

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Крылов Юрий Валерьевич

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ СЕЛЕКТИВНЫЕ
УСТРОЙСТВА АНТЕНН КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
Саломатов Юрий Петрович,
кандидат технических наук,
профессор

Красноярск – 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ УСТРОЙСТВ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ В АНТЕННАХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	11
1.1 Устройства селекции сигналов с линейной поляризацией	14
1.1.1 Узкополосные конструкции ортомодовых селекторов	16
1.1.2 Широкополосные конструкции ортомодовых селекторов	19
1.2 Устройства селекции сигналов с круговой поляризацией	23
1.3 Широкополосная частотно-поляризационная селекция сигналов с широким разносом приемо-передающих каналов по частоте	30
1.3.1 Широкополосная частотно-поляризационная селекция сигналов с прямым (торцевым) низкочастотным выходом ортомодового селектора	30
1.3.2 Широкополосная частотно-поляризационная селекция сигналов с прямым (торцевым) высокочастотным выходом ортомодового селектора	36
1.3.3 Сравнение схем широкополосной частотно-поляризационной селекции сигналов	40
1.4 Выводы	42
2. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЧАСТОТНО- ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СЕЛЕКТОРА, РЕАЛИЗОВАННОГО ПО «ВОССТАНАВЛИВАЮЩЕЙ СХЕМЕ»	43
2.1 Составные части селектора по «восстанавливающей схеме»	43
2.1.1 Разработка фильтра нижних частот прямоугольного сечения	46
2.1.2 Разработка ортомодового селектора	50
2.1.3 Разработка поляризатора	60
2.1.4 Объединяющая конструкция схемы	72
2.2 Влияние высших типов волн в частотно-поляризационном селекторе	78
2.3 Выводы	82

3. ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СЕЛЕКТОРА, РАЗРАБОТАННОГО ПО «ВОССТАНАВЛИВАЮЩЕЙ СХЕМЕ»	84
3.1 Частотно-поляризационный селектор К/Q - диапазонов	84
3.1.1 Моделирование ортомодового селектора К/Q-диапазонов	86
3.1.2 Моделирование модового трансформатора	89
3.1.2.1 Подавление волн высших типов.....	93
3.1.3 Моделирование поляризующих устройств К/Q-диапазонов.....	101
3.2 Экспериментальные исследования частотно-поляризационного селектора К/Q-диапазонов.....	107
3.3 Выводы	111
4. УМЕНЬШЕНИЕ ГАБАРИТОВ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СЕЛЕКТОРА РЕАЛИЗОВАННОГО ПО «ВОССТАНАВЛИВАЮЩЕЙ СХЕМЕ»	113
4.1 Уменьшение поперечных габаритов частотно-поляризационного селектора	113
4.2 Уменьшение габаритов ортомодового селектора за счет уменьшения количества ортогональных плеч	114
4.3 Изменение формы четвертьволнового трансформатора ортомодового селектора...	118
4.4 Уменьшение габаритов фильтра нижних частот прямоугольного сечения	123
4.5 Выводы	130
ЗАКЛЮЧЕНИЕ. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ	132
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	135
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	136
Приложение А	148
Приложение Б	149
Приложение В.....	150
Приложение Г	151

ВВЕДЕНИЕ

Объектами исследования являются частотно-поляризационные селекторы облучателей зеркальных и глобальных рупорных антенн космических аппаратов (КА), с реализацией дуплексного режима работы с сигналами различных поляризаций.

Цель работы – разработка широкополосных (многочастотных) частотно-поляризационных селективных устройств, входящих в состав облучателей зеркальных, глобальных рупорных антенн КА и имеющих малые поперечные и продольные габариты.

Задачи диссертационного исследования:

- анализ схемно-технических и конструкторских решений, а также методов проектирования широкополосных частотно-поляризационных селективных устройств;
- исследование частотно-поляризационного селектора, выполненного по «восстанавливающей схеме» и возможности реализации дуплексного режима работы с разносом частот приема и передачи более октавы;
- электродинамическое моделирование и экспериментальные исследования частотно-поляризационного селектора, реализованного по «восстанавливающей схеме»;
- исследование способов уменьшения габаритов частотно-поляризационных селекторов антенн КА;
- разработка малогабаритного ортомодового селектора (ОС) применительно к частотно-поляризационному селектору, выполненному по «восстанавливающей схеме».

Актуальность работы

В современных облучающих системах зеркальных антенн и глобальных рупорных антенн КА спутниковой связи широкое распространение получили устройства, позволяющие выполнять частотную и поляризационную селекцию

принимаемых и передаваемых сигналов. Обязательными требованиями к таким устройствам являются их широкополосность (многочастотность) и малые массогабаритные показатели. К антеннам КА предъявляются жесткие требования к ширине диапазонов рабочих частот, к работе с сигналами различных поляризаций, а также совмещению каналов приема и передачи в одной антенне. Все эти функции в антенне выполняет входящий в ее состав частотно-поляризационный селектор.

На сегодняшний день достаточно хорошо исследованы узкополосные одно-двухканальные частотно-поляризационные селективные устройства антенн КА, работающие в одном из частотных диапазонов приема или передачи. Также для них разработаны методы проектирования. В свою очередь, устройства для организации дуплексного режима работы с сигналами различных поляризаций в одном едином для диапазонов частот приема и передачи частотно-поляризационном селекторе исследованы недостаточно полно и, как следствие, для них отсутствует комплексная методика проектирования.

К настоящему времени недостаточно исследовано устройство, реализованное по «восстанавливающей схеме», для обеспечения широкополосной работы. В антеннах КА селективное устройство, работающее по «восстанавливающей схеме», при большом разnose высокочастотного (ВЧ) диапазона приема и низкочастотного (НЧ) диапазона не используется, в виду отсутствия исследований по проектированию модового трансформатора, входящего в состав, данного устройства.

При этом также не разработаны методы уменьшения массогабаритных показателей данного устройства.

Влияние высших типов волн на частотные характеристики ортомодового селектора, входящего в состав частотно-поляризационного устройства, до сих пор не исследовалось. Такие исследования позволят реализовать частотную и поляризационную селекцию сигналов в едином (одном) облучателе зеркальных

антенн или в глобальных рупорных антеннах КА при большом разnose частотных диапазонов приема и передачи.

Все вышеизложенное обуславливает актуальность работ, связанных с разработкой частотно-поляризационных селекторов антенн КА, с реализацией дуплексного режима работы с сигналами различных поляризаций в широкой полосе частот.

Научная новизна полученных в диссертации результатов заключается в следующем:

- Разработан (согласно методике поэтапного проектирования) частотно-поляризационный селектор, реализованный по «восстанавливающей схеме», обеспечивающий работу с сигналами с круговой правой/левой поляризацией в частотных диапазонах, разнесенных более чем на октаву – в соотношении центральных частот диапазонов приема и передачи $\frac{f_{ПРМ}}{f_{ПРД}} = 2,15$.

- Исследовано влияние на распространение волны основного типа волн высших типов, возникающих в ОС, входящем в состав частотно-поляризационного устройства облучателей зеркальных антенн, а также разработан способ их подавления. Подавление высших типов волн составляет 30 дБ;

- Разработаны способы уменьшения поперечных габаритов частотно-поляризационного селектора, реализованного по «восстанавливающей схеме», которые позволяют уменьшить поперечные габариты ОС более чем в 2 раза.

Теоретическая значимость определяется техническими результатами, полученными при численных расчетах и электродинамическом моделировании как составных частей, так и частотно-поляризационного селектора в целом, позволившими обеспечить работу данного селектора с сигналами с круговой правой/левой поляризацией в частотных диапазонах, разнесенных более чем на октаву, а также уменьшить поперечные габариты данного устройства более чем в 2 раза.

Практическая ценность и внедрение результатов

Разработаны методики поэтапного проектирования как составных частей, так и частотно-поляризационного селектора в целом, в котором реализован дуплексный режим работы. Созданы новые частотно-поляризационные широкополосные селективные устройства уменьшенных габаритов для антенн КА.

Основные результаты диссертации получены при выполнении опытно-конструкторских и научно-исследовательских работ, выполненных в АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС») за период 2013-2018 г.

Научные и практические результаты работы используются в рамках создания антенн перспективных спутников связи в АО «ИСС». Использование результатов диссертационной работы подтверждено соответствующими актами.

Методология и Методы исследования

В диссертационной работе проведены исследования частотно-поляризационных устройств на основе численных методов электродинамического моделирования в САПР (системы автоматизированного проектирования), а также экспериментальных методов исследования.

Достоверность и обоснованность.

Результаты диссертационной работы подтверждаются:

- корректным применением численных методов;
- корректным применением САПР для расчета частотно-поляризационных устройств;
- соответствием полученных при исследовании результатов с результатами, опубликованными в отечественной и зарубежной печатях;
- результатами компьютерного моделирования, экспериментальных исследований и внедрением разработанных частотно-селективных устройств в производство.

Апробация работы

Полученные в диссертационной работе теоретические и практические результаты докладывались и обсуждались на 9 Международных и Всероссийских научно-технических конференциях: V Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, 2016; XVIII, XIX, XX Международной научно-практической конференции «Решетневские чтения: материалы Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решетнева», Красноярск, 2014 - 2016; Всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники», Красноярск, 2014-2016.

Публикации

По материалам диссертации получены 2 патента и опубликовано 15 научных работ, включая 5 статей в рекомендованных ВАК РФ изданиях, 1 статью, входящую в перечень РИНЦ, 9 статей в трудах российских и международных конференций.

Личный вклад автора

Личный вклад автора состоит в следующем:

- исследование методов построения схем частотно-поляризационных селекторов с обеспечением дуплексного режима работы;
- разработка ортомодового селектора, позволяющего обеспечить работу с разносом частот более октавы;
- разработка методики поэтапного проектирования частотно-поляризационных устройств;
- исследование возможности применения «восстанавливающей схемы» в качестве широкополосного частотно-селективного устройства;
- исследование способов подавления влияния высших типов волн, возникающих в области волноводного трансформатора круглого сечения;

- разработка способов уменьшения габаритов частотно-поляризационного селектора, реализованного по «восстанавливающей схеме».

Автор принимал непосредственное участие в экспериментальных исследованиях.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Конструктивный синтез частотно-поляризационного селектора по «восстанавливающей схеме» для обеспечения дуплексного режима работы в полосах частот 8-10% может быть выполнен при помощи пятиэтапной методики, состоящей из последовательности этапов моделирования следующих устройств: ФНЧ, ортомодовых селекторов (прямого и реверсного), поляризаторов, частотно-поляризационного селектора в целом.

2. Волноводный трансформатор в виде ступеней в форме усеченных конусов с инверсным расположением последнего из них (в области ВЧ канала ортомодового селектора) подавляет высшие типы волн в ортомодовом селекторе более чем на 30 дБ, что позволяет получить разнос центральных частот диапазонов приема и передачи в частотно-поляризационном селекторе, реализованном по «восстанавливающей схеме», в соотношении $\frac{f_{\text{ПРМ}}}{f_{\text{ПРД}}} = 2,15$.

3. Угловые трансформаторы НЧ диапазона в области крестового разветвления ортомодового селектора в форме четверти правильного восьмиугольника с радиусом описанной окружности, равным размеру широкой стенки волновода, при длине средней линии $\approx \frac{2}{3}\lambda$ (λ – длина волны в волноводе на средней частоте ВЧ диапазона) уменьшают поперечные размеры частотно-поляризационного селектора, выполненного по «восстанавливающей схеме», в 2,6 раза и обеспечивают полосу рабочих частот 9,7% в ВЧ диапазоне при условии, что значение отношения центральных частот диапазонов приема и передачи $\frac{f_{\text{ПРМ}}}{f_{\text{ПРД}}}$ составляет не более 1,55.

Структура диссертации

Диссертационная работа состоит из Введения, четырёх глав, Выводов и Заключения, библиографического списка и Приложения. Работа изложена на 151 странице машинописного текста, включая 97 рисунков и 3 таблицы. Библиографический список из 103 отечественных и зарубежных источников на 12 страницах, приложения с актами использования результатов исследований и патентов на изобретения на 4 страницах.

1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ УСТРОЙСТВ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ В АНТЕННАХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Устройства частотно-поляризационной селекции сигналов являются неотъемлемой частью как в современных облучателях зеркальных антенн и глобальных рупорных антенн КА, так и в антеннах наземного применения. Первые частотно-селективные устройства облучателей зеркальных антенн представляли собой частотно-разделительные фильтры – дуплексеры, которые обеспечивали прием и передачу сигналов в одной общей антенне с достаточно близкими частотными диапазонами. Для дополнительного разделения сигналов различных диапазонов рабочих частот, были разработаны диплексеры и триплексеры. При необходимости работы с сигналами различных поляризаций, появились первые поляризационные фильтры, в англоязычной литературе они получили название – ортомодовые селекторы (ОС). С появлением ЭВМ и САПР для компьютерного моделирования различных СВЧ-устройств (CST Microwave Studio, HFSS, FEKO) возникла возможность проектирования более сложных устройств частотной и поляризационной селекции сигналов.

В современных спутниках связи ввиду ограниченности размещения новых КА на геостационарной орбите необходимо применение как частотного, так и поляризационного уплотнения спутниковых сигналов. Поэтому антенны, входящие в состав КА, должны обеспечивать прием и передачу сигналов различных поляризаций. Также к спутниковым антеннам предъявляются жесткие требования по массогабаритным показателям, для их уменьшения необходимо, чтобы каналы приема и передачи были совмещены в одном облучателе зеркальной антенны или в глобальной рупорной антенне. В связи с этим на современном этапе развития антенной техники спутниковой связи получили распространение устройства, называемые частотно-поляризационными селекторами, которые выполняют функции частотного и

поляризационного разделения сигналов как в облучателях зеркальных антенн, так и в глобальных рупорных антеннах.

В монографии Б.З. Каценеленбаума «Теории нерегулярных волноводов» [1] впервые был приведен расчет нерегулярных волноводов с прямолинейной осью и изогнутых волноводов методом поперечных сечений. Б. М. Машковцевым, К.Н. Цибизовым и Б.Ф. Емелиным в «Теории волноводов» [2] приведен метод собственных функций и волноводных уравнений для анализа поля в волноводах с переменным сечением вдоль продольной координаты, по которой происходит распространение волны, данный метод впервые был предложен Г.В. Кисунько. В «Microwave Engineering» [3] А. Ф. Харвей привел примеры волноводных трансформаторов с круглого сечения на волновод стандартного прямоугольного сечения, которые могут использоваться для выделения сигнала одной из ортогональных поляризаций в рупорной антенне. В «Справочнике по элементам волноводной техники» [4] А. Л. Фельдштейном, Л.Р. Явичем и В. П. Смирновым описаны расчеты ступенчатых и плавных переходов для согласования двух передающих линий с различными волновыми сопротивлениями. В «Theory of waveguides» [5] Л. Левин и в «Волноводы сложных сечений» [6] Г. Ф. Заргано, В. П. Ляпиным, В. С. Михалевским был также представлен расчет различных переходов между волноводами различных сечений. А. А. Метрикиным в «Антеннах и волноводах РРЛ» [7] приведены конструкции поляризационных фильтров из волноводов квадратного и круглого сечений, расчет волноводных секций с плавным изменением сечения, показаны способы подавления волн высшего типа и приведены несколько типов поляризующих устройств.

Одним из первых наиболее сложным устройством частотно-поляризационной селекции сигналов является двухдиапазонный частотно-поляризационный селектор, работа которого описана в патентах «Independently adjustable dual polarized diplexer» [8] авторами которого являются Joseph G. Di

Tullio, Donald J. Sommers, Windsor D. Wright и в «Mikrowellen polarisator» [9] авторами которого являются Kenneth R Goudey, Jun Attilio F Sciambi.

На современном этапе развития СВЧ-устройств, изучением частотно-поляризационной селекции сигналов занимаются такие исследователи как Ignacio Izquierdo Martínez, Jorge A. Ruiz Cruz из отдела вычислительной техники автономного политехнического университета Мадрида [10]; Jaroslav Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg из Spar Aerospace Limited (Канада) [11, 12]; Paddy Perottino, Philippe Lepeltier из Thales Alenia Space [13]; Clancy Lee-Yow, Jonathan Raymond Scupin, Phillip Elwood Venezla из Custom Microwave, Inc. [14]; Nelson Fonseca из Центра национальных исследований (Франция) [15]; David Dousset, Stephane Claude из Национального научно-исследовательского совета Канады [16]; Soon-Mi Hwang, Sung-Soon Choi, Jeamin Kim, и Bierng-Seok Song из Корейского технологического института электроники [17];

Un Pyo Hong, Simon Stirland, Ralf Gehring, Christian Hartwanger и Helmut Wolf из Astrium GmbH [18]; Ali Imran Sandhu из Технологического университета Гетеборга [19]; Gopal Narayananl и Neal R. Erickson из отдела астрономии университета Массачусетса [20]; Pablo Sarasa, Marina Díaz-Martín, Jean-Christophe Angevain, Cyril Mangenot из Европейского центра космических исследований и технологий [21]; David M. Pozar из университета штата Массачусетс [22, 23]; Shashi Bhushan Sharma, Vijay Kumar Singh, Soumyabrata Chakrabarty из индийской организации космических исследований [24]; G. Pelosi, R. Nesti, G.G. Gentili из университета Флоренции, национального университета астрофизики (Италия), политехнического университета Милана соответственно [25].

Среди отечественных исследователей можно отметить А. Э. Казарян, Ю. Б. Корчемкин, О. С. Кочетков, М. В. Уруков (ОАО «Радиофизика») [26 –30]; Д. А. Дёмин, Н. П. Чубинский из Московского физико-технического института [31]; А. Р. Неволин и Д. А. Попов из АО "НПФ "Микран" [32]; В. М. Нефедьев,

А. Г. Коновалов из Курского научно-исследовательского института [33]; А. Р. Тузбеков, Б. Х. Гольберг из Московского авиационного института [34, 35]; О. И. Фальковский из Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» [36]; М. М. Карлинер из Новосибирского государственного университета [37].

1.1 Устройства селекции сигналов с линейной поляризацией

В современных облучателях зеркальных антенн и глобальных рупорных антеннах спутниковой связи одним из обязательных условий разработки устройств, выполняющих частотную и поляризационную селекции принимаемых и передаваемых сигналов, является их широкополосность и малые собственные массогабаритные показатели.

Для увеличения пропускной способности каналов связи к современным спутникам также предъявляется требование по использованию сигналов с ортогональной поляризацией на прием и на передачу.

Частотно-поляризационный селектор должен выполнять задачу разделения частотных составляющих сигнала приема и передачи без необходимости создания дополнительного облучателя под конкретный диапазон частот.

Основу частотно-поляризационного селектора составляет ОС, представляющий собой нерегулярную линию передачи в виде волновода круглого сечения с переменным диаметром и со связанными с ним волноводами прямоугольного сечения. В данном устройстве кроме частотной, также используется поляризационная селекция сигналов, заключающаяся в разделении двух волн, распространяющихся по волноводу с взаимно перпендикулярными поляризациями. Как известно, в волноводе круглого сечения могут распространяться вырожденные волны H_{11} с ортогональными плоскостями поляризации в соответствии с рисунком 1.1. Поэтому для работы антенны в целом с сигналами ортогональных поляризаций в ее составе должно быть устройство, которое снимает вырождение волн H_{11} . Таким устройством

является ОС, основной функцией которого является разделение сигналов ортогональных поляризаций.

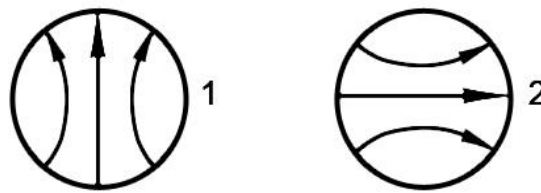


Рисунок 1.1 – Волна H_{11} в круглом волноводе

Расположение ОС в радиочастотной системе антенн КА показано на рисунке 1.2.

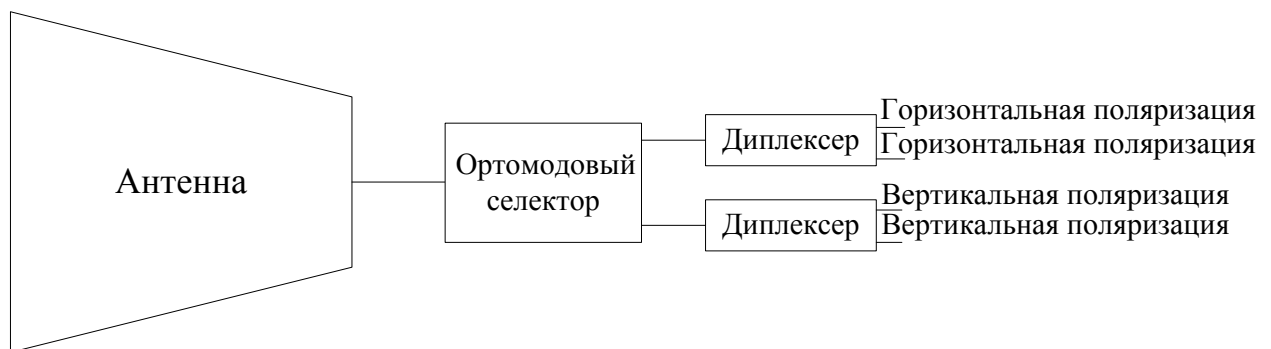


Рисунок 1.2 – Схема селекции сигналов с линейной поляризацией

Принимаемые рупорным излучателем сигналы с линейной поляризацией проходят через ОС, который разделяет две ортогональные компоненты на выходах портов (принцип работы ОС в режиме передачи сигналов аналогичен благодаря принципу взаимности). За счет этого обеспечивается удвоение каналов, которые могут быть использованы в заданном диапазоне частот. Если спутниковая система работает более чем в двух частотных диапазонах, необходимо дополнительно устанавливать на выходах ОС диплексеры, которые позволят выделить дополнительные полосы частот. Принятые сигналы с каждого из выходов диплексеров будут соответствовать поляризации

падающего поля (горизонтальной или вертикальной) в зависимости от того, в каком из плеч ОС они установлены.

1.1.1 Узкополосные конструкции ортомодовых селекторов

В данном разделе приведены различные конструкции ОС, которые предназначены для работы в рупорных облучателях зеркальных антенн КА в относительно узком, в пределах 5%, частотном диапазоне. Также данные ОС могут использоваться в составе более сложного устройства – частотно-поляризационного селектора – в качестве модового дискриминатора в определенной выделенной рабочей полосе частот.

На рисунке 1.3 показаны ОС на основе клинообразной конструкции перехода [12]. В продольном сечении они представляют собой переходы волноводов круглого или квадратного сечения на волновод прямоугольного стандартного сечения, выделяющий сигнал одной из поляризаций. Ответвление прямоугольного волновода располагается перпендикулярно продольной оси вдоль широкой стенки волновода в области перехода волновода круглого (квадратного) сечения. Одной из главных задач при проектировании ОС такого типа является определение точного расположения такого ответвления относительно данного перехода.

В волноводе круглого сечения распространяется волна H_{11} , которая имеет две моды с ортогональными плоскостями поляризации (в квадратном волноводе – H_{10} и H_{01} с взаимно-перпендикулярными векторами напряженности электрического поля). Вследствие наличия в переходе поперечных неоднородностей, происходит сужение квадратного (круглого) сечения волновода, приводя его к прямоугольному виду. Таким образом, в прямоугольном сечении волновода возбуждается волна H_{10} , которая соответствует одной из ортогональных мод, возбужденной в круглом (квадратном) сечении при условии совпадения направления плоскости поляризации этой волны с направлением плоскости поляризации волны на

входе устройства (волновода круглого (квадратного) сечения). Другая ортогональная мода ввиду наличия сужения отразится в перпендикулярный волновод прямоугольного сечения, расположенный вдоль оси ОС.

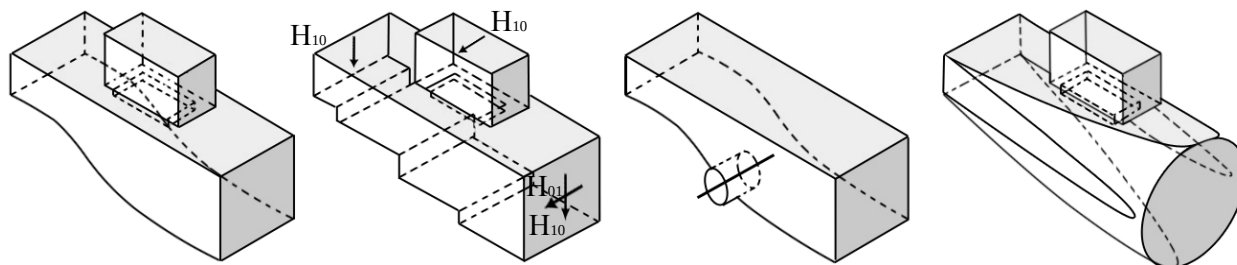


Рисунок 1.3 – ОС в виде клинообразных структур различного профиля

Следующий способ разделения волн ортогональных поляризаций, показанный на рисунке 1.4, заключается в наличии перегородки в области волновода квадратного сечения. Ответвление в таком ОС должно быть размещено перед перегородкой или частично перекрывать ее и располагаться перпендикулярно продольной оси ОС. За счет установки такой перегородки, которая делит волновод на две прямоугольные секции, происходит отражение горизонтально поляризованной волны. Длина перегородки подбирается таким образом, чтобы достигалось подавление горизонтально поляризованной волны не менее 50 дБ в продольном выходе ОС прямоугольного сечения.

Согласование ответвления ОС в заданном рабочем диапазоне частот можно улучшить с помощью модифицированной формы перегородки или введением емкостной неоднородности сразу после перегородки. Для согласования волновода квадратного сечения с ответвлением прямоугольного волновода стандартного сечения (для выделения горизонтально поляризованной волны) необходимо использовать ступенчатый трансформатор.

В обеспечение требования компактности в конструкции ОС, показанной на рисунке 1.4, имеется дополнительная перегородка, которая позволяет

уменьшить продольный размер ОС за счет уменьшения продольной длины перегородок, предотвращая тем самым передачу мощности горизонтально поляризованной волны в волновод прямоугольного сечения, подключаемого вдоль оси ОС [38]. Таким образом, обеспечивается согласование с ответвлением прямоугольного волновода, предназначенного для распространения горизонтально поляризованной волны.

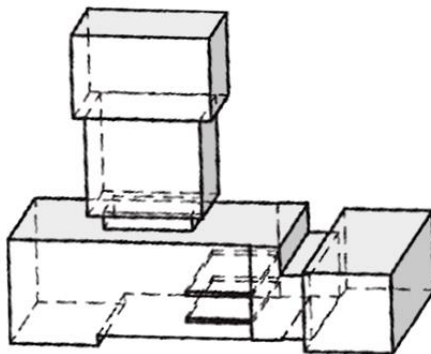


Рисунок 1.4 – ОС с перегородкой

На рисунке 1.5 показаны различные варианты исполнения ОС с продольным ответвлением волновода прямоугольного сечения [10]. Для выделения сигнала нужной поляризации также, как и в ОС клинообразной конструкции, вводится перегородка. Перегородка может иметь как прямоугольную или квадратную формы, так и выполняться в виде клина в обеспечение более широкополосной работы устройства. Ответвление в таком типе ОС должно быть выполнено в продольном направлении волновода квадратного (круглого) сечения.

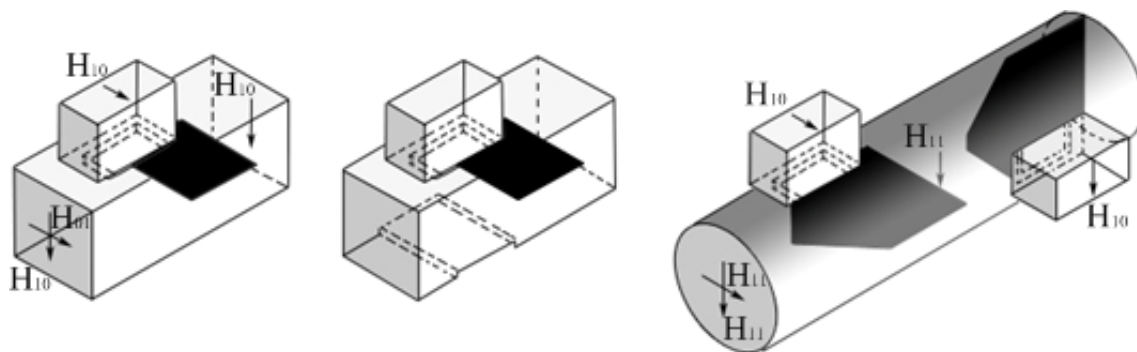


Рисунок 1.5 – ОС с продольным ответвлением волновода
прямоугольного сечения

1.1.2 Широкополосные конструкции ортомодовых селекторов

Для выполнения требований по широкополосности работы устройства необходимо, чтобы ОС имел особую структуру, обладающую свойствами симметрии расположения элементов, входящих в состав ОС. Данное условие необходимо для исключения возбуждения нежелательных волн высших типов в требуемой рабочей полосе частот. ОС такого типа работают в частотном диапазоне порядка 10% и более. В редких случаях используются устройства, которые служат для возбуждения волны высшего типа E_{01} , в составе облучателя моноимпульсной антенны для формирования разностной диаграммы направленности [39, 40].

Конструкция ОС с симметричными ответвлениями показана на рисунке 1.6 [41-44]. Принятый на входе квадратного сечения волновода сигнал делится на четыре сигнала: два горизонтально поляризованных, два – вертикально. Каждый из этих четырех сигналов содержит половину мощности волн с вертикальной или горизонтальной поляризациями. Поперечная перегородка необходима для разделения волн ортогональных поляризаций и согласования ответвлений волноводов прямоугольного сечения. Согласование обеспечивается за счет формирования специальной формы данной перегородки. Для нивелирования погрешности изготовления перегородки и обеспечения лучшего согласования в рабочем диапазоне частот по обе стороны ответвлений обычно добавляют настроечные элементы (штыри, винты).

После того как данный ОС спроектирован необходимо восстановить сигналы ортогональных поляризаций полной мощности (рисунок 1.7) [45-48]. Сигналы в портах 1 и 2 (рисунок 1.6) после перегородки посредством волноводного трансформатора складываются в волноводе прямоугольного стандартного сечения. Сигнал в ответвлениях (3 и 4, рисунок 1.6) можно восстановить с помощью волноводных изгибов или же волноводных уголков в Е- или Н- плоскостях. Восстановление сигнала в Е-плоскости увеличивает продольный габарит устройства ОС, в то время как использование

восстановления сигнала в Н-плоскости увеличивает поперечный габарит устройства. Выбор того или иного пути проектирования селектора определяется конструкцией антенны в целом и ее расположением на корпусе КА. Таким образом, двойная симметрия такого ОС позволяет избежать генерации высших волн, что делает возможным его применение в широком рабочем диапазоне частот.

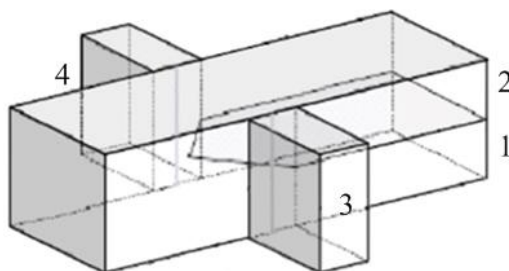


Рисунок 1.6 – ОС с симметричными продольными ответвлениями

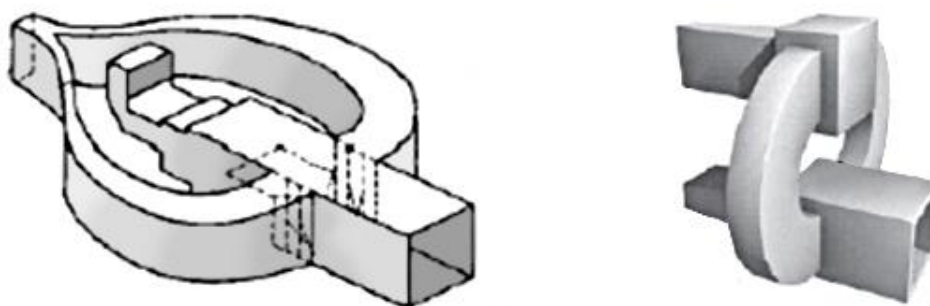


Рисунок 1.7 – ОС с симметричными продольными ответвлениями и объединением выделенных сигналов

Наиболее широкополосным устройством является ОС в виде крестового разветвителя, который представляет собой волновод круглого сечения с поперечным крестовым разветвлением, служащим для разделения сигналов двух ортогональных поляризаций моды H_{11} [49-53]. Основным отличием от рассмотренного выше селектора является идентичность распространения волн обеих поляризаций, которые образуются симметричным четырехкратным разветвлением. В таком ОС не требуется перегородок и настроечных элементов для того, чтобы обеспечить широкополосность работы устройства. На рисунке

1.8 приведены примеры реальных конструкций, в которых используется ОС такого типа. Приведенные ниже примеры ОС существенно отличаются по форме восстановления сигналов, крестового разветвления и формой внутренних согласующих неоднородностей. Амплитуды сигналов каждой из ортогональных поляризаций возбужденной волны H_{11} делятся пополам в противофазе между соответствующими плечами, лежащими в одном направлении. Если в волноводе круглого сечения возбуждается волна круговой поляризации, то она равноамплитудно делится между всеми плечами прямоугольных волноводов со сдвигом фаз $\pi/2$ в каждом из них. В области крестового разветвления такого ОС имеется неоднородность конусной или пирамидальной форм, за счет которой обеспечивается согласование в широкой полосе частот.

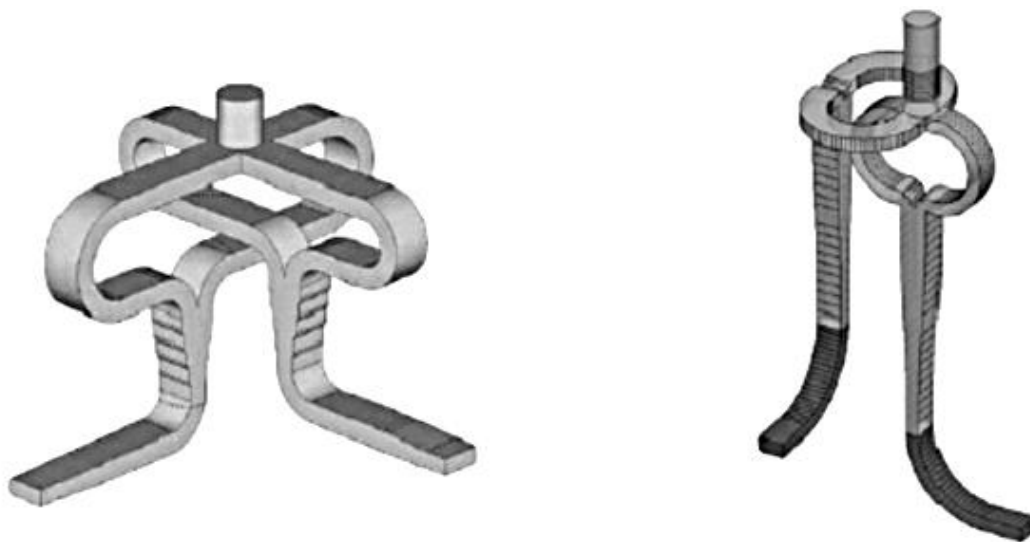


Рисунок 1.8 – ОС в виде крестового разветвителя

Подобно принципу работы ОС с перегородкой, конструкция крестообразного узла с общим квадратным волноводом и его крестовым разветвлением позволяет избежать возбуждения волн высших типов. На рисунке 1.9 показаны различные формы согласующего элемента, установленного в область сочленения четырехкратного разветвления с волноводом квадратного (круглого) сечения и его влияние на характеристику

обратных потерь устройства в целом [54-55]. Также на рисунке 1.9 представлены частотные зависимости обратных потерь для различных согласующих элементов ОС: 1 – для ОС без согласующего элемента; 2 – для ОС с согласующим элементом в форме параллелепипеда; 3 – для ОС с согласующим элементом в форме четырехугольной призмы; 4 – для ОС с согласующим элементом, состоящим из двух цилиндров различных диаметров.

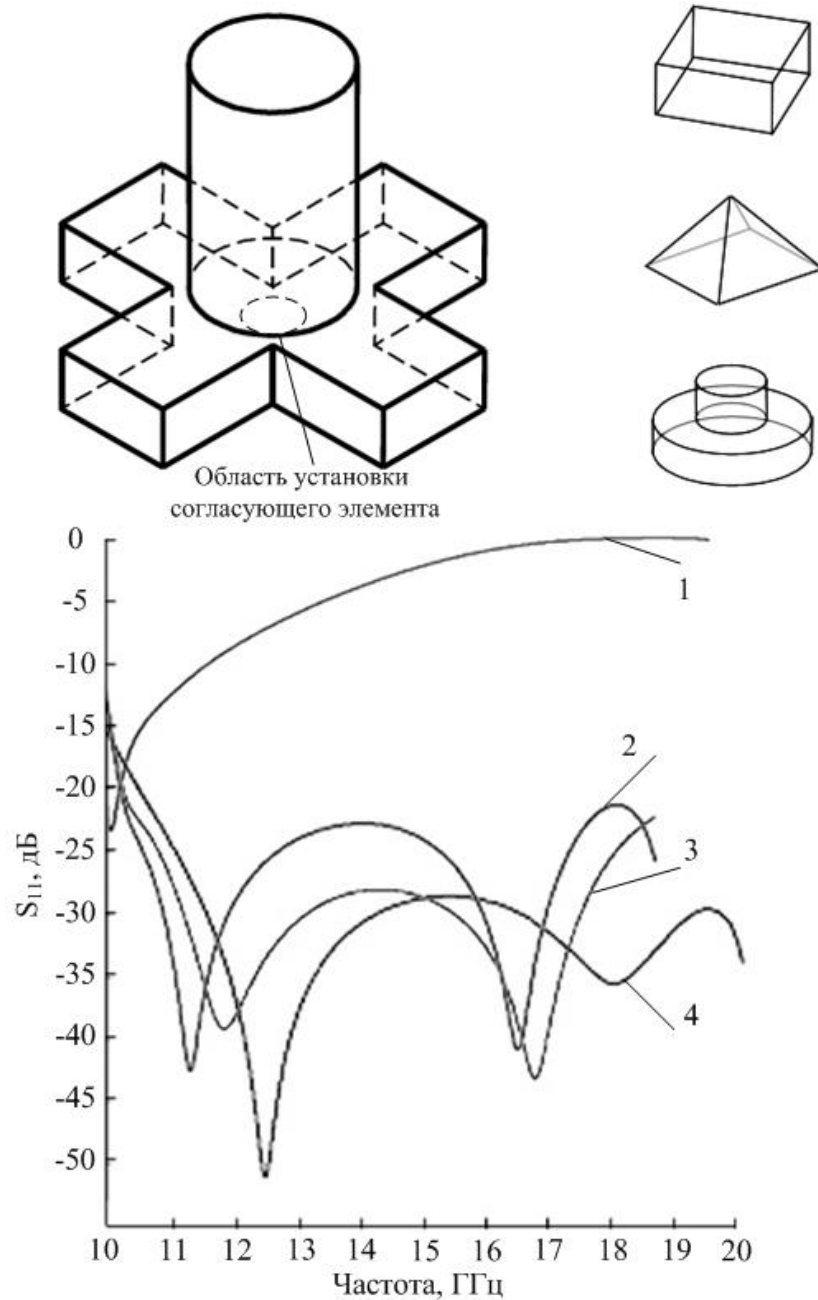


Рисунок 1.9 – ОС в виде крестового разветвителя и частотная зависимость обратных потерь ОС при различных формах согласующего элемента

1.2 Устройства селекции сигналов с круговой поляризацией

В общем случае для обеспечения работы частотно–поляризационного устройства с сигналами круговой поляризации необходимо в схему радиочастотной облучающей (излучающей) системы антенны КА, показанной на рисунке 1.2, ввести поляризующее устройство (поляризатор), как показано на рисунке 1.10.

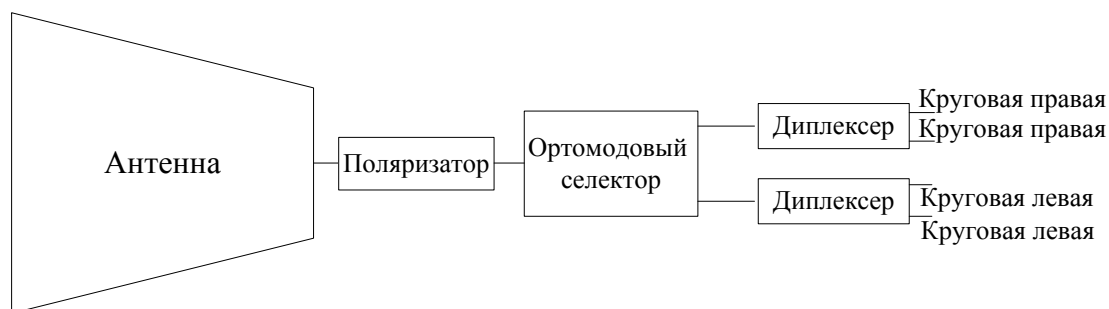


Рисунок 1.10 – Схема селекции сигналов с круговой поляризацией

За счет поляризатора, установленного на вход рупорного излучателя, обеспечивается прием (передача) сигналов с круговой поляризацией. Далее к поляризатору подключается ОС, который необходим для разделения сигналов с круговой левой и правой поляризациями. Если спутниковая система работает более чем в двух частотных диапазонах, на выходах ОС устанавливаются диплексеры, которые позволяют выделить дополнительные полосы частот. Принятые сигналы с выходов каждого из диплексеров будут соответствовать сигналам поляризацией падающего поля круговой правой или круговой левой в зависимости от того, в каком из плеч ОС они установлены.

Как известно, волна с круговой поляризацией является суперпозицией двух ортогональных линейно поляризованных волн, которые должны обладать равной амплитудой и находиться в квадратуре. Таким образом, необходимо устройство, которое вносит фазовый сдвиг $\pi/2$ между ортогональными волнами в волноводе круглого (квадратного) сечения и не оказывает влияния на амплитуду данных волн. Эти функции в частотно-поляризационном селекторе выполняет поляризатор [56, 57].

Одним из наиболее распространенных устройств, обеспечивающих круговую поляризацию волны H_{11} в волноводе круглого сечения, является поляризатор с диэлектрической пластиной. В волновод устанавливается диэлектрическая пластина под углом 45° к вектору напряженности электрического поля $\vec{E}$ на входе поляризатора. На выходе поляризатора образуется вектор напряженности электрического поля $\vec{E}_p$, который является результатом сложения двух векторов $\vec{E}_1$ – перпендикулярного плоскости пластины и $\vec{E}_2$ – параллельного пластине, как показано на рисунке 1.11.

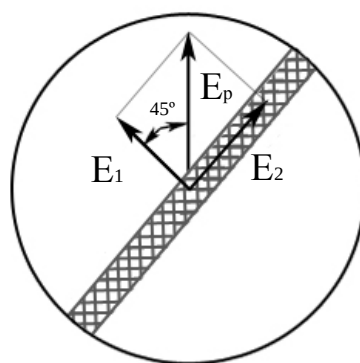


Рисунок 1.11 – Вектор напряженности электрического поля в волноводе круглого сечения с диэлектрической пластиной

Диэлектрическая пластина не влияет на распространение электромагнитной волны, силовые линии вектора $\vec{E}_1$ которой перпендикулярны этой пластине. Для волны, вектор $\vec{E}_2$ которой направлен параллельно пластине, в виду наличия диэлектрика происходит замедление фазовой скорости распространения этой волны. В итоге на выходе волновода круглого сечения с диэлектрической пластиной создается дифференциальный фазовый сдвиг между ортогональными компонентами волны H_{11} . На рисунке 1.12 показан внешний вид поляризатора с диэлектрической пластиной. Он представляет собой конструкцию, состоящую из волновода круглого сечения с

установленной под 45° диэлектрической пластиной. Выход данного поляризатора подключается к селектору для разделения ортогональных компонент поля.

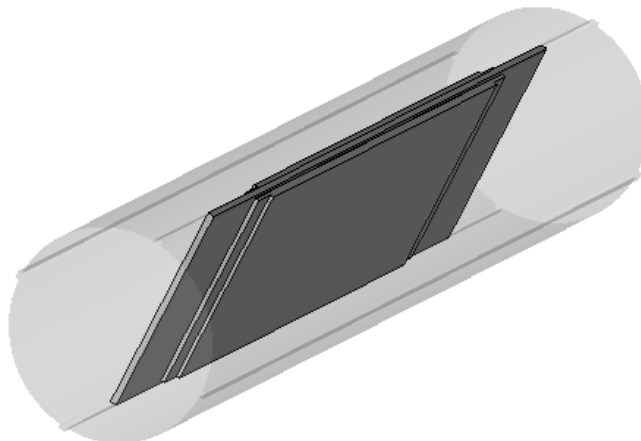


Рисунок 1.12 – Поляризатор, выполненный на волноводе круглого сечения с диэлектрической пластиной

В общем случае рабочая полоса частот поляризатора с плоской диэлектрической пластиной составляет не более 5% в виду сложности согласования данной пластины из-за ее значительной толщины. Для увеличения широкополосности устройства необходимо модифицировать форму пластины, а именно, необходимо задать переменную толщину пластины (как показано на рисунке 1.12). В средней части пластины толщина диэлектрика должна быть максимальна и ступенчато уменьшаться к обоим концам пластины. Внесение такой неоднородности пластины позволяет расширить рабочую полосу частот дополнительно на 2-3%.

Следующим вариантом исполнения поляризатора является относительно простая конструкция, представляющая собой волновод круглого сечения с пазом [58-59]. На рисунке 1.13 показан внешний вид поляризатора с пазом.

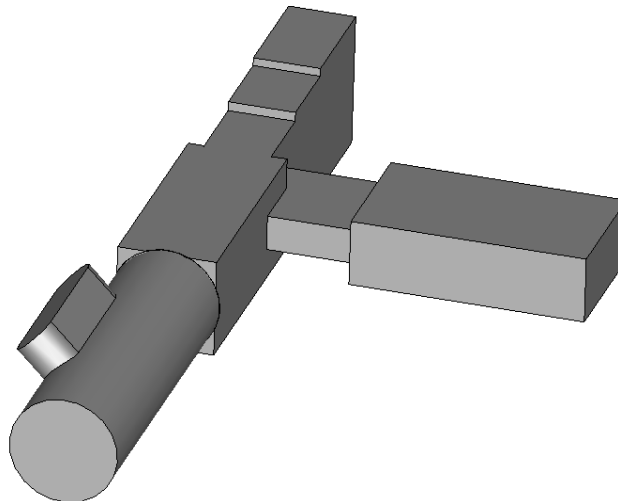


Рисунок 1.13 – Поляризатор с пазом

Ширина рабочей полосы частот такого поляризатора составляет порядка 7-10%. Принцип работы устройства, также как и в поляризаторе с диэлектрической пластиной, заключается в установке прямоугольного паза под углом 45° к выходам волноводов прямоугольного сечения. Для обеспечения возможности настройки изготовленного поляризатора паз можно выполнить регулируемым, что позволит нивелировать погрешность изготовления. Таким образом, главным преимуществом данного поляризатора является технологичность его конструкции.

Для расширения рабочей полосы частот поляризатора с пазом дополнительно на 5-7% известна конструкция [60-62], показанная на рисунке 1.14.

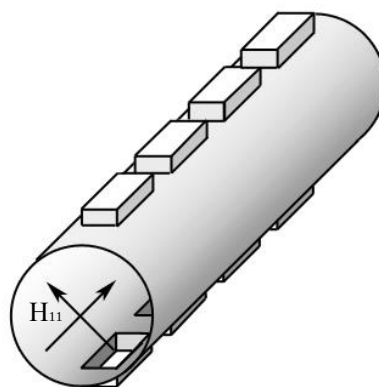


Рисунок 1.14 – Поляризатор с двухрядным набором пазов

Конструкция данного поляризатора представляет собой волновод круглого сечения с двухрядным продольным расположением пазов. Четыре паза установлены строго вдоль волновода, а другие четыре паза установлены диаметрально к первым также вдоль волновода круглого сечения. Данные неоднородности расположены под углом 45° к вектору напряженности электрического поля, что позволяет обеспечить дифференциальный фазовый сдвиг $\pi/2$ между двумя ортогональными модами в относительно широкой полосе частот. Существенным минусом конструкции данного поляризатора является высокая требовательность к допускам на глубину пазов в поляризаторе, ввиду того что глубины пазов в одном ряду должны быть симметричны глубинам пазов в противоположном ряду. При применении такой конструкции поляризатора в ВЧ диапазоне выполнение данного условия на практике становится проблематичным.

Наиболее распространенным вариантом широкополосного поляризующего устройства является септум-поляризатор. Септум-поляризатор электрически является четырехпортовым, а физически – трехпортовым устройством, показанным на рисунке 1.15. В общем случае септум-поляризатор представляет собой волновод квадратного (круглого) сечения, который делится пополам перегородкой, разбивающей этот волновод на два прямоугольных волновода, имеющих общую широкую стенку в виде перегородки.

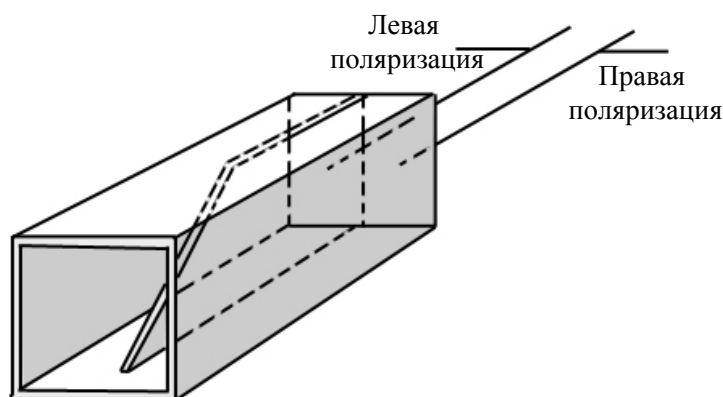


Рисунок 1.15 – Септум-поляризатор

Если рассмотреть поляризатор, 1 и 2 порты которого это два выхода волноводов прямоугольного сечения ортогональных поляризаций, а 3 порт – вход поляризатора, представляющий собой волновод квадратного (круглого) сечения, то в общем случае необходимо, чтобы выполнялись следующие условия:

$$|S_{31}| = |S_{32}|, \quad (1-1)$$

где S_{31} и S_{32} – коэффициенты передачи (элементы матрицы рассеяния) в порт 3 из порта 1 и 2 соответственно.

Для ортогональной поляризации

$$|S_{3(2)1}| = |S_{3(2)2}|, \quad (1-2)$$

где $S_{3(2)1}$ и $S_{3(2)2}$ – коэффициенты передачи (элементы матрицы рассеяния) при возбуждении в 3 порту второй моды.

Дифференциальный фазовый сдвиг должен быть равен

$$\Delta\varphi = \varphi_{31} - \varphi_{32} = \frac{\pi}{2}, \quad (1-3)$$

где φ_{31} , φ_{32} – фазы элементов матрицы рассеяния.

Наличие перегородки приводит к задержке одной из ортогональных компонент сигнала, распространяющейся параллельно данной перегородки. Перегородка является важным элементом поляризатора, т.к. она необходима для обеспечения дифференциального фазового сдвига $\pi/2$ между двумя ортогональными компонентами принятого (излученного) сигнала. Сигнал с круговой поляризацией в зависимости от направления вращения вектора $\vec{E}$ выделяется только одним из прямоугольных портов.

Для увеличения широкополосности работы устройства перегородку можно выполнить не в виде линейного плоского клина (рисунок 1.15), а в виде пластины, имеющей ступенчатую форму [31, 63-67]. Септум-поляризатор, выполненный из перегородки ступенчатой формы, показан на рисунке 1.16.

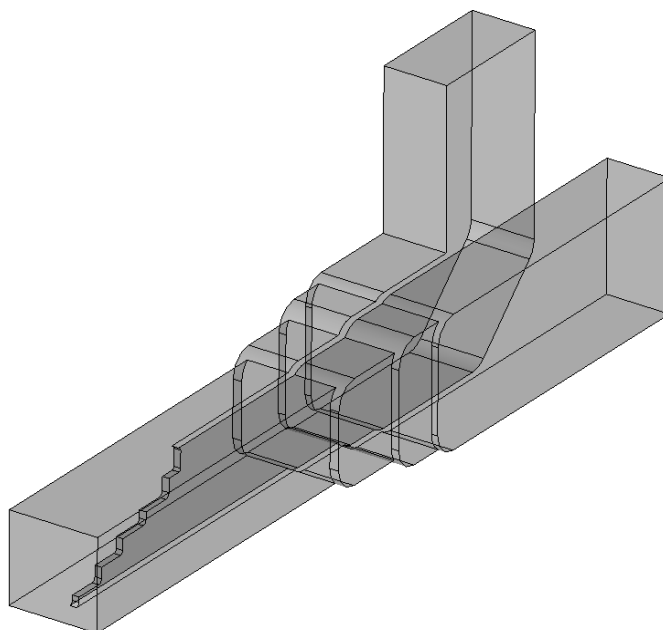


Рисунок 1.16 – Септум-поляризатор со ступенчатой перегородкой

Самым очевидным преимуществом этого поляризатора является компактность конструкции, а именно, прием (передача) сигналов с круговой правой и левой поляризациями в волноводе квадратного (круглого) сечения обеспечивается за счет возбуждения двух разных волноводов прямоугольного сечения без необходимости использования дополнительного селектора. Также данное устройство может обеспечивать работу в широкой полосе частот до 15 %. Поэтому септум-поляризатор получил широкое распространение в частотно-поляризационной селекции сигналов антенн КА ввиду его компактности и широкополосности, однако изготовление такого поляризатора требует от завода изготовителя высокого технико-технологического уровня производства.

Также существуют и другие различные конструкции поляризующих устройств, например, поляризатор с металлодиэлектрической вставкой (гибридная пластина включает в себя отрезки ступенчатой формы, выполненные из металла и диэлектрика) или поляризатор в виде волновода круглого сечения с последовательным подключением фазирующей секции в виде плавного перехода к эллиптическому сечению. Однако такие конструкции

поляризующих устройств (применительно к антеннам КА) не нашли широкого применения в виду узкополосности их работы, сложности изготовления и собственных габаритов.

1.3 Широкополосная частотно-поляризационная селекция сигналов с широким разносом приема-передающих каналов по частоте

В современных облучателях зеркальных антенн спутниковой связи большое распространение получили устройства, позволяющие выполнять частотную и поляризационную селекцию сигналов со значительным разносом приемных и передающих рабочих частотных диапазонов. Одним из обязательных условий разработки таких устройств является их широкополосность и малые массогабаритные показатели, поэтому разрабатываемый частотно-поляризационный селектор должен выполнять задачу разделения сигналов приема и передачи без необходимости создания дополнительного облучателя под конкретный диапазон частот.

Существует несколько способов реализации частотно-поляризационного селектора для организации дуплексного режима работы с сигналами различных поляризаций без необходимости использования дополнительного облучателя под конкретный диапазон частот [68].

1.3.1 Широкополосная частотно-поляризационная селекция сигналов с прямым (торцевым) низкочастотным выходом ортомодового селектора

Самый распространенный на сегодняшний день способ разделения частот приема и передачи [11] показан на рисунке 1.17.

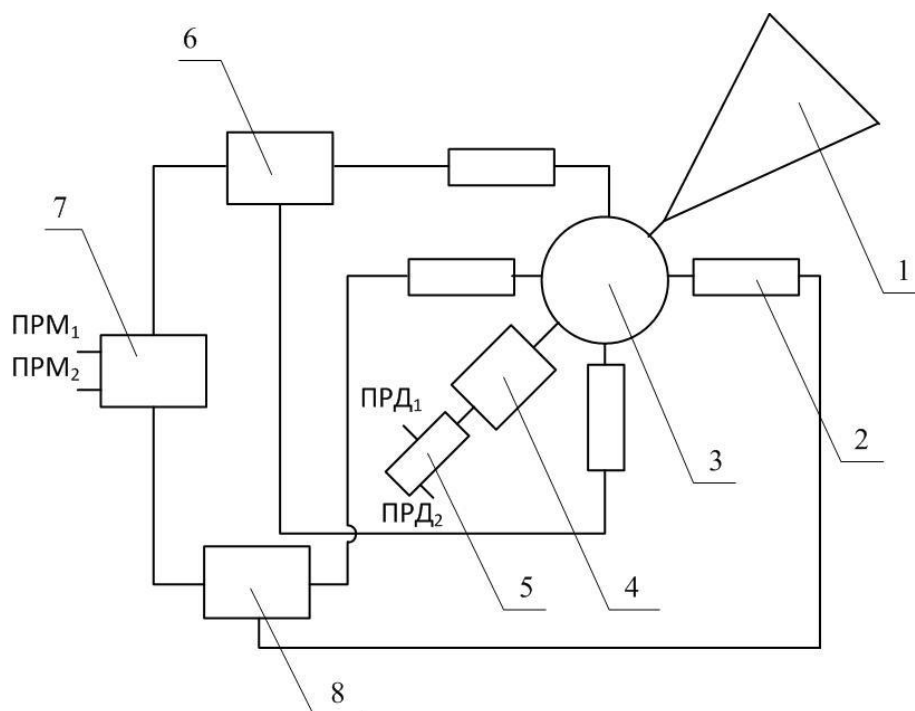


Рисунок 1.17 – Блок-схема облучателя с использованием двойных Т-мостов

По схеме видно, что принятый сигнал с рупора 1 попадает на ОС 3, представляющий собой крестовой разветвитель, который разделяет две ортогональные моды ВЧ сигнала, возникающие в волноводе круглого сечения. В четырех плечах ОС могут устанавливаться фильтры 2 для подавления спектра частот передаваемого сигнала, в большинстве случаев данные фильтры не устанавливаются ввиду заурядности волноводов в плечах крестового разветвления ОС. На выходе селектора подключается полосовой фильтр 4 для подавления высокочастотных составляющих сигнала.

На рисунке 1.18 показан внешний вид одного из вариантов исполнения ОС вместе с последующим подключением к выходу ОС полосового фильтра.

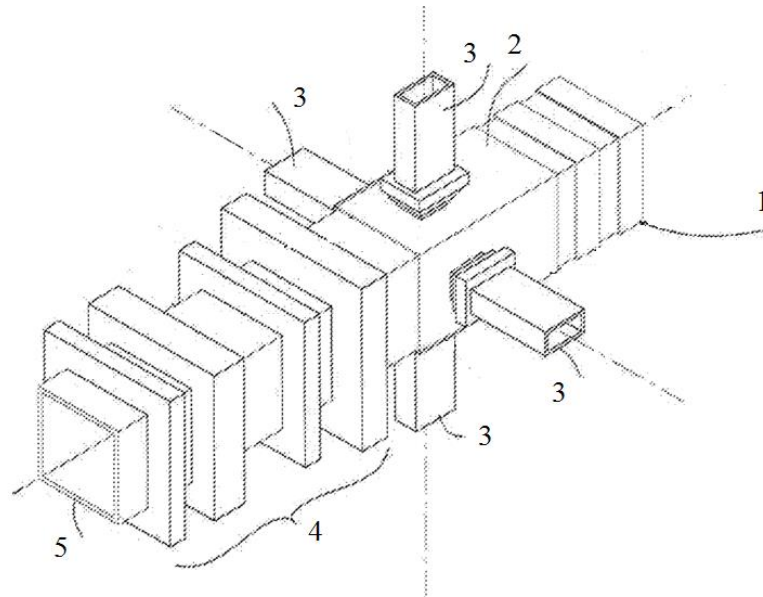


Рисунок 1.18 – ОС с прямым (торцевым) НЧ выходом

Рупорный излучатель подключается к входу 1 ОС, выполненного в виде волновода квадратного сечения 2 и крестового разветвления волноводов стандартного прямоугольного сечения 3, необходимых для разделения (суммирования) ортогональных мод принятого (излученного) сигнала. К выходу ОС подключается полосовой фильтр 4. Полоса пропускания фильтра соответствует ширине рабочей полосы НЧ диапазона. Данный фильтр необходим для отражения сигналов рабочего ВЧ диапазона в область крестового разветвления ОС. Как видно из рисунка 1.18, он состоит из набора диафрагм различной ширины и различного сечения. На рисунке 1.19 показана топология нескольких диафрагм, входящих в состав данного фильтра. Подбором ширины и конструкции данных резонансных диафрагм можно добиться требуемой ширины рабочей полосы НЧ диапазона. В том случае если шириной и топологией диафрагм не обеспечивается необходимая полоса пропускания фильтра, то нужно варьировать количеством данных резонансных диафрагм в сторону увеличения.

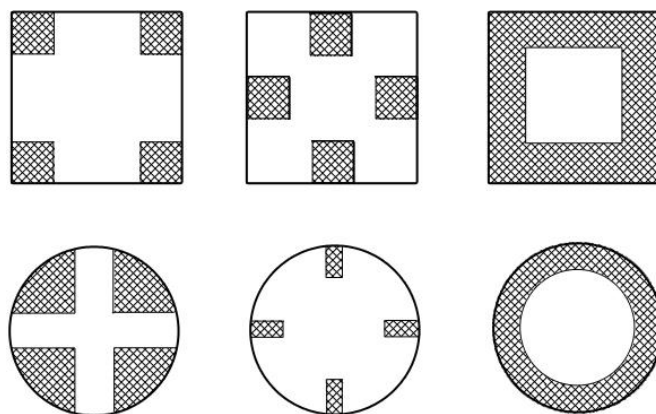


Рисунок 1.19 – Диафрагмы фильтра, входящего в состав ОС

Если частотно-поляризационный селектор в целом должен обеспечивать работу в НЧ диапазоне с сигналами круговой поляризации, то к выходу фильтра 5 (рисунок 1.18) подключается септум-поляризатор (или другой поляризатор с последующим подключением селектора с ортогональными выходами) 5 (рисунок 1.17). Если в НЧ диапазоне осуществляется передача сигналов с линейной поляризацией, то вместо септум-поляризатора 5 устанавливается селектор с ортогональными выходами.

Размер сечения волновода 2 ОС (рисунок 1.18) выбирается исходя из условий обеспечения распространения волны H_{11} рабочего НЧ диапазона. Стороны прямоугольного волновода стандартного сечения ОС определяются исходя из необходимости обеспечения распространения волны H_{10} рабочего ВЧ диапазона. Каждая из ортогональных поляризаций возбужденной волны H_{11} посредством парных сонаправленных плеч ОС делится пополам. Затем две ортогональные компоненты волны H_{11} восстанавливаются путем подключения взаимно перпендикулярных пар сонаправленных плеч ОС к боковым плечам двойных Т-мостов 6 и 8 (рисунок 1.17) соответственно. В Е-плечи двойных Т-мостов устанавливаются согласованные нагрузки. Двойной Т-мост, показанный на рисунке 1.20 представляет собой сочленение Н- и Е-тройников [69-71]. Н-тройник образован плечами 1, 2 и 4; Е-тройник – плечами 2, 3 и 4.

Плечо 1 носит название – Н-плечо двойного Т-моста, входящее в Е-тройник плечо 3 называется Е-плечом, плечи 2 и 4 называются боковыми.

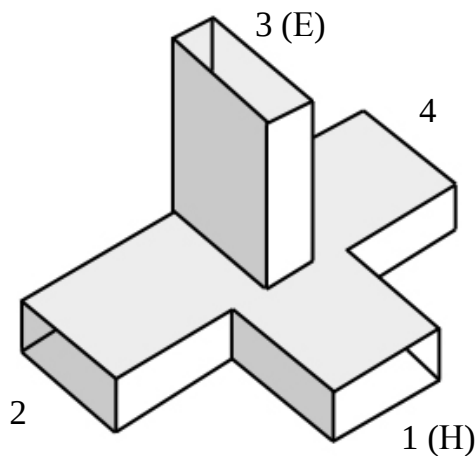


Рисунок 1.20 – Двойной Т-мост

Согласно рисунку 1.17 выходы двойных Т-мостов 6 и 8 со стороны Н-плеч подключаются к третьему двойному Т-мосту 7 к выходам Е- и Н-плеч. Как известно, конструкция двойного Т-моста, показанного на рисунке 1.20, при возбуждении Е- и Н-плеч этого устройства характеризуется заметным рассогласованием волноводных выходов данных плеч.

Для двойного Т-моста 7 (рисунок 1.17) необходимо согласовать Е- и Н-плечи. Для согласования Н-плеча устанавливается регулируемый емкостный винт в месте сочленения Е-плеча и Н-тройника, а для согласования Е-плеча применяются индуктивные диафрагмы, установленные в волновод данного плеча. Подбором положения и размеров настроечных элементов можно добиться согласования Е- и Н-плеч при условии согласовании боковых плеч с нагрузкой. В последнем Т-мосту сигналы суммируются. Для получения дифференциального фазового сдвига $\pi/2$ между Е- и Н-плечами в Е-плечо двойного Т-моста 7 (рисунок 1.17) устанавливается фазосдвигающая секция, представляющая собой неоднородности в одной из широких стенок волновода прямоугольного сечения или в виде настроечных винтов, также установленных в широкой стенке волновода. Таким образом, с боковых выходов двойного

Т-моста 7 (рисунок 1.17) возможен прием сигналов рабочего ВЧ диапазона с круговой поляризацией.

На рисунках 1.21 и 1.22 показаны частотно-поляризационные селекторы иностранного производства, на рисунке 1.23 – отечественного производства [72, 73], разработанные по схеме с прямым (торцевым) НЧ выходом ОС.

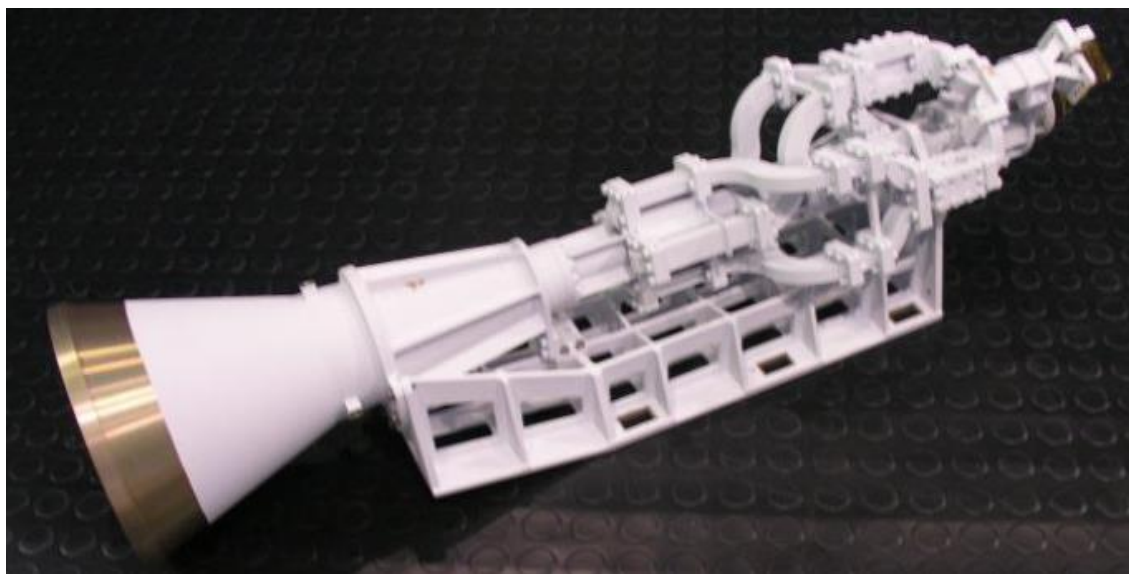


Рисунок 1.21 – Облучатель производства Thales Alenia Space

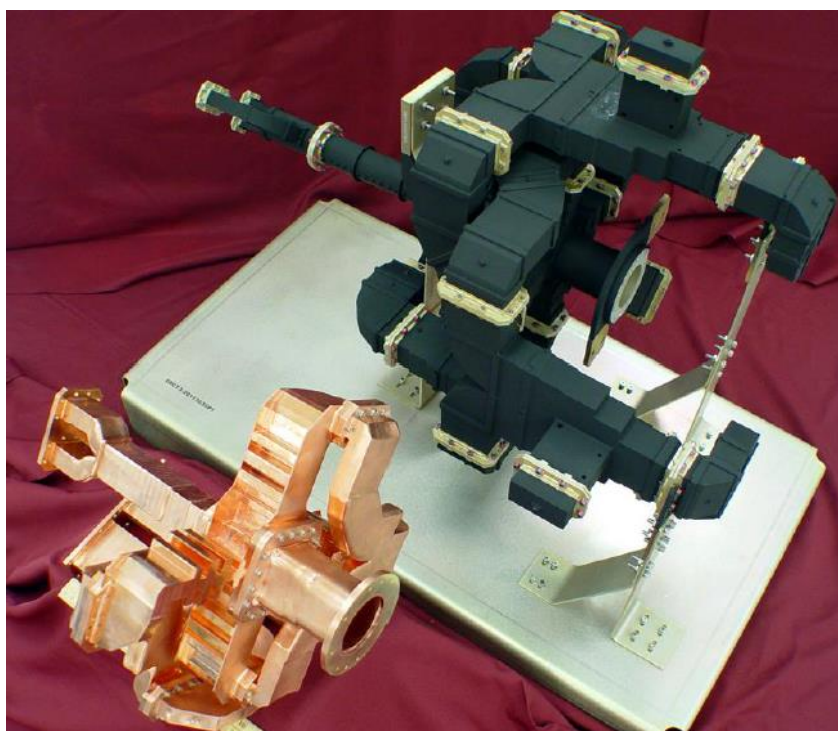


Рисунок 1.22 – ОС производства Northrop Grumman Aerospace Systems



Рисунок 1.23 – Облучатель разработки ПАО «Радиофизика» и АО «ИСС»

1.3.2 Широкополосная частотно-поляризационная селекция сигналов с прямым (торцевым) высокочастотным выходом ортомодового селектора

Другой способ разделения частот приема и передачи показан на рисунке 1.24. Принятый сигнал с рупора 1 проходит на ОС 2, который представляет собой крестовой разветвитель, разделяющий две ортогональные моды НЧ сигнала. К выходу данного селектора, в том случае если частотно-поляризационный селектор работает с сигналами круговой поляризации, подключается септум-поляризатор 6 (или другой поляризатор с последующим подключением селектора с ортогональными выходами). ОС 2 представляет собой в общем случае конструкцию, показанную на рисунке 1.25, на примере ОС, разработанного ПАО «Радиофизика» [28].

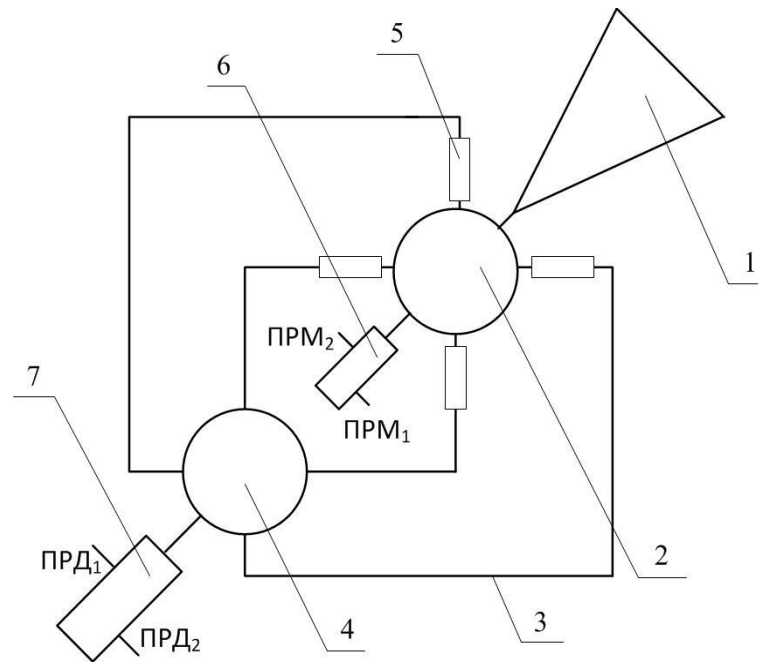


Рисунок 1.24 – Блок-схема облучателя с двумя ОС

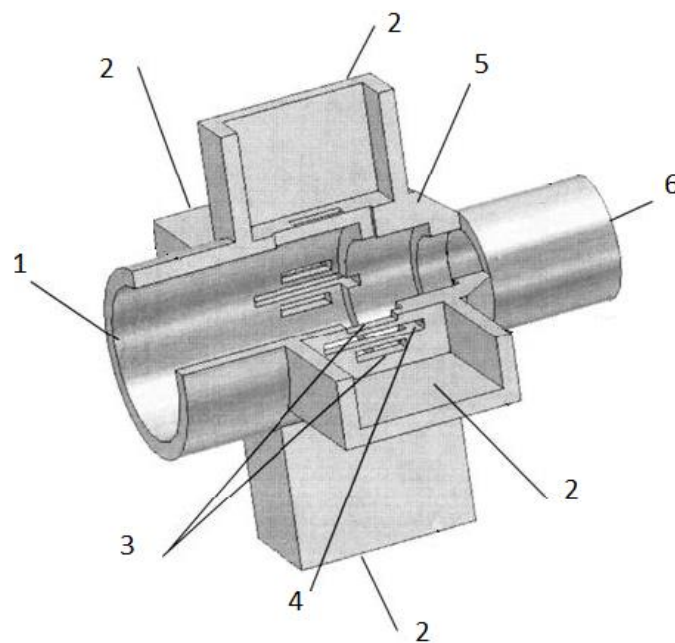


Рисунок 1.25 – ОС разработки ПАО «Радиофизика»

Вход 1 ОС подключается к рупорному излучателю и представляет собой волновод круглого сечения, диаметр которого выбирается исходя из необходимости распространения волны H_{11} рабочего НЧ диапазона. В области перехода волновода круглого сечения большего диаметра на меньший располагается крестовое разветвление волноводов стандартного

прямоугольного сечения 2, необходимое для разделения ортогональных мод принятого (и суммирования излучаемого) сигнала. За счет крестового разветвления, как и в ОС, используемом в схеме первого способа, описанного выше, снимается вырождение волны H_{11} . Стороны прямоугольного волновода стандартного сечения ОС определяются исходя из необходимости обеспечения распространения волны H_{10} рабочего НЧ диапазона. Волноводный трансформатор 5 предназначен для согласования входного волновода 1 и волновода круглого сечения 6, а также для исключения возбуждения высших типов волн в ОС. Диаметр волновода круглого сечения 6 выбирается исходя из необходимости обеспечения распространения волны H_{11} рабочего ВЧ диапазона. Волноводы прямоугольного сечения, входящие в состав крестового разветвления, возбуждаются посредством щелей 3 и 4. Конфигурация щелей рассчитана таким образом, чтобы обеспечить подавление сигналов рабочего ВЧ диапазона в крестовом разветвлении.

Использование щелей в ОС (рисунок 1.25) в качестве элементов фильтрации сигналов приема и передачи ограничивает применение конструкции такого типа. Применение данного ОС возможно только в относительно низких диапазонах частот (С-, Х- диапазонах), ввиду сложности изготовления таких щелей в конструкциях более высокочастотного исполнения. Поэтому в большинстве случаев в плечах крестового разветвления дополнительно устанавливаются фильтры 5 (рисунок 1.24), полоса пропускания которых соответствует ширине рабочего НЧ диапазона. Для восстановления сигнала в передающем частотном диапазоне ОС соединяется со вторым ОС 4 (рисунок 1.24) посредством четырех П-образных волноводных секций 3 (рисунок 1.24) равной длины. Конструкция ОС 4 (рисунок 1.24) идентична конструкции ОС 2 (рисунок 1.24) с единственным отличием – выход 6 ОС (рисунок 1.25) закорочен, а к выходу 1 (рисунок 1.25) подключается септум-поляризатор 7 (рисунок 1.24) в случае если частотно-поляризационный селектор работает с сигналами круговой поляризации или селектор с

ортогональными выходами в случае работы с сигналами линейной поляризации. На рисунке 1.26 показан разработанный по вышеизложенной схеме частотно-поляризационный селектор.

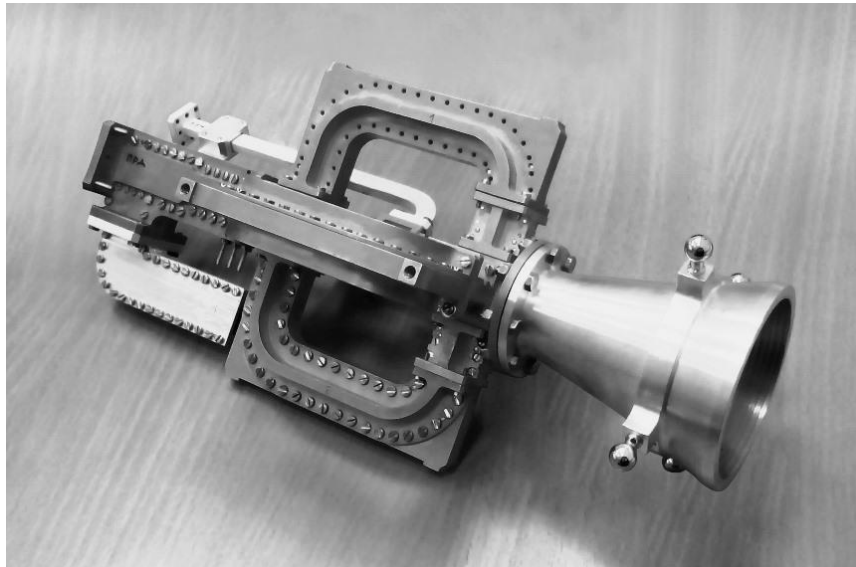


Рисунок 1.26 – Облучатель производства АО «ИСС»

Ввиду особенности работы вышеописанного способа, схема исполнения данного частотно-поляризационного селектора получила название «восстанавливающая схема». Данная схема реализации частотно-поляризационного селектора была разработана и описана в 1973 году [8] однако не получила широкого распространения из-за сложности проектирования устройства по данной схеме при условии обеспечения работы устройства при большом разnose диапазонов частот приема и передачи. Сложность заключалась в возбуждении высших типов волн в ОС частотно-поляризационного селектора, вследствие его конструктивных особенностей. Влияние высших типов волн на распространение волны основного типа характеризуется вносимыми потерями при распространении последней. На сегодняшний день по причине появления и развития ПО трехмерного электродинамического моделирования данный негативный эффект можно нивелировать. В последующих главах будут представлены результаты,

полученные при исследовании частотно-поляризационного селектора, реализованного по «восстанавливающей схеме».

1.3.3 Сравнение схем широкополосной частотно-поляризационной селекции сигналов

Для определения наиболее предпочтительного способа реализации устройства широкополосной частотно-поляризационной селекции сигналов необходимо рассмотреть преимущества и недостатки схем, принцип работы которых описан в разделах 1.3.1 и 1.3.2.

Частотно-поляризационный селектор, реализованный по способу с прямым НЧ выходом ОС, обладает рядом преимуществ:

- обеспечивает работу в широкой полосе частот;
- имеет компактный продольный размер;
- конструкция не чувствительна к возбуждению волн высших типов.

К недостатку можно отнести наличие полосового фильтра, расположенного после ОС в частотно-поляризационном селекторе. Ввиду того, что в соответствии с современными требованиями, предъявляемыми к данным устройствам, селектор должен обеспечивать работу в широком диапазоне частот, то и полосовой фильтр, выполненный на волноводе круглого (квадратного) сечения должен быть широкополосным. Разработка данного фильтра достаточно сложная задача как для проектировщика, так и для технолога, т.к. изготовление резонансных диафрагм фильтра (п.п. 1.3.1) в высоких диапазонах частот (в К-диапазоне и выше), требует от завода-изготовителя серьезного технико-технологического и интеллектуального задела.

Еще к одному недостатку можно отнести относительно большой поперечный размер селектора. Ввиду наличия двойных Т-мостов данная конструкция ограничена в возможности дальнейшего уменьшения поперечного габарита. В некоторых случаях поперечный размер такого частотно-

поляризационного селектора оказывается больше апертуры рупорного излучателя. При использовании такого селектора (с большими поперечными габаритами) в составе облучателя двухзеркальной антенны [74] увеличивается тень, отбрасываемая на основное зеркало раскрывом облучателя (тень, отбрасываемая раскрывом облучателя, не должна быть больше тени от контррефлектора), что влечет за собой увеличение уровня боковых лепестков и снижение КНД.

Исследуемый способ реализации частотно-поляризационного селектора по «восстанавливающей схеме» лишен выше указанного недостатка, а именно в необходимости проектирования и изготовления полосового фильтра. Из-за того, что в ОС частотно-поляризационного устройства, выполненного по данной схеме, НЧ сигнал отражается в область крестового ответвления, т.к. волновод круглого (квадратного) сечения, расположенный сразу после разветвления, является заградительным для данного диапазона частот.

Частотно-поляризационный селектор, реализованный по «восстанавливающей схеме» не имеет в своем составе двойных Т-мостов, а восстановление сигнала обеспечивается вторым ОС. При данном решении увеличивается продольный размер устройства, однако при этом уменьшается поперечный размер частотно-поляризационного селектора в целом за счет компактности расположения волноводов, соединяющих между собой два ОС. Лишь неизбежность наличия фильтров нижних частот (ФНЧ) в плечах ОС увеличивает поперечный размер устройства. В главе 4 будут рассмотрены способы уменьшения поперечных габаритов селектора, реализованного по «восстанавливающей схеме» за счет изменения форм ФНЧ и согласующих трансформаторов, установленных в плечах ОС.

Недостатком данного способа является только то, что при большом разном частотных диапазонов приема и передачи из-за конструктивных особенностей устройства, работающего по «восстанавливающей схеме» возникает возможность возбуждения волн высших типов. В данном

диссертационном исследовании автором был разработан и представлен в главе 3 способ подавления высших типов волн.

1.4 Выводы

1. Ввиду ограниченности размещения новых космических аппаратов (КА) на геостационарной орбите необходимо применение как частотного, так и поляризационного уплотнений спутниковых сигналов, поэтому разработка частотно-поляризационных селекторов облучателей зеркальных и глобальных рупорных антенн КА, с реализацией дуплексного режима работы с сигналами различных поляризаций является актуальной задачей.

2. ОС может быть использован как в качестве поляризационного селектора облучателя зеркальной антенны, так и в качестве модового дискриминатора, входящего в состав поляризатора.

3. Наиболее широкополосным является ОС в виде крестового разветвителя, ввиду того что волны обеих поляризаций распространяются в ОС идентично, за счет симметричного четырехкратного разветвления для разделения двух ортогональных плоскостей поляризации моды H_{11} . Также конструкция крестообразного узла с общим волноводом квадратного или круглого сечений с четырехкратной симметрией позволяет избежать возбуждения высших мод.

4. Наиболее предпочтительным вариантом поляризующего устройства является септум-поляризатор, обладающий рядом преимуществ, а именно: широкой рабочей полосой частот, технологичностью и компактностью, ввиду того что данное устройство сочетает в себе функции как поляризатора, так и селектора.

5. Наиболее перспективным вариантом исполнения частотно-поляризационного селектора в составе облучателей зеркальных антенн КА является селектор, реализованный по «восстанавливающей схеме».

2. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СЕЛЕКТОРА, РЕАЛИЗОВАННОГО ПО «ВОССТАНАВЛИВАЮЩЕЙ СХЕМЕ»

2.1 Составные части селектора по «восстанавливающей схеме»

В общем случае составные части «восстанавливающей схемы» показаны на рисунке 2.1. Для выполнения требований, предъявляемых к облучателю по значениям коэффициента усиления, коэффициента эллиптичности (КЭ), формы диаграммы направленности для заданной рабочей полосы частот в большинстве случаев используется гофрированный рупор 1. ОС 2, расположенный сразу после рупора, представляет собой крестовой разветвитель в виде волновода круглого сечения, к которому перпендикулярно его оси в диаметральных направлениях подключены четыре взаимно перпендикулярных прямоугольных волновода [75]. С прямого выхода 5 данного селектора осуществляется выделение ВЧ сигнала приемного частотного диапазона. Введение в частотно-селективное устройство дополнительного идентичного ОС 4 позволяет восстановить на его выходе 6 НЧ сигнал передающего частотного диапазона за счет объединения между собой селекторов с помощью четырех волноводов 3 прямоугольного сечения, которые подключаются к крестовому разветвлению данных селекторов.

За счет использования четырех взаимно перпендикулярных между собой прямоугольных волноводов П-образной формы равной длины и второго симметричного ОС, выполняющего функцию восстановления сигнала, выполняется условие синфазности и ортогональности двух мод, распространяющихся в круглом сечении волновода. Для возможности дальнейшей передачи сигнала с круговой поляризацией ко второму селектору необходимо подключить поляризующее устройство.

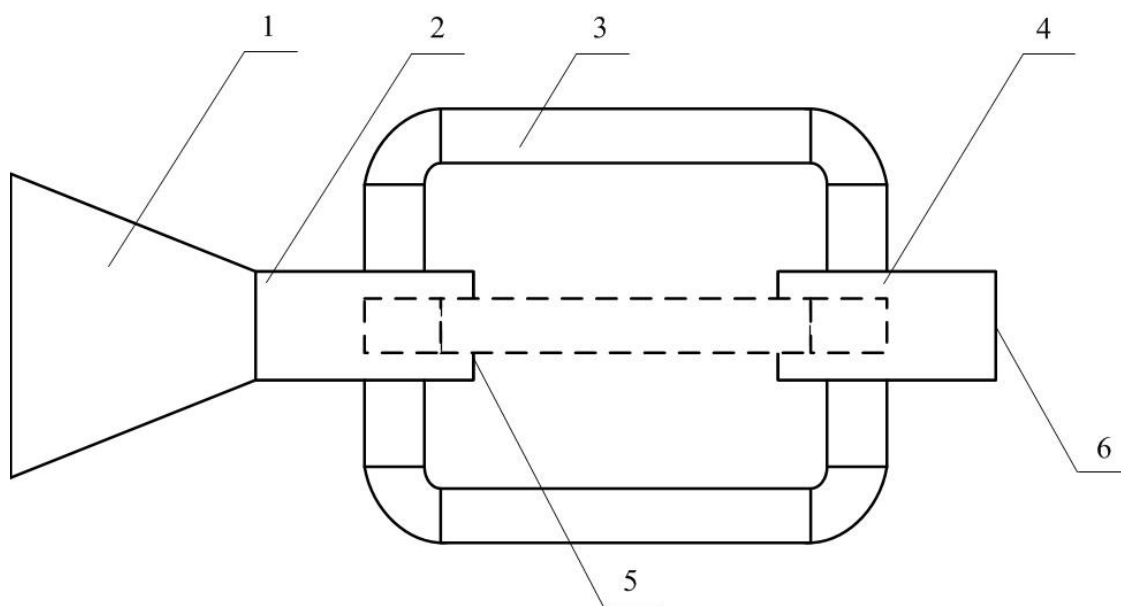


Рисунок 2.1 – Облучатель с частотно-поляризационным селектором, реализованным по «восстанавливающей схеме»: 1 – рупор; 2,4 – ОС; 3 – волновод; 5 – выход приемного сигнала; 6 – выход передающего сигнала

На рисунке 2.2 показана модель разработанного частотно-поляризационного селектора. ОС 1 представляет собой крестовой разветвитель, в плечах которого установлены фильтры нижних частот 2 для подавления сигнала в диапазоне частот приема. Диаметр волновода круглого сечения был рассчитан исходя из обеспечения условий распространения основной волны H_{11} в диапазоне частот передачи. В ортогональных плечах волновода прямоугольного сечения должна распространяться волна H_{10} рабочего НЧ диапазона. Выход селектора представляет собой переход на сечение меньшего диаметра для распространения волны H_{11} в диапазоне частот приема и множественные изменения сечения круглого волновода для подавления паразитных составляющих высших мод, возникающих в круглом сечении волновода большего диаметра. К выходу трансформатора переменного сечения первого селектора подключается поляризатор 4, например, реализованный на круглом волноводе с развернутым на 45° пазом, и селектор с двумя ортогональными выходами.

Для восстановления сигнала в частотном диапазоне передачи фильтры 2 соединяются со вторым (реверсным) ОС 6 посредством четырех П-образных секций 3 из прямоугольных волноводов равной длины. Для лучшего согласования данных волноводов с волноводом круглого сечения применяются переходы различного сечения в месте их сочленения с волноводом круглого сечения. Один выход селектора 6 короткозамкнут, ко второму выходу через трансформатор с круглого на квадратное сечение присоединен поляризатор 7 (например, септум-поляризатор).

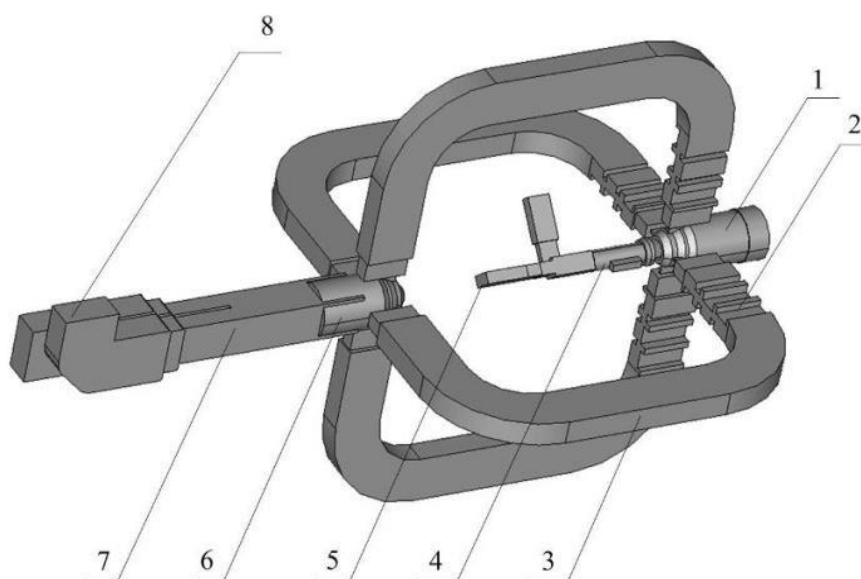


Рисунок 2.2 – Частотно-поляризационный селектор по «восстанавливающей схеме»: 1,6 – ОС; 2 – фильтр нижних частот; 3 – волновод; 4 – поляризатор; 5 – выход ВЧ сигнала; 7 – септум-поляризатор; 8 – выход НЧ сигнала

При разработке выше описанного частотно-поляризационного селектора необходимо в первую очередь определить последовательность проектирования его составных частей.

При проектировании селектора в целом необходимо решить в строгой последовательности следующие задачи:

- 1) расчет и моделирование ФНЧ, установленных в плечах ОС;
- 2) расчет и моделирование ОС (включая модовый трансформатор) совместно с установленными ФНЧ в разветвлениях ОС;

- 3) расчет и моделирование реверсного ОС;
- 4) моделирование поляризирующих устройств;
- 5) моделирование частотно-поляризационного селектора в целом.

Все представленные в диссертационной работе результаты моделирования были получены при моделировании частотно-поляризационных устройств и их составных частей в программном обеспечении CST Microwave Studio (далее CST) с помощью вычислителя во временной области (Transient Solver), основанного на методе конечного интегрирования (FIT). Данный метод является обобщением и развитием метода конечных разностей во временной области (FDTD) [76-79]. Метод FDTD используется для решения системы уравнений Максвелла во временной области. Данный метод находит применение для расчета широкополосных задач в частности при проектировании волноводных линий передачи. Для проведения расчетов пространство модели разбивается на элементарные ячейки и для всех компонент полей устанавливаются начальные значения, которые определяются условиями возбуждения. Для дискретизации расчетной области может использоваться как сетка в виде шестигранников (кубической формы), так и разбиение тетраэдрами (размеры сетки должны составлять доли длины волны).

Исследование составных частей устройства будут приведены ниже.

2.1.1 Разработка фильтра нижних частот прямоугольного сечения

Как уже было отмечено, ФНЧ в составе ОС необходимы для отражения от плеч крестового разветвления волн ВЧ диапазона, предназначенных для передачи в волновод круглого сечения меньшего диаметра. Это необходимо для того, чтобы волны ВЧ диапазона распространялись в ОС без потерь, т.е. без прохождения в НЧ канал передачи. В качестве ФНЧ в ОС нашли применение фильтры различных конструкций [80], что обусловлено диапазоном рабочих частот, электрическими и конструктивными требованиями.

На сегодняшний день известны фильтры с различными ассиметричными диафрагмами, которые имеют относительно небольшие размеры и массу. Также в волноводных фильтрах возможно использование диафрагм с резонансной структурой сложной формы, нанесенной на тонкий слой диэлектрика [81-88]. Такие типы фильтров имеют компактные размеры, однако обладают узкой полосой пропускания и значительным затуханием в данной полосе ввиду наличия диэлектрика. Также для обеспечения широкой полосы частот в таких фильтрах необходимо большее число резонансных диафрагм, что, в свою очередь, увеличивает массу и габариты этого фильтра.

Наиболее известные конструкции ФНЧ, реализованные на волноводе прямоугольного сечения, это фильтры вафельного типа, а также фильтры, выполненные на рифленом волноводе [89]. Данные типы ФНЧ обладают большими габаритами и имеют сложный производственный и технологический процесс изготовления. Поэтому наибольшее распространение в качестве ФНЧ в составе ОС получили фильтры на Е-плоскостных расширениях прямоугольного волновода и тонких емкостных диафрагмах [90].

В случае работы системы спутниковой связи в К/Q-диапазонах частот изготовление емкостных диафрагм с достаточно малой толщиной становится невозможным, поэтому наиболее предпочтительным вариантом исполнения ФНЧ является фильтр с емкостными резонаторами в виде расширений узкой стенки прямоугольного волновода.

Фильтр нижних частот на Е-плоскостных резонаторах был подробно рассмотрен в [91]. Так из [91] можно определить геометрические размеры пяти-Е-плоскостных резонаторов при условии, что внеполосное подавление составит порядка 80 дБ, а соотношение сторон входного прямоугольного волновода – $a/b = 2$. Для данных входных соотношений в рабочем диапазоне частот 3,9–4,2 ГГц при условии распространения волны H_{10} сечение стандартного волновода прямоугольного сечения будет равным 57,5х28,7 мм. Габаритные размеры (в мм) рассчитанного фильтра по данной методике показаны на рисунке 2.3.

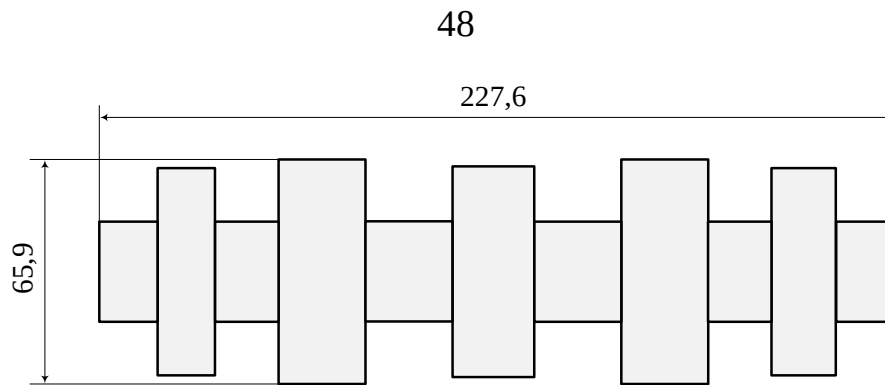


Рисунок 2.3 – Габаритные размеры ФНЧ на Е-плоскостных резонаторах

Ввиду того, что ФНЧ разрабатывается для ОС бортового применения (вследствие жестких требований, предъявляемых к частотно-поляризационному селектору, по собственной массе и габаритам) необходимо, чтобы данный фильтр обладал наименьшим продольным габаритом. Этого можно достичь за счет уменьшения количества резонаторов, тем самым ухудшив значение внеполосного подавления. Применительно к частотно-поляризационному селектору требование к внеполосному подавлению ФНЧ должно составлять 25÷40 дБ.

Для того чтобы обеспечить требуемую полосу пропускания при меньших собственных, продольных габаритах был смоделирован центрально-симметричный фильтр с Е-плоскостными расширениями прямоугольного волновода. На рисунке 2.4 показан внешний вид фильтра, спроектированного С-диапазоне частот [92] (размеры указаны в мм).

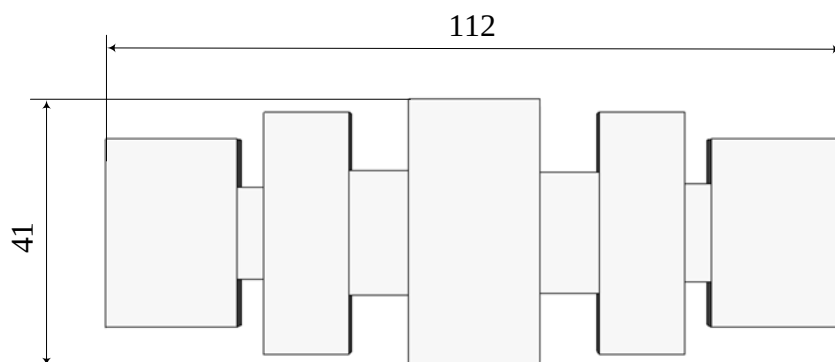


Рисунок 2.4 – Разработанный волноводный фильтр

Разработанный фильтр имеет симметричную продольную структуру и различные Е-плоскостные расширения прямоугольного волновода, которые служат для согласования в полосе частот 3,9–4,2 ГГц и для подавления в полосе частот 5,9–6,4 ГГц, соответственно. За счет изменения глубины сужений/расширений входного прямоугольного волновода можно перестраивать резонансную частоту в рабочем диапазоне частот. Первое расширение волновода оказывает наибольшее влияние на связь резонансных частот, а также на внеполосное подавление. Наибольшее влияние на величину затухания в полосе заграждения оказывает высота (увеличение) центрального резонатора. Продольные размеры резонаторов влияют на величину добротности резонансов. Сужения прямоугольного волновода, расположенные между резонаторами, позволяют уменьшить глубину резонаторов, тем самым уменьшив также и поперечные габариты фильтра.

На рисунке 2.5 показаны результаты моделирования фильтра, а именно – графики прямых и обратных потерь в полосе частот 3–6,5 ГГц.

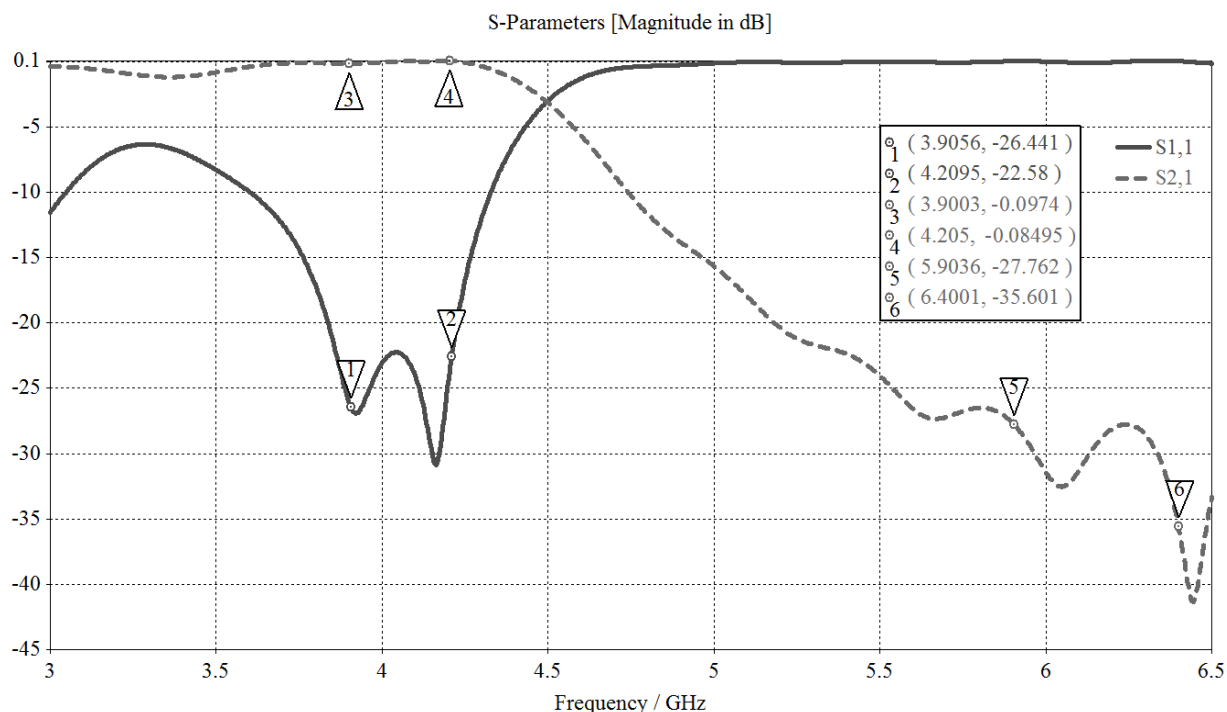


Рисунок 2.5 – Частотные зависимости потерь на отражение S_{11} и на прохождение S_{21} в волноводном фильтре

При программном разбиении модели фильтра сеткой с учетом автоматического уплотнения, размер данной сетки составил 235410 ячеек. Из рисунка 2.5 видно, что в полосе рабочих частот 3,9–4,2 ГГц потери на отражение составили не более минус 22 дБ, потери на прохождение более минус 0,1 дБ. Крутизна спада амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) для данного фильтра не так важна т.к. разбег по частотам приема и передачи облучателя, для которого, собственно, и разрабатывался данный фильтр – высок, а именно $\frac{f_2}{f_1} = 1,5$. Величина подавления на частотах 5,9–6,4 ГГц составляет менее минус 27 дБ.

Таким образом, конструкция разработанного фильтра может использоваться в широкополосном частотно-поляризационном селекторе, т.к. она позволяет обеспечить требуемую полосу частот, потери в полосе пропускания, уровень заграждения в области подавления при небольших массогабаритных показателях по сравнению с ранее рассмотренными фильтрами. Величина подавления такого фильтра достаточна для ослабления высокочастотной составляющей спектра в области крестового разветвления ОС, что делает возможным применение разработанного волноводного ФНЧ в частотно-поляризационном селекторе облучателя зеркальных антенн. Также одним из достоинств данного фильтра может служить его конструктивная простота, особенно при условии применения такого типа фильтра в более высоких диапазонах частот.

2.1.2 Разработка ортомодового селектора

Внешний вид ОС показан на рисунке 2.6. Данное устройство включает в себя: 1 – волновод круглого сечения большего диаметра, 2 – волновод круглого сечения меньшего диаметра, 3 – трансформатор круглого волновода, 4 – волновод прямоугольного сечения крестового разветвления.

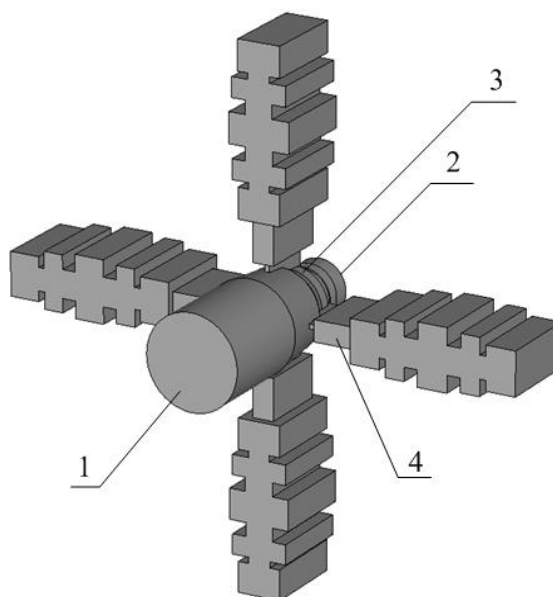


Рисунок 2.6 – ОС С-диапазона

При использовании ОС в облучателе зеркальной антенны к выходной части волновода 1 стыкуется рупор, другая сторона волновода соединяется с трансформатором 3, который служит для согласования волноводов различных диаметров сечений 1 и 2. Волноводный трансформатор 3 также служит для того, чтобы потери энергии основной волны H_{11} , возбуждаемой в волноводе 2, на преобразование в волны высших типов были минимальны. Крестовое разветвление, состоящее из четырех волноводов 4, предназначено для того, чтобы снять поляризационное вырождение волны H_{11} в НЧ диапазоне. Проектирование такого селектора необходимо в первую очередь начинать с волноводного трансформатора 3, лишь затем проводить расчет согласующего трансформатора волновода прямоугольного сечения 4. Продольный вид трансформатора без ортогональных плеч из волноводов прямоугольного сечения показан на рисунке 2.7.

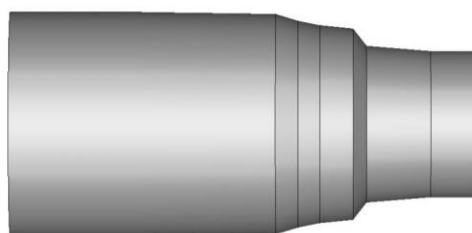


Рисунок 2.7 – Трансформатор волновода круглого сечения

Расчет и моделирование ОС проводились в С-диапазоне частот: передача – 3,8–4,3 ГГц, прием – 5,9–6,4 ГГц [93]. При моделировании размер сетки составил 420784 ячеек. Внутренний диаметр волновода большего сечения, равный $d_1 = 50$ мм, был выбран исходя из условия

$$(\lambda_{кр})_{E_{01}} \leq \lambda_0 \leq (\lambda_{кр})_{H_{11}}, \quad (2-1)$$

где $\lambda_0 = 78,9$ мм – длина волны, вычисленная на нижней частоте диапазона 3,8–4,3 ГГц. Критические длины основной волны H_{11} и ближайшей высшей волны E_{01} могут быть определены как

$$\lambda_{кр} = \frac{\pi d}{q}, \quad (2-2)$$

где d – диаметр волновода, $q = v_{mn}$ – корень производной функции Бесселя первого рода для волн H_{mn} , для волны E_{mn} $q = \varepsilon_{mn}$ – корень функции Бесселя первого рода [4, 135-140 с.].

Для волны H_{11} $(\lambda_{кр})_{H_{11}} = 1,71 \cdot d$, для волны E_{01} $(\lambda_{кр})_{E_{01}} = 1,31 \cdot d$. Аналогично вычисляется диаметр волновода меньшего диаметра равный $d_2 = 33$ мм.

При проектировании трансформатора, для согласования двух волноводов с диаметрами d_1 и d_2 в рабочем ВЧ диапазоне необходимо рассчитать количество ступеней переходной секции. Т.к. ступенчатый переход применяется для согласования двух волноводов разного сечения, то должны быть заданы: перепад волновых сопротивлений R и коэффициент перекрытия $\Lambda_{-П}/\Lambda_{П}$. По рассчитанным $\Lambda_{-П}/\Lambda_{П}$ и R можно найти число ступеней и длину перехода с чебышевской частотной характеристикой.

Для определения величины R необходимо рассчитать волновые сопротивления волноводов меньшего и большего диаметров на частоте $f_0 = 6,15$ ГГц

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cdot \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp d1}} \right)^2} \right)^{-1} = 460,2 \text{ Ом}, \quad (2-3)$$

$$\rho_2 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cdot \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp d2}} \right)^2} \right)^{-1} = 754,6 \text{ Ом}. \quad (2-4)$$

Тогда перепад волновых сопротивлений равен

$$R = \frac{\rho_2}{\rho_1} = 1,64. \quad (2-5)$$

Для определения величины перекрытия диапазона необходимо рассчитать длины волн в волноводе

$$\Lambda_{-II} = \frac{\lambda_{\max}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{kp2}} \right)^2}} = 0,12 \text{ м}, \quad (2-6)$$

$$\Lambda_{II} = \frac{\lambda_{\min}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\min}}{\lambda_{kp1}} \right)^2}} = 0,054 \text{ м}, \quad (2-7)$$

где $\lambda_{kp1} = 1,71 \cdot 0,05 = 0,086 \text{ м}$, $\lambda_{kp2} = 1,71 \cdot 0,033 = 0,056 \text{ м}$, а $\lambda_{\max} = 0,051 \text{ м}$, $\lambda_{\min} = 0,046 \text{ м}$ – граничные длины волн рабочего ВЧ диапазона.

Величина перекрытия диапазона будет равна

$$\frac{\Lambda_{-II}}{\Lambda_{II}} = 2,22. \quad (2-8)$$

По рассчитанным $\Lambda_{-II}/\Lambda_{II}$ и R , а также расчетным формулам для чебышевских переходов [4, 320-323 с.] можно найти число ступеней и длину ступенчатого перехода. Для получения $\Lambda_{-II}/\Lambda_{II} \geq 2,22$ при $R = 1,64$ необходимо, чтобы число ступеней было не менее 3, а длина перехода составила не менее 52 мм. Таким образом, можно определить длину и количество ступеней модового трансформатора для согласования двух

волноводов круглого сечения в ВЧ диапазоне. Однако данный расчет трансформатора не учитывает согласование нерегулярной части волновода круглого сечения (перехода) с крестовым разветвлением в НЧ диапазоне. Рассчитанный переход может служить лишь в качестве первого приближения.

В общем случае при выборе длины переходного участка L между волноводом большего диаметра и волноводом меньшего диаметра (для согласования как в НЧ, так и ВЧ рабочих диапазонах) необходимо руководствоваться следующим условием:

$$L = \begin{cases} \frac{\lambda_{cp_6}}{2} \dots \lambda_{cp_6}, & \frac{f_6}{f_n} \leq 1,5 \\ \lambda_{cp_6} \dots \frac{3}{2} \cdot \lambda_{cp_6}, & \frac{f_6}{f_n} > 1,5 \end{cases}, \quad (2-9)$$

где λ_{cp_6} – длина волны, вычисленная на средней частоте ВЧ диапазона, f_6 и f_n – средние частоты ВЧ и НЧ рабочих диапазонов, соответственно. При использовании рассчитанного в соответствии с (2-9) трансформатора в составе ОС в рабочем ВЧ диапазоне кроме распространяющейся волны основного типа также возбуждаются волны высших типов. Данный негативный эффект возникает ввиду наличия неоднородностей (ступеней волновода круглого сечения) в области перехода между двумя волноводами различных сечений, а также наличия щелей крестового разветвления. Для нивелирования данного эффекта необходимо чтобы в области перехода отсутствовали неоднородности. Для этого нужно использовать плавный переход с увеличенным продольным размером, что противоречит условию (2-9) выполнение которого необходимо для лучшего согласования в рабочем НЧ диапазоне, т.к. более длинный переход вносит затухание в распространение волны НЧ диапазона ввиду того, что крестовое разветвление попадает в область запредельного волновода. Данное явление можно проследить также, если рассмотреть на рисунке 2.8 б) полученную при моделировании диаграмму электрического поля, распространяющегося в ОС в рабочем НЧ диапазоне. На рисунке 2.8 более

темным цветом обозначены области максимальной напряженности электрического поля. Из рисунка 2.8 б) видно, что поле в плечах крестового разветвления не распространяется. Если крестовое разветвление сдвинуть вдоль оси ОС в область регулярного волновода большего диаметра, то электромагнитные волны НЧ диапазона в крестовом разветвлении также будут распространяться с потерями (см. рисунок 2.8 в)). Причиной этого является то, что кроме необходимого разделения в крестовом разветвлении возбужденных электромагнитных волн НЧ диапазона часть энергии электромагнитной волны теряется как на дальнейшее распространение в переходе, так и на отражение от области запредельного волновода. Поэтому при выборе длины перехода необходимо использовать условие 2-9, однако, особенно при условии $\frac{f_v}{f_n} \geq 2$, необходимо иметь ввиду, что при распространении сигнала ВЧ диапазона в таком ОС будут возбуждаться высшие типы волн. Их влияние будет описано в разделе 2.2, а способ подавления данных волн будет приведен в 3.1.2.1.

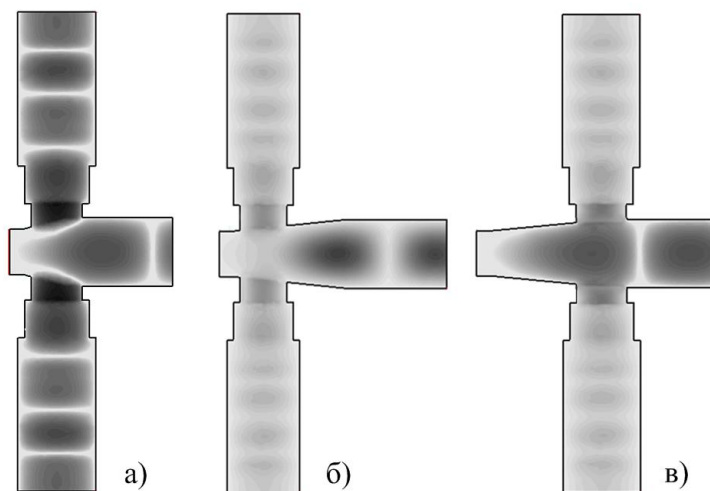


Рисунок 2.8 – Диаграммы полей при различных вариантах формы трансформатора и расположения крестового разветвления: а) – диаграмма поля в ОС с трансформатором, рассчитанным согласно условию 2-9; б) – диаграмма поля в ОС с крестовым разветвлением, находящимся в конце удлиненного трансформатора; в) – диаграмма поля в ОС с крестовым разветвлением, находящимся в начале удлиненного трансформатора

При проектировании трансформатора, для лучшего согласования двух волноводов с диаметрами d_1 и d_2 , было решено разбить переходную секцию на пять ступеней разной длины и разными диаметрами сечений. Критерием согласования трансформатора служит величина обратных потерь с уровнем менее минус 20 дБ в полосе частот 5,9–6,4 ГГц. Длина переходного участка равна 37,6 мм, что удовлетворяет условию 2-9.

Следующим шагом при проектировании ОС является моделирование волноводного трансформатора прямоугольного сечения. Возбуждение прямоугольных волноводов в одной из двух плоскостей происходит за счет прямоугольных щелей, прорезанных вдоль стенок волновода круглого сечения. Щели расположены симметрично по обе стороны круглого волновода в двух взаимно-перпендикулярных плоскостях, тем самым обеспечивая разделение двух ортогональных компонент моды H_{11} . Возбуждение щели в круглом волноводе происходит при условии, что большая сторона этой щели пересекает поверхностные токи, протекающие по внутренним стенкам волновода, поэтому щели ОС размещены строго вдоль оси волновода круглого сечения. Поле, излучаемое такой щелью, обладает линейной поляризацией с вектором $\vec{E}$, перпендикулярным широкой стороне щели.

Длина большей стороны щели определяется выражением

$$a_{щ} \approx \frac{\lambda_n}{2}, \quad (2-10)$$

где λ_n – длина волны на нижней частоте рабочего диапазона $f_n = 3,9$ ГГц, таким образом, длина щели равна

$$a_{щ} = 38 \text{ мм} \quad (2-11)$$

Минимальный размер широкой стороны щели выбирается для того, чтобы как можно меньше волн высших типов могло распространяться в крестовом разветвлении при работе в ВЧ диапазоне. Для согласования крестового разветвления с волноводным трансформатором круглого сечения щели должны

располагаться симметрично относительно оси круглого волновода попарно в двух взаимно-перпендикулярных плоскостях. Каждая из четырех щелей должна находиться на границе регулярного волновода большего диаметра и области перехода на круглый волновод меньшего диаметра. Таким образом, главным условием согласования будет являться расположение данной щели относительно этой границы. Расположение щели удобнее всего рассматривать относительно области регулярного волновода большего диаметра. Длина части щели, находящейся в области регулярного волновода большего диаметра, равна $a_{щ1}$. Для наилучшего согласования в НЧ диапазоне данный параметр должен удовлетворять условию

$$\frac{1}{3} \cdot a_{щ} \leq a_{щ1} \leq \frac{1}{2} \cdot a_{щ}. \quad (2-12)$$

На рисунке 2.9 показан внешний вид разработанного ОС в рассматриваемом С-диапазоне частот. На рисунке 2.9 видно расположение щели относительно волноводного трансформатора круглого сечения (размеры указаны в мм).

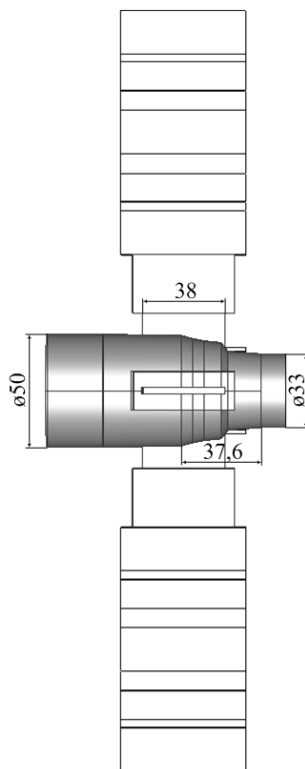


Рисунок 2.9 – ОС С-диапазона частот

Следующим шагом расчета ОС является обеспечение условий согласования волновода круглого сечения с волноводом прямоугольного сечения. В большинстве случаев, согласование волновода круглого сечения осуществляется не с волноводом прямоугольного сечения, а с ФНЧ, установленными в каждом из плеч ОС. Как уже было отмечено, ФНЧ выполняют функцию отражения ВЧ сигнала в область волноводного трансформатора круглого сечения. Таким образом, следующим шагом при разработке ОС является проектирование волноводного трансформатора, согласующего щель в области крестового разветвления с ФНЧ.

Согласование щели с ФНЧ необходимо осуществить с помощью трансформатора прямоугольного сечения. Наилучшее согласование обеспечивает трансформатор, представляющий собой отрезок регулярной линии передачи длиной около четверти длины волны в волноводе, так называемый четвертьволновый трансформатор (ЧТ).

На рисунке 2.10 показаны результаты моделирования ОС (разбиение модели ОС сеткой с учетом автоматического уплотнения составило 3115 008 ячеек), а именно – зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) (в порту, установленным на входе волновода круглого сечения большего диаметра) в диапазоне частот передачи при различных длинах трансформатора: 1 – 22,5 мм, 2 – 24,5 мм, 3 – 26,5 мм.

На рисунке 2.11 показаны результаты моделирования ОС на частотах приема при различных длинах трансформатора: 1 – 22,5 мм, 2 – 24,5 мм, 3 – 26,5 мм.

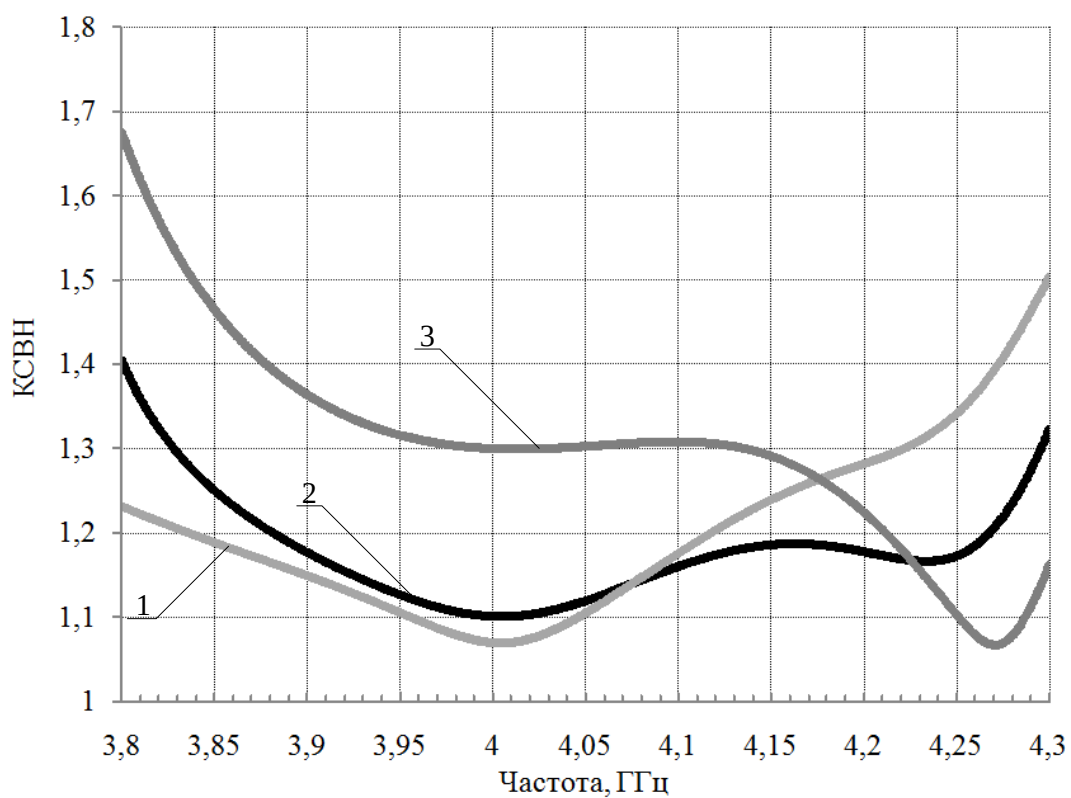


Рисунок 2.10 – КСВН ОС на частотах 3.8–4.3 ГГц

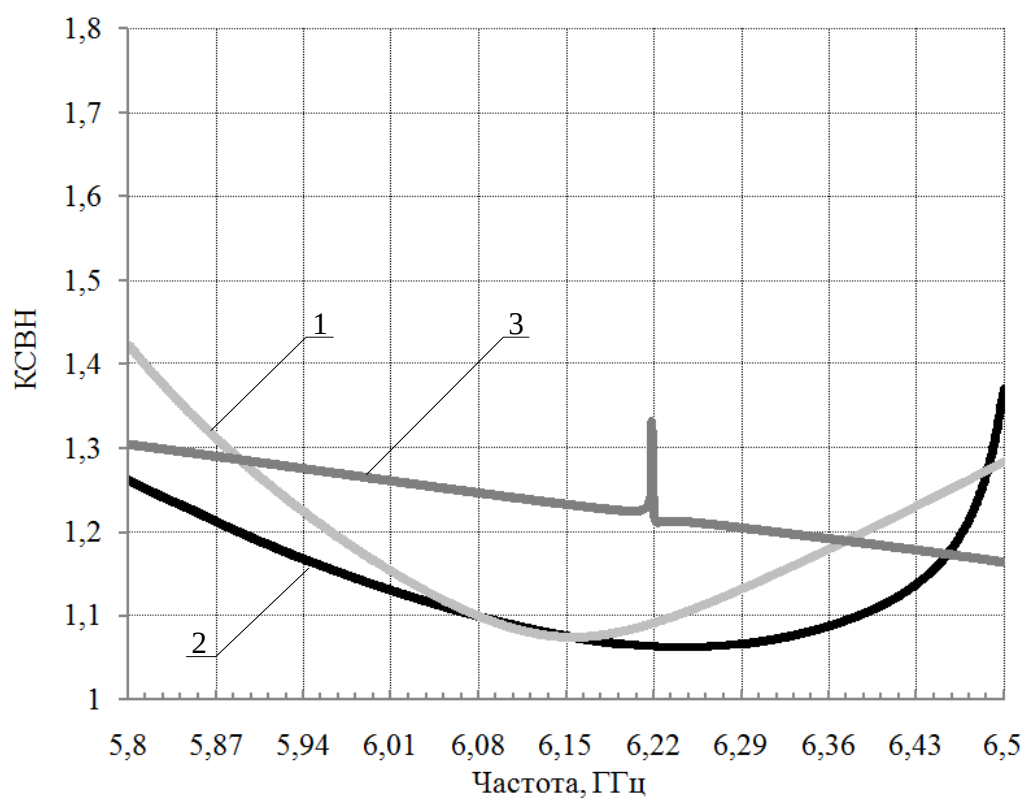


Рисунок 2.11 – КСВН ОС на частотах 5.8–6.5 ГГц

По результатам моделирования ОС, выполненного в виде крестового развителя, можно сделать вывод, что наилучшее согласование обеспечивает трансформатор длиной 24,5 мм. Рассчитанная зависимость КСВН в рабочих диапазонах частот составила не более 1,2. На рисунке 2.11 в ВЧ диапазоне при удлинении ЧТ наблюдается явление резкого возрастания амплитуды отраженной волны (см. кривую КСВН 3 рисунок 2.11). Этот эффект объясняется наличием ФНЧ в составе ОС. Отражения от ФНЧ на разных частотах представляют собой электромагнитные волны с различными фазами. Если отраженная от ФНЧ волна достигает места сочленения прямоугольного и круглого волновода в противофазе с падающей волной, то общая напряженность поля падает. Исходя из этого, при проектировании ОС необходимо искать компромисс между минимальным расстоянием от фильтра до щели и согласованием данного ФНЧ с волноводом круглого сечения в требуемой НЧ полосе. Ширина трансформатора должна быть не менее $\frac{\lambda_n}{2}$ (λ_n – длина волны в волноводе на нижней частоте НЧ диапазона), для данного ЧТ ширина равна 47,6 мм. Высота моделируемого ЧТ составила 20,3 мм.

Следующим шагом при проектировании трансформатора волновода круглого сечения должен стать расчет типов и количества волн, распространяющихся на выходе трансформатора (со стороны большего диаметра волновода). Анализ модового состава и расчет модового трансформатора будет представлен в разделах 2.2 и 3.1.1 соответственно.

2.1.3 Разработка поляризатора

Электромагнитная волна H_{11} при распространении в волноводе круглого (квадратного) сечения имеет две ортогональные составляющие и при наличии фазового сдвига между ними поляризация поля становится эллиптической. Параметром антенны с круговой поляризацией, который определяется отношением осей эллипса поляризации, является КЭ.

КЭ можно определить исходя из его связи с понятием угла эллиптичности α , который определяется как угол между большой полуосью эллипса и диагональю описанного прямоугольника со сторонами параллельными полуосям, как показано на рисунке 2.12 [94]. Связь между углом эллиптичности и коэффициентом эллиптичности определяется соотношением

$$KЭ = \frac{b}{a} = \operatorname{tg} \alpha, \quad (2-13)$$

где a и b – соответственно большая и малая полуоси эллипса.

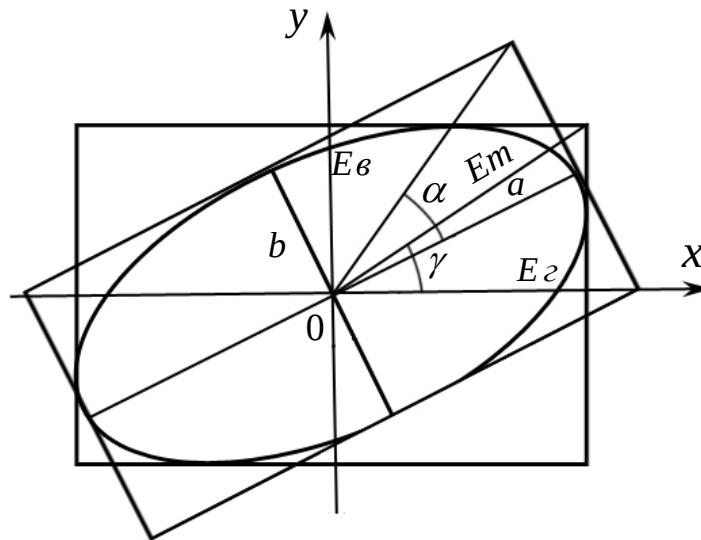


Рисунок 2.12 – Поляризационный эллипс

Угол эллиптичности α можно определить из соотношения

$$\sin 2\alpha = \sin 2\gamma \cdot \sin \delta, \quad (2-14)$$

где γ – угол между осью OX и диагональю описанного прямоугольника со сторонами параллельными осям разложения, δ – разность фаз между ортогональными компонентами поля, амплитуды которых обозначаются: по оси OX – E_z , по оси OY – E_v , плотность потока мощности волны определяется из соотношения

$$Em^2 = E_v^2 + E_z^2 \quad (2-15)$$

Из соотношения (2-14) угол эллиптичности определяется в следующем виде

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \arcsin(\sin 2\gamma \cdot \sin \delta) = \frac{1}{2} \cdot \arcsin(2\sin \gamma \cdot \cos \gamma \cdot \sin \delta) \quad (2-16)$$

Из рисунка (2.12) можно получить следующие соотношения

$$\sin \gamma = \frac{E_{\theta}}{E_m}, \cos \gamma = \frac{E_z}{E_m} \quad (2-17)$$

Подставив (2-17) в (2-16), получим следующее выражение

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \arcsin\left(2 \cdot \frac{E_{\theta}}{E_m} \cdot \frac{E_z}{E_m} \cdot \sin \delta\right) = \frac{1}{2} \cdot \arcsin\left(\frac{2 \cdot E_{\theta} \cdot E_z}{E_m^2} \cdot \sin \delta\right) \quad (2-18)$$

В полученное выражение (2-18) подставим (2-15) получим

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \arcsin\left(\frac{2 \cdot E_{\theta} \cdot E_z}{(E_{\theta}^2 + E_z^2)} \cdot \sin \delta\right) \quad (2-19)$$

Таким образом, подставив полученное выражение для угла эллиптичности (2-19) в (2-13) можно вывести соотношение для определения значения КЭ

$$KЭ = \operatorname{tg}\left(\frac{1}{2} \cdot \arcsin\left(\frac{2 \cdot E_{\theta} \cdot E_z}{(E_{\theta}^2 + E_z^2)} \cdot \sin \delta\right)\right) \quad (2-20)$$

При моделировании поляризатора, например, выполненного на волноводе круглого сечения с диэлектрической пластиной (рисунок 1.12), для вычисления КЭ необходимо воспользоваться полученным выше выражением (2-20). Для этого при моделировании данного двухпортового поляризующего устройства необходимо каждому порту присвоить значение рассчитываемых мод равным двум. Для расчета КЭ в САПР необходимо использовать постпроцессорную обработку данных, которая позволяет проводить различные математические и тригонометрические операции с уже рассчитанными значениями амплитуд и фаз. Параметризовав амплитуды и фазы двух ортогональных сигналов можно получить конечную формулу вычисления КЭ для двухпортового поляризационного устройства, как показано на рисунке 2.13.

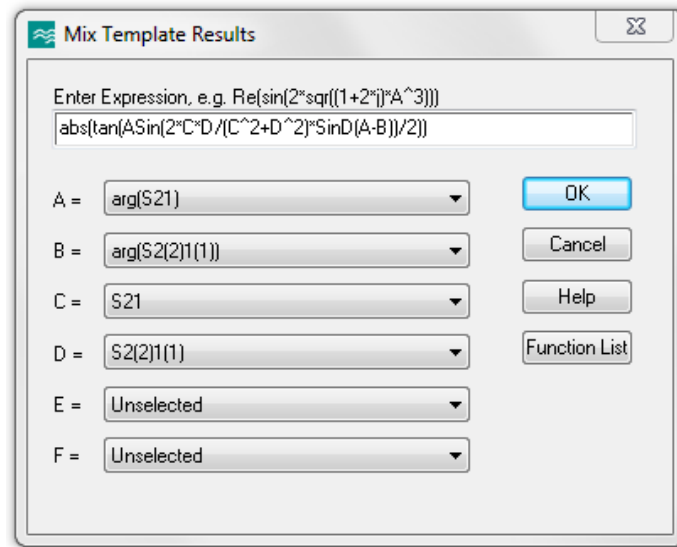


Рисунок 2.13 – Диалоговое окно Post Processor в CST Microwave Studio

Таким образом, полученное выражение для расчета КЭ позволяет проводить моделирование поляризатора с учетом не только частотных, но и поляризационных характеристик устройства.

Как уже было сказано в главе 1, септум-поляризатор является наиболее распространенным вариантом исполнения поляризующего устройства ввиду его широкополосности и компактных размеров, поэтому проектирование именно такого типа поляризатора является актуальной задачей. Моделирование данного типа поляризующего устройства проводилось в диапазоне частот 3,9–4,2 ГГц. Внешний вид данного поляризатора показан на рисунке 2.14.

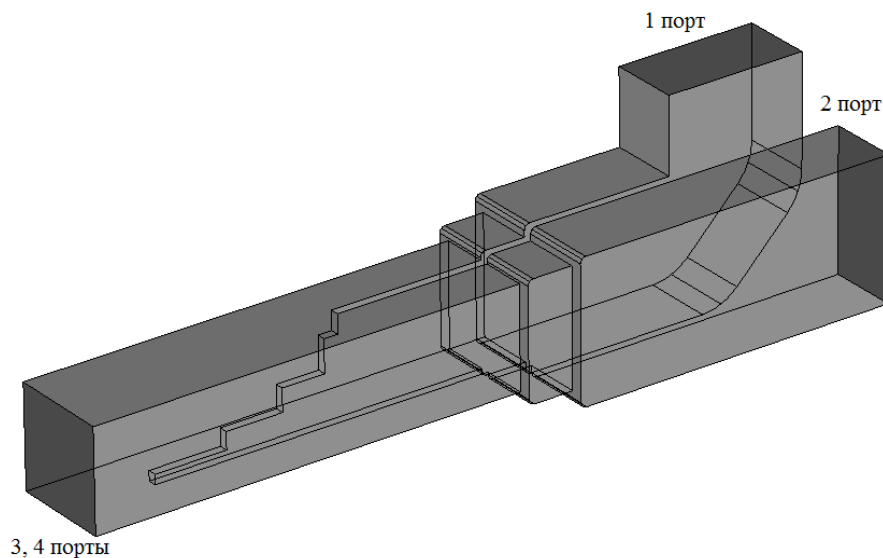


Рисунок 2.14 – Септум-поляризатор С-диапазона частот

Поляризатор представляет собой волновод квадратного сечения, который делится перегородкой на два прямоугольных волновода стандартных сечений. Перегородка в общем случае может представлять собой металлическую пластину клиновидной формы, при необходимости обеспечения широкополосной работы устройства преобладают ступенчатые формы пластины. Количество ступеней в пластине варьируется в пределах от 4 до 7. В квадратном волноводе распространяются одновременно волны типа H_{10} и H_{01} , которые являются вырожденными (при одинаковом частотном диапазоне имеют разную структуру поля). Векторы напряженности электрического поля данных волн взаимно перпендикулярны. Возбужденная волна типа H_{10} в одном из волноводов прямоугольного сечения возбуждает в волноводе квадратного сечения ортогональные волны типа H_{10} и H_{01} . Ступенчатая пластина позволяет получить дифференциальный фазовый сдвиг равный 90° между этими ортогональными модами, что является одним из условий возбуждения волны с круговой поляризацией. Также эти волны должны обладать равными амплитудами, выполнение данного условия обеспечивается геометрией поляризатора в целом. Т. к. септум-поляризатор электрически является четырехпортовым устройством (см. рисунок 2.14) и если допустить, что стенки поляризатора являются идеальными проводниками, то можно воспользоваться свойством унитарности матрицы рассеяния

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 = 1 \quad (2-21)$$

Для того чтобы на выходе поляризатора волна имела круговую поляризацию необходимо выполнение следующих условий:

$$|S_{31}| = |S_{32}|, \quad |S_{41}| = |S_{42}|, \quad (2-22)$$

$$\Delta = \arg(S_{31}) - \arg(S_{32}) = 90^\circ, \quad (2-23)$$

где Δ – дифференциальный фазовый сдвиг.

Из (2-22) можно получить следующие соотношения

$$2|S_{31}|^2 = 1, \quad 2|S_{41}|^2 = 1 \quad (2-24)$$

Из уравнений (2-24) следует

$$S_{31} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\varphi}, \quad S_{41} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\phi}, \quad (2-25)$$

где φ, ϕ – фазовые углы, зависящие от выбора плоскости отсчета. Если передвинуть плоскость отсчета в одном из плеч (порт 3) на угол – φ , а в другом плече (порт 4) на угол – ϕ [95], то матрицу рассеяния поляризатора можно представить в виде

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

Перед моделированием устройства необходимо рассчитать основные размеры составных элементов поляризатора. В случае септум-поляризатора необходимо рассчитать размер стороны квадратного волновода (у волновода круглого сечения – диаметр) и размеры широкой и узкой сторон прямоугольных волноводов. Длина широкой стенки прямоугольного волновода выбирается из условия распространения основной волны H_{10} в прямоугольном волноводе. Длина волны на нижней частоте рабочего диапазона $f_n = 3,9$ ГГц равна $\lambda_n = 76,9$ мм. Длина волны на верхней частоте рабочего диапазона $f_e = 4,2$ ГГц равна $\lambda_e = 71,4$ мм. Таким образом, минимально возможная ширина большей стороны прямоугольного волновода $a_{\min} = \frac{\lambda_n}{2} = 38,5$ мм, максимально возможная ширина – $a_{\max} = \lambda_e = 71,4$ мм. Размер узкой стенки прямоугольного волновода напрямую влияет на пробивную прочность и потери в стенках волновода, поэтому ширина узкой стенки волновода обычно выбирается менее $0,5 \cdot a$. Таким образом, для данного диапазона частот

подходит стандартный прямоугольный волновод размер поперечного сечения, которого составляет 58x25 мм. В волноводе квадратного сечения, как уже было сказано, распространяются волны типа H_{10} и H_{01} поэтому условие выбора размера стороны квадратного волновода совпадает с условием выбора размера широкой стенки прямоугольного волновода. Для данного устройства размер стенки квадратного волновода необходимо определить из условия $38,5 \text{ мм} \leq a \leq 71,4 \text{ мм}$. В ходе моделирования данного устройства наилучшее согласование волновода квадратного сечения с волноводами прямоугольного сечения, разделенными между собой ступенчатой пластиной, было достигнуто при размере стенки квадратного волновода равном 45 мм. Для согласования волновода квадратного сечения с прямоугольными волноводами стандартного сечения использовался ЧТ (стороны трансформатора равны 52,3 мм, длина – 21,5 мм).

Следующим шагом при проектировании септум-поляризатора является моделирование ступенчатой пластины. В качестве примера был рассмотрен септум-поляризатор с пластиной, состоящей из 4 ступеней (рисунок 2.15). Моделирование данного поляризатора проводилось в диапазоне частот 3,9–4,2 ГГц, с разбиением модели сеткой (с учетом автоматического уплотнения), состоящей из 380016 ячеек.

Для того чтобы оценить степень влияния размеров каждой из четырех ступеней септум-поляризатора на основные электрические характеристики данного устройства необходимо подвергнуть изменению размеры длины и высоты ступеней пластины поляризатора. Критериями оценки влияния того или иного параметра пластины поляризатора будут являться значения КСВН и КЭ.

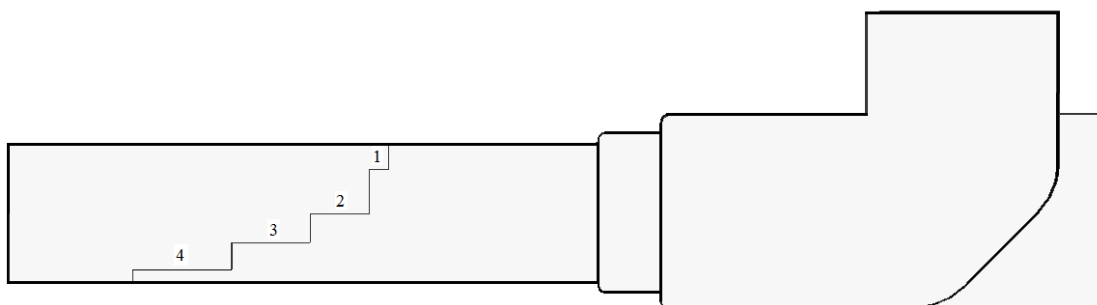


Рисунок 2.15 – Септум-поляризатор с четырехступенчатой пластиной

Оценка влияния геометрических параметров пластины поляризатора проводилась относительно номинальных размеров пластины, при которых обеспечивались приемлимые значения КСВН и КЭ в рабочем диапазоне частот. Изменение длин и высот ступеней пластины относительно номинальных значений составляло 5% как в сторону увеличения размеров, так и в сторону уменьшения. Порядковый номер ступени определяется в соответствии с рисунком 2.15. На рисунках 2.16– 2.23 представлены графики зависимостей КСВН и КЭ от частоты при изменении размеров пластины относительно номинальных значений:

- длины 1 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.16);
- высоты 1 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.17);
- длины 2 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.18);
- высоты 2 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.19);
- длины 3 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.20);
- высоты 3 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.21);
- длины 4 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.22);
- высоты 4 ступени пластины поляризатора (рисунок 2.23).

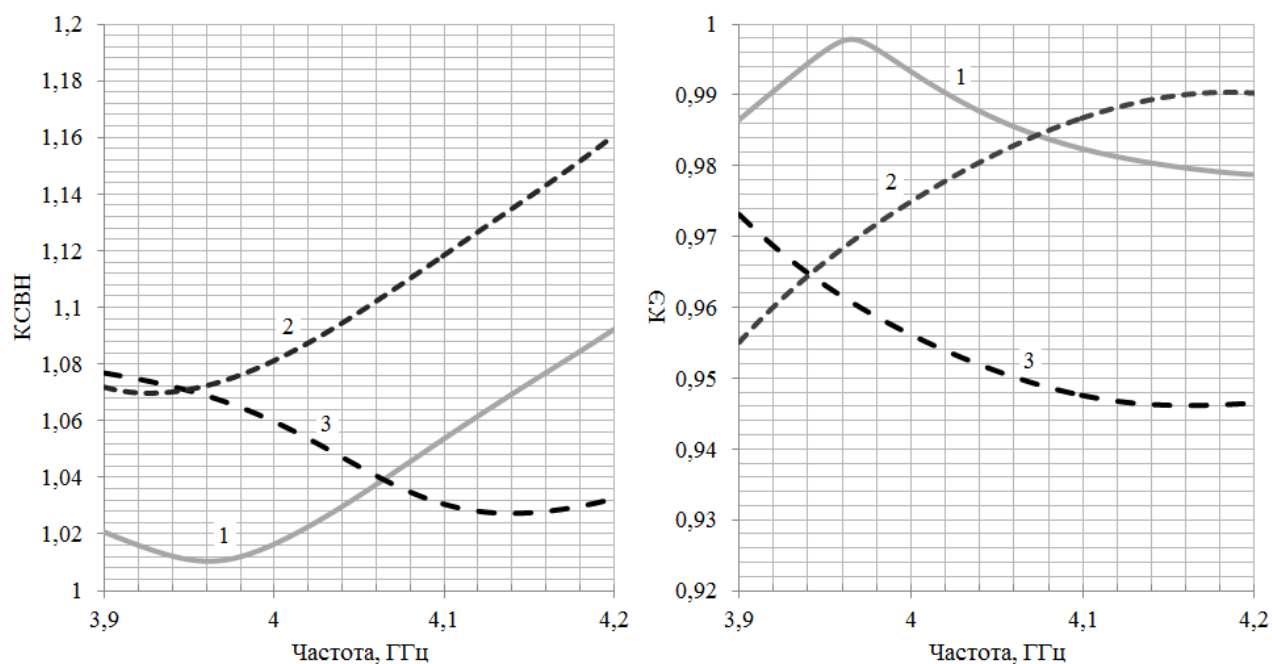


Рисунок 2.16 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении длины 1 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 1 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 1 ступени пластины

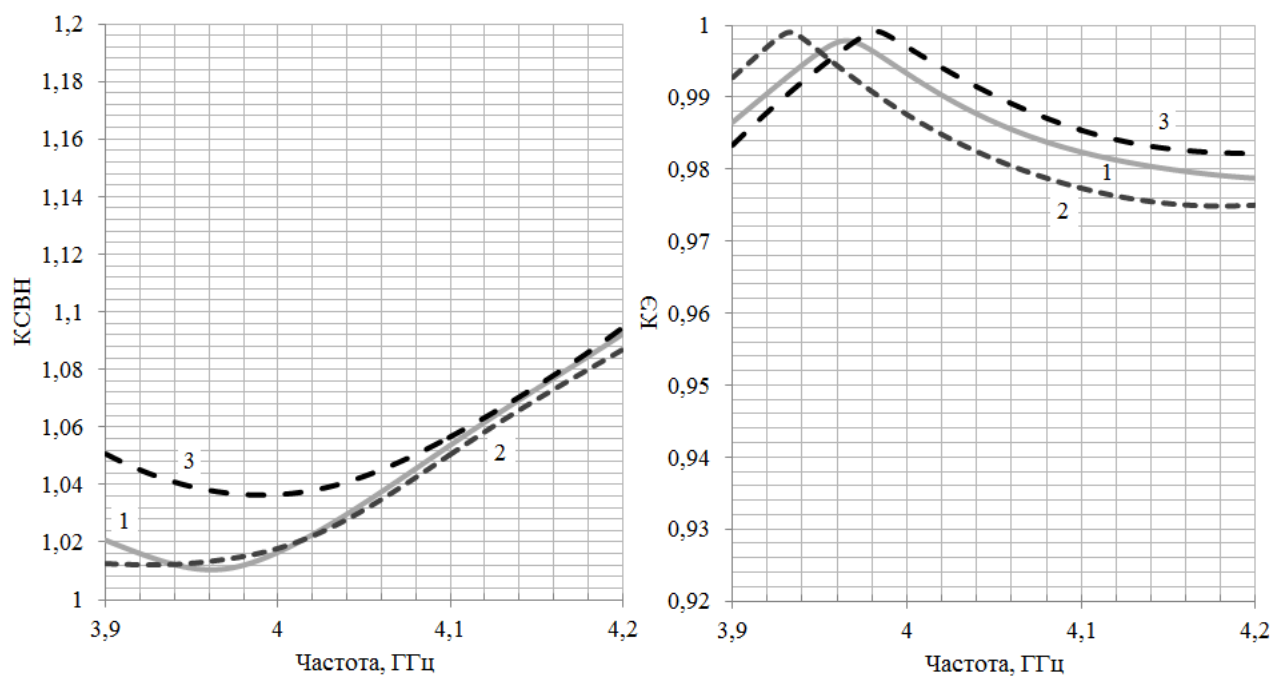


Рисунок 2.17 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении высоты 1 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 1 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 1 ступени пластины

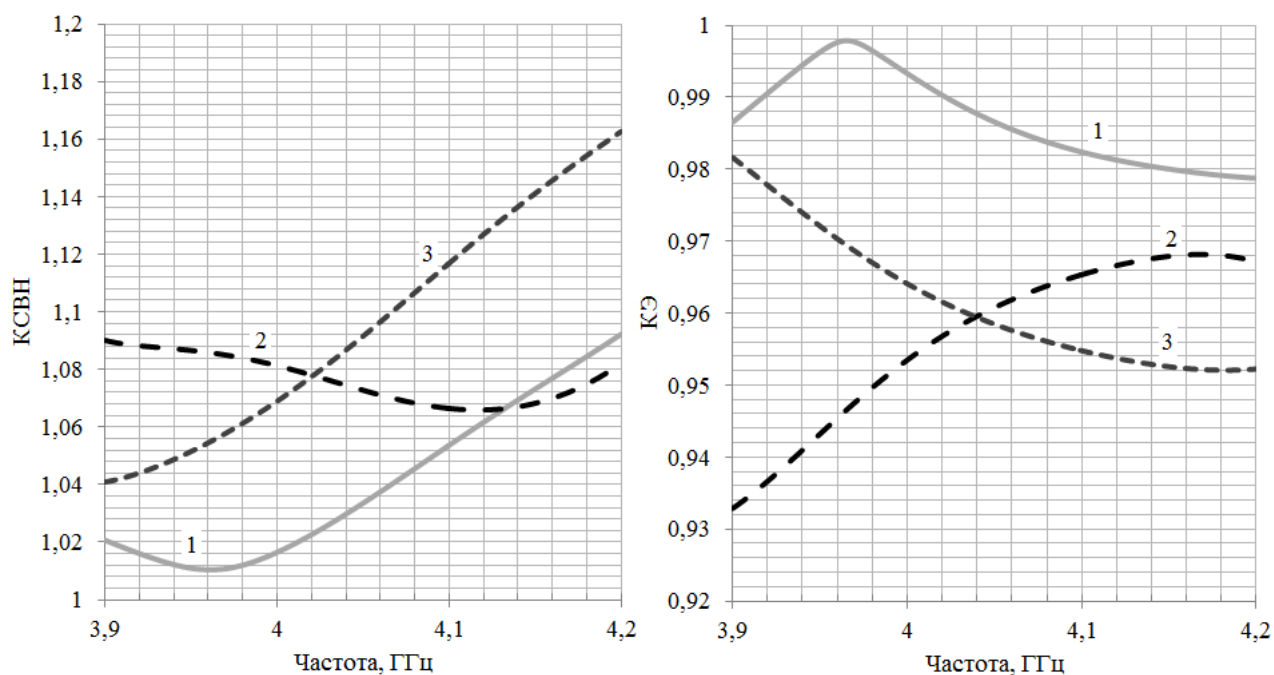


Рисунок 2.18 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении длины 2 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 2 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 2 ступени пластины

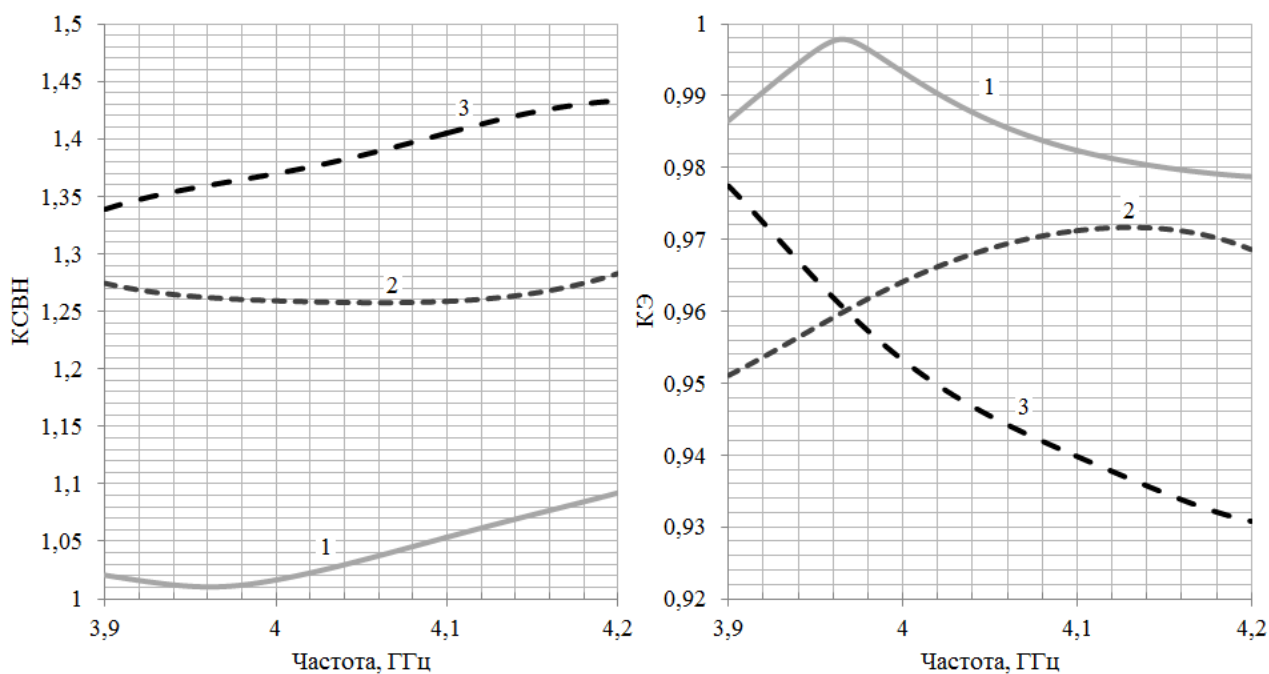


Рисунок 2.19 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении высоты 2 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 2 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 2 ступени пластины

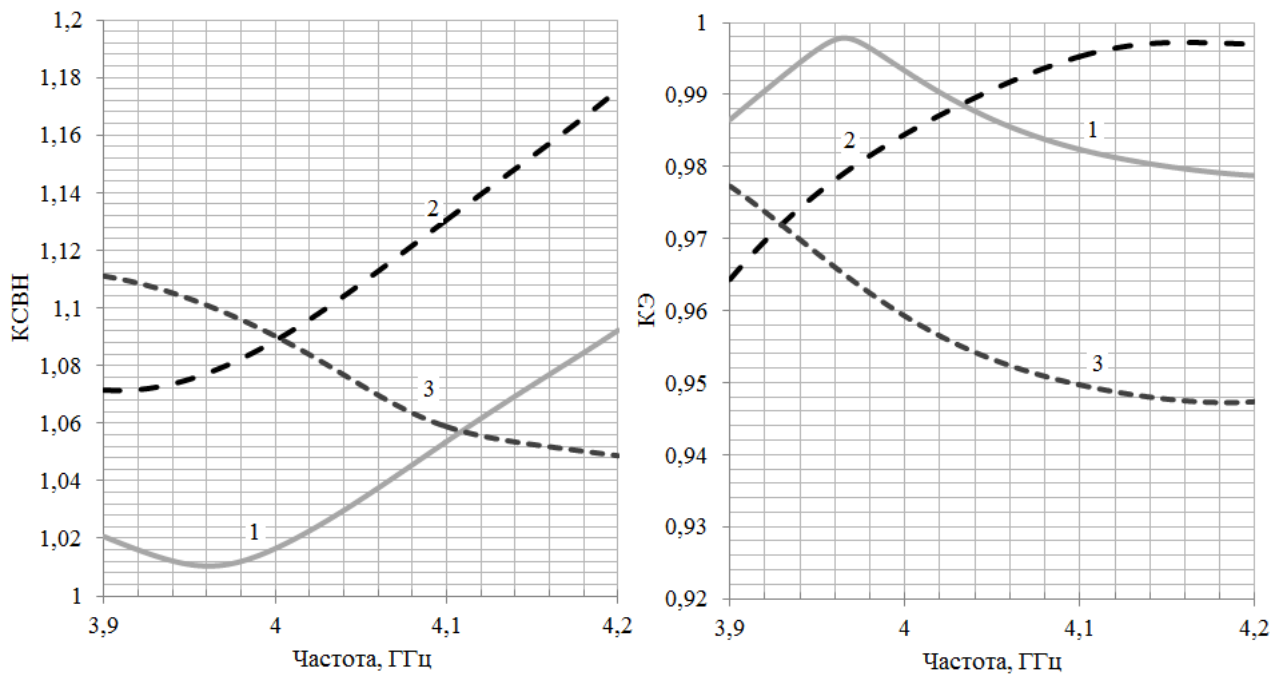


Рисунок 2.20 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении длины 3 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 3 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 3 ступени пластины

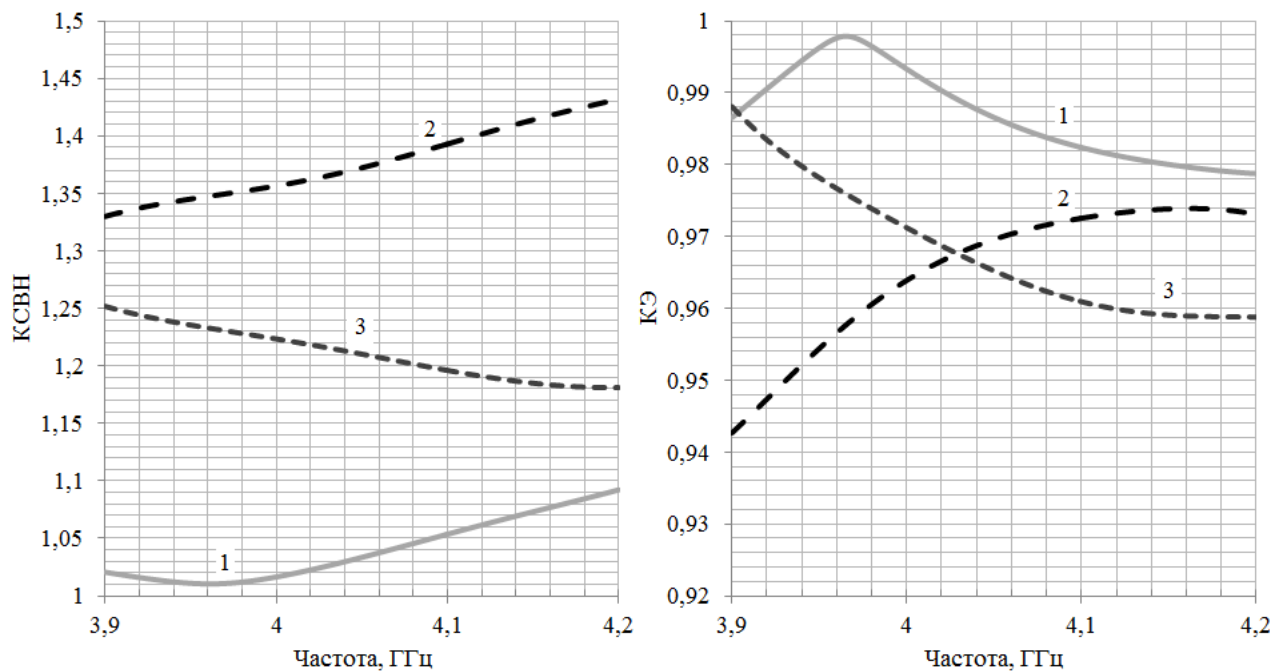


Рисунок 2.21 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении высоты 3 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 3 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 3 ступени пластины

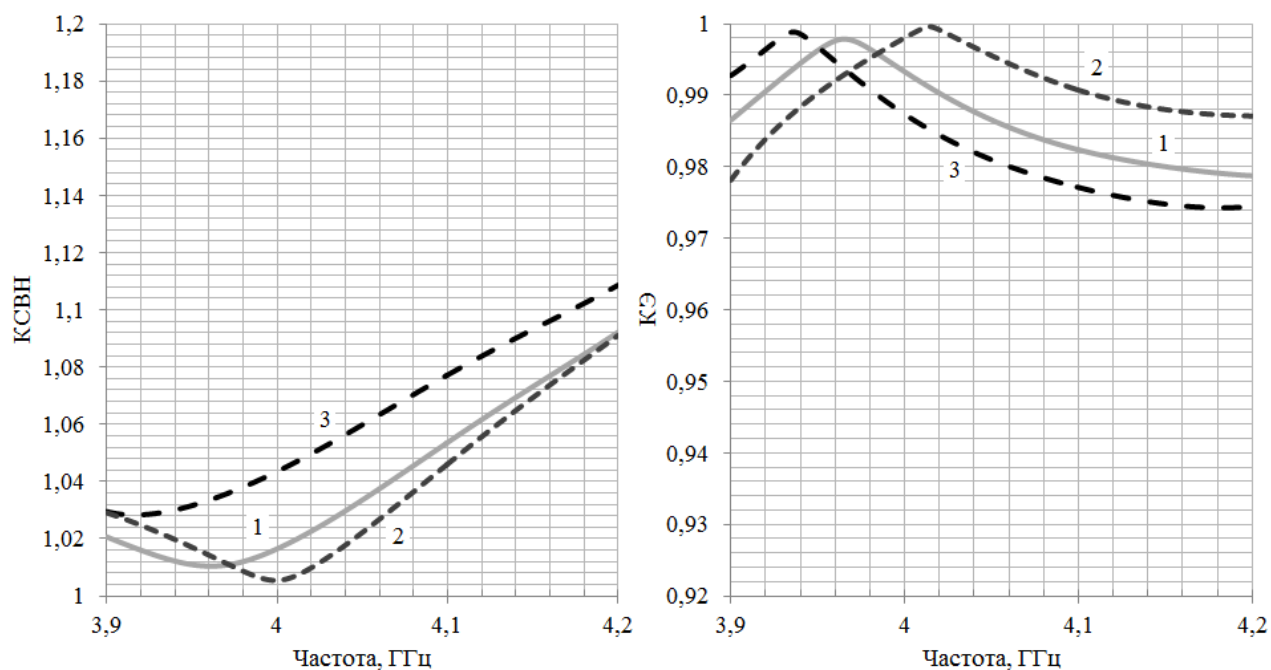


Рисунок 2.22 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении длины 4 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 4 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 4 ступени пластины

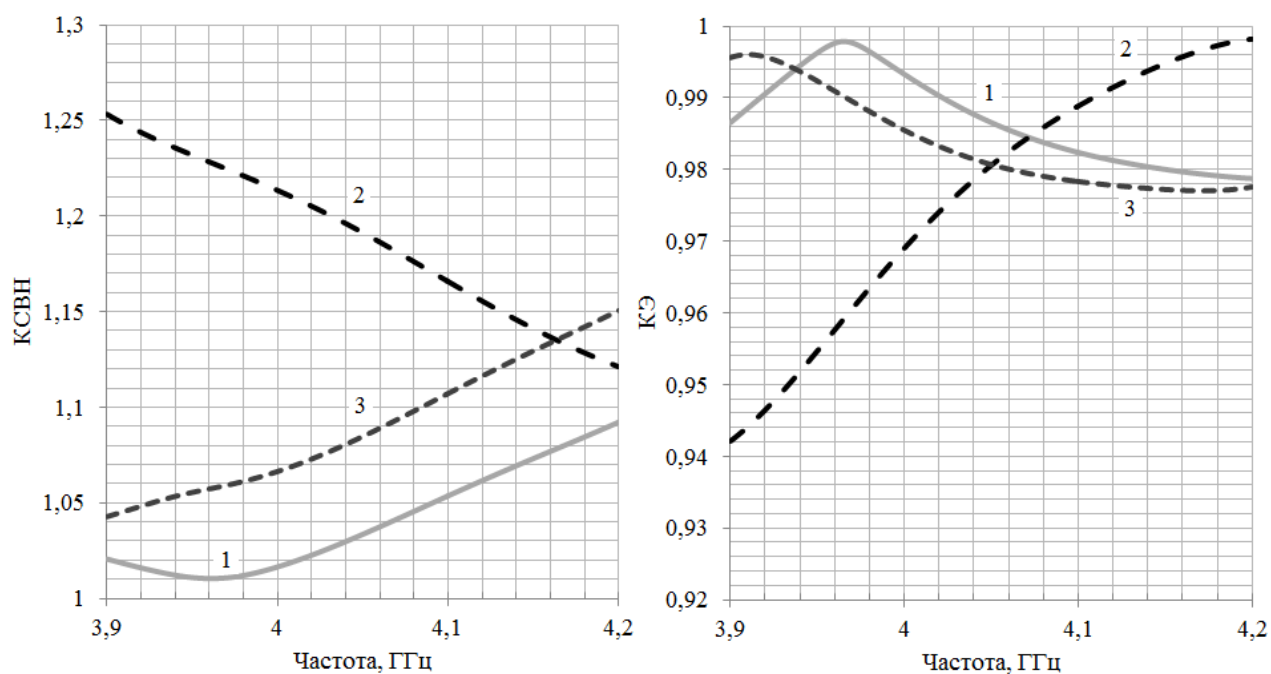


Рисунок 2.23 – График зависимости КСВН и КЭ от частоты при изменении высоты 4 ступени пластины поляризатора: 1 – номинальные размеры пластины; 2 – увеличение размера 4 ступени пластины; 3 – уменьшение размера 4 ступени пластины

Из рисунков 2.16 – 2.23 можно сделать вывод, что наибольшее расхождение значений КСВН и КЭ от номинальных при изменении размеров ступеней пластины оказывает изменение размеров 2 и 3 ступени пластины. Это указывает на то, что при моделировании поляризатора необходимо в большей степени уделить внимание настройке параметров именно этих ступеней. Более подробный анализ полученных результатов позволяет сделать выводы, что наибольшее влияние в настройке поляризатора оказывают высоты 2 и 3 ступеней, в меньшей степени высота 4 ступени, затем длины 1, 2 и 3 ступени. Остальные параметры ступеней пластины поляризатора необходимо использовать для более точной настройки поляризатора. Еще одним важным параметром при моделировании септум-поляризатора является толщина данной пластины. Толщина пластины не должна превышать значения $\frac{\lambda}{10}$. Толщина пластины в достаточно высокой степени влияет как на величину КЭ, так и КСВН, поэтому при моделировании поляризатора, а именно, при настройке толщины пластины необходим компромисс между полученными значениями этих величин.

2.1.4 Объединяющая конструкция схемы

После расчета всех составных элементов частотно-поляризационного селектора необходимо их объединить. В соответствии с рисунком 2.24 объединяющая конструкция представляет собой соединение двух ОС посредством четырех волноводов прямоугольного сечения 1 П-образной формы. Сечение для данных волноводов определяется в соответствии с рабочим диапазоном частот.

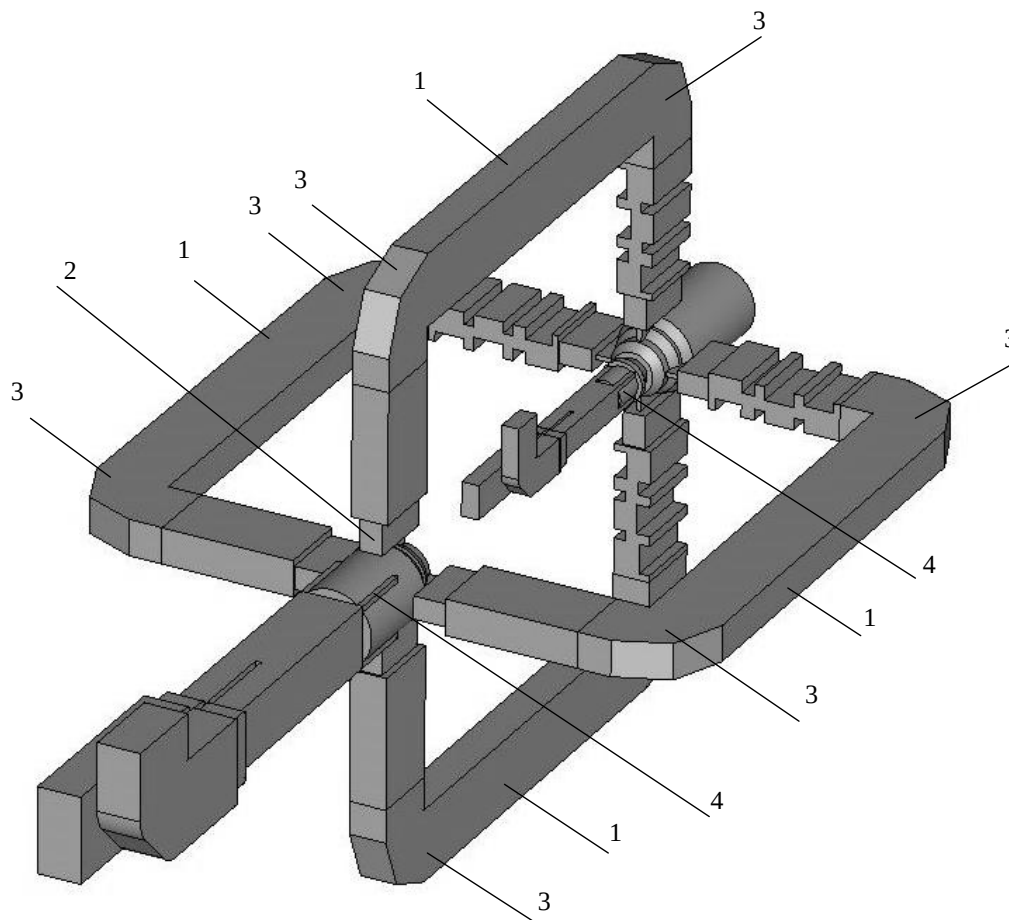


Рисунок 2.24 – Частотно-поляризационный селектор

Конструкция второго ОС 2, необходимого для «восстановления» сигнала НЧ диапазона, идентична конструкции входного ОС за исключением двух моментов. Первый из них – это отсутствие ФНЧ, ввиду того что функцию отражения ВЧ сигнала в область волновода меньшего диаметра сечения данный ОС не выполняет. Второй – отсутствие волновода меньшего диаметра сечения (ОС закорачивается в области перехода), т.к. электромагнитные волны ВЧ диапазона в данном ОС не распространяются априори.

Осевое расположение двух ОС при их объединении предполагает наличие волноводных изгибов 3 (рисунок 2.24) у подключаемых к ОС волноводов. В данном ОС волноводный изгиб представляет собой прямоугольный волновод, изогнутый под углом 90° в плоскости H . Как известно [96] существуют

несколько различных способов реализации волноводных изгибов (рисунок 2.25).

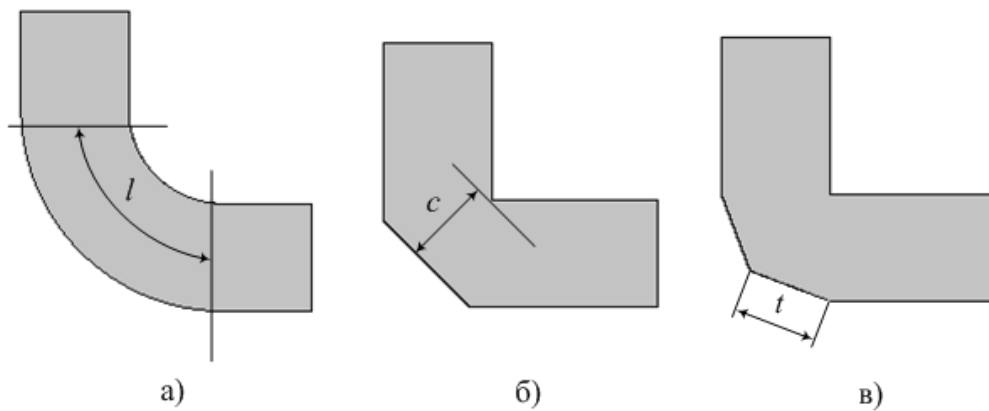


Рисунок 2.25 – Типы волноводных изгибов: а) – радиусный уголок; б) – одинарный уголкового изгиба; в) – двухгранный изгиб

Наиболее широкополосным изгибом является радиусный уголок (рисунок 2.25а)). Радиусный уголок характеризуется плавным изгибом прямоугольного волновода. Для согласования в требуемом рабочем диапазоне частот необходимо, чтобы длина дуги l вдоль оси изгиба была равна целому числу половолн т.е. $n \cdot \frac{\lambda_o}{2}$, где λ_o – длина волны в волноводе, n – целое положительное число. Если отсутствуют требования к габаритам конструкции необходимо, чтобы радиус изгиба был как можно больше. При необходимости компактности конструкции длина дуги изгиба должна быть меньше $\frac{\lambda_o}{2}$. На рисунке 2.25 также показаны еще два способа исполнения 90° изгиба. На рисунке 2.25 б) показан волноводный изгиб – одинарный уголкового изгиба, расчет глубины усечения c которого представлен в [96]. На рисунке 2.25 в) показан волноводный уголок, форма изгиба которого представляет собой четверть правильного восьмиугольника с радиусом описанной окружности равным длине широкой стенки прямоугольного волновода. Длина стороны восьмиугольника t определяется по формуле

$$t = \frac{r}{\sqrt{k/k-1}}, \quad (2-27)$$

где k – константа, равная 2,41, r – радиус описанной окружности (длина широкой стенки прямоугольного волновода). Для сравнения рассмотренных типов волноводных изгибов было проведено моделирование в С-диапазоне частот прямоугольного волновода, размер поперечного сечения которого составляет 58х25 мм. На рисунке 2.26 показаны графики частотной зависимости обратных потерь, 1 – для радиусного изгиба, 2 – для одинарного уголкового изгиба, 3 – для двухгранного изгиба.

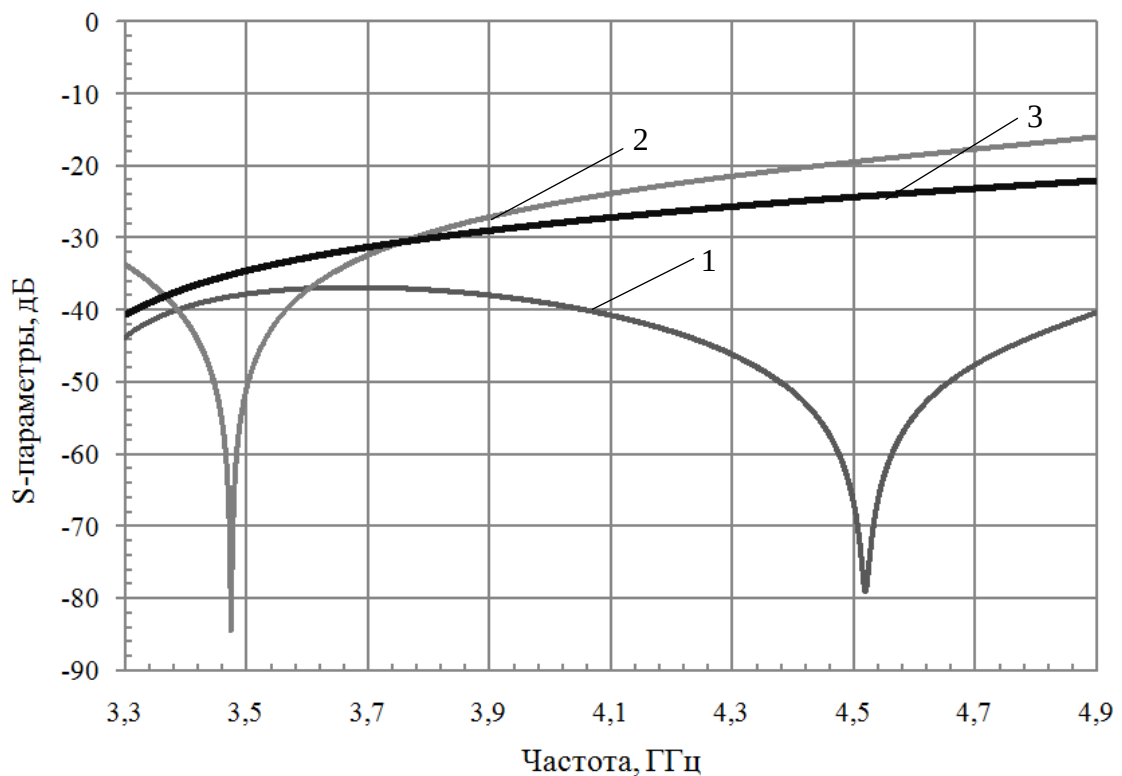


Рисунок 2.26 – Частотные зависимости потерь на отражение S_{11} для волноводных изгибов

Из рисунка видно, что наилучшее согласование двух прямоугольных волноводов обеспечивает радиусный изгиб, однако ввиду того, что данные изгибы волноводов рассматриваются в составе частотно-поляризационного

селектора антенны КА, то из-за больших габаритов относительно других рассматриваемых изгибов данный тип углового соединения волноводов становится наименее привлекательным. Ближе всего к радиусному изгибу по форме исполнения в компактном виде близок двухгранный изгиб, что также доказывают результаты моделирования при сравнении графиков частотной зависимости обратных потерь 1 и 2 рисунка 2.26. Таким образом, можно сделать вывод, что в качестве волноводных изгибов, необходимых для соединения двух ОС посредством четырех прямоугольных волноводов, наиболее приоритетным является вариант исполнения в виде двухгранного изгиба.

Последним этапом объединения составных частей частотно-поляризационного селектора является подключение поляризующих устройств к частотно-селективной схеме. Исходя из производственно-технологического удобства изготовления септум-поляризатора квадратного сечения, возникает задача согласования квадратного и круглого волноводов поляризатора и ОС соответственно. Рассмотрим соединение 4 (рисунок 2.24) ОС и поляризатора в частотном диапазоне передачи. Как уже было рассмотрено в разделе 2.1.2 внутренний диаметр ОС волновода большего сечения равен $d_1 = 50$ мм, из раздела 2.1.3.2 известен размер стенки квадратного волновода септум-поляризатора равный 45 мм. Внешний вид перехода между данными волноводами показан на рисунке 2.27.

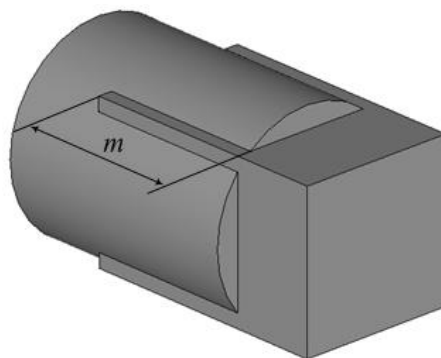


Рисунок 2.27 – Переход с волновода круглого сечения на волновод квадратного сечения

Данный переход представляет собой сочленение волноводов круглого и квадратного волноводов с глубиной сочленения равной m . Как было отмечено, в квадратном волноводе распространяются одновременно волны типа H_{10} и H_{01} с взаимно-перпендикулярными векторами напряженности электрического поля, а в волноводе круглого сечения распространяются волны H_{11} с ортогональными плоскостями поляризации. Конфигурация поля колебаний вида H_{10} (или H_{01}) в квадратном волноводе схожа с конфигурацией поля колебаний H_{11} в круглом волноводе (см. рисунок 2.28). Таким образом, при переходе с квадратного на круглое сечение волновода волны H_{10} и H_{01} преобразуются в две ортогональные моды волны H_{11} .

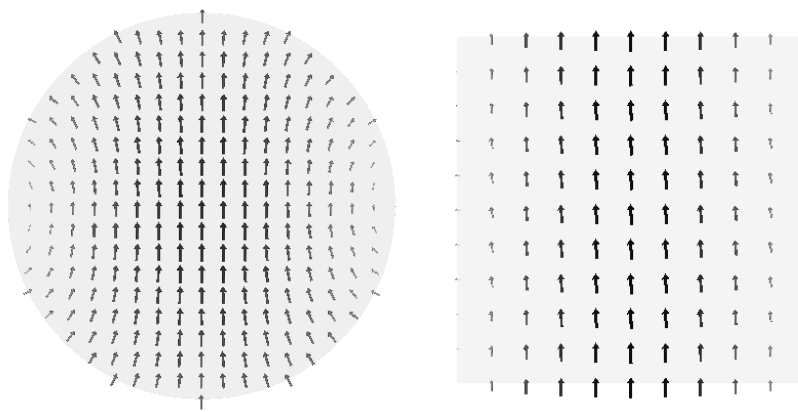


Рисунок 2.28 – Волны H_{11} и H_{10} в круглом и квадратном волноводах, соответственно

Вследствие чего достаточным условием согласования квадратного и круглого волноводов является выполнение требования по выбору размеров волноводов, которые бы удовлетворяли условию распространения волны основного типа. При выполнении данного условия глубина вхождения m волновода квадратного сечения в волновод круглого сечения не превысит $\frac{\lambda}{2}$.

2.2 Влияние высших типов волн в частотно-поляризационном селекторе

Ввиду наличия в ОС волновода большего диаметра сечения (рассматриваемое устройство должно обеспечивать дуплексный режим работы) в рабочем ВЧ диапазоне возможно возбуждение кроме волны основного типа H_{11} волн высших типов (E_{01} , H_{21} , ...). Как известно, недостатком такого многомодового волновода являются потери части энергии волны основного типа H_{11} на передачу энергии волнам высших типов. Таким образом, создаются помехи, приводящие к шумам в каналах радиолинии. В волноводе большего диаметра на частотах приема для расчета высших типов волн можно воспользоваться одним из параметров распространения той или иной моды. Первый из них – постоянная распространения волн.

Постоянную распространения β для волн H_{mn} и E_{mn} необходимо рассчитывать на самой высокой частоте рабочего диапазона $f_0 = 6,4$ ГГц. Для волн H_{mn} β рассчитывается как

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{v_{mn}}{a}\right)^2}, \quad (2-28)$$

где a – радиус волновода большего диаметра, v_{mn} – корень производной функции Бесселя первого рода, k – волновое число равное

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot f_0}{c}. \quad (2-29)$$

Для волн E_{mn} β определяется по формуле

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\varepsilon_{mn}}{a}\right)^2}, \quad (2-30)$$

где ε_{mn} – корень функции Бесселя первого рода.

Из выражений для постоянных распространений для волн H_{mn} и E_{mn} несложно сделать вывод об условии распространения той или иной волны в волноводе. Для волн H_{mn} условием распространения будет

$$\frac{2\pi \cdot f_0}{c} > \frac{v_{mn}}{a}, \quad (2-31)$$

для волн E_{mn} соответственно

$$\frac{2\pi \cdot f_0}{c} > \frac{\varepsilon_{mn}}{a}. \quad (2-32)$$

Исходя из этих условий, можно определить, что в волноводе диаметром d_1 в рабочем ВЧ диапазоне распространяются, кроме основного типа волны H_{11} , еще высшие типы волн E_{01} и H_{21} . Постоянные распространения для волны H_{11} равна $\beta_{H_{11}} = 112 \frac{1}{\text{м}}$ ($v_{mn} = 1,841$), для волны E_{01} – $\beta_{E_{01}} = 93,34 \frac{1}{\text{м}}$ ($\varepsilon_{mn} = 2,405$), для волны H_{21} – $\beta_{H_{21}} = 55,17 \frac{1}{\text{м}}$ ($v_{mn} = 3,054$).

При моделировании в САПР трансформатора, показанного на рисунке 2.7, в настройках выходного порта (порт, подключаемый к волноводу диаметра d_1) задавалось количество рассчитываемых мод равным 10. Результаты расчета этих мод на частоте $f_0 = 6,4$ ГГц приведены на рисунке 2.29 [93].

Mode	Type	Accuracy	Beta [1/m]	Alpha [1/m]	Dist (-40dB) [mm]	Zwave [Ohms]	Zline [Ohms]	Fcutoff
1	TE	7.19e-013	112.114	---	---	450.723	---	3.51347
2	TE	8.47e-013	112.114	---	---	450.724	---	3.5135
3	TM	3.30e-013	93.4326	---	---	262.416	---	4.59198
4	TE	2.15e-013	55.463	---	---	911.1	---	5.82726
5	TE	9.13e-014	55.8487	---	---	904.808	---	5.81887
6	TE	4.85e-012	---	73.7926	62.4069	684.789	---	7.30457
7	TM	6.15e-013	---	73.9988	62.233	207.834	---	7.30932
8	TM	3.07e-013	---	73.995	62.2362	207.823	---	7.30923
9	TE	8.81e-010	---	100.597	45.7783	502.323	---	7.99991
10	TE	2.54e-009	---	100.628	45.7642	502.169	---	8.00079

Рисунок 2.29 – Диалоговое окно расчета мод в среде CST Microwave Studio

Для удобства сравнения результаты моделирования и аналитических расчетов сведены в таблицу 2.1. Из таблицы 2.1 видно, что 1 и 2 моды, рассчитанные в САПР, соответствуют волне H_{11} , 3 мода – волне E_{01} , 4 и 5 моды – волне H_{21} . Расхождение результатов расчетов постоянных распространения β аналитическим методом и моделированием – минимально. Из таблицы 2.1 видно, что в САПР значения постоянных распространения β как 1 и 2 мод, так и 4 и 5 мод совпадают и это связано с вырождением волн H_{11} и H_{21} соответственно. Волны H_{11} и H_{21} имеют две плоскости поляризации, поэтому они могут быть ориентированы на выходе устройства двумя способами. Это также можно заметить, сравнив диаграммы полей 1 и 2 мод, 4 и 5 мод в поперечном сечении волновода, показанные на рисунке 2.30.

Таблица 2.1 – Сравнение результатов расчета и моделирования

Мода	Моделирование		Расчет	
	Beta, 1/m	F_{cutoff} , GHz	β , 1/m	$f_{\text{кр}}$, ГГц
1	112,114	3,51347	112,0	3,516
2	112,114	3,5135	112,0	3,516
3	93,4326	4,59198	93,34	4,595
4	55,463	5,82726	55,17	5,832
5	55,8487	5,81887	55,17	5,832
6	-----	7,30457	-----	7,318

Также в таблице 2.1 приведены значения рассчитанных критических частот волн. Которые для волн E_{mn} определяются как

$$f_{\text{кр}} = \frac{\varepsilon_{mn} C}{2\pi a}, \quad (2-33)$$

для волн H_{mn} :

$$f_{\text{кр}} = \frac{v_{mn} C}{2\pi a}. \quad (2-34)$$

Таким образом, критические частоты для волны H_{11} и для высших типов волн E_{01} и H_{21} , а также для волны H_{01} соответственно равны $f_{\text{кр}H_{11}} = 3,516 \text{ ГГц}$,

$f_{крE_{01}} = 4,595$ ГГц, $f_{крH_{21}} = 5,832$ ГГц, $f_{крH_{01}} = 7,318$ ГГц. Распространяться будут только те моды, критические частоты которых будут меньше рабочей частоты, в данном случае ниже самой верхней частоты $f_0 = 6,4$ ГГц рабочего диапазона. Как можно заметить, по результатам расчета критических частот, в волноводе будут распространяться только волны H_{11} , E_{01} , H_{21} , ближайшая волна высшего типа H_{01} распространяться не будет, т.к. $f_{крH_{01}} > f_0$. Это также можно проследить на рисунке 2.30, на котором видно, что шестая мода не распространяется по волноводу, а затухает сразу на входе порта.

На рисунке 2.30 показаны диаграммы полей различных типов волн, возбуждаемых портом, установленным на входе волновода диаметра d_1 . Для наглядности диаграммы полей представлены в области волноводного трансформатора ОС без крестового разветвления при условии высокой частотной избирательности фильтров, установленных в плечах ОС.

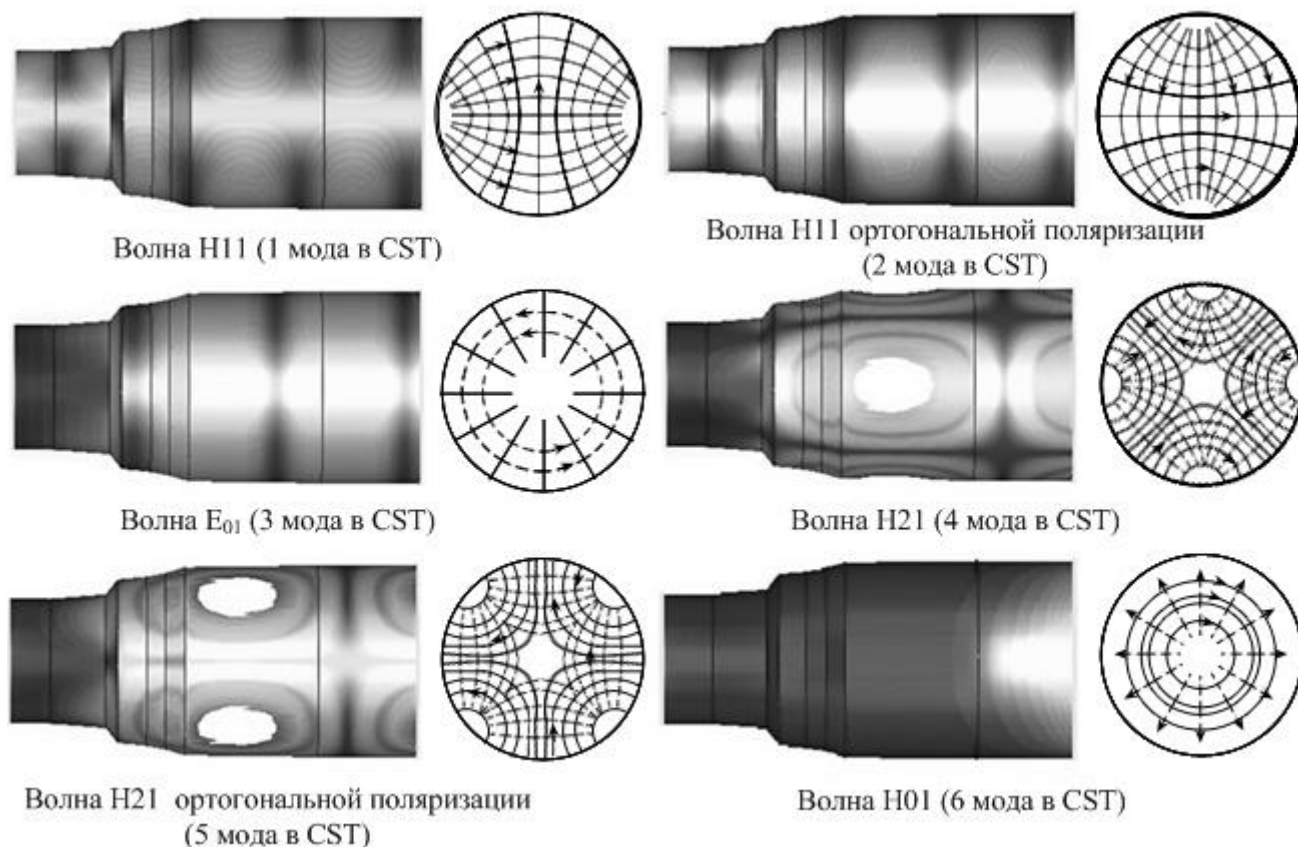


Рисунок 2.30 – Диаграммы полей в волноводном трансформаторе

Из рисунка 2.30 видно, что в волноводе распространяются только две первые моды, которые соответствуют вырожденной волне H_{11} с ортогональными плоскостями поляризации, остальные моды подавляются в узкой части трансформатора, за счет того, что волновод с меньшим диаметром является запертым для волн E_{01} , H_{21} .

Оценка влияния, которое оказывают высшие типы волн на распространение основной волны H_{11} , а также способ подавления данных паразитных волн рассмотрен в разделе 3.1.2.1.

2.3 Выводы

1. Разработана методика поэтапного проектирования как составных частей, так и частотно-поляризационного селектора в целом, выполненного по «восстанавливающей схеме» и предназначенного для обеспечения дуплексного режима работы антенны КА.

2. Разработана конструкция фильтра, который может использоваться в рассматриваемом частотно-поляризационном селекторе, фильтр позволяет обеспечить требуемые полосы частот, минимальные потери в полосе пропускания, уровень заграждения в полосе подавления при небольших массогабаритных показателях.

3. Показано, что при разработке ОС необходимо искать компромисс между минимальным расстоянием от фильтра до щели и согласованием данного ФНЧ с волноводом круглого сечения в требуемой полосе частот. Минимальная длина трансформатора, согласующего щель с фильтром, необходима для минимизации в рабочем ВЧ диапазоне противофазно отраженных от ФНЧ волн.

4. Получено выражение для расчета КЭ, которое позволяет проводить моделирование поляризатора с учетом не только частотных, но и поляризационных характеристик устройства.

5. Показано, что толщина пластины септум-поляризатора в достаточно высокой степени влияет как на величину КЭ, так и на КСВН, поэтому при

выборе толщины пластины необходим компромисс между полученными значениями этих величин.

6. В качестве волноводных изгибов для соединения двух ОС посредством четырех волноводов П-образной формы, наиболее приоритетным является его исполнение в виде двухгранного изгиба, представляющего собой четверть правильного восьмиугольника с радиусом описанной окружности равным длине широкой стенки прямоугольного волновода.

7. При согласовании выхода ОС круглого сечения с входом поляризатора квадратного сечения, достаточным условием согласования данных волноводов является выполнение требования по выбору размеров волноводов, которые удовлетворяют условию распространения волны основных типов.

Исследования, связанные с поэтапной разработкой как составных частей частотно-поляризационного селектора, так и устройства в целом были проведены автором лично. Часть результатов, связанных с экспериментальными исследованиями, была получена совместно с соавторами научных публикаций.

3. ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СЕЛЕКТОРА, РАЗРАБОТАННОГО ПО «ВОССТАНАВЛИВАЮЩЕЙ СХЕМЕ»

3.1 Частотно-поляризационный селектор К/Q - диапазонов

В рамках создания перспективного телекоммуникационного спутника, был разработан и реализован частотно-поляризационный селектор облучателя двухзеркальной антенны для приема и передачи сигналов с круговыми поляризациями в К/Q-диапазонах [97-100]. Для разделения сигналов с круговыми (правой/левой) поляризациями в диапазонах частот приема и передачи, разнесенных на октаву, используется селектор, выполненный по «восстанавливающей схеме».

На рисунке 3.1 показана модель частотно-поляризационного селектора в составе облучателя. Для выполнения требований, предъявляемых к облучателю по значениям коэффициента усиления, КЭ, формам диаграмм направленности для заданных рабочих полос частот был использован гофрированный рупор 1. У основания рупора располагается ОС 2 [4], представляющий собой крестовой разветвитель, в плечах которого установлены фильтры нижних частот 10 для подавления приемных частотных составляющих. На выходе ОС 2 установлен поляризатор Q-диапазона 6, реализованный на круглом волноводе с развернутой под 45° канавкой прямоугольной формы, к выходу поляризатора пристыкован селектор с двумя ортогональными выходами. Если облучатель работает с сигналами только одной поляризации, например, на выходе 4 поляризатора принимается сигнал с требуемой поляризацией, то на другом ортогональном выходе устанавливается нагрузка 7. Для восстановления сигнала в передающем частотном диапазоне фильтры 10 соединяются со вторым ОС 8 посредством четырех волноводных секций П-образных форм равной длины. Один выход селектора короткозамкнут, ко второму выходу через трансформатор с круглого на квадратное сечение присоединен септум-

поляризатор 3. Если облучатель работает с сигналами только одной поляризации, например, с входа 5 передается сигнал с требуемой поляризацией, то на второй, неиспользуемый вход, устанавливается нагрузка 9.

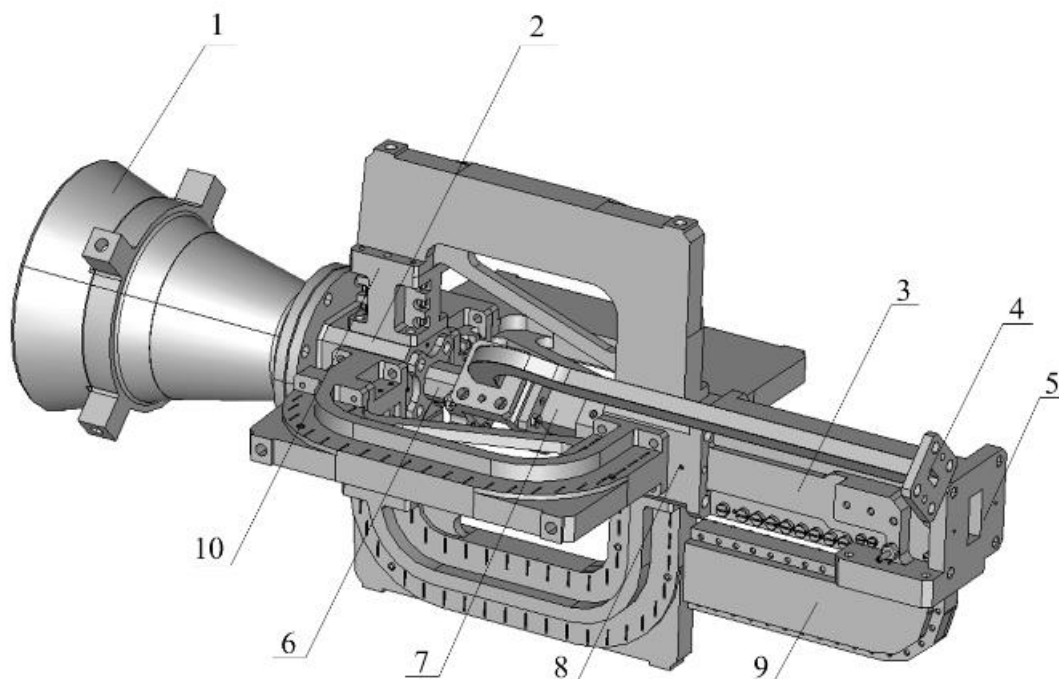


Рисунок 3.1 – Облучатель К/Q-диапазонов: 1 – рупор; 2,8 – ОС; 3 – септум-поляризатор; 4 – выход приемного сигнала; 5 – выход передающего сигнала; 6 – поляризатор; 7,9 – нагрузки; 10 – ФНЧ

ОС 2, расположенный сразу после рупора, представляет собой волновод круглого сечения, к которому перпендикулярно его оси подключены четыре взаимно перпендикулярных фильтра прямоугольного сечения. Диаметр волновода круглого сечения был рассчитан исходя из обеспечения условия распространения основной волны H_{11} в НЧ диапазоне (частотный диапазон передачи). Выход селектора представляет собой переход на сечение меньшего диаметра для распространения основной волны H_{11} в диапазоне частот приема. Данный переход выполнен в виде множественных изменений сечения круглого волновода для подавления паразитных составляющих высших мод, возбуждающихся в круглом сечении волновода большего диаметра.

С помощью четырех взаимно перпендикулярных волноводов П-образных форм равной длины и второго ОС, который выполняет функцию восстановления сигнала, выполняется условие ортогональности двух мод, распространяемых в круглом волноводе. К выходу первого селектора подключается поляризатор, реализованный на круглом волноводе с расположенным под углом 45° пазом относительно выходов прямоугольного сечения поляризатора. Оптимизируя геометрические размеры паза можно добиться ортогональности мод с равной амплитудой и с дифференциальным фазовым сдвигом равным 90° . Таким образом, с помощью данного поляризатора можно принять сигнал с круговой поляризацией. На выходе селектора (8) рисунка 3.1 расположен септум-поляризатор. Для получения разности фаз $\pi/2$ между ортогональными компонентами электромагнитной волны у данного поляризатора используется ступенчатая металлическая перегородка.

Далее в разделе 3.1 представлены расчет и моделирование составных частей разработанного частотно-поляризационного селектора, в разделе 3.2 – экспериментальные результаты полученных радиотехнических характеристик устройства.

3.1.1 Моделирование ортомодового селектора К/Q-диапазонов

Внешний вид ОС К/Q-диапазонов показан на рисунке 3.2. Составные части данного устройства не отличаются по составу от ОС, рассмотренного в главе 2.

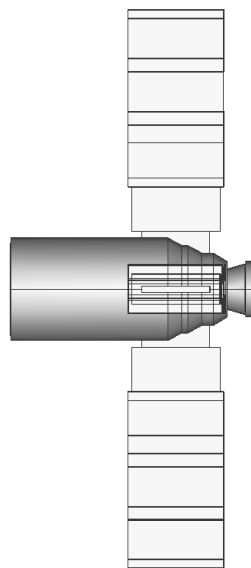


Рисунок 3.2 – ОС К/Q-диапазонов

В первую очередь, как уже было рассмотрено ранее, необходимо рассчитать размеры волноводного трансформатора круглого сечения. Расчет и моделирование данного ОС проводились в диапазонах частот: передача – 19,5-21,5 ГГц, прием – 43-46 ГГц. Моделирование осуществлялось в САПР с разбиением модели сеткой (с учетом автоматического уплотнения), состоящей из 10487472 ячеек. Внутренний диаметр волновода большего сечения равный $D_K = 11,4$ мм, был выбран исходя из условия

$$1,31 \cdot D_K \leq \lambda_K \leq 1,71 \cdot D_K, \quad (3-1)$$

где $\lambda_K = 15$ мм – длина волны, вычисленная на нижней частоте диапазона 19,5-21,5 ГГц. Аналогично вычисляется диаметр волновода меньшего диаметра, который оказался равным $D_Q = 5$ мм.

В соответствии с 2-9 длина переходного участка L между волноводом большего диаметра и волноводом меньшего диаметра должна определяться из условия $6,7 \text{ мм} < L < 10,1 \text{ мм}$, т.к. отношение средних частот ВЧ и НЧ рабочих диапазонов $\geq 1,5$. Длина моделируемого трансформатора ОС составила $L = 8,9$ мм. Описание выбора формы перехода представлено в разделе 3.1.2.1 при рассмотрении подавления высших мод.

Возбуждение прямоугольных волноводов, как уже было отмечено, в ОС происходит за счет симметричных прямоугольных щелей, прорезанных вдоль стенки волновода круглого сечения. Длина волны на нижней частоте рабочего диапазона $f_n = 19,5$ ГГц равна $\lambda_n = 15$ мм. В соответствии с разделом 2.1.2 минимально возможная и необходимая ширина большей стороны щели $a_{щ} = \frac{\lambda_n}{2} = 7,5$ мм. Каждая из четырех щелей находится на границе объединения регулярного волновода большего диаметра и перехода. При моделировании ОС в целом, а также в соответствии с 2-12 расположение щели в области регулярного волновода большего диаметра оказалось равным $a_{щ1} = 2,8$ мм относительно всей ширины щели $a_{щ}$.

Волноводный трансформатор круглого сечения необходимо согласовать с ФНЧ, установленными в каждом из плеч ОС. Разработанные ФНЧ К/В-диапазонов также, как и ФНЧ, рассмотренные в разделе 2.1.1, имеют Е-плоскостные расширения прямоугольного волновода, которые служат для согласования в полосе частот 19,5–21,5 ГГц и для подавления в полосе частот 43–46 ГГц, соответственно. Согласование волновода круглого сечения с ФНЧ осуществлялось с помощью ЧТ. Из раздела 2.1.2 следует, что длина ЧТ, также, как и глубина щели, влияет на наличие паразитных отражений в ВЧ диапазоне. Таким образом, минимальное расстояние от фильтра до щели, необходимое для согласования данного ФНЧ с волноводом круглого сечения в требуемых рабочих полосах частот приема и передачи, обеспечивается трансформатором длиной 4,2 мм с шириной равной 10,2 мм и высотой – 3,8 мм.

Следующим шагом при проектировании ОС является расчет типов волн, распространяющихся на выходе волноводного трансформатора круглого сечения (со стороны большего диаметра волновода).

3.1.2 Моделирование модового трансформатора

В волноводе большего диаметра на самой высокой частоте рабочего диапазона в САПР были рассчитаны постоянные распространения (β) волн, которые могут распространяться в волноводе данного диаметра сечения. В таблице 3.1 приведены полученные значения β для рассчитанных мод и соответствующие им типы волн.

Таблица 3.1 – Результаты расчета постоянных распространения волн на частоте 46 ГГц

Мода	β , 1/м	Тип волны
1	908,38	H_{11}
2	908,38	H_{11}
3	866,88	E_{01}
4	801,68	H_{21}
5	801,68	H_{21}
6	691,39	H_{01}
7	691,32	E_{11}
8	691,27	E_{11}
9	622,51	H_{31}
10	622,35	H_{31}
11	346,49	E_{21}
12	344,67	E_{21}
13	248,84	H_{41}
14	250,30	H_{41}
15	239,28	H_{12}
16	239,33	H_{12}
17	---	E_{02}

Из таблицы 3.1 видно, что на частоте 46 ГГц в круглом волноводе с диаметром сечения D_K при распространении волны основного типа H_{11} также могут возбуждаться волны высших типов E_{01} , H_{21} , H_{01} , E_{11} , H_{31} , E_{21} , H_{41} , H_{12} . Из раздела 3.1.1 известно, что длина волноводного трансформатора круглого сечения $L = 8,9$ мм. В первом приближении необходимо рассмотреть в

качестве волноводного трансформатора переход гладкой формы. На рисунке 3.3 показан ОС с таким типом перехода.

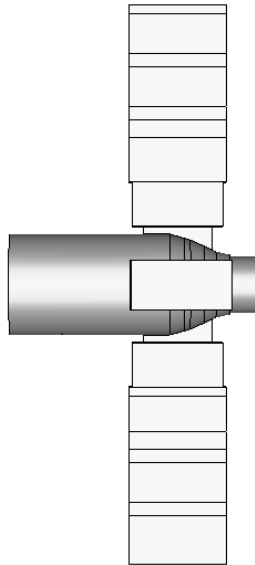


Рисунок 3.3 – ОС К/Q-диапазонов с гладкой областью перехода волновода меньшего диаметра сечения на больший

Для того чтобы оценить влияние высших мод, необходимо при моделировании в CST задать на порту (порт, подключаемый к выходу круглого волновода большего диаметра сечения) количество мод равным 16 (значение из таблицы 3.1). После расчета ОС необходимо проанализировать результаты полученных значений развязок между 1 модой на входе трансформатора (со стороны меньшего сечения) и 3...16 модами на выходе трансформатора. На рисунке 3.4 показаны потери на прохождение S_{21} в ОС первой моды, на рисунках 3.5 и 3.6 – развязки между первой и высшими модами.

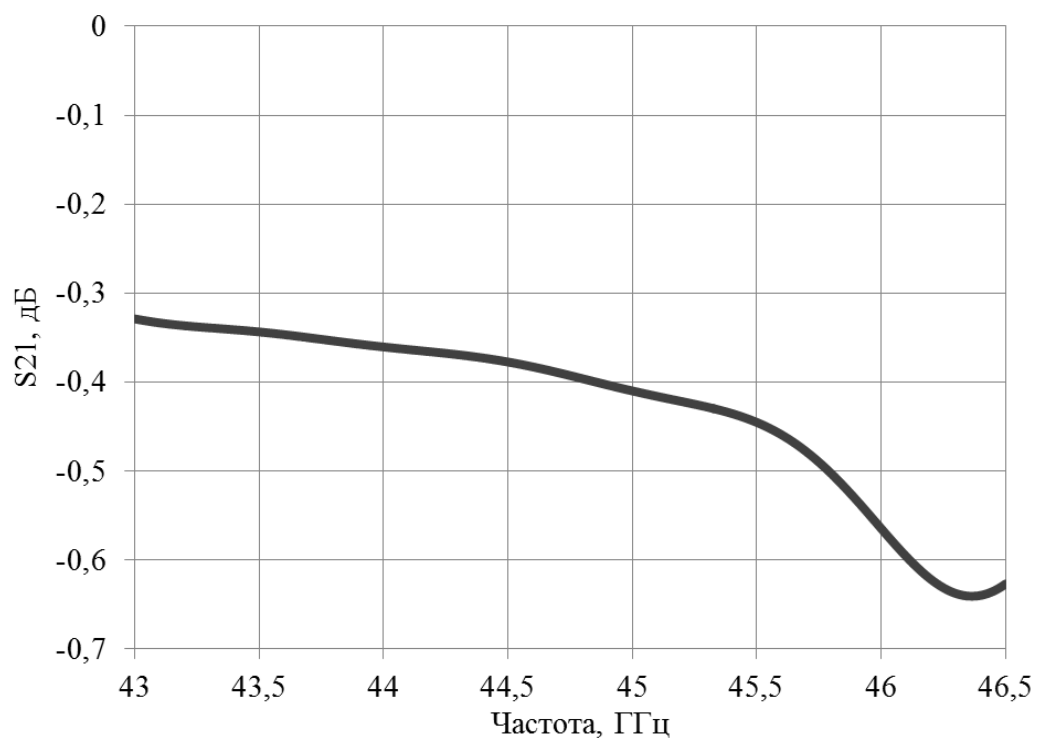


Рисунок 3.4 – Частотная зависимость потерь на прохождение S_{21} в ОС первой моды

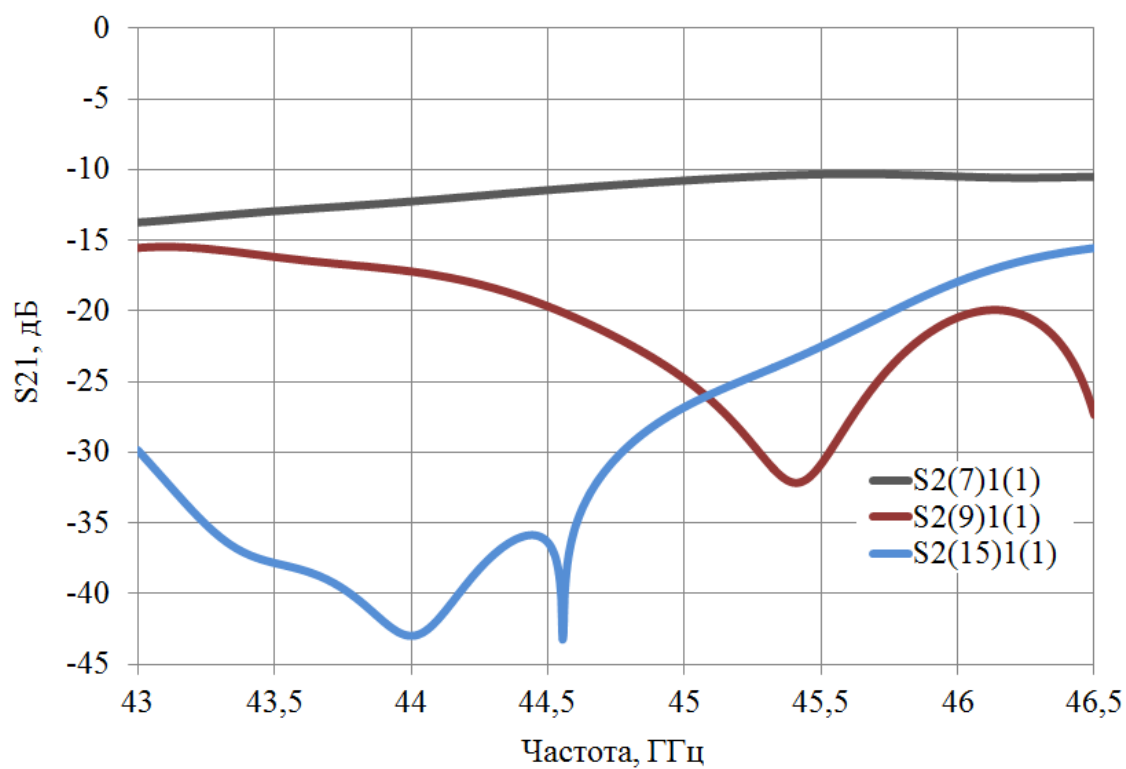


Рисунок 3.5 – Развязки между волной H_{11} (1 мода) и волнами высших типов E_{11} , H_{31} , H_{12} (7, 9, 15 моды)

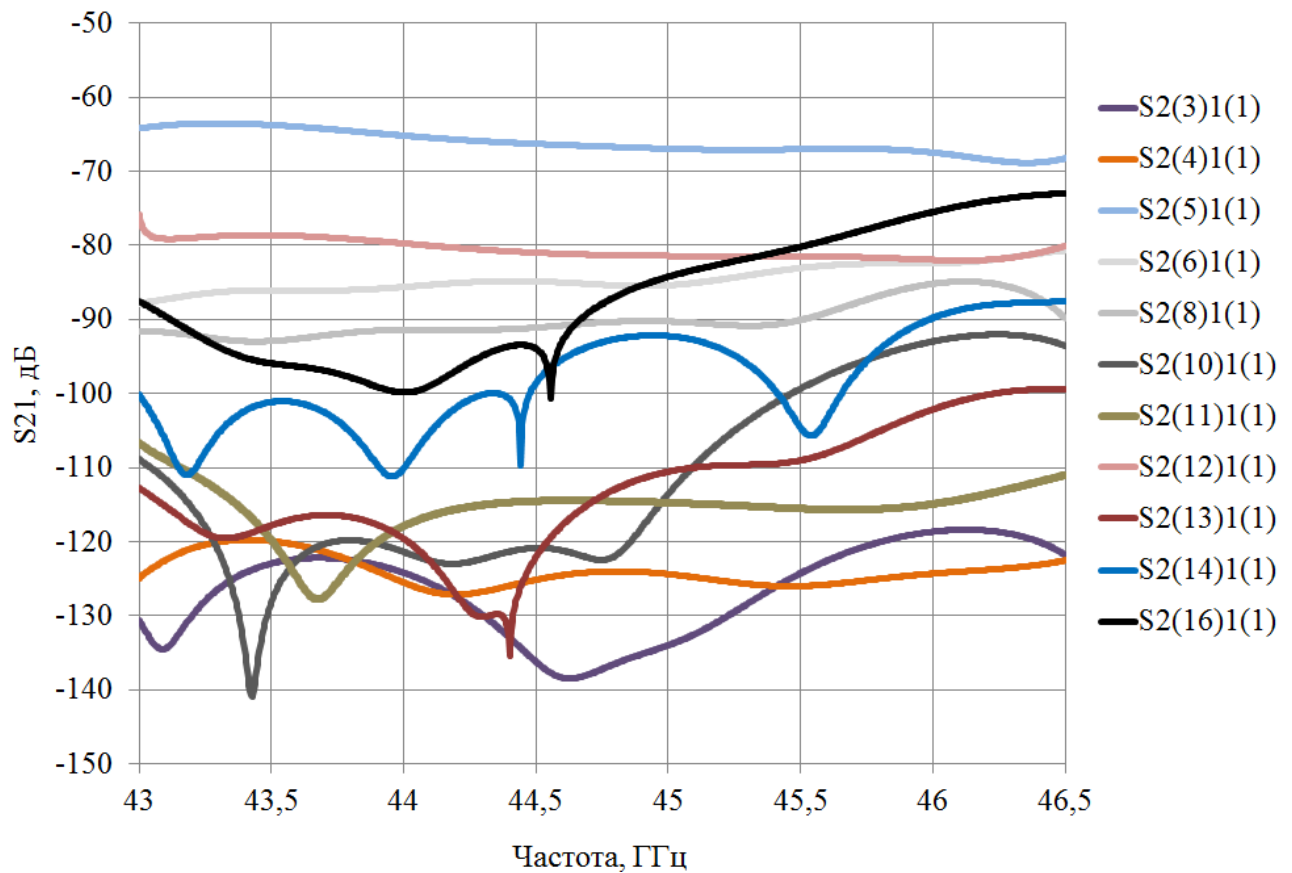


Рисунок 3.6 – Развязки между волной основного типа и остальными высшими модами

Из рисунка 3.4 видно, что прямые потери в ОС при работе на первой моде в рабочей полосе частот составили 0,55 дБ. Потери энергии волны основного типа H_{11} в данном случае обусловлены возбуждением волн высших типов. Из рисунков 3.5 и 3.6 видно, что в рабочей полосе частот развязки между первой модой (волны основного типа H_{11}) и 7, 9, 15 модами или волнами высших типов E_{11} , H_{31} , H_{12} составляют более минус 30 дБ, между первой модой и остальными (кроме 7, 9 и 15) – менее минус 60 дБ. Таким образом, возбуждение волн высших типов E_{11} , H_{31} и H_{12} вносят потери при распространении волны основного типа. Данные паразитные волны возникают по причине малой длины волноводного трансформатора, поэтому такой волноводный переход является неоднородностью, создающей резкий скачок волнового сопротивления, что, в

свою очередь, наряду с наличием щелей крестового разветвления является причиной возбуждения волн высших типов. Для исключения возбуждения данных мод необходимо увеличить продольный размер волноводного трансформатора, что противоречит условию (2-9), выполнение которого необходимо для лучшего согласования рабочего НЧ диапазона в области крестового разветвления. Таким образом, для подавления высших типов волн в ОС волноводный трансформатор круглого сечения должен иметь более сложную форму.

3.1.2.1 Подавление волн высших типов

При проектировании трансформатора, для согласования двух волноводов с диаметрами D_K и D_Q было принято решение разбить переходную секцию на 6 ступеней с различными длинами и диаметрами сечений. Т.к. данный волноводный трансформатор ОС входит в состав частотно-поляризационного селектора облучателя зеркальных антенн или глобальных рупорных антенн, то необходимо, чтобы работа ОС осуществлялась на основной волне H_{11} во всем рабочем диапазоне частот. В расчетах, показанных выше, было отмечено, что кроме основного типа волны H_{11} на выходе волновода большего сечения распространяются еще высшие типы волн E_{11} , H_{31} и H_{12} . Для подавления вышеуказанных мод необходимо варьировать диаметрами сечений ступеней переходной секции, а также их длинами. Критериями настройки волноводного трансформатора и ОС в целом служат величина обратных потерь менее минус 20 дБ в полосе частот 43–46 ГГц и величина развязки между основной модой и высшими, которая должна быть менее минус 30 дБ. Спроектированный ОС, удовлетворяющий этим требованиям, показан на рисунке 3.7.

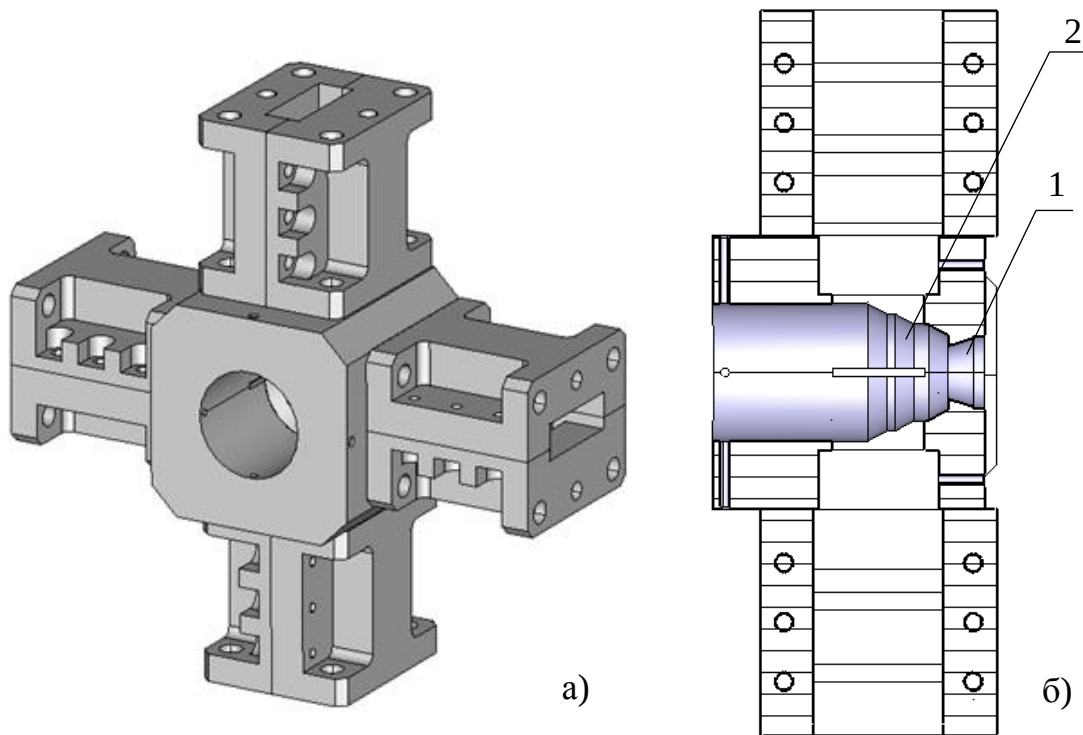


Рисунок 3.7 – Конструкция ортомодового селектора К/Q – диапазонов:

а) – изометрический вид; б) – вид сбоку (продольный разрез)

Волноводный трансформатор, входящий в состав данного ОС, спроектирован в соответствии с разработанным способом подавления высших типов волн. Данный способ реализации волноводного трансформатора заключается в сложной форме перехода, состоящего из определенного количества ступеней. Для согласования и подавления высших мод необходимо, чтобы устройство состояло из 3-6 ступеней, количество которых определяется разном частотных диапазонов приема и передачи. В рассматриваемом случае при $\frac{f_v}{f_n} \geq 2$ количество ступеней равно 6. Поверхности данных ступеней представляют собой усеченные конусы с различными диаметрами сечений. Первые 5 ступеней в большей степени служат для согласования ОС в ВЧ диапазоне и в меньшей степени в НЧ диапазоне. Наименьший диаметр сечения данного перехода 2 (рисунок 3.7), состоящего из 5 ступеней, равен рассчитанному ранее значению D_Q . Вариацией размеров диаметров и длин

конусов 5-ступенчатого перехода (при моделировании) обеспечивается согласование ОС в двух диапазонах частот. Последний конус трансформатора в наибольшей степени необходим для подавления волн высших типов. В соответствии с рисунком 3.7 данный конус обозначен 1. Данный волновод в виде усеченного конуса стыкуется основанием меньшего диаметра к выходу 5-ступенчатого перехода. Диаметр основания большего диаметра конуса 1 также равен D_Q . Длина 5-ступенчатого перехода 2 равна $L - L_Q$. Для определения длины 5-ступенчатого перехода необходимо определить длину последнего конуса L_Q . Обратимся к рисунку 3.8 на котором показаны размеры последнего инверсного усеченного конуса (1, рисунок 3.7) волноводного трансформатора.

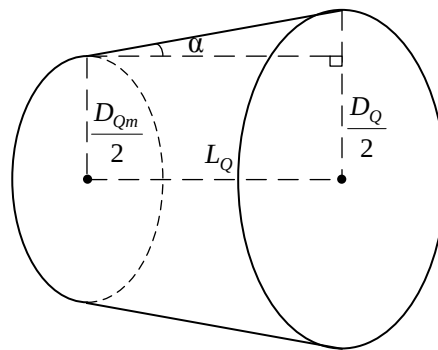


Рисунок 3.8 – Усеченный конус волноводного трансформатора со стороны выхода Q-диапазона

В соответствии с рисунком можно определить длину усеченного конуса через угол образующей усеченного конуса α

$$L_Q = \frac{D_Q - D_{Qm}}{2 \cdot \operatorname{tg} \alpha}, \quad (3-2)$$

где $\operatorname{tg} \alpha = 0,085 \dots 0,135$ при условии $\frac{f_e}{f_n} \geq 1,7$.

В выражении 3-2 остается одна неизвестная величина D_{Qm} – диаметр меньшего основания усеченного конуса. Для ее нахождения необходимо

определить ρ_2 – волновое сопротивление круглого волновода, диаметр которого равен меньшему диаметру основания усеченного конуса.

Для обеспечения подавления высших типов волн необходимо, чтобы перепад волновых сопротивлений $\frac{\rho_2}{\rho_1}$ волновода в форме усеченного конуса, показанного на рисунке 3.8, определялся из условий

$$\frac{\rho_2}{\rho_1} = \begin{cases} 1,2 \dots 1,4, & \frac{f_e}{f_n} \geq 1,7 \\ 1 \dots 1,1, & \frac{f_e}{f_n} < 1,7 \end{cases}, \quad (3-3)$$

где ρ_1 – волновое сопротивление волновода диаметра D_Q . Волновые сопротивления ρ_1 и ρ_2 рассчитываются на нижней частоте ВЧ диапазона.

Определив $\rho_1 = 652,2$ Ом и задавшись значением $\frac{\rho_2}{\rho_1} = 1,3$, можно легко вычислить волновое сопротивление $\rho_2 = 847,9$ Ом. Зная волновое сопротивление ρ_2 , длину волны на нижней частоте ВЧ диапазона $\lambda_0 = 6,97$ мм, а также учитывая, что $\lambda_{kpDQ} = 1,71 \cdot D_{Qm}$, можно определить диаметр меньшего основания усеченного конуса

$$D_{Qm} = \frac{\lambda_0}{1,71 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{377}{\rho_2}\right)^2}} = 4,55 \text{ мм}. \quad (3-4)$$

Таким образом, длину участка L_Q можно определить из соотношения 3-2, при $\text{tg} \alpha = 0,11$ длина усеченного конуса будет равна $L_Q = 2,04$ мм. При моделировании ОС были получены следующие значения длины усеченного конуса и диаметра его меньшего основания $L_Q = 2,1$ мм, $D_{Qm} = 4,5$ мм, соответственно длина 5-ступенчатого перехода будет равна 6,8 мм.

Для того чтобы оценить правомерность использования разработанного волноводного трансформатора в качестве модового дискриминатора, необходимо также, как и в разделе 3.1.2, рассмотреть развязки между 1 модой на входе трансформатора (со стороны меньшего сечения – 1 порт) и 3...16 модами на выходе трансформатора (2 порт). На рисунке 3.9 показаны потери на прохождение S_{21} в ОС первой моды, на рисунках 3.10 и 3.11 – развязки между первой и высшими модами.

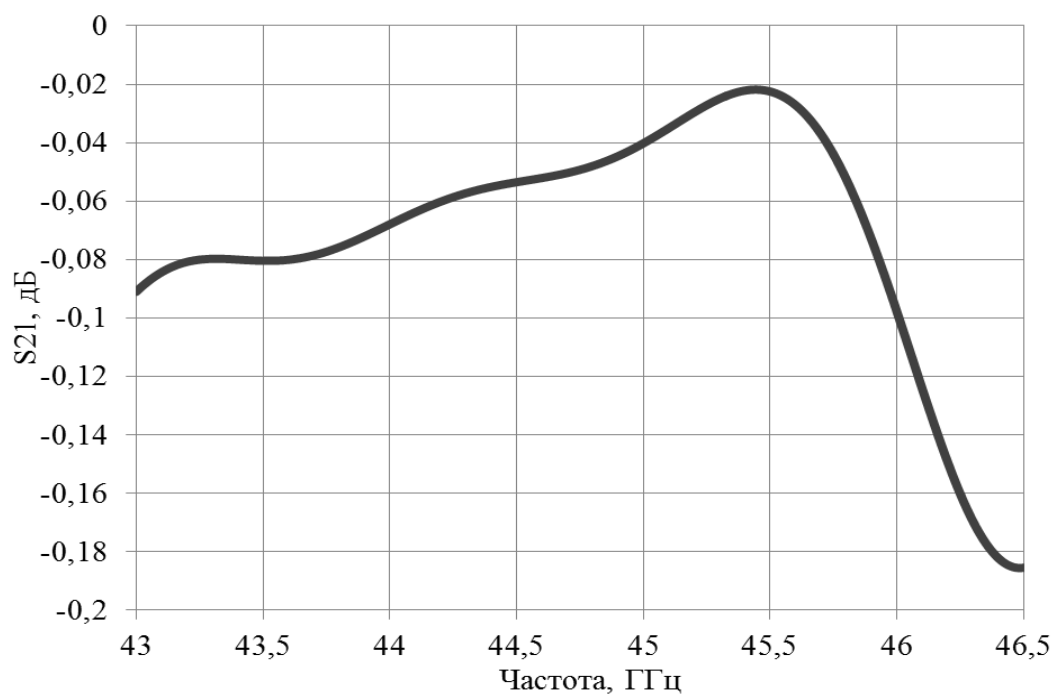


Рисунок 3.9 – Частотная зависимость потерь на прохождение S_{21} в ОС первой моды

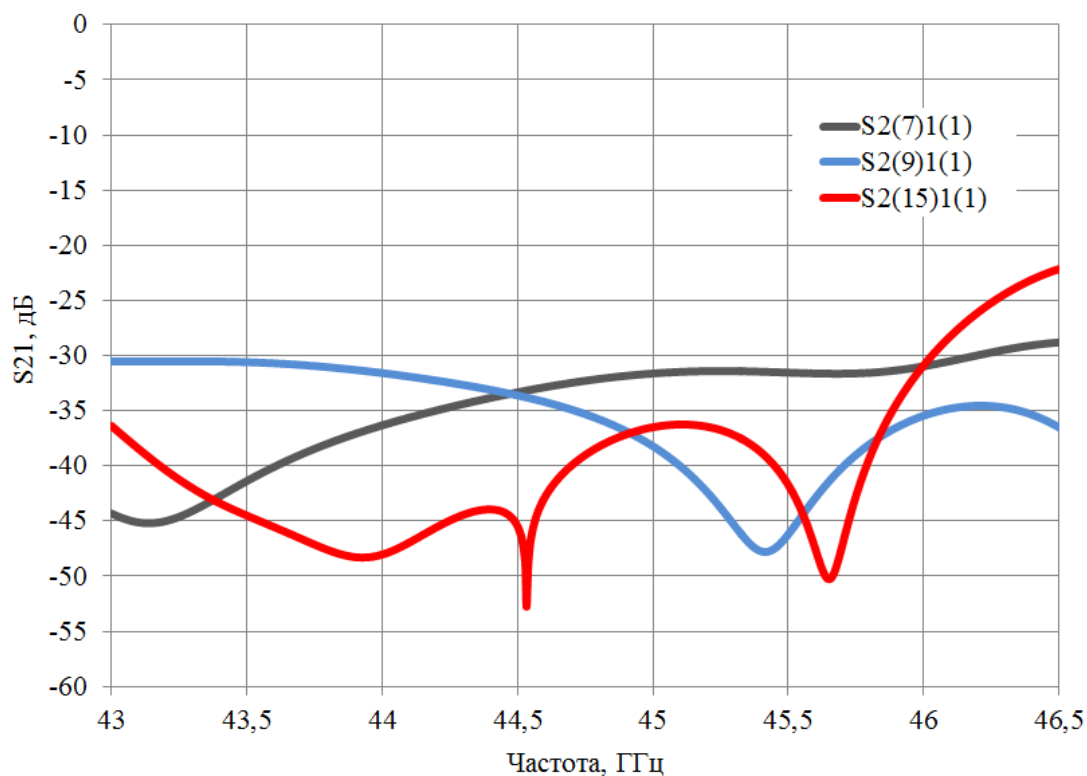


Рисунок 3.10 – Развязки между волной H_{11} (1 мода) и волнами высших типов E_{11} , H_{31} , H_{12} (7, 9, 15 моды)

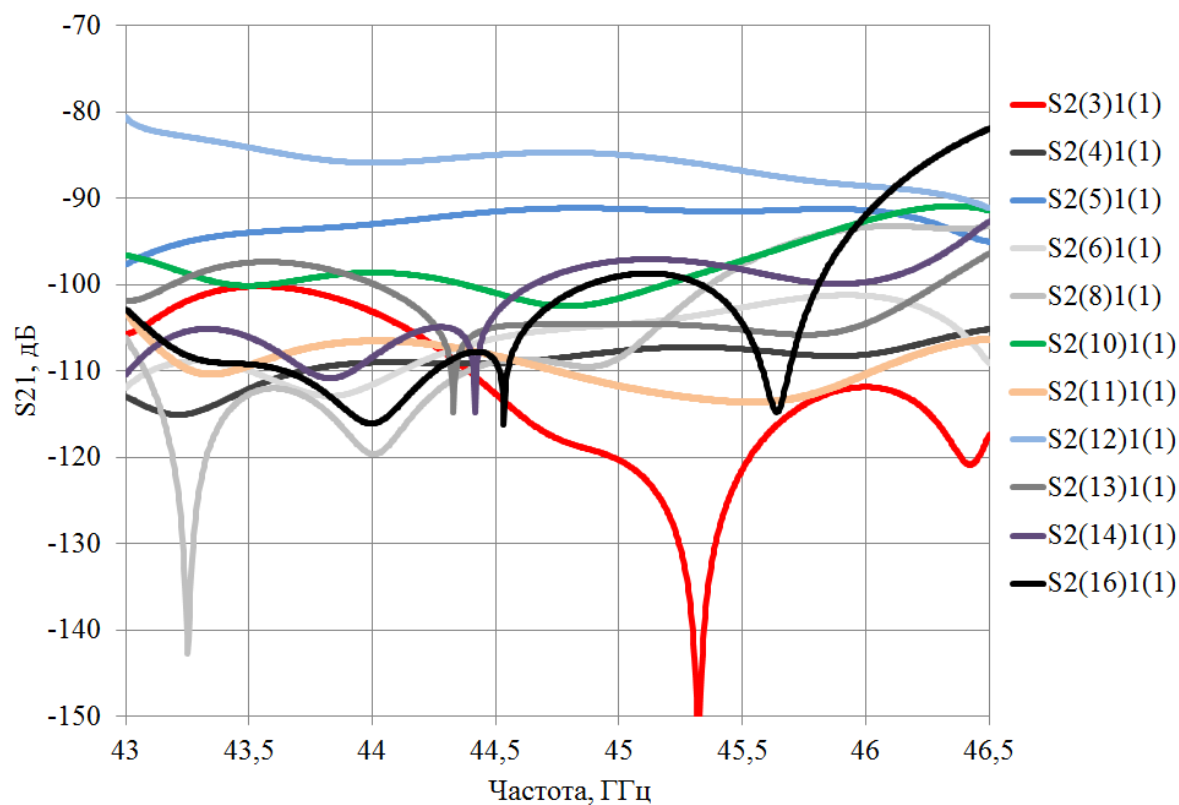


Рисунок 3.11 – Развязки между волной основного типа и остальными высшими модами

Из рисунка 3.9 видно, что прямые потери в ОС при работе на первой моде в рабочей полосе частот составили менее 0,1 дБ. Потери энергии волны основного типа H_{11} минимальны, ввиду отсутствия возбуждения волн высших типов. Данное утверждение подтверждается рисунками 3.10 и 3.11 из которых видно, что в рабочей полосе частот развязки между первой модой (волны основного типа H_{11}) и 7, 9, 15 модами (волны высших типов E_{11} , H_{31} и H_{12}), а также остальными типами волн составляют менее минус 30 дБ. Таким образом, возбуждение волн высших типов E_{11} , H_{31} и H_{12} относительно волноводного трансформатора с плавной формой перехода минимизировано.

Еще одной характеристикой, которая может указать на влияние высших типов волн на распространение волны основного типа, является групповое время запаздывания (ГВЗ) [7, 120–129 с.]. Как было отмечено ранее, в рассчитанном ОС могут возбуждаться волны E_{11} , H_{31} и H_{12} . Возникшие паразитные волны в волноводе могут вызвать не только уменьшение энергии волны основного типа, но и изменение фазы. Данное явление объясняется изменением фазовой постоянной основной волны в волноводе, связанным с преобразованием в другие типы волн. Для того чтобы не допустить появления паразитных фазовых набегов, при моделировании волноводного трансформатора необходимо контролировать ГВЗ. При возбуждении и распространении в волноводе паразитной волны, оказывающей влияние на распространение волны основного типа, изменяется один из параметров волноводных трактов – неравномерность ГВЗ. На рисунке 3.12 изображена кривая ГВЗ в полосе частот приема: 1 – для ОС с трансформатором гладкой формы, 2 – для ОС с трансформатором специальной формы (рисунок 3.7).

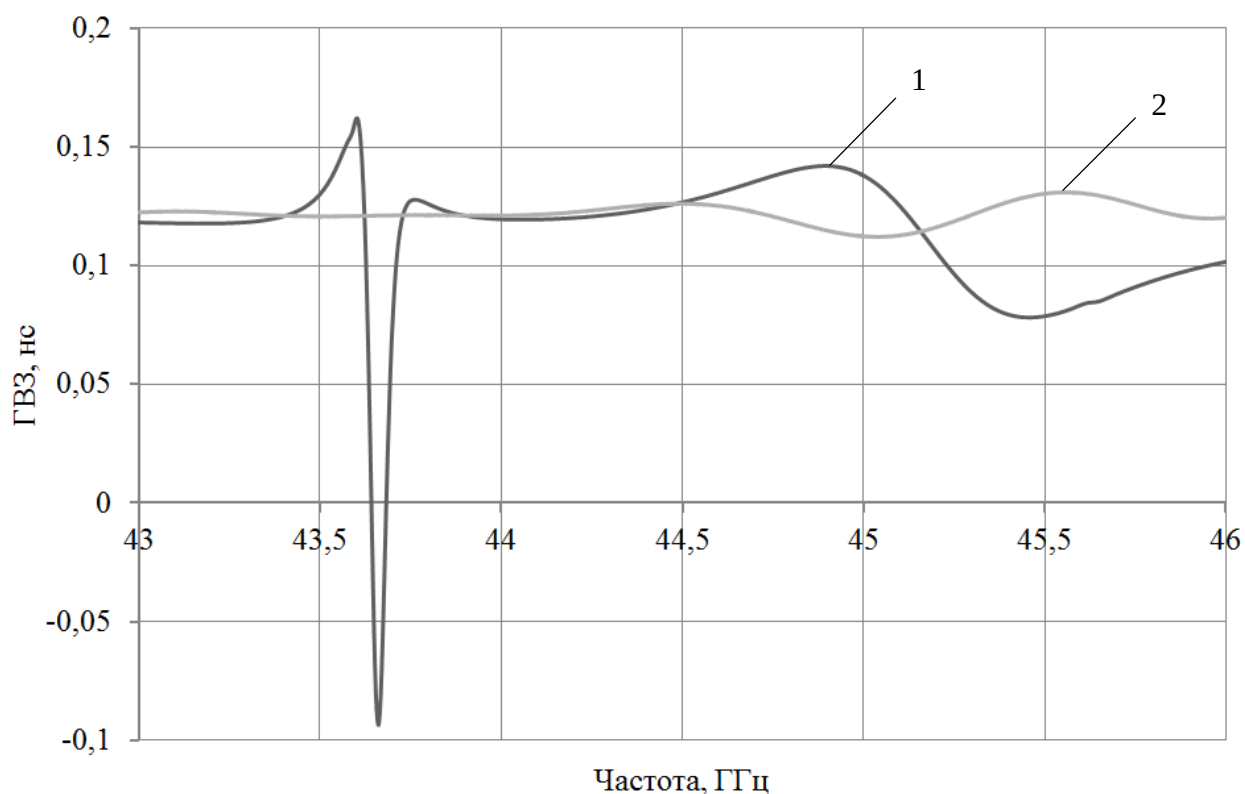


Рисунок 3.12 – Частотная зависимость ГВЗ

Из рисунка 3.12 видно, что неравномерность ГВЗ в рабочей полосе частот для ОС с трансформатором в форме усеченных конусов составила менее 0,02 нс (в отличии от ОС с трансформатором гладкой формы у которого неравномерность ГВЗ составила более 0,25 нс). Это означает, что высшие типы волн, возбуждающиеся в ОС, подавлены и не оказывают существенного влияния на распространение волны основного типа.

Данный результат был получен за счет реализации волноводного трансформатора в виде ступеней в форме усеченных конусов с инверсным положением последнего из них. Полученный волноводный трансформатор, кроме согласования двух волноводов круглых сечений, также выполняет функцию модового дискриминатора. На рисунке 3.13 показаны габаритные размеры ОС (размеры указаны в мм).

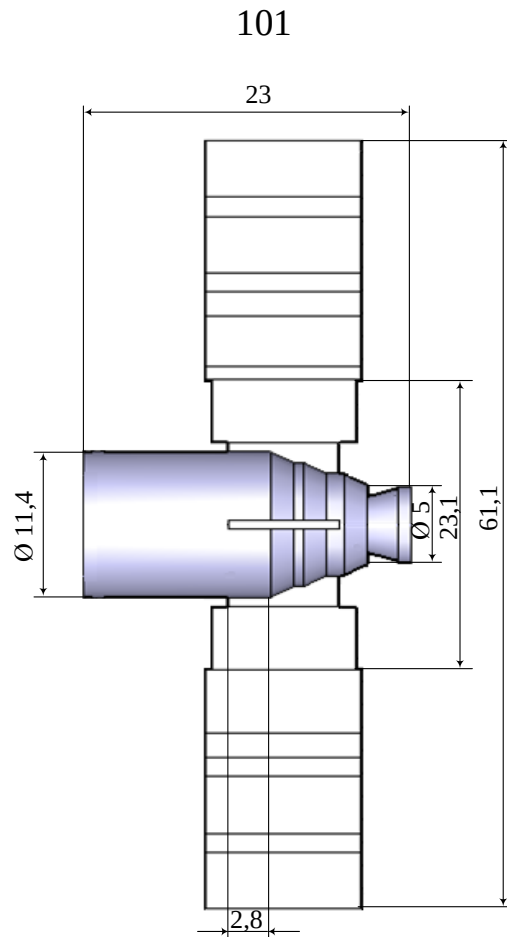


Рисунок 3.13 – ОС К/Q-диапазонов в продольном сечении

3.1.3 Моделирование полярирующих устройств К/Q-диапазонов

Как уже было отмечено ранее, наиболее широкополосным и компактным поляризирующим устройством является септум-поляризатор, в соответствии с этим в качестве поляризатора К-диапазона использовался разработанный септум-поляризатор, внешний вид и основные геометрические размеры которого представлены на рисунке 3.14 (размеры указаны в мм). Для данного диапазона частот размер поперечного сечения стандартного прямоугольного волновода составляет 13х6,5 мм. На рисунках 3.15 и 3.16 приведены соответственно КСВН и КЭ, полученные при моделировании данного устройства одного из выходов поляризатора (разбиение сетки с учетом автоматического уплотнения составило 472484 ячейки).

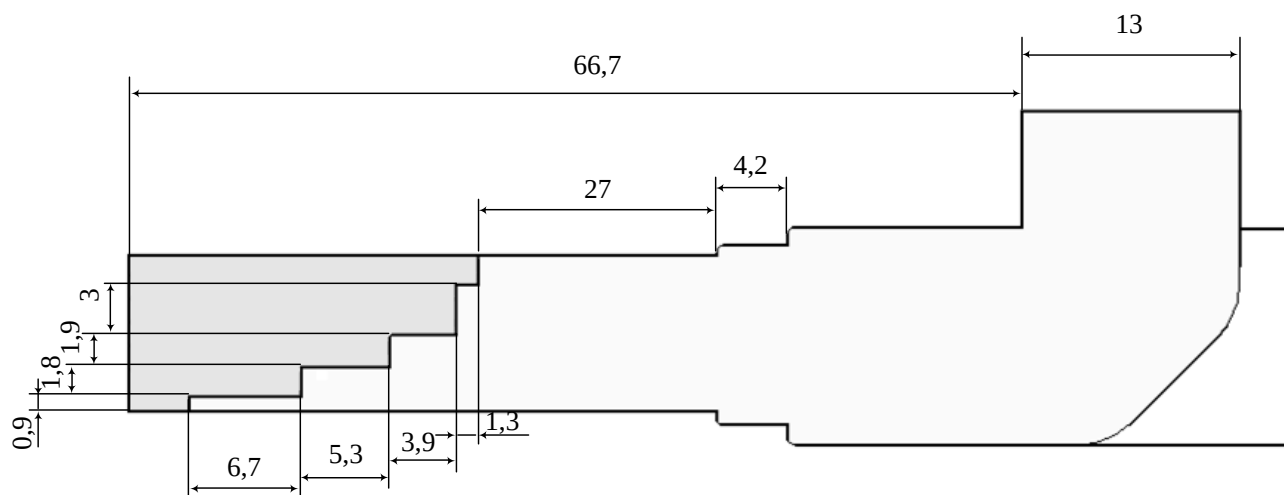


Рисунок 3.14 – Септум-поляризатор К-диапазона частот

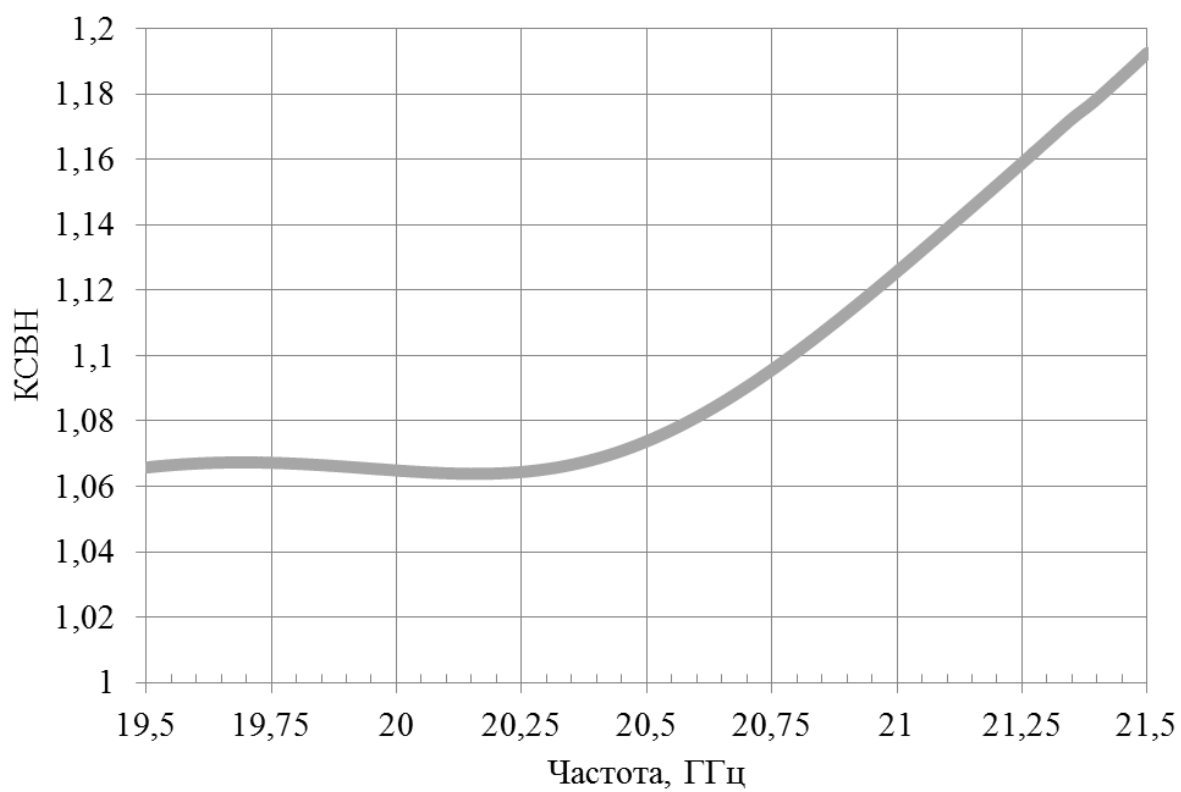


Рисунок 3.15 – КСВН септум-поляризатора К-диапазона

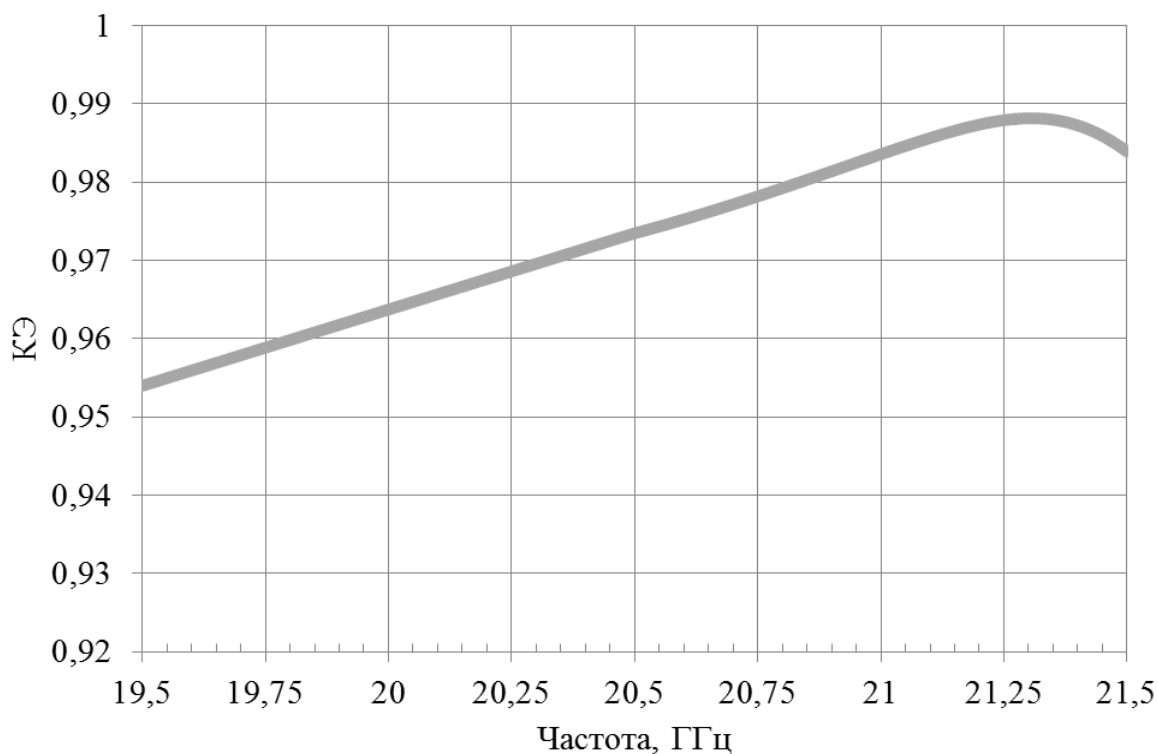


Рисунок 3.16 – КЭ септум-поляризатора К-диапазона

Так как конструкция разработанного поляризатора К-диапазона подобна конструкции поляризатора, рассмотренного в разделе 2.1.3.2, в данном разделе целесообразно будет рассмотреть подробнее конструкцию поляризатора Q-диапазона.

Ввиду технологических и производственных сложностей реализации конструкции септум-поляризатора в Q-диапазоне частот, было решено использовать в данном диапазоне частот в качестве поляризующего устройства поляризатор с пазом. На рисунке 3.17 показан внешний вид поляризатора Q-диапазона. Поляризатор Q-диапазона представляет собой волновод круглого сечения с установленным прямоугольным пазом под углом 45° относительно вектора напряженности электрического поля электромагнитной волны, возбужденной в круглом волноводе. Подобно принципу работы поляризатора с диэлектрической пластиной за счет паза распространяются две ортогональные моды с дифференциальным фазовым сдвигом $\pi/2$. Для разделения двух

ортогональных компонент к одному из выходов волновода круглого сечения подключается селектор с двумя ортогональными выходами.

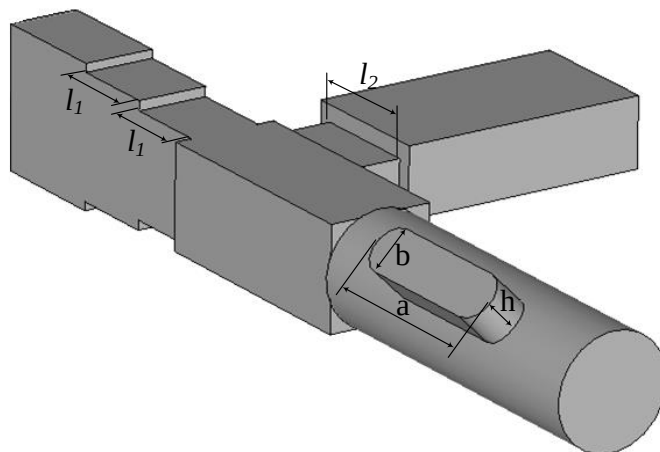


Рисунок 3.17 – Поляризатор Q-диапазона

Диаметр волновода круглого сечения поляризатора должен быть равен диаметру D_Q круглого волновода ОС. Размер поперечного сечения стандартных прямоугольных волноводов (двух ортогональных выходов селектора) для данного диапазона частот составляет 5,2x2,6 мм. Подключение ортогональных прямоугольных волноводов к поляризатору, выполненному на волноводе круглого сечения, наиболее оптимально выполнить с помощью волновода квадратного сечения. В данном устройстве наилучшее согласование волновода круглого сечения получено с помощью квадратного волновода со стороной равной 4,2 мм. Один из прямоугольных волноводов подключается к квадратному волноводу в продольном направлении с помощью перехода, состоящего из двух последовательно подключенных отрезков волноводов (длиной $l_1 = 2,8$ мм) примерно равных четверти длины волны в волноводе. Другой прямоугольный волновод подключается перпендикулярно оси квадратного волновода с помощью прямоугольного трансформатора длиной и размером широкой стенки l_2 приблизительно равной длине волны в волноводе (длина $l_2 = 4,5$ мм).

На рисунке 3.18 представлена зависимость КЭ от частоты, полученная при моделировании поляризатора, для различных вариантов размеров паза. При расчете устройства, разбиение модели сеткой (с учетом автоматического уплотнения) составило 504640 ячеек. Рассчитанные варианты изменения размеров паза указаны в таблице 3.2 (номера, указанные на рисунке 3.18 обозначают № варианта из таблицы 3.2). Полученные при моделировании значения КСВН поляризатора для обоих ортогональных выходов для всех рассмотренных вариантов размера паза в заданном диапазоне частот составили не более 1,2.

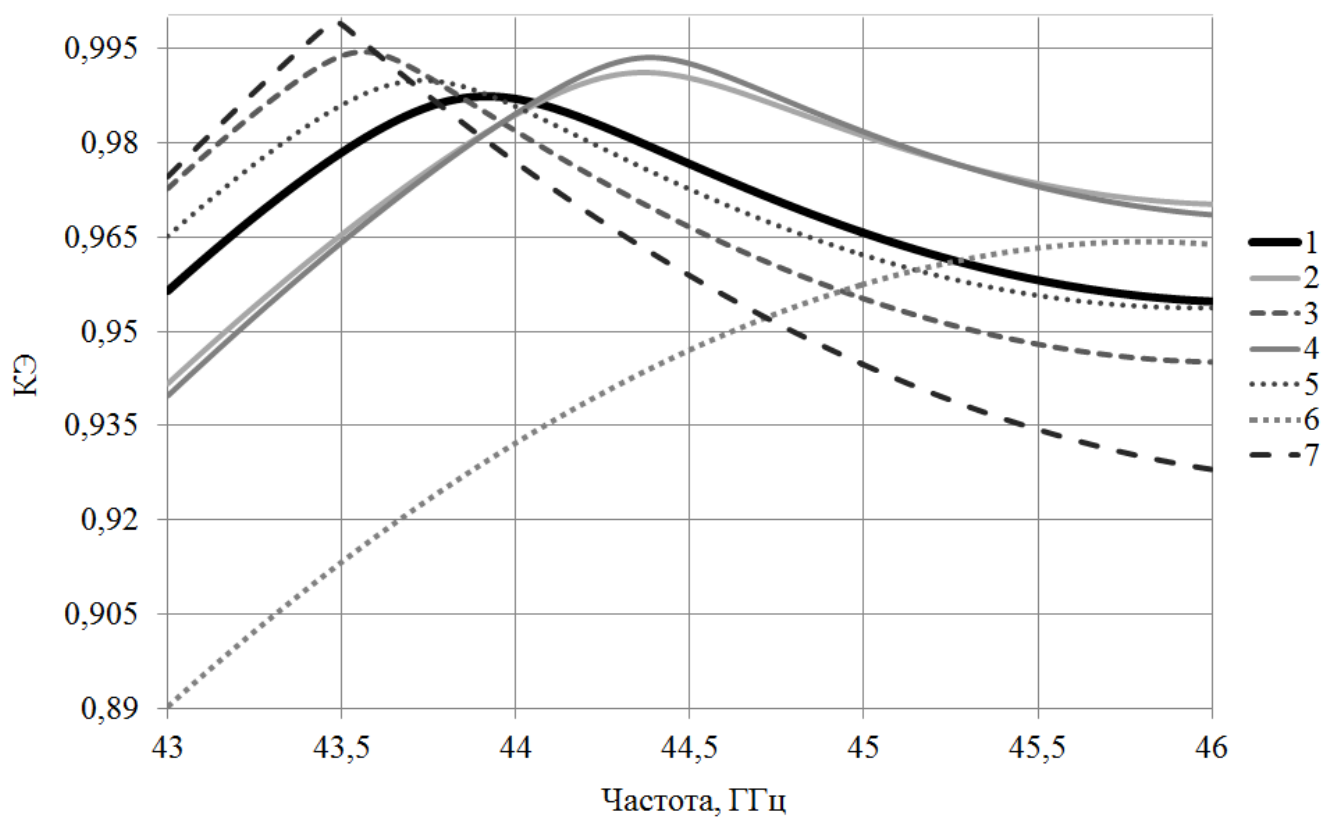


Рисунок 3.18 – КЭ поляризатора Q-диапазона

Таблица 3.2 – Варианты изменения размеров паза

№ варианта	a*, мм	b*, мм	h*, мм
1 – оптимальные размеры	7,15	1,9	1,5
2 – увеличение длины паза	7,2	1,9	1,5
3 – уменьшение длины паза	7,1	1,9	1,5
4 – увеличение ширины паза	7,15	1,95	1,5
5 – уменьшение ширины паза	7,15	1,85	1,5
6 – увеличение глубины паза	7,15	1,9	1,55
7 – уменьшение глубины паза	7,15	1,9	1,45
* Обозначения длины – a, ширины – b и глубины паза – h, в соответствии с рисунком 3.17			

Из рисунка 3.18 видно, что наилучшие значения КЭ в рабочей полосе частот имеет поляризатор с размерами паза $a=7,15$ мм, $b=1,9$ мм, $h=1,5$ мм (1 вариант, рисунок 3.18 и таблица 3.2). Худшее значение КЭ в полосе частот для данного варианта паза составило 0,955. Из рисунка 3.18 видно, что относительно малые изменения длины, ширины или глубины паза значительно влияют на значения КЭ в рабочей полосе частот. Из этого следует, что при настройке изготовленного поляризатора необходимо варьировать одним из данных параметров относительно тех размеров, которые были получены при моделировании, например, глубиной паза, т.к. ее влияние на КЭ наиболее ощутимо. По этой причине, в конструкции данного поляризатора был применен регулируемый поршень в области паза, который позволил изменять глубину самого паза для обеспечения возможности настройки изготовленного поляризатора. Таