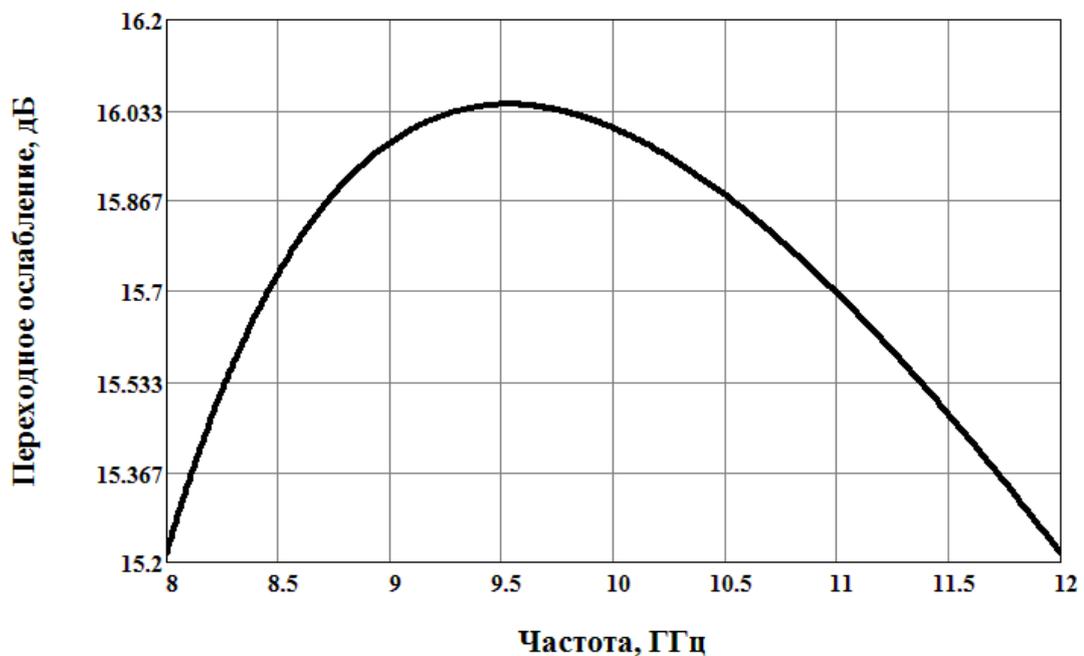


Рисунок 2.4 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=14$

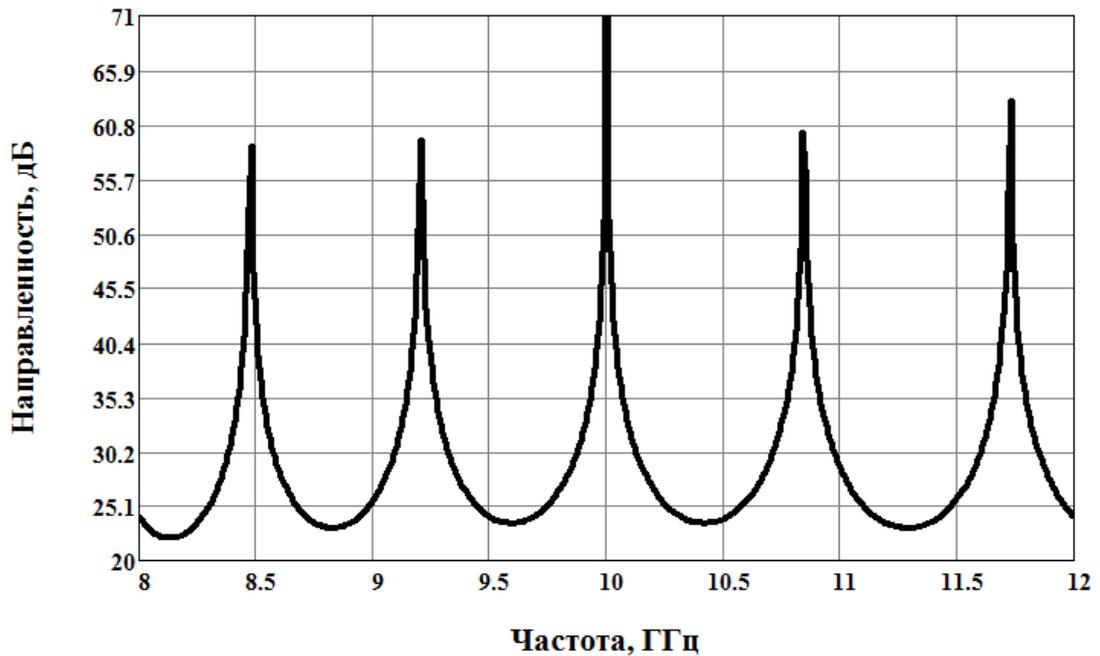


Рисунок 2.5 – Частотная зависимость направленности при $n=14$

При выборе $n=20$, радиус отверстия связи $r=2,5$ мм, расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия $h=6,3$ мм. По рисункам 2.6 и 2.7 видно, что переходное ослабление не больше 16,03 дБ, направленность не менее 24,8 дБ.

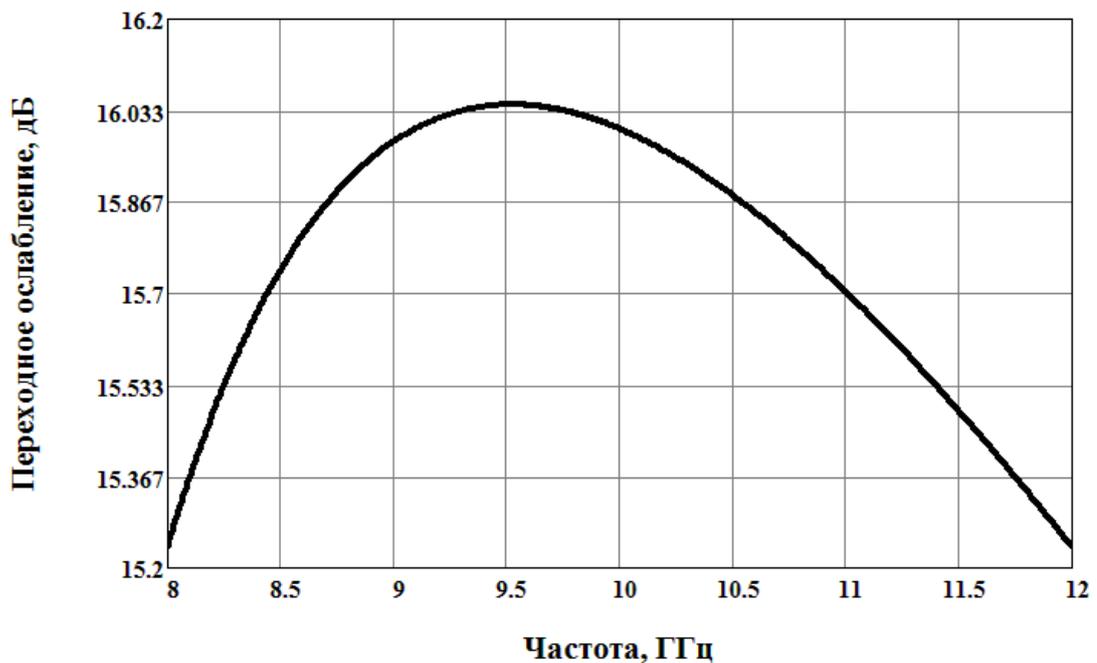


Рисунок 2.6 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$

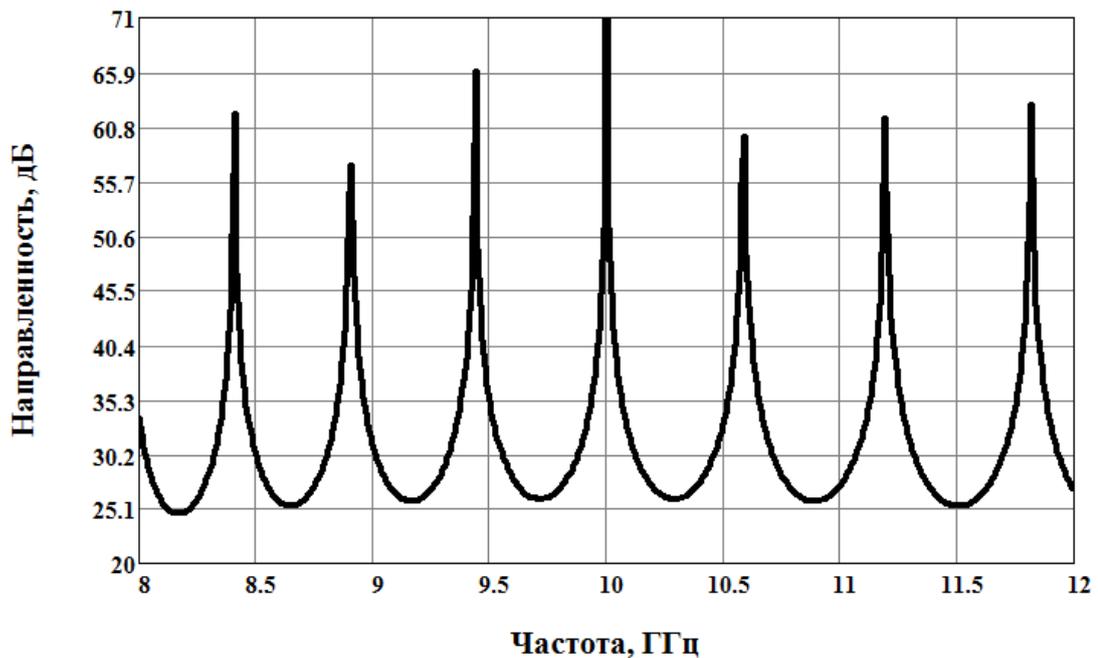


Рисунок 2.7 – Частотная зависимость направленности при $n=20$

Из рассмотренных вариантов нам более подходит при $n=20$. Что бы уменьшить переходное ослабление и повысить направленность. Для этого будем использовать метод повышения направленности, который рассмотрим ниже.

2.2 Метод повышения направленности

В диапазоне сантиметровых волн широко используются волноводные ответвители с системой связи в виде одинаковых равностоящих отверстий.

На более коротких волнах, где применение специальных распределений связи затруднено ввиду уменьшения размеров, ответвители с одинаковыми отверстиями имеют важное преимущество, обусловленное простотой изготовления. По сравнению с ответвителями с чебышевским или максимально-плоским распределением связи подобные ответвители имеют меньшую направленность, однако известно, что введение по краям системы корректирующих отверстий позволяет значительно увеличить направленность и уменьшить переходное ослабление.

Метод расчета значительно проще, распространяется на весь диапазон волновода и пригоден для любого числа корректирующих отверстий. Расчет показывает, что добавление с каждой стороны системы связи по m корректирующих отверстий увеличивает направленность в диапазоне волновода не менее чем на $4,6 \cdot m$ дБ, независимо от числа отверстий и направленности основной системы связи [81].

Для начала рассмотрим вариант, когда $m=1$. Определение радиусов корректирующих отверстий производится на средней волне диапазона по

амплитудам A обратных волн. $A_1=7A_0/8$, где индекс «0» относится к отверстию основного ряда. Исходя из этого $r_1=2,46$ мм.

Из рисунков 2.8 и 2.9. видно, что переходное ослабление стало не больше 15,6 дБ и по сравнению с начальным уменьшилось на 0,43 дБ. А направленность не менее 29,8 дБ и на 5 дБ стало больше чем изначально.

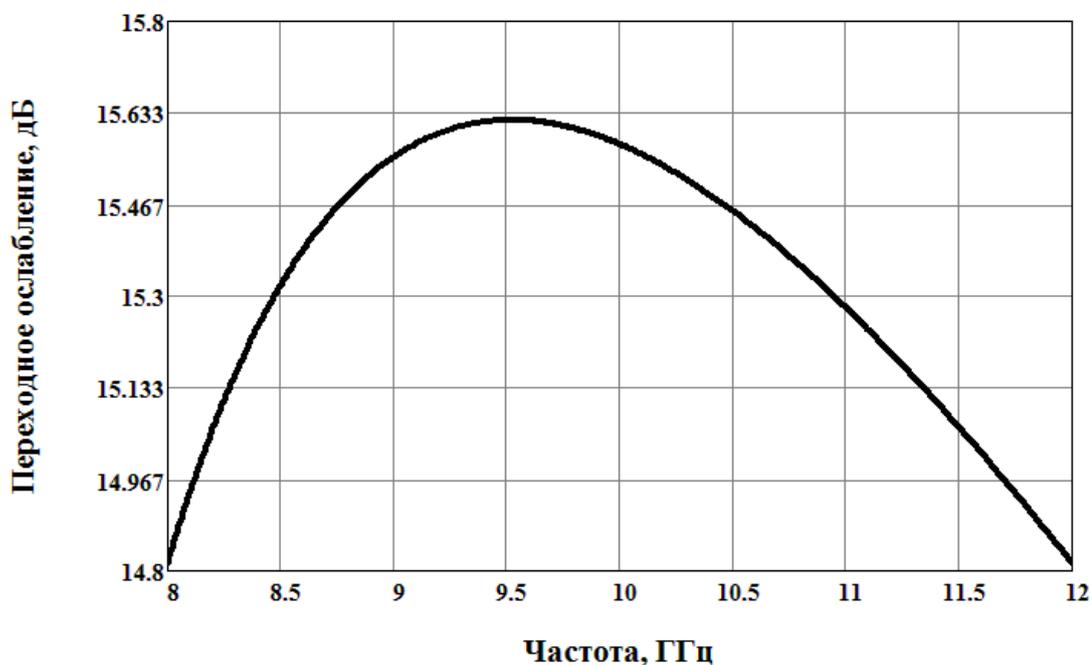


Рисунок 2.8 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$, $m=1$

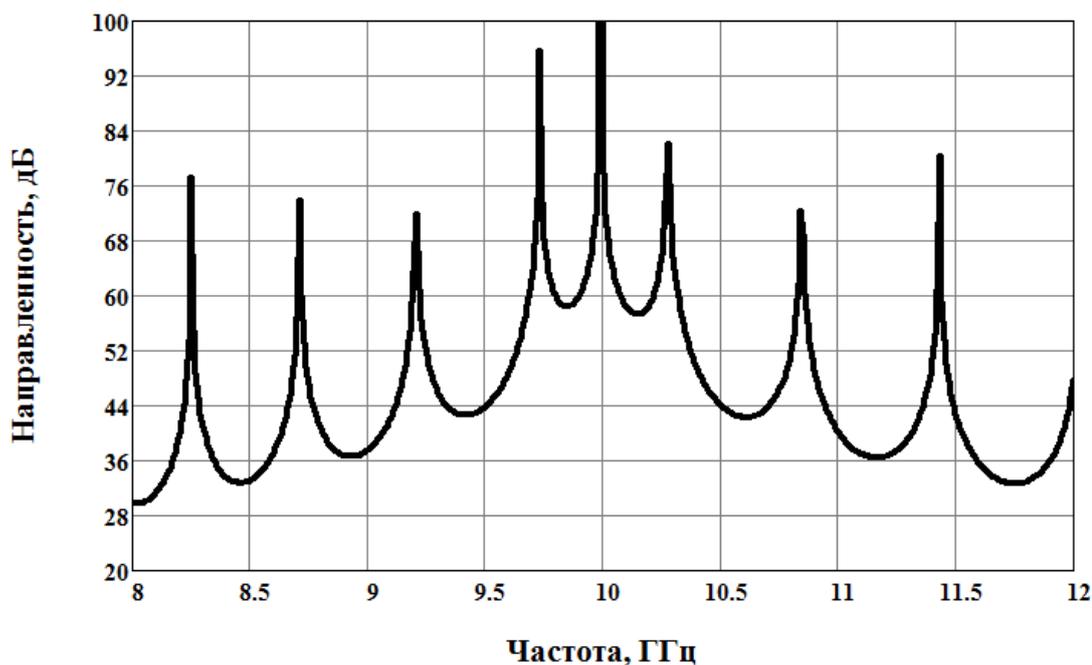


Рисунок 2.9 – Частотная зависимость направленности при $n=20$, $m=1$

При $m=2$: $A_1=7A_0/8$, $A_2=A_0/2$. Исходя из этого $r_1=2,46$ мм, $r_2=2,23$ мм. В этом случае переходное ослабление стало не больше 15,2 дБ и по сравнению с начальным уменьшилось на 0,83 дБ. А направленность не менее 37,1 дБ и на 12,3 дБ стало больше чем изначально (см. рисунок 2.10 и 2.11).

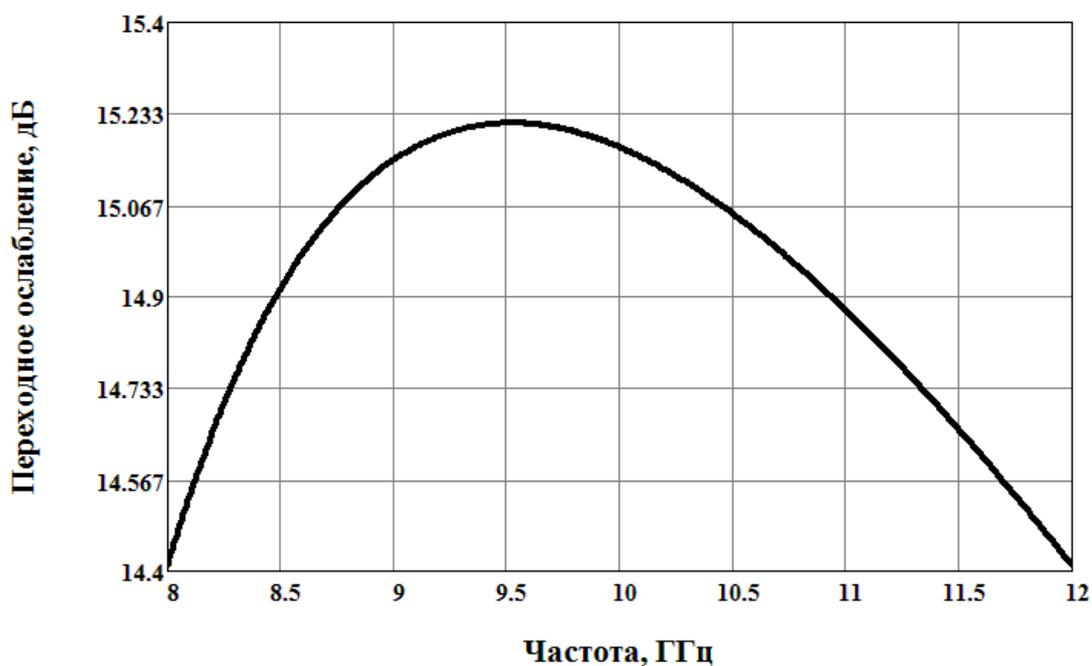


Рисунок 2.10 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$, $m=2$

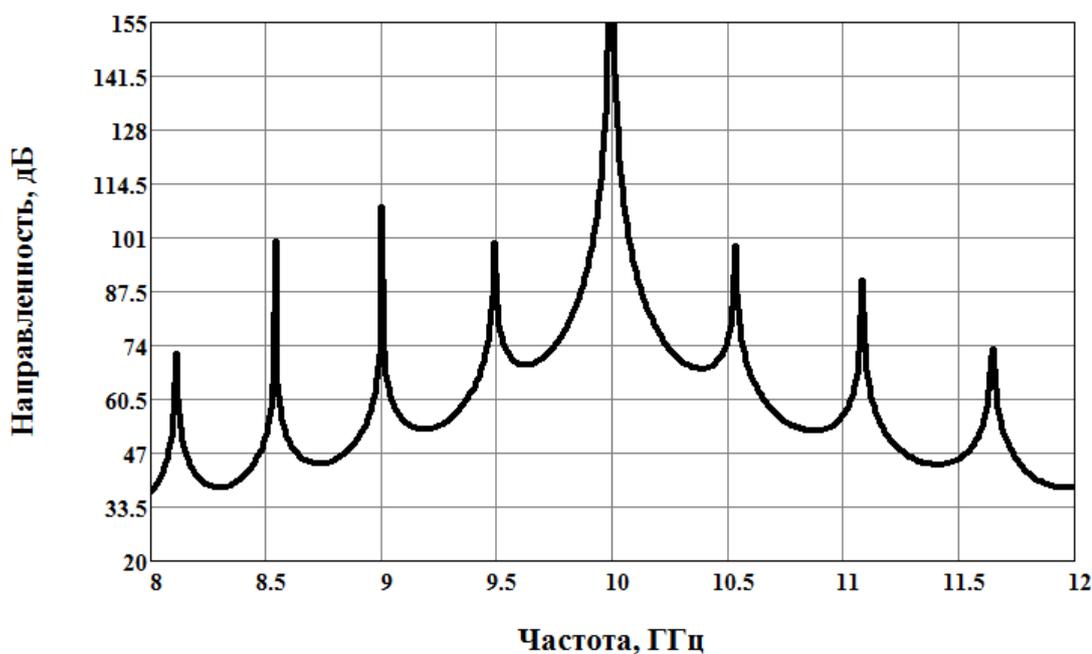


Рисунок 2.11 – Частотная зависимость направленности при $n=20$, $m=2$

При $m=3$: $A_1=7A_0/8$, $A_2=A_0/2$, $A_3=A_0/8$ [14]. Исходя из этого $r_1=2,46$ мм, $r_2=2,23$ мм, $r_3=1,76$ мм. Из рисунков 3.12 и 3.13 видно, что переходное ослабление стало не больше 14,8 дБ и по сравнению с начальным уменьшилось на 1,23 дБ. Направленность не менее 43,3 дБ и на 18,5 дБ стало больше чем изначально.

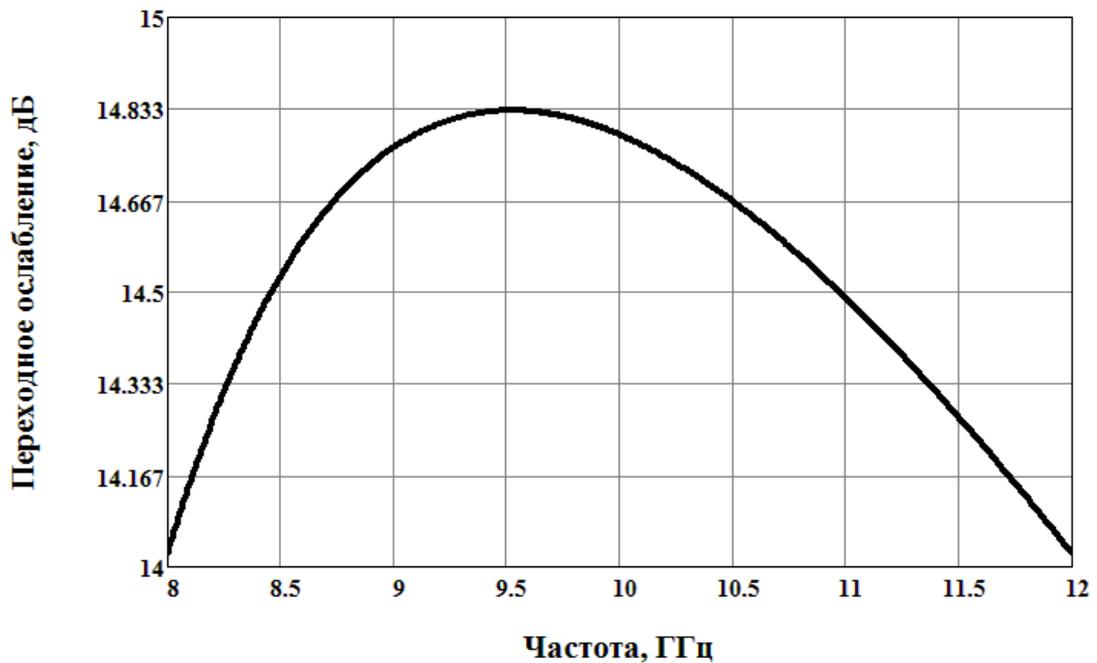


Рисунок 2.12 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$, $m=3$

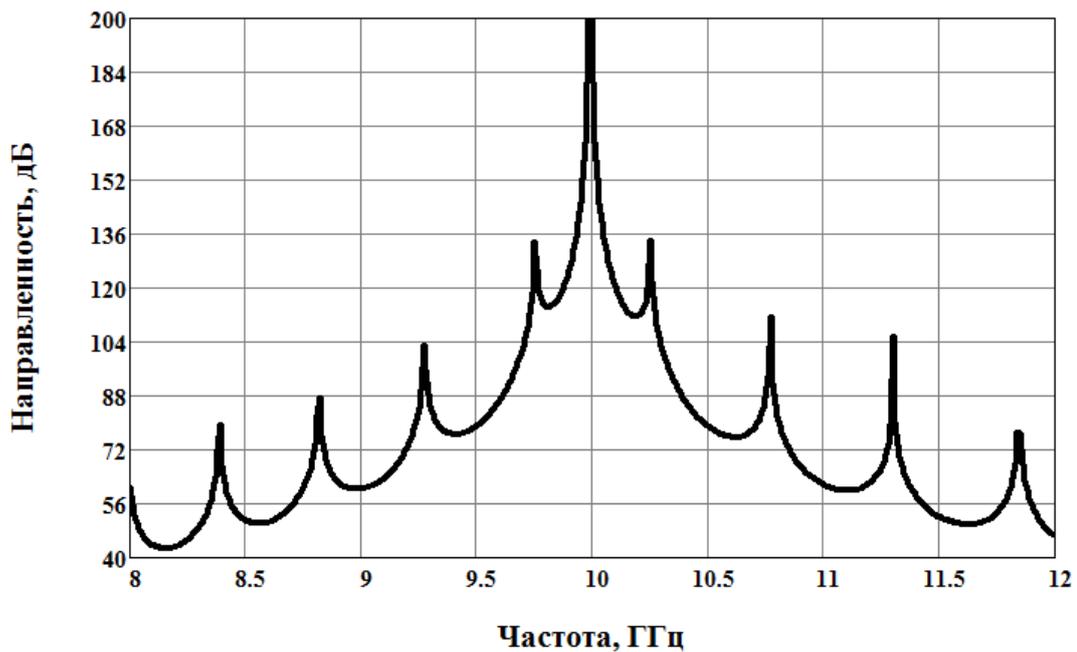


Рисунок 2.13 – Частотная зависимость направленности при $n=20$, $m=3$

Добавление с каждой стороны системы связи по 3 корректирующих отверстий нам уменьшило переходное ослабление и повысила направленность.

3 Электродинамическое моделирование волноводного направленного ответвителя

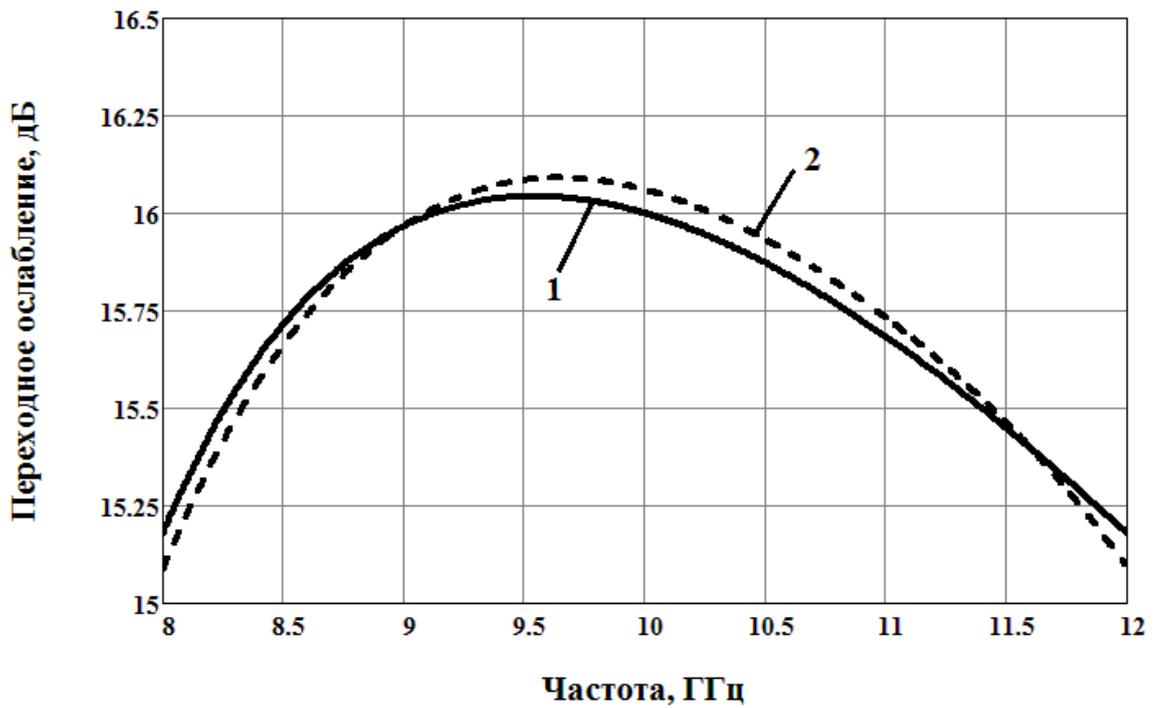
3.1 Моделирование прямоугольного волноводного направленного ответвителя в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio

CST Microwave Studio – это мощная программа трехмерного моделирования электромагнитного поля. Программа использует различные методы расчета поля (расчет переходного процесса во временной области, анализ в частотной области, метод нахождения собственных частот). Основным методом – расчет переходного процесса решает задачи возбуждения структуры радиоимпульсами, что отличает её от большинства других программных продуктов.

Базовый метод расчета в *Microwave Studio* – метод конечного интегрирования (в англ. язычн. литературе *FIT*) – является методом пространственной дискретизации, в котором пространство задачи разбивается на дискретные ячейки (сетку). При этом в решающем устройстве реализуется метод конечных разностей во временной области (в англ. язычн. литературе *FDTD*) [82] как частный случай метода *FIT*. Очень важная особенность решения во временной области – пропорциональная зависимость требуемых вычислительных ресурсов от размеров структуры. В настоящее время, на современном персональном компьютере с помощью метода *FDTD* можно выполнить расчет структур с размером до нескольких десятков длин волн [83].

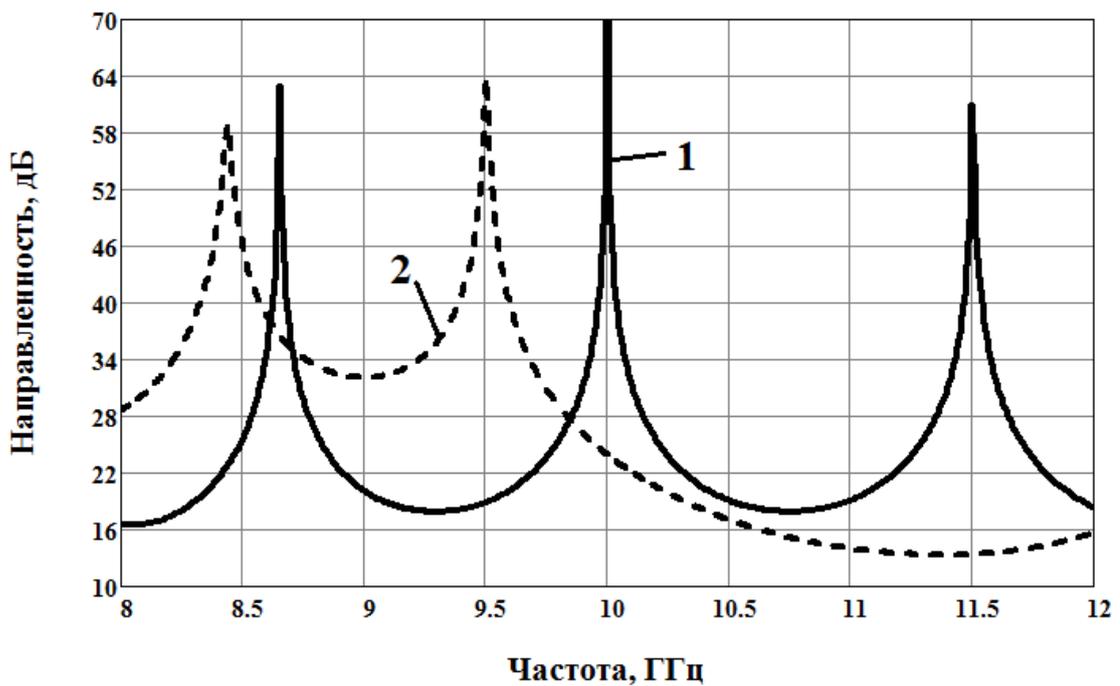
Электродинамическое моделирование в САПР *CST Microwave Studio* будем проводить на основе данных, полученных в главе 2 для прямоугольного волноводного НО размерами широкой стенки $a=23$ мм и узкой стенки $b=10$ мм, толщина стенки $t=0,06$ мм, рабочая частота 8–12 ГГц.

Для начала проведем моделирование в программной среде *CST Microwave Studio* без корректирующих отверстий, для разных чисел отверстий связи как в главе 2 и сравним полученные частотные зависимости. Длина волны в волноводе $\lambda_B=40,3$ мм, а расстояние между центрами отверстий $l=9,9$ мм. В начале рассмотрим когда $n=8$. По рисункам 3.1 и 3.2 видно, что зависимости переходного ослабления по всей рабочей частоте не значительно отличается. И максимальное расхождение составляет 1 процент. А разница направленности не больше 3 процента.



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

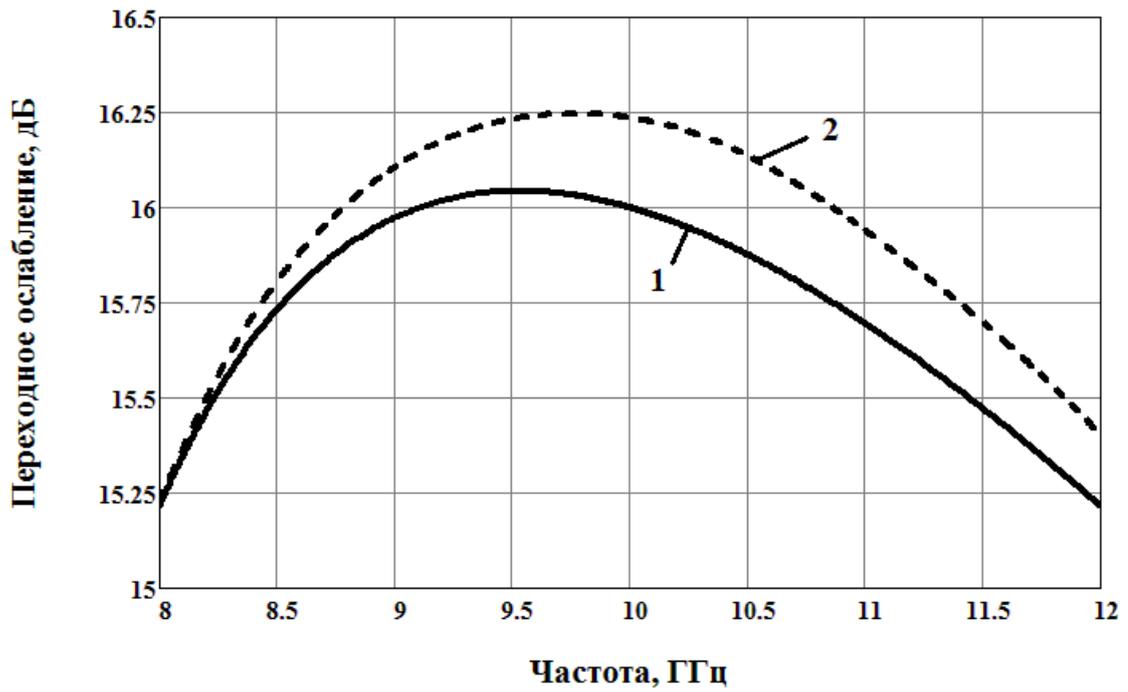
Рисунок 3.1 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=8$



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

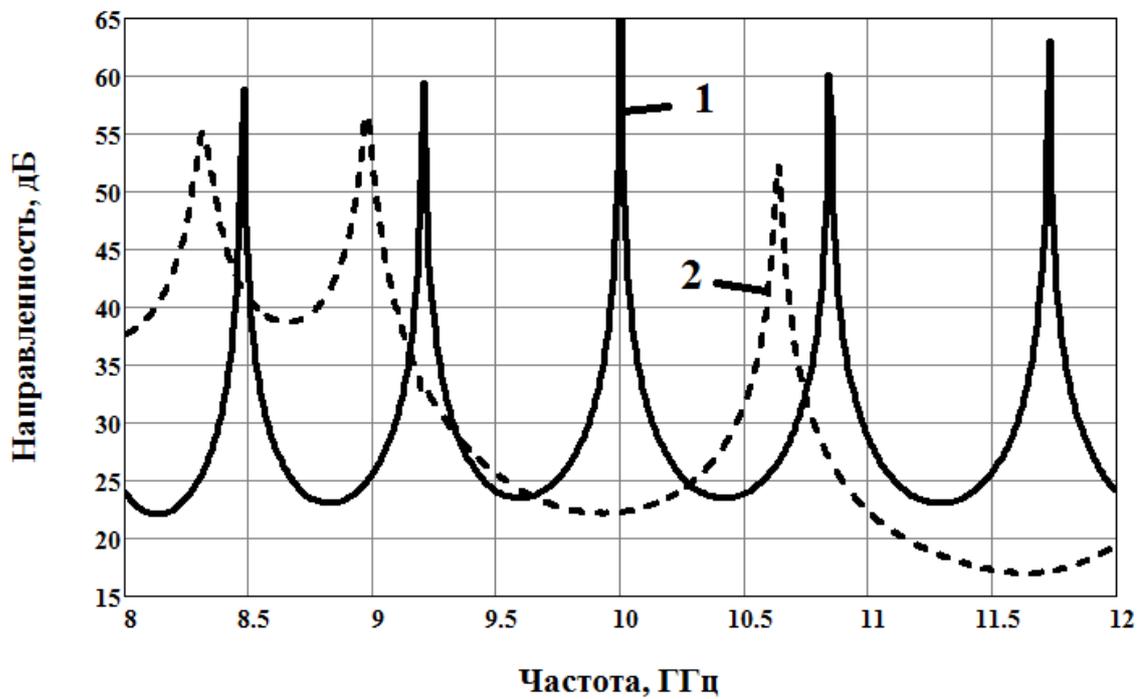
Рисунок 3.2 – Частотная зависимость направленности при $n=8$

Графики частотных зависимостей (см. рисунок 3.3 и 3.4) при $n=14$,



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

Рисунок 3.3 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=14$



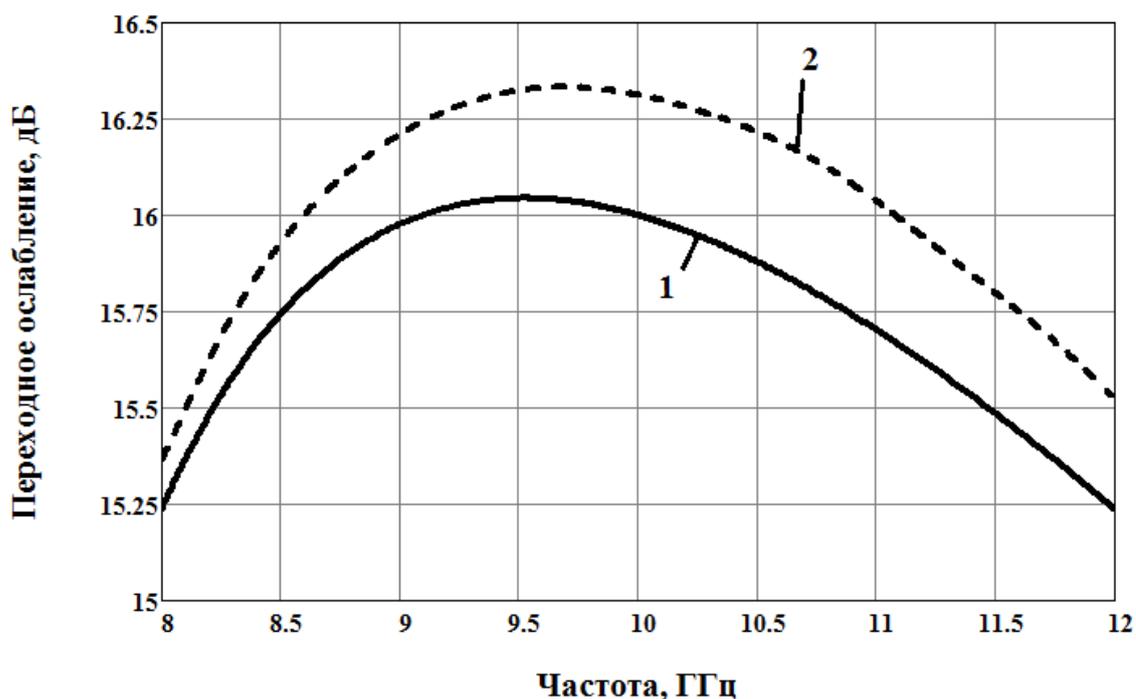
(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

Рисунок 3.4 – Частотная зависимость направленности при $n=14$

Исходя из графиков, показанных на рисунках 3.3 и 3.4, различии расчетных характеристик от результатов моделирования в САПР для переходного ослабления составляет 1 процент, а для направленности 6 процентов.

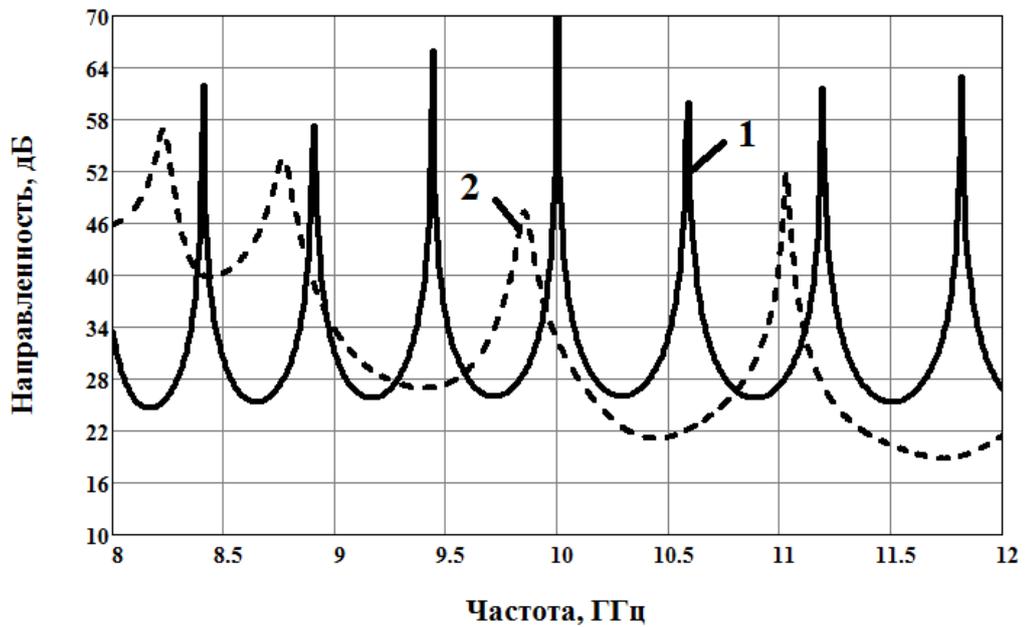
При выборе $n=20$, различие между расчетных характеристик от результатов моделирования в САПР для переходного ослабления равна 1,1 и направленность 6,1 проценту (см. рисунки 3.5 и 3.6).

Делая вывод, можно сказать, что электродинамическое моделирование в САПР без корректирующих отверстий при сравнение с расчетными характеристиками по всему рабочему диапазону составляет 1-6,1 процентов.



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

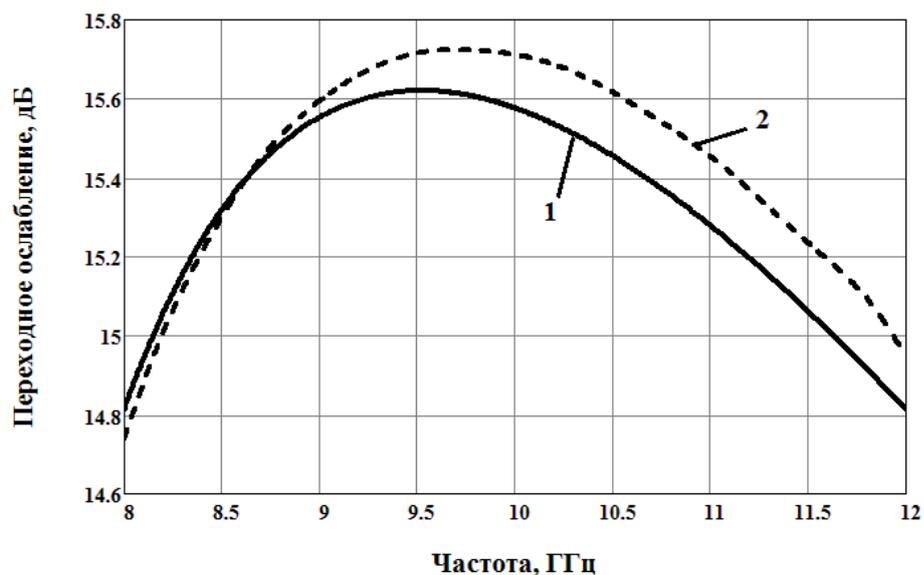
Рисунок 3.5 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$



(1 – *MathCad 14*, 2 – *CST Microwave Studio*)

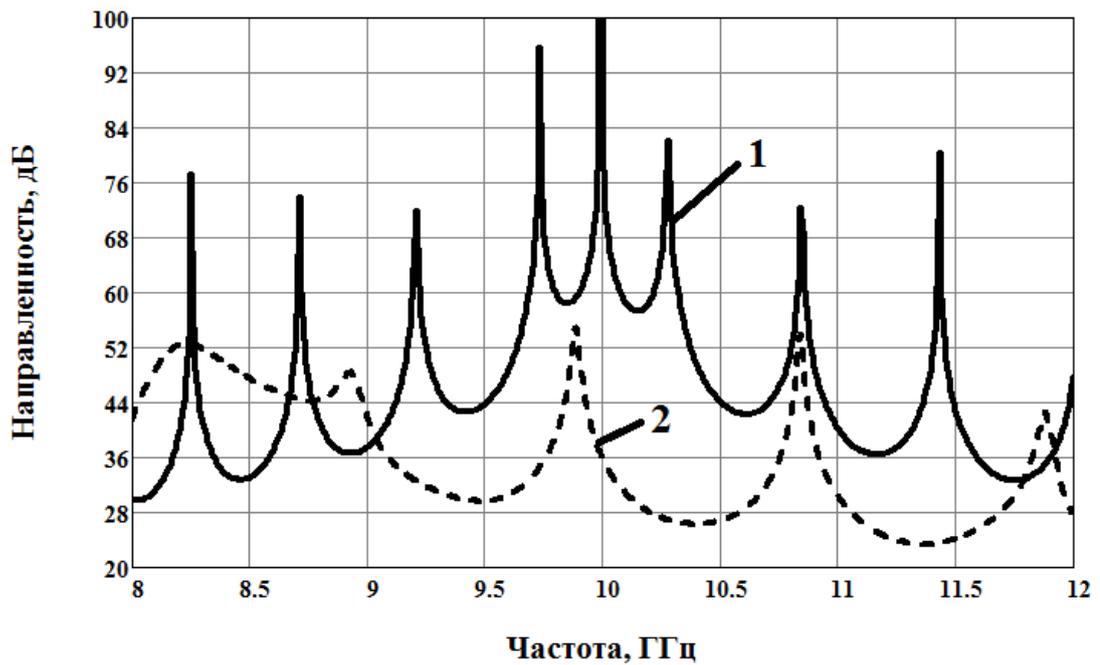
Рисунок 3.6 – Частотная зависимость направленности при $n=20$

Для начала рассмотрим вариант, когда корректирующее отверстие одно ($m=1$). Исходя из графиков, показанных на рисунках 3.7 и 3.8 разница между расчетными характеристиками и моделированием в САПР для частотной зависимости переходного ослабления составляет 1,6 процента, а направленности 7 процентом.



(1 – *MathCad 14*, 2 – *CST Microwave Studio*)

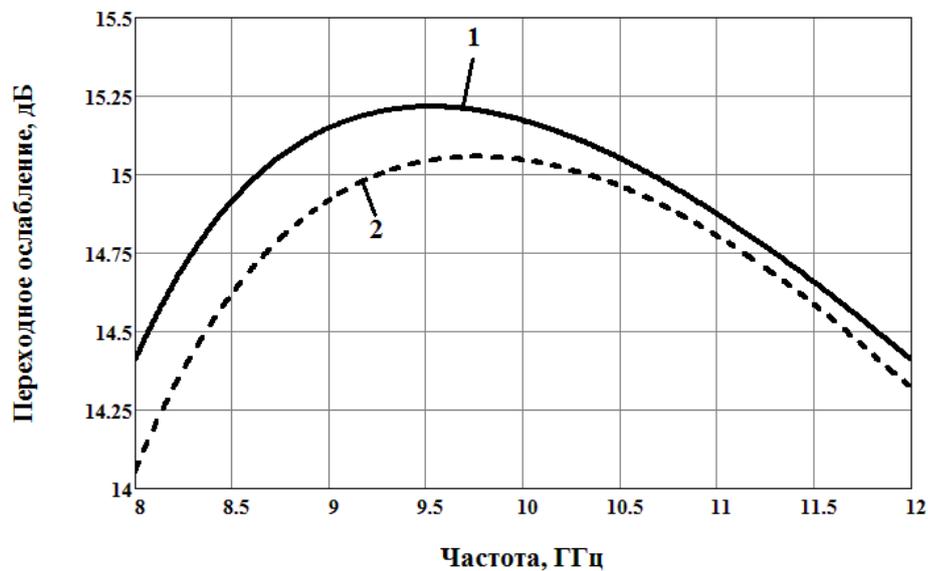
Рисунок 3.7 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$, $m=1$



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

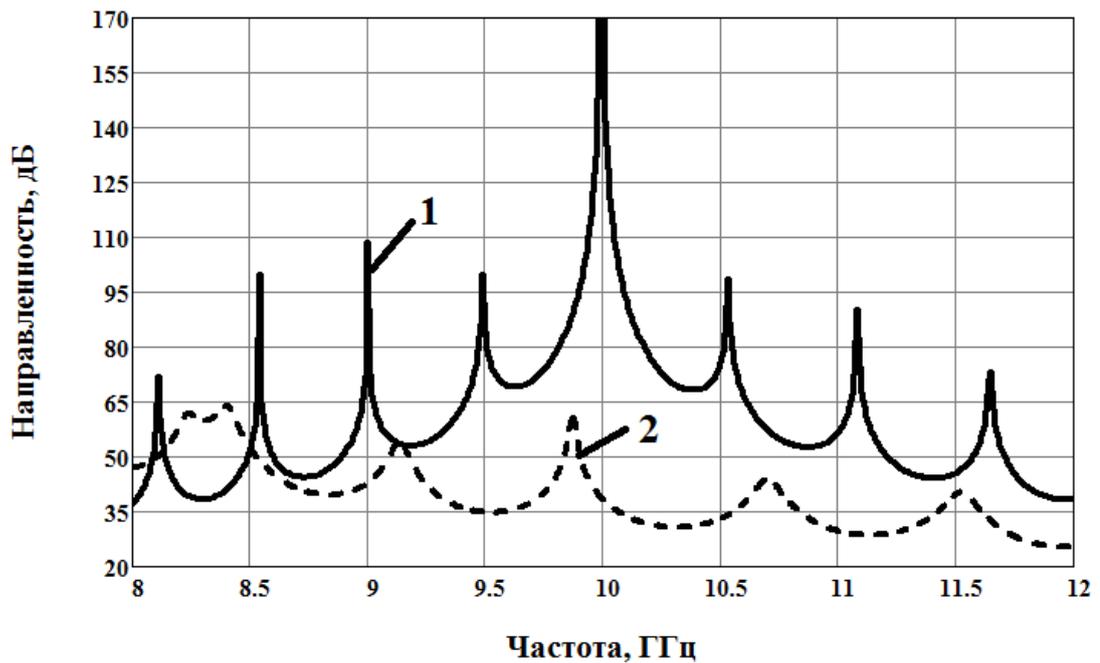
Рисунок 3.8 – Частотная зависимость направленности при $n=20$, $m=1$

При $m=2$ частотные зависимости представлены на рисунках 3.9 и 3.10. Между расчетными характеристиками и моделированием в САПР разница переходного ослабления равна 1,2 и направленности 9 процентам.



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

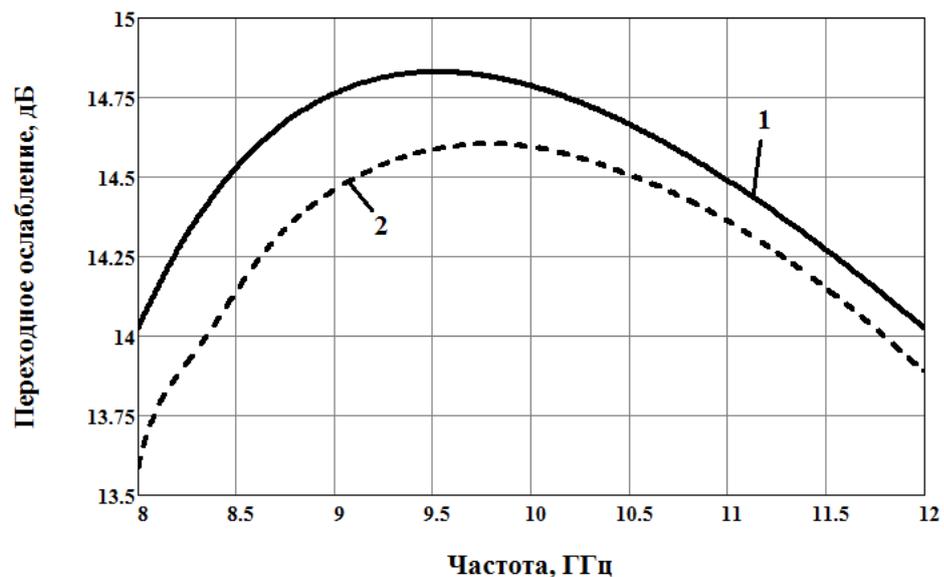
Рисунок 3.9 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$, $m=2$



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

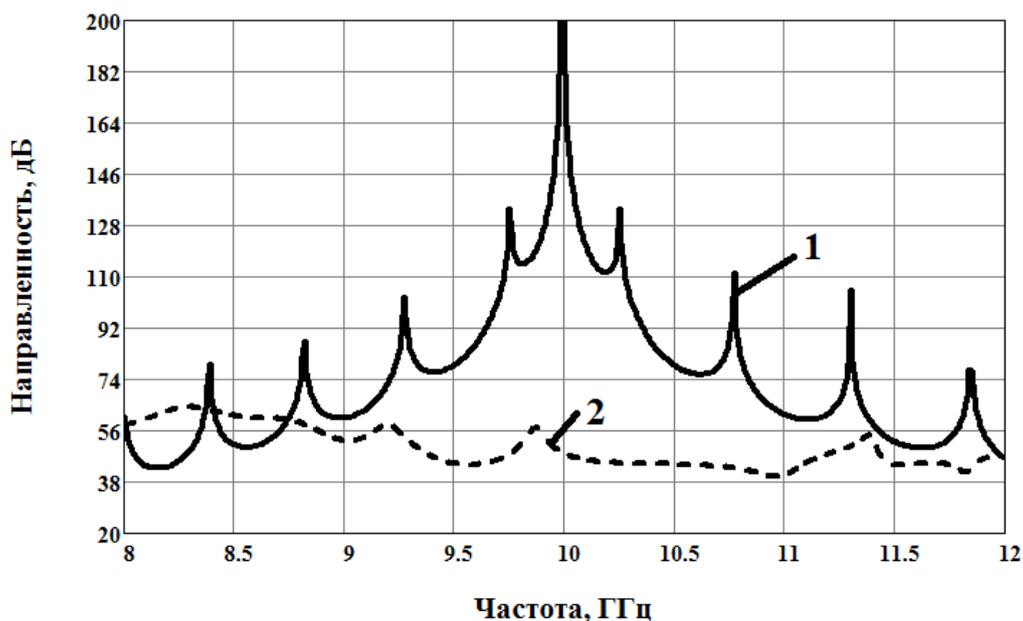
Рисунок 3.10 – Частотная зависимость направленности при $n=20$, $m=2$

Когда $m=3$, разница между расчетными характеристиками и моделированием в САПР для частотной зависимости переходного ослабления составляет 1,2 процента, а направленности 3,3 процента (см. рисунок 3.11 и 3.12).



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

Рисунок 3.11 – Частотная зависимость переходного ослабления при $n=20$, $m=3$



(1 – MathCad 14, 2 – CST Microwave Studio)

Рисунок 3.12 – Частотная зависимость направленности при $n=20$, $m=3$

Вследствие можно сделать вывод, когда используется корректирующие отверстия направленность повышается, как описано было в разделе 2.2. Разница между частотными зависимостями для расчетных характеристик и моделирования в САПР составляет 1-9 процентов, что говорит о хорошем моделирование. В дальнейшем все эксперименты будут проводиться в системе автоматизированного проектирования *CST Microwave Studio*, так как они более схожие с практикой.

4 Исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводного направленного ответвителя

Практика проектирования и производства простейших устройств СВЧ – таких, как элементы волноводного тракта, СВЧ-функциональные узлы на основе волноводов, показывает, что они подвергаются точностному исследованию, как правило, только по одному влияющему технологическому фактору.

В настоящее время применяется два метода при оценке влияния производственных погрешностей на параметры устройств СВЧ: статистический и расчетно-аналитический.

Статистический метод предполагает изучение данных о производственных погрешностях, полученных в результате измерений параметров и характеристик достаточно большого количества одинаковых или однотипных изделий в

процессе их изготовления в определенных технологических условиях. На основании статистической обработки данных подобных измерений можно сделать заключение только о конечных результатах влияния факторов примененного технологического процесса на выходные параметры и характеристики рассматриваемого типа устройств СВЧ.

Статистический метод не позволяет выявить существующие причинные зависимости при формировании результирующих погрешностей радиотехнических параметров и характеристик устройств, а поэтому не позволяет и активно влиять на оптимизацию технологического процесса.

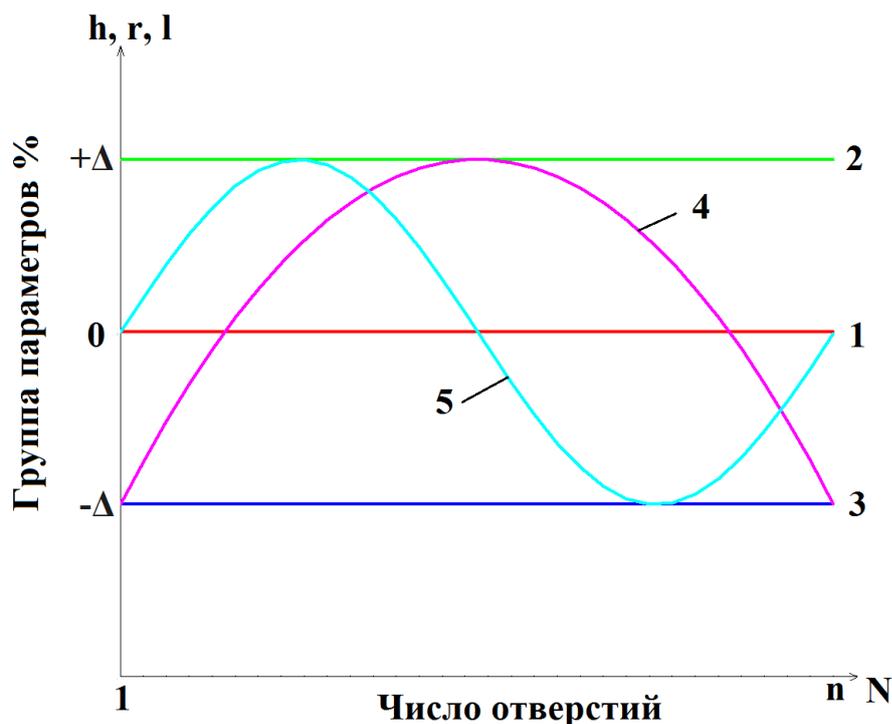
Расчетно-аналитический метод в отличие от статистического имеет целью именно выявление функциональных зависимостей между выходными параметрами и характеристиками устройств СВЧ с одной стороны и производственными погрешностями его конструкции с другой. Данные для нахождения таких зависимостей могут быть получены либо в результате исследования существующих аналитических соотношений между радиотехническими и конструктивными параметрами устройств, либо в результате экспериментального определения необходимых соотношений [84].

Расчетно-аналитический метод является основным в точностном анализе конструкций устройств СВЧ и выявлении технологических допусков.

На основе поставленных задач, зададим критерии по неравномерности переходного ослабления, которые встречаются на практике: $\pm 0,1$ дБ, $\pm 0,5$ дБ и ± 1 дБ. Проведем исследование влияния радиус отверстия r , расстояния от широкой стенки волновода до центра отверстия h , расстояния между центрами отверстий l и разброс этих параметров по различным законам (см. рисунок 4.1) от порядковых номеров отверстий на частотные характеристики прямоугольного волноводного НО в САПР *CST Microwave Studio*. По рисунку 4.1 номинальный размер обозначен 1, при изменении группы параметров на постоянную величину $+\Delta$ (2) и $-\Delta$ (3).

Статистический метод не позволяет выявить существующие причинные зависимости при формировании результирующих погрешностей радиотехнических параметров и характеристик устройств, а поэтому не позволяет и активно влиять на оптимизацию технологического процесса.

Статистический метод предполагает изучение данных о производственных погрешностях, полученных в результате измерений параметров и характеристик достаточно большого количества одинаковых или однотипных изделий в процессе их изготовления в определенных технологических условиях. На основании статистической обработки данных подобных измерений можно сделать заключение только о конечных результатах влияния факторов примененного технологического процесса на выходные параметры и характеристики рассматриваемого типа устройств СВЧ



(1-номинальный размер, 2,3-изменения на постоянную величину $\pm\Delta$, 4,5-изменения по нелинейному закону: параболическому и синусоидальному.)

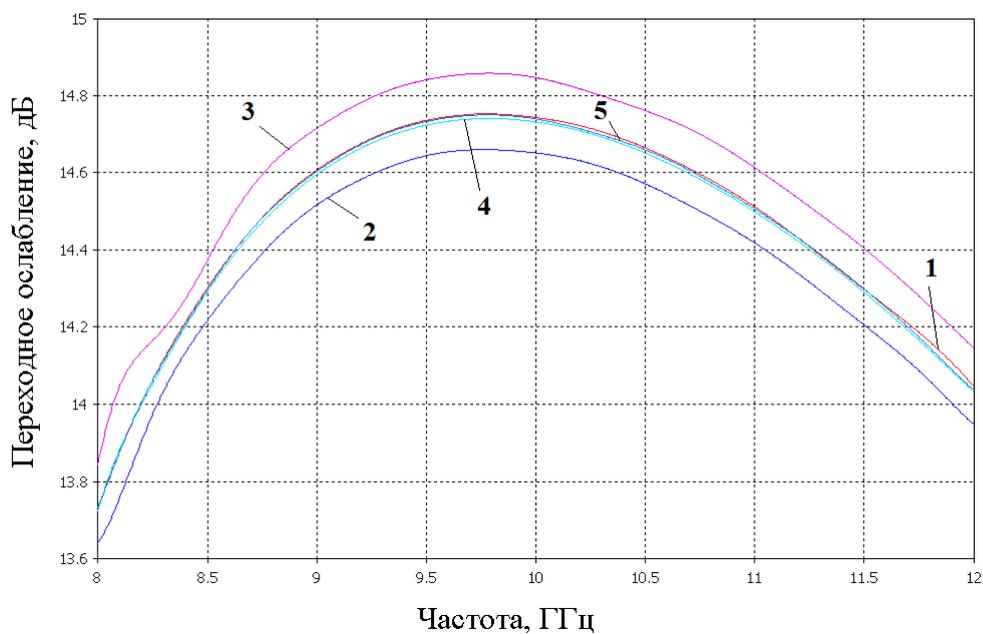
Рисунок 4.1 – Изменения группы параметров по законам

Основное влияния на переходное ослабление оказывает радиус отверстия (2.1), а на направленность расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия и расстояние между центрами отверстий (2.7).

4.1 Влияние изменения радиуса отверстия

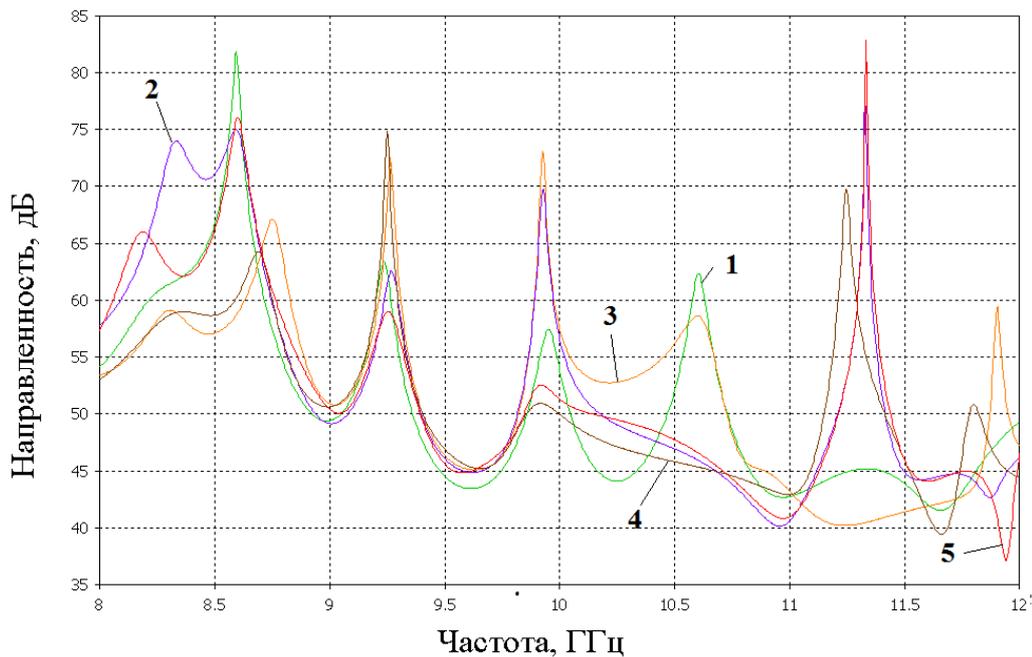
По выставленным критериям $\pm 0,1$, $\pm 0,5$, ± 1 дБ неравномерности переходного ослабления в рабочей частоте находим максимальное отклонение Δ от номинального значения r .

Для критерия по неравномерности переходного ослабления $\pm 0,1$ дБ значения Δ равна 0,328 процентам. Ниже представлены графики частотных зависимостей при моделировании на изменение группы параметров (рисунок 4.2 и 4.3). Под группы параметров будем понимать радиус для каждого отверстия. При изменении радиуса отверстия r на постоянную величину (см. рисунок 4.1) направленность не менее 40 дБ, а по нелинейному закону не менее 37,1 дБ.



- 1) r , 2) $r+\Delta$, 3) $r-\Delta$, 4) изменения r по параболическому,
5) изменения r по синусоидальному.

Рисунок 4.2 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров r

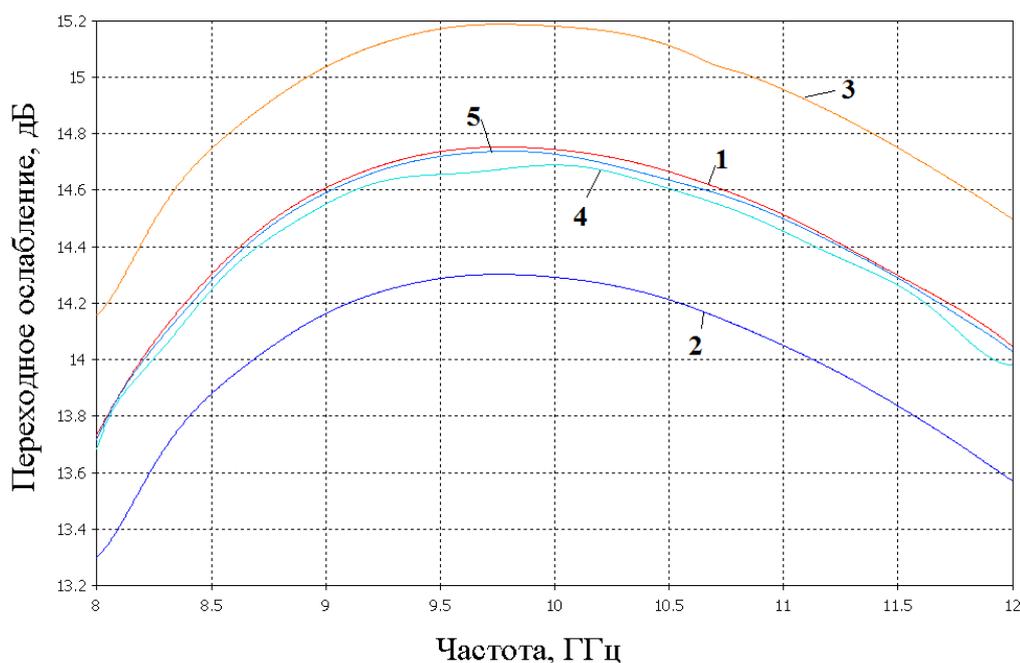


- 1) r , 2) $r+\Delta$, 3) $r-\Delta$, 4) изменения r по параболическому,
5) изменения r по синусоидальному.

Рисунок 4.3 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров r

На рисунке 4.4 видно, что при изменении радиуса отверстия r на $\pm\Delta=1,64$ процентов переходное ослабление $\pm 0,5$ дБ, что соответствует критерию. При изменении радиуса отверстия r на постоянную величину направленность не менее 40,5 дБ, а по нелинейному закону не менее 38,5 дБ (см. рисунок 4.5).

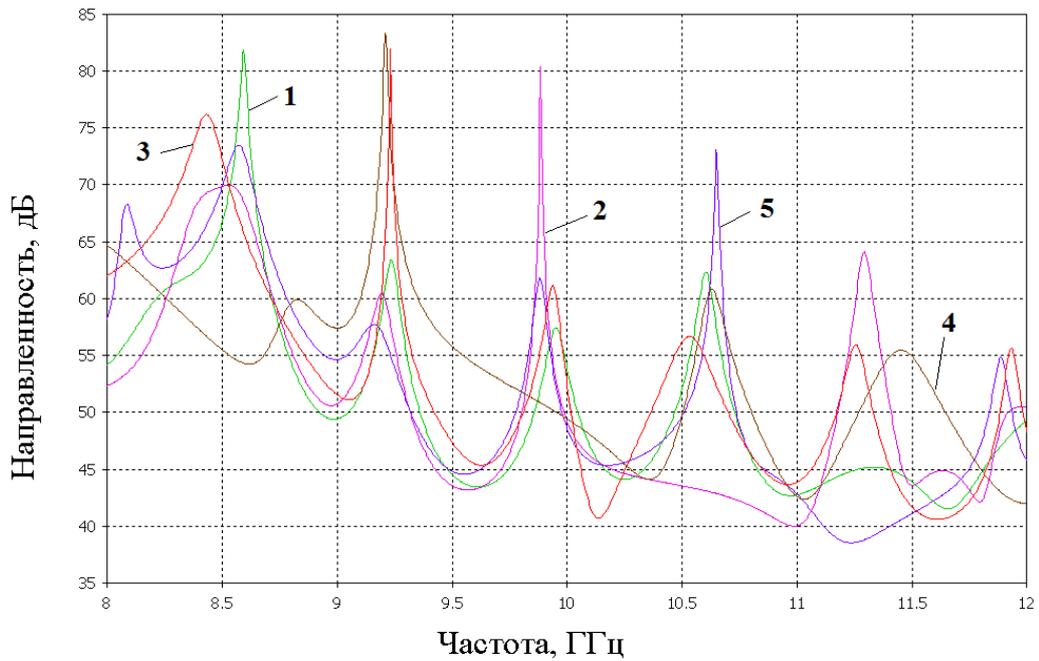
При критерии ± 1 дБ по неравномерности переходного ослабления $\pm\Delta$ для r равна 3,368 процентам (см. рисунок 4.6). Изменения r на постоянную величину направленность не менее 40,87 дБ, а по нелинейному закону не менее 39,5 дБ (см. рисунок 4.7).



- 1) r , 2) $r+\Delta$, 3) $r-\Delta$, 4) изменения r по параболическому,
5) изменения r по синусоидальному.

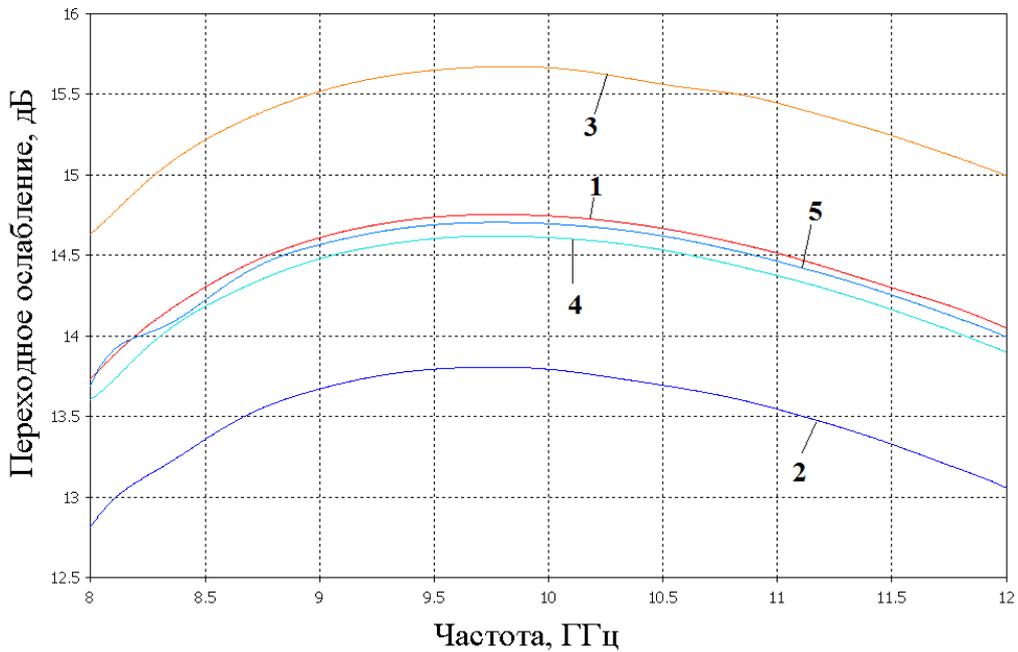
Рисунок 4.4 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров r

На рисунке 4.4 видно, что при изменении радиуса отверстия r на $\pm\Delta=1,64$ процентов переходное ослабление $\pm 0,5$ дБ, что соответствует критерию. При изменении радиуса отверстия r на постоянную величину направленность не менее 40,5 дБ, а по нелинейному закону не менее 38,5 дБ (см. рисунок 4.5).



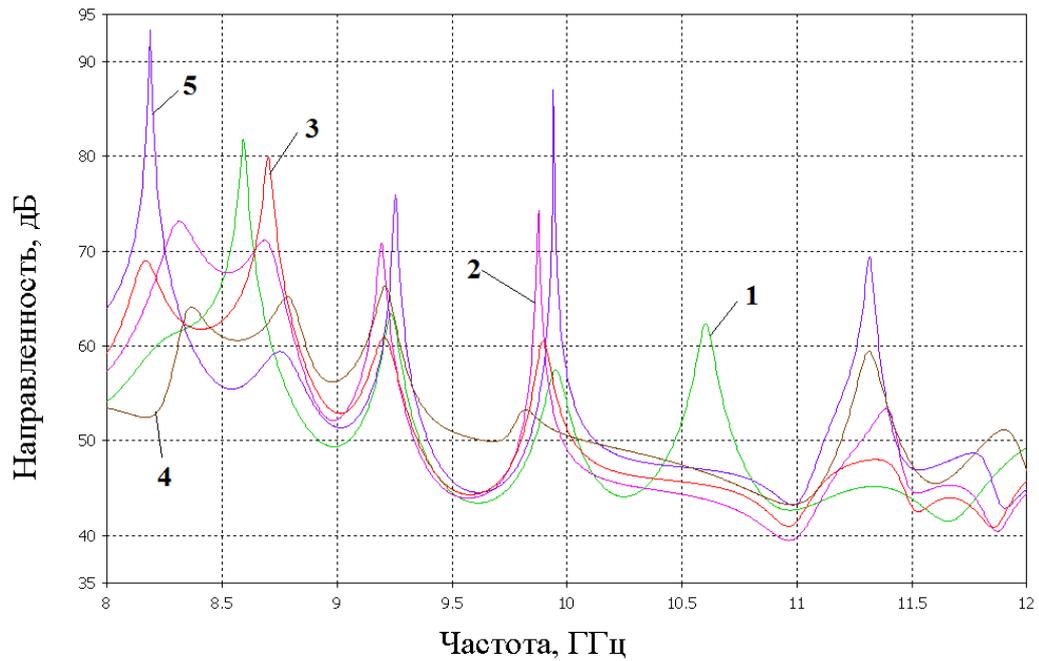
- 1) r , 2) $r+\Delta$, 3) $r-\Delta$, 4) изменения r по параболическому,
5) изменения r по синусоидальному.

Рисунок 4.5 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров r



- 1) r , 2) $r+\Delta$, 3) $r-\Delta$, 4) изменения r по параболическому,
5) изменения r по синусоидальному.

Рисунок 4.6 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров r



- 1) r , 2) $r+\Delta$, 3) $r-\Delta$, 4) изменения r по параболическому, 5) изменения r по синусоидальному.

Рисунок 4.7 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров r

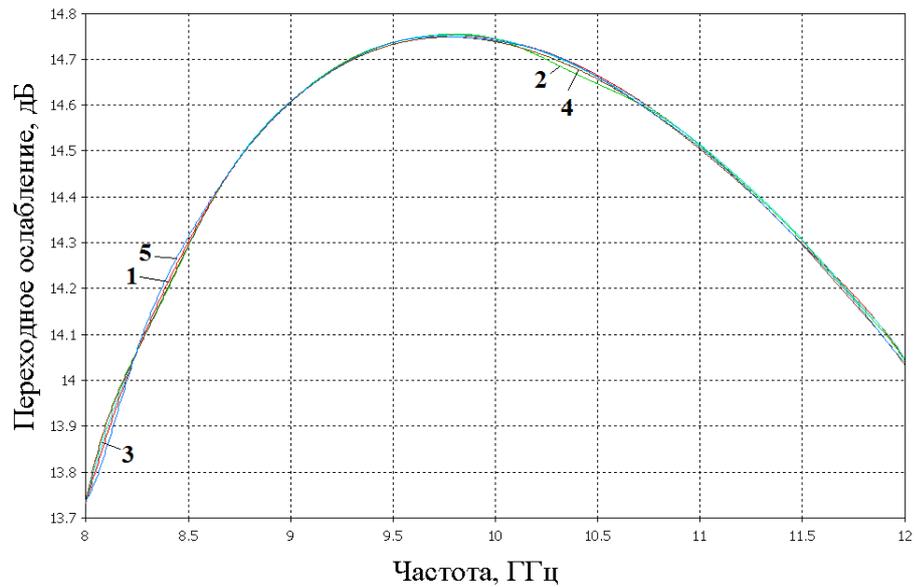
На неравномерность переходного ослабления при изменении радиуса отверстия r на постоянную величину в большей мере влияет отклонение как в положительную так и в отрицательную сторону допуска, по нелинейному закону влияние мало. А для направленности при изменении радиуса отверстия r на постоянную величину в большей мере влияет отклонение в отрицательную сторону допуска, по нелинейному закону, когда меняем по синусоидальному закону. Влияние на направленность происходит в основном на понижение в диапазоне 10,9-12 ГГц.

4.2 Влияние изменения расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия

Для расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h выставляем критерию $\pm 0,1$, $\pm 0,05$, $\pm 0,01$ дБ по неравномерности переходного ослабления в рабочей частоте, так как при критерий больше направленность станет меньше на много. Находим $\pm \Delta$, так как это является основным началом для нахождения технологического допуска. Процентное соотношение рассчитывается от расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h .

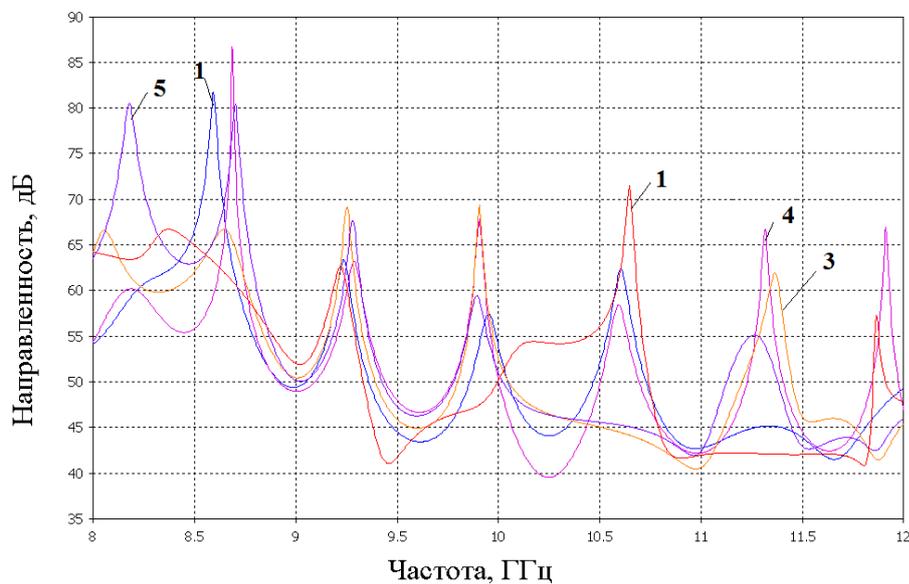
По критерию $\pm 0,01$ дБ по неравномерности переходного ослабления значения Δ равна 0,13 процентам. Ниже представлены графики частотных зависимостей при моделировании на изменение группы параметров (рисунок 4.8

и 4.9). При изменении h на постоянную величину направленность не менее 40,52 дБ, а по нелинейному закону не менее 39,1 дБ.



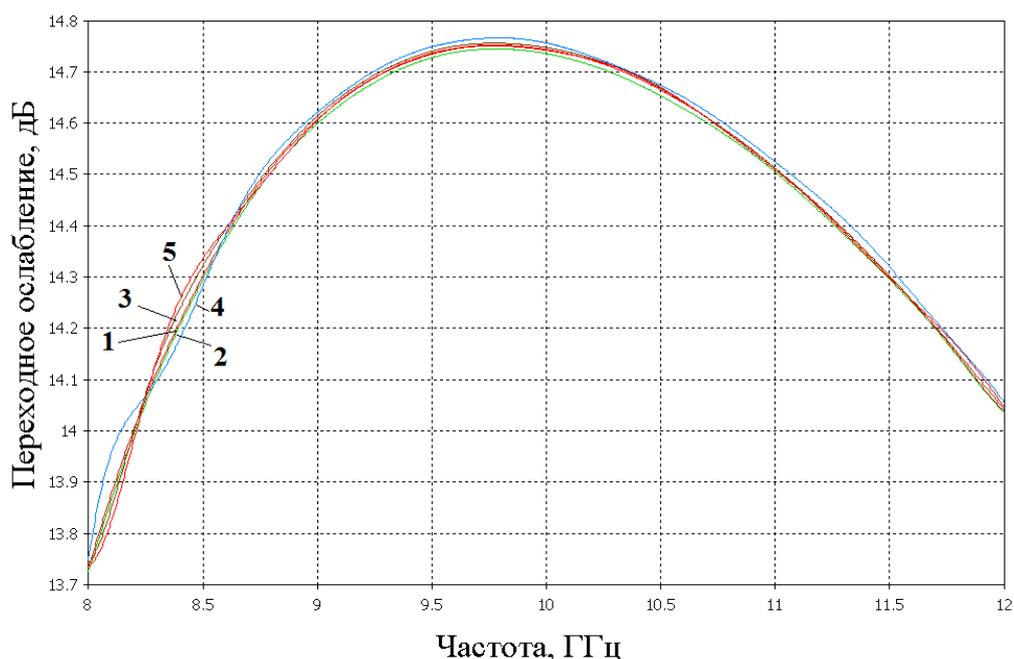
- 1) h , 2) $h + \Delta$, 3) $h - \Delta$, 4) изменения h по параболическому, 5) изменения h по синусоидальному.

Рисунок 4.8 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров h



- 1) h , 2) $h + \Delta$, 3) $h - \Delta$, 4) изменения h по параболическому, 5) изменения h по синусоидальному.

Рисунок 4.9 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров h

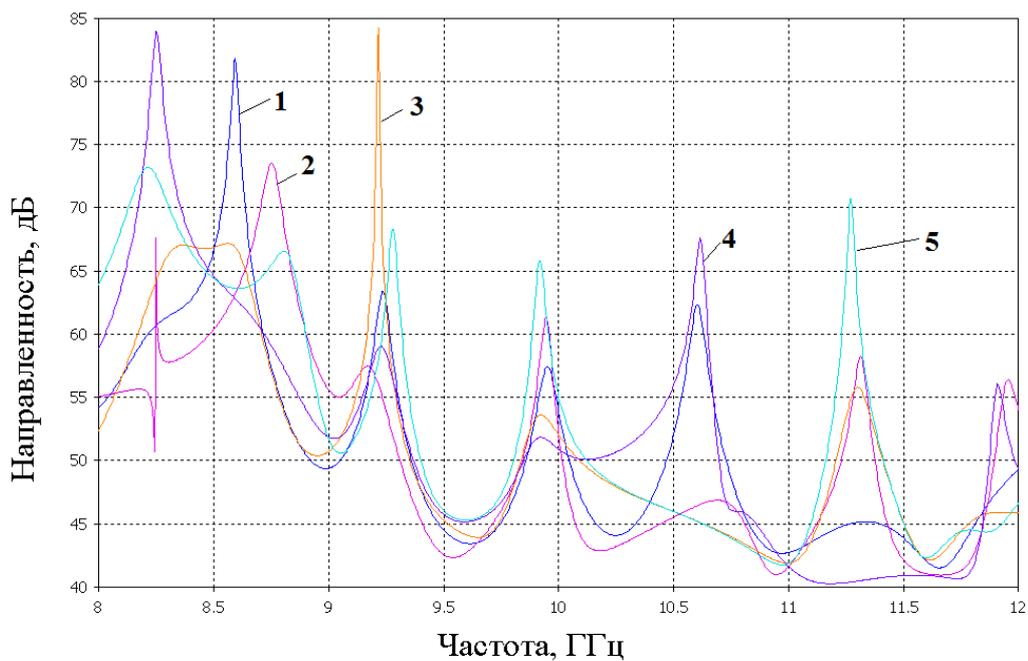


- 1) h , 2) $h + \Delta$, 3) $h - \Delta$, 4) изменения h по параболическому,
5) изменения h по синусоидальному.

Рисунок 4.10 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров h

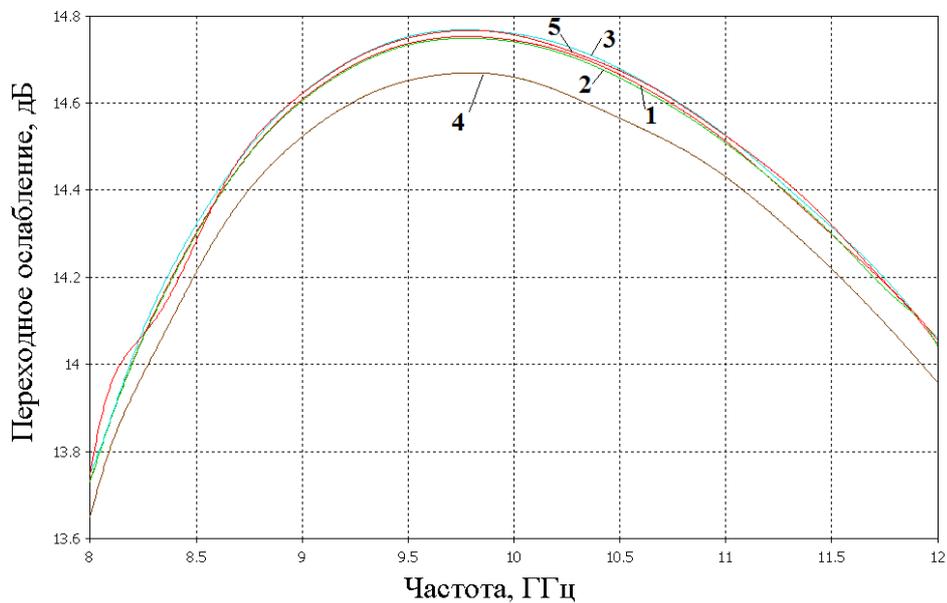
На рисунке 4.10 видно, что при изменении расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h на $\pm\Delta=3$ процента переходное ослабление $\pm 0,05$ дБ, что соответствует критерию. При изменении h на постоянную величину направленность не менее 40,95 дБ, а по нелинейному закону не менее 40,2 дБ (см. рисунок 4.11).

При критерии $\pm 0,1$ дБ по неравномерности переходного ослабления $\pm\Delta$ для расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h равна 5,55 процентам (см. рисунок 4.12). При изменении расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h на постоянную величину направленность не менее 40,38 дБ, а по нелинейному закону не менее 40,08 дБ (см. рисунок 4.13).



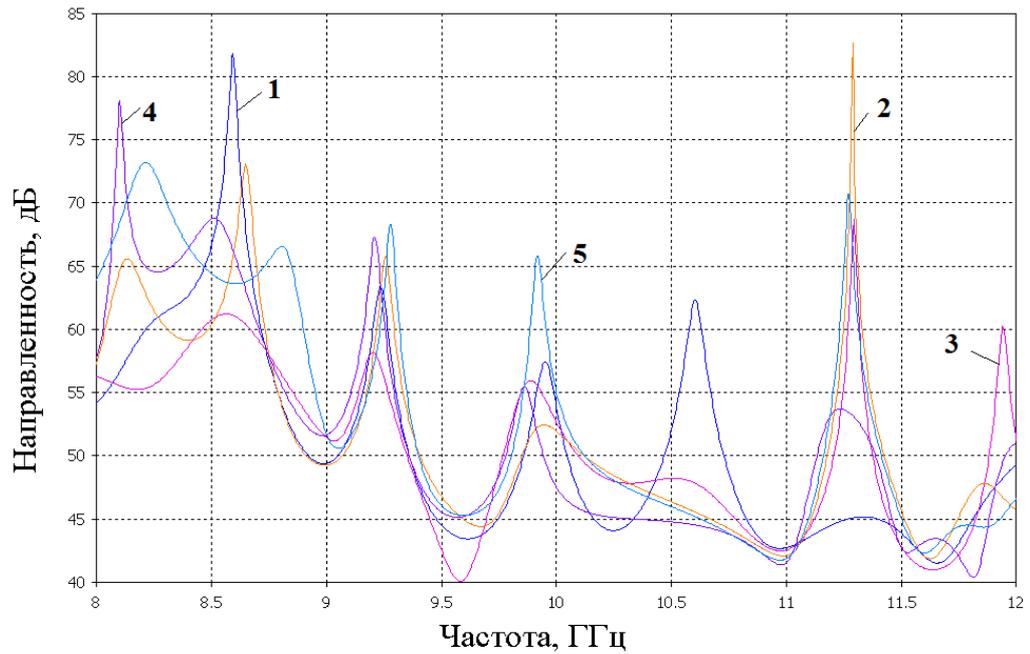
1) h , 2) $h + \Delta$, 3) $h - \Delta$, 4) изменения h по параболическому, 5) изменения h по синусоидальному.

Рисунок 4.11 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров h



1) h , 2) $h + \Delta$, 3) $h - \Delta$, 4) изменения h по параболическому, 5) изменения h по синусоидальному.

Рисунок 4.12 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров h



1) h , 2) $h+\Delta$, 3) $h-\Delta$, 4) изменения h по параболическому, 5) изменения h по синусоидальному.

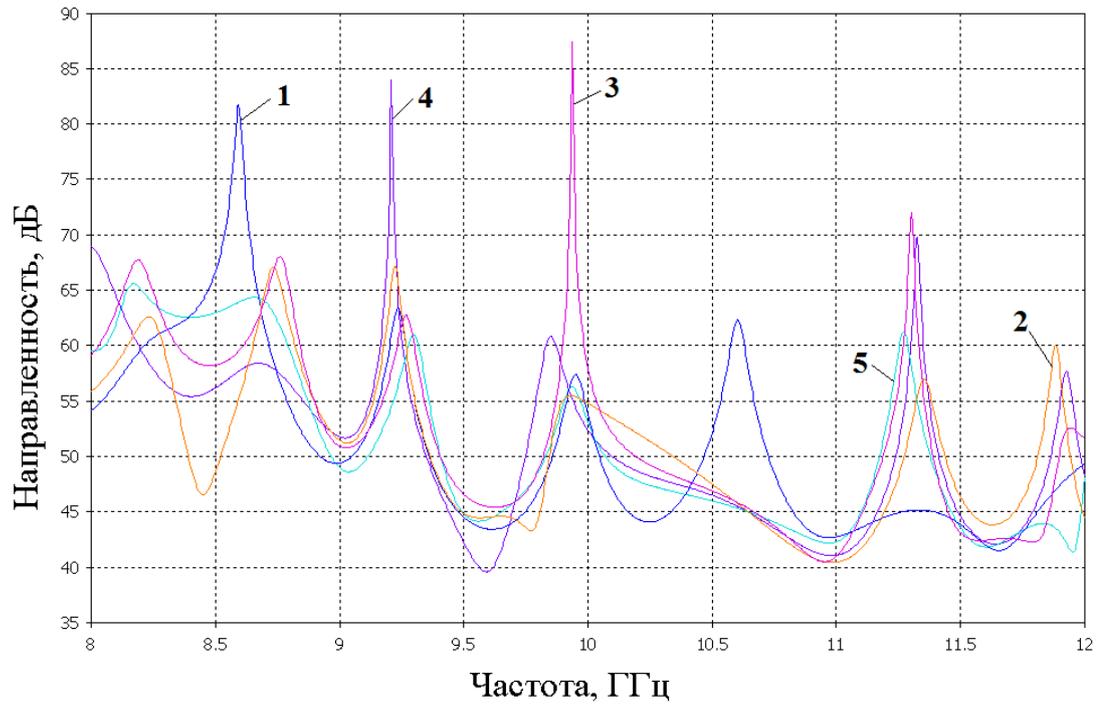
Рисунок 4.13 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров h

На неравномерность переходного ослабления при изменении расстояния от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h на постоянную величину в малой мере влияет, по нелинейному закону влияние в большой мере когда меняем по параболическому закону. А для направленности при изменении расстояния от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h на постоянную величину в большей мере влияет отклонение, как в положительную, так и в отрицательную сторону допуска, по нелинейному закону, когда меняем по параболическому закону.

4.3 Влияние изменения расстояния между центрами отверстий

Так как l влияет только на направленность, ниже представлен график (см. рисунок 4.14) частотной зависимости направленности при изменении группы параметров l

При изменении расстояния между центрами отверстий l на постоянную величину отклонение в положительную и отрицательную сторону допуска, которая равна 0,02 процентам, влияния на направленность мала, а по нелинейному закону больше (параболическому закону).



1) l , 2) $l+\Delta$, 3) $l-\Delta$, 4) изменения l по параболическому,
 5) изменения l по синусоидальному.

Рисунок 4.14 – Частотная зависимость направленности
 при изменении группы параметров l

Заклучение

В результате работы был проведен обзор литературы волноводных НО, на основе которого была составлена математическая модель в программной среде *MathCad 14*, описывающая частотные характеристики волноводного НО по заданным геометрическим размерам волноводного тракта. Используя САПР электродинамического моделирования *CST Microwave Studio*, были подтверждены расчеты, полученные в программной среде *MathCad 14* на основе которых в дальнейшем было проведено исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики в системе автоматизированного проектирования *CST Microwave Studio* и выявлены технологические допуски.

На неравномерность переходного ослабления при изменении радиуса отверстия r на постоянную величину в большей мере влияет отклонение как в положительную так и в отрицательную сторону допуска, по нелинейному закону влияние мало. А для направленности при изменении радиуса отверстия r на постоянную величину в большей мере влияет отклонение в отрицательную сторону допуска, по нелинейному закону, когда меняем по синусоидальному закону. Технологические допуски для радиуса отверстия r по неравномерности переходного ослабления $\pm 0,1$ дБ: $r \pm 0,328\%$, $\pm 0,5$ дБ: $r \pm 1,64\%$, ± 1 дБ: $r \pm 3,368\%$.

На неравномерность переходного ослабления при изменении расстояния от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h на постоянную величину в малой мере влияет, по нелинейному закону влияние в большой мере когда меняем по параболическому закону. А для направленности при изменении расстояния от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h на постоянную величину в большей мере влияет отклонение, как в положительную, так и в отрицательную сторону допуска, по нелинейному закону, когда меняем по параболическому закону. Технологические допуски для расстояния от середины широкой стенки волновода до центра отверстия h по неравномерности переходного ослабления $\pm 0,01$ дБ: $h \pm 0,13\%$, $\pm 0,05$ дБ: $h \pm 3\%$, $\pm 0,1$ дБ: $h \pm 5,55\%$.

При изменении расстояния между центрами отверстий l на постоянную величину отклонение в положительную и отрицательную сторону допуска, которая равна 0,02 процентам, влияния на направленность мала, а по нелинейному закону больше. Особое влияние при изменении по параболическому закону.

Перечень сокращений

СВЧ - Сверхвысокочастотное

НО – Направленный ответвитель

САПР - Система автоматизированного проектирования

CST Microwave Studio - Computer Simulation Technology

КСВ - Коэффициент стоячей волны

CRLH - Composite right/left handed

SIS - Superconductor-insulator-superconductor

FDTD - Finite-Difference Time-Domain

Список литературы

- 1 Заргано Г.Ф., Ляпин В.П., Михалевский В.С. и др. Волноводы сложных сечений. // М.: Радио и связь, 1986. 124 с.
- 2 Helszajn J. Ridge Waveguide and Passive Microwave Components. // Institution of Engineering and Technology, London, U. K., 2000, - 327p.
- 3 Гальченко Н.А., Михайлевский В.С., Синявский Г.П. Волноводы сложных сечений и полосковые линии.// Ростов-на-Дону, изд-во РГУ, 1978.- 176 с.
- 4 Amari S., Bornemann J. Application of Coupled-Integral-Equations Technique to Ridged Waveguides. // IEEE Trans., 1996, v. MTT-44, N12. - p. 2256 - 2264
- 5 Волноводы с поперечным сечением сложной формы. / Под ред. Седых В.М. Харьков: "Вища школа", 1979. 128 с.
- 6 Сосунов В.А., Шибяев А. А., Направленные ответвители сверхвысоких частот. // Саратов, Приволж. кн. изд., 1964.
- 7 Сосунов В.А., Шибяев А. А., Направленные ответвители и их применение. // Саратов, Приволж. кн. изд., 1969.
- 8 Воробьев Е.А. Расчет производственных допусков устройств СВЧ. // Л: Судостроение, 1980.
- 9 С.А. Шабденев, А.В. Фатеев. Исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводных направленных ответвителей. // Материалы Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 119-й годовщине Дня радио, Красноярск, 6–8 мая 2014 г. – Красноярск: СФУ, 2014. ISBN 978-5-7638-2687-6, с 373-376.
- 10 С.А. Шабденев, А.В. Фатеев. Исследование влияния технологических допусков на частотные характеристики волноводных направленных ответвителей. // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 14–16 мая 2014 г. – Томск: В-Спектр, 2014: В 5 частях. – Ч. 1. – 280 с. ISBN 978-5-91191-306-9 (Ч. 1) с 254-256.
- 11 Милованов О.С., Михайлик В.И., Смирнов И.А. Направленный ответвитель со связью по широкой стенке. //– Изв. Вузов СССР: Радиоэлектроника. т.18, №2, 1975. – С.107-111.
- 12 Фельда Я.Н. Справочник по волноводам. Пер. с англ. // Изд-во: «Советское радио», 1952.
- 13 Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная база. Коллективная монография под ред. А.М.Кудрявцева. // М.: Радиотехника, 2006. – С.77-79.
- 14 Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. // М: Высшая школа, 1970.
- 15 Сурдин М. Направленные ответвители в волноводах. // Proc. IEE, 1946, p. III-A, № 4.

16 Машковцев Б.М., Бенсман Л.З., Хохрев А.А. Широкополосный волноводный направленный ответвитель. // «Радиотехника», 1960, т. 15, № 4.

17 Явич Л.Р. Вопросы синтеза направленных ответвителей на связанных линиях. // Радиотехника и электроника. 1973, № 2.

18 European Microwave Products. PHILLIPS. Double Ridge Products in WRD475DR19 and WRD750 for ECM-application. // Microwave J. - 1980, vol.19, N4. - p. 16a.

19 New products. Litton AIRTRON. Double ridge components. // Microwave System News. - 1984, vol.14, N7. - p. 142.

20 New products. Waveguide Components. WAVELINE. Double Ridged Components. // Microwave Journal. - 1999, vol.42, N1. - p. 192.

21 Bethe H. A.. «Theory of diffraction by slots»,. Phys. Rev., Vol. 66, p. 163–182, 1944.

22 Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Михалевский В.С., Синявский Г.П. Применение метода частичных областей с учетом особенности на ребре к задаче о волноводах П-образного и крестообразного сечения. // Радиотехника и электроника. 1977. т.22, N10, - с. 2068 - 2073.

23 Cohn S.B. «Microwave coupling by large apertures», Proc. IRE, Vol. 40, p. 696–699, 1952.

24 Levy R. Analysis and Synthesis of Waveguide Multi-aperture Directional Couplers. //Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-16, NO 12, 1968, p. 995-1006.

25 McDonald N.A. Electric and Magnetic Coupling through Small Apertures in Shield Wall of Any Thickness.// Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-20, NO 10, October 1972, p.689-695.

26 Levy R. Improved Single and Multiaperture Waveguide Coupling Theory, Including Explanation of Mutual Interactions. // Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-28, NO 4, 1980, p.331-338.

27 Lewis D.J. Mode Couplers and Multimode Measurement Techniques.// Transactions on microwave theory and techniques, January 1959, p. 110-116.

28 Pandaripande V.M., Das B.N. Coupling of Waveguides Through Apertures.// Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-26, NO 3, March 1978, p.209-212.

29 Levinson I. B. and Fredberg P.Sh. Slot couplers of rectangular one mode waveguide equivalent circuits and lumped parameter – Numerical results. // Radio Eng. Electron. Phys.,no.6, p.937, 1966.

30 Pyong K. Park, Stern G.J., Elliott R.S. An Improved Technique for the Evaluation of Transverse Slot Discontinuities in Rectangular Waveguide. // Transactions on antennas and propagation, vol. AP-31, NO 1, January 1983, p.148-154.

31 Вычислительные методы в электродинамике. Под ред. Р.Миттры. М.: Мир, 1977. 485 с.

32 Oliner A. A. The impedance properties of narrow radiating slots in broadface of rectangular waveguide. // IRE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-5, p. 4-20, 1957.

33 Stern G.J., Elliott R.S. Resonant Length of Longitudinal Slots and Validity of Circuit Representation: Theory and Experiment. // Transactions on antennas and propagation, vol. AP-33, NO 11, November 1985, p.1264-1271.

34 Hung-Yuet Yee. Slotted Waveguide Directional Coupler Characteristics.// Transactions on microwave theory and techniques, vol. 38, NO 10, October 1990, p.1497-1502.

35 Sieverding T., Papziner U., Arndt F. Mode-Matching CAD of Rectangular or Circular Multiaperture Narrow-Wall Couplers. // Transactions on microwave theory and techniques, vol. 45, NO 7, July 1997, p.1034-1040.

36 Beyer H. G., Schwefel H. P. // Evolution Strategies: A Comprehensive Introduction. Journal Natural Computing. 1(1): 3-52, 2002.

37 Jiang Z., Shen Z. Full-Wave Analysis of Cross-Aperture Waveguide Couplers. // Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, NO 7, July 2002, p. 267-269.

38 Jia H., Yoshitomi K., Yasumoto K. Rigorous and Fast Convergent Analysis of a Rectangular Waveguide Coupler Slotted in Common Wall. //Progress in Electromagnetic Research, PIER 46, 2004, p.245-264.

39 Tanaka T. Ridge-Shaped Narrow Wall Directional Coupler Using TE₁₀, TE₂₀, and TE₃₀ Modes. // Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-28, NO 3, March 1980, p.239-245.

40 Getsinger W.J. Ridge Waveguide Field Description and Application to Directional Couplers. // Transactions on microwave theory and techniques, January 1962, p. 41-50.

41 Пономаренко В.И., Попов В.В. Компенсация влияния собственного коэффициента отражения направленного ответвителя в много резонансном методе измерения коэффициента отражения в волноводе // Приборы и техника эксперимента. № 6, с. 33-36, 2005.

42 Лозьяной В.И., Прохода И.Г., Прудкий В.П., Рябчий В.Д. Проектирование щелевого направленного ответвителя на Н-волноводах, принимая во внимание толщину общей стенки между волноводами различной ширины. // Известия ВУЗов, Радиофизика, вып.. 25, № 4, p. 436-439, 1982.

43 Емельяненко Б., Туреева О. ЗдБ направленные ответвители с диэлектрическим заполнением, работающие в полосе 80-110 ГГц. // Известия ВУЗов, Радиоэлектроника, вып. 54, № 12, с.3-16, 2011.

44 Богданович Б.Ю., Егоров А., Завадцев Д.А., Каминский В.И., Краснов А.А., Лалаян М.В., Собенин Н.П. Регулируемые направленные ответвители. // Instruments and Experimental Techniques, Vol. 46, No. 5, pp. 681-686, 2003.

45 Huang M., Xu S. Rigorous analysis of wide-band directional coupler using П-shape dielectric waveguide. // Infrared milli terahz waves, Vol. 30, p. 439-452, 2009.

46 Jin-kui Y., Zheng-guo S., De-ming X. Optimal design on wideband directional coupler. // Shanghai University, Vol. 15(2), p. 111-114, 2011.

47 Hildebrand L. T. Results for a Simple Compact Narrow-Wall Directional Coupler. // Microwave and guided wave letters, Vol. 10, No. 6, 2000.

48 Gentili G. G., Lucci L., Nesti R., Pelosi G., Selleri S. A Novel Design for a Circular Waveguide Directional Coupler. // Transactions on microwave theory and techniques, Vol.57, No. 7, July 2009.

49 Lucci L., Nesti R., Pelosi G., Selleri S., Tofani G. Design of a circular waveguide directional coupler at 22 GHz. // Albuquerque, NM, p. 3443-3446, Jul. 2006.

50 Tomita M., Karasawa Y. Analysis of scattering and coupling problem of directional coupler for rectangular dielectric waveguides. // Progress in Electromagnetic research, PIER 29, p. 295-320, 2000.

51 Nguyen H.V., Caloz C. Generalized coupled-mode approach of metamaterial coupled-line couplers: Coupling theory, phenomenological explanation, and experimental demonstration. // Transactions on Microwave theory and techniques, Vol. 55, NO. 5, May 2007.

52 Speldrich W., Rosenberg U. Waveguide directional coupler capable of propagating higher order modes. // Microwave and wireless components letters, Vol.11, NO. 4, April 2001.

53 Shen T., Zaki K.A. Waveguide Branch Couplers for Tight Couplings.//IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 48, NO 12, December 2000, p.2432-2438.

54 Schuster K.F., Carter M., Charrierre D., Lamb J., Mattiocco F. A Wideband Variable Waveguide Coupler for Millimeter Applications. //Microwave and Guided Wave Letters, vol. 7, NO 7, July 1997, p. 197-199.

55 Lay A., Itoh T., Caloz C. Composite Right/Left-Hended Transmission Line Metamaterials. // Microwave magazine, September 2004.

56 Mattiocco F. 210-320 GHz Multi-Hole directional coupler design and measurements. // International Journal and Millimeter Waves, Vol. 24, No. 7, July 2003.

57 Машковцев Б.М., Цибизов К.Н., Емелин Б.Ф. Теория волноводов. // Изд-во «Наука», Москва, Ленинград, 1966.

58 Заргано Г.Ф., Михайлевский В.С., Синявский Г.П., Чекрыгина И.М. Исследование параметров направленных ответвителей на П-волноводах со связью через малые отверстия. – В кн.: Техническая электродинамика сверхвысоких частот. Межвуз. Науч. Сб. – Саратов: Изд-во СПИ, 1982, с. 67-75.

59 Shelton W. Ridged waveguide receiver and components, // Microwave J., t.5, №4, 1962.

60 Канторович Л.В., Крылов В.И. Приближенные методы высшего анализа. // Л.-М., Гос. изд-во тех-теор. лит., 1949, - 695 с.

61 Ларцев Н.К., Синельников Ю.М., Синявский Г.П., Чекрыгина И.М. Возбуждение П-волновода коаксиальной линией. // Электронная техника, сер.1. Электроника СВЧ. - 1977, вып.6. с. 113 - 115.

62 Котов Ю.В. Матричный метод решения задач электродинамики о стыке волноводов произвольного поперечно сечения. // Антенны, 2004, №6, с. 43-46.

63 Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Ляпин А.М. и др. Волноводы сложных сечений. // Ростов-на-Дону: изд-во РГУ, 1979. 80 с.

- 64 Заргано Г.Ф., Ляпин А.М., Синявский Г.П., Михалевский В.С. Расчет электромагнитных полей и критических частот волноводов сложных сечений. // Известия вузов, сер. Радиофизика. - 1982, т.25, N7. с. 820-826.
- 65 Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Ляпин А.М., Синявский Г.П. Линии передачи сложных сечений. // Ростов-на-Дону: изд-во РГУ, 1983. 320 с.
- 66 Заргано Г.Ф., Синявский Г.П., Ткаченко В.П. Исследование структуры электромагнитных полей в гребневых волноводах. // Известия вузов. сер. Радиофизика. 1987, т.30, N11, с. 1350 - 1357.
- 67 Заргано Г.Ф., Синявский Г.П., Ткаченко В.П. Моделирование пространственной структуры электромагнитных полей гибридных типов волн в волноводах сложных сечений. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы электроники (ОВР), 1992, вып.16, с. 67 - 75.
- 68 Заргано Г.Ф., Вдовенко К.В., Синявский Г.П. Электродинамическое моделирование пространственной структуры электромагнитных полей в Н-волноводе. // Известия вузов, Радиофизика. 1998, т. 41, N8, с. 10 - 21.
- 69 Вдовенко К.В., Заргано Г.Ф. Моделирование электромагнитных полей различных типов волн в волноводах сложных сечений. // Научно-технический сборник «Радиоконтроль» ГКБ АПС «Связь», выпуск 2, с.82, 1999.
- 70 Василенко Ю.Н., Ильинский А.С., Харланов Ю.Я. Исследование и оптимизация характеристик периодических структур на основе двухполяризационных волноводов сложного сечения. // Антенны. 1997. Вып. 1(38). с. 76- 79.
- 71 Василенко Ю.Н., Ильинский А.С., Харланов Ю.А. Моделирование линзовых антенн на основе волноводов со сложной формой поперечного сечения. // Радиотехника и электроника. 1997, т.42, N3, с. 295 - 301.
- 72 Заргано Г.Ф., Синявский Г.П., Михалевский В.С. Электрические параметры крестообразного волновода. // Радиотехника и электроника. 1974, т.19, N10, - с. 2052 - 2059.
- 73 Заргано Г.Ф., Гальченко Н. А., Синявский Г.П., Михалевский В.С. Применение метода Шварца к расчету электрических параметров крестообразного волновода. // Известия СКНЦ ВШ, сер. Естественные науки. 1974, N2, - с. 93 - 98.
- 74 Ильченко М. Е., Ющенко А. Г., Зоркин А. Ф. Теория крестообразных частично заполненных волноводов и ее приложение к конструированию полосовых СВЧ фильтров. // СВЧ-техника и спутниковая телекоммуникационная технология. Материалы 5 Крымской конф. Севастополь. 1995, т.1. с. 183 - 188.
- 75 Каток В. В., Вольман В. И. Определение критических частот и структуры полей в регулярных волноводах с произвольной формой поперечного сечения. // Радиотехника. 1976, т.31, N4. с. 89.
- 76 Riblet H.J. A mathematical theory of directional couplers. // *Proc. IRE*, vol. 35, pp. 1307-1313, November 1947.
- 77 Ахизер А.И. О связи прямоугольных волноводов с помощью отверстия в широкой стенке. // ЖТФ, 1960, т. XXX, вып. 6.

78 Стародубровский Р.К., Львов А.Е. Направленный ответвитель. А.С. // №290361.

79 Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. // М.: Связь, 1965 – С.300-317.

80 Альтман Дж.А. Устройства сверхвысоких частот. // М: Мир, 1968.

81 Ахизер А.Н. Метод повышения направленности волноводных ответвителей. // Вопросы радиоэлектроники. Серия VI, 1964, выпуск 7.

82 www.cst.com – сайт компании CST - разработчика программы *Microwave Studio*.

83 Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде *CST Microwave Studio*. // М. Издательство МЭИ, 2010.

84 Байчурин А.С. Расчет, конструирование и изготовление волноводных устройств и объемных резонаторов. // Л. Госэнергоиздат, 1963

Приложение А

На рисунке А1 видно, что при изменении радиуса отверстия r на $\pm\Delta=1,64$ процентов переходное ослабление $\pm 0,5$ дБ, что соответствует критерию. При изменении радиуса отверстия r на постоянную величину направленность не менее 40,5 дБ, а по нелинейному закону не менее 38,5 дБ (см. рисунок 4.5).

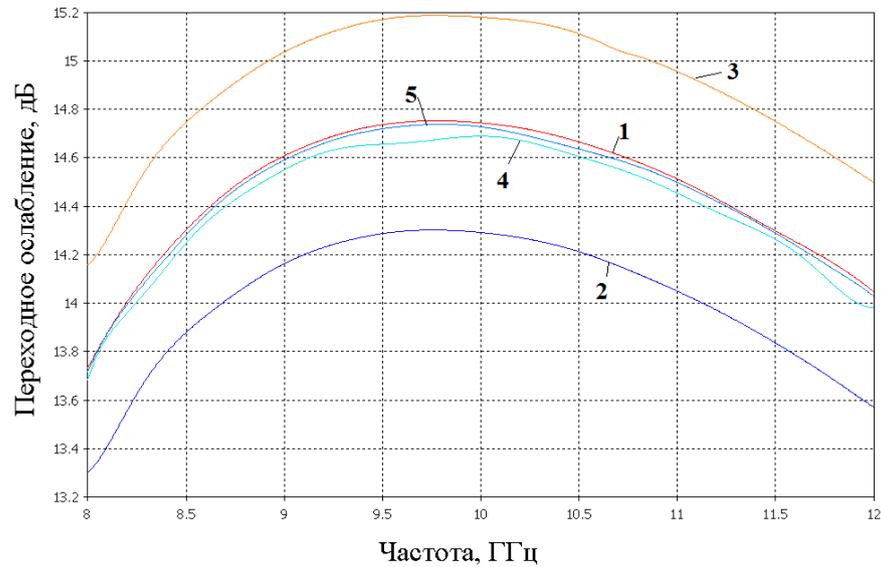


Рисунок А1 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров r

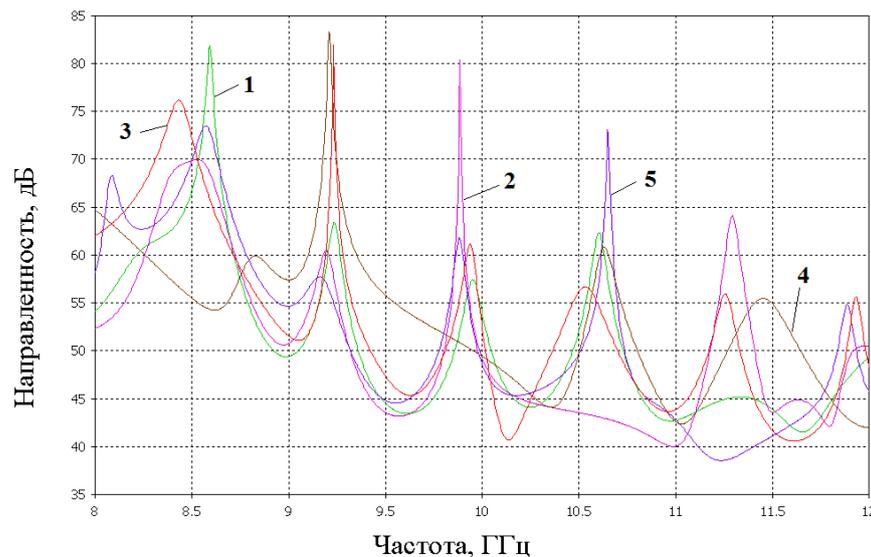


Рисунок А2 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров r

Приложение Б

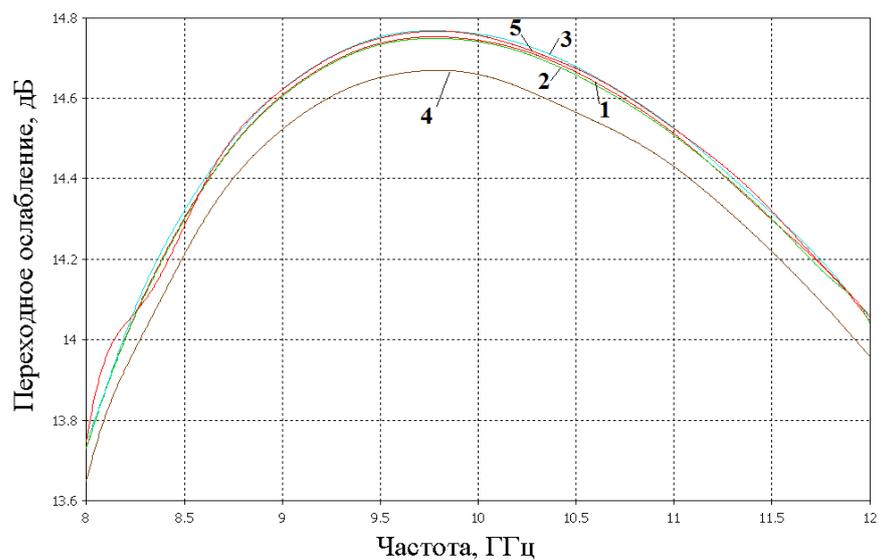


Рисунок Б1 – Частотная зависимость переходного ослабления при изменении группы параметров h

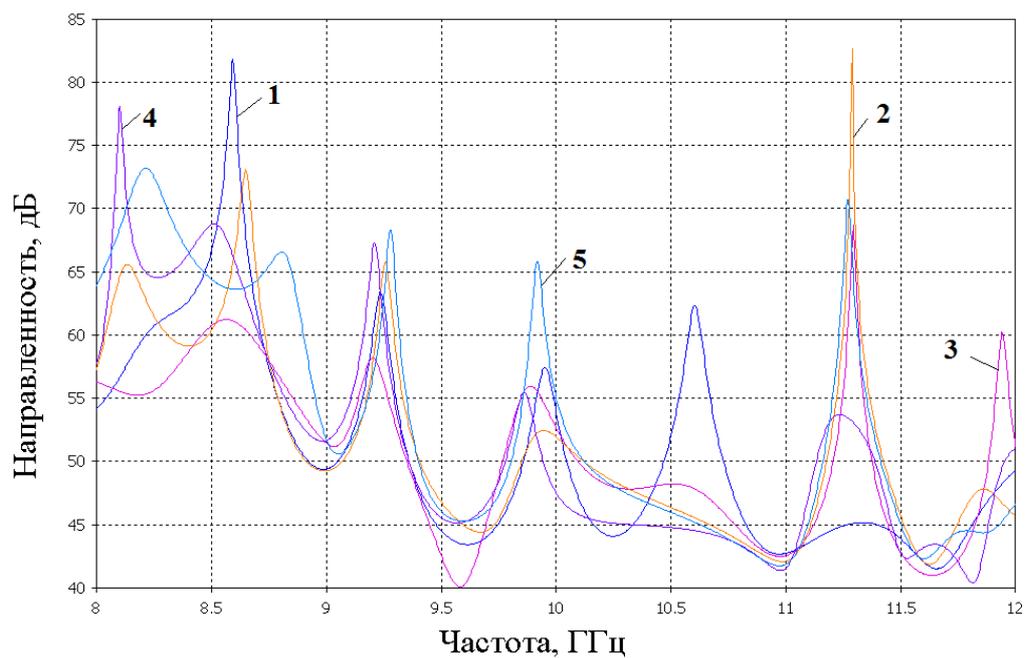


Рисунок Б2 – Частотная зависимость направленности при изменении группы параметров h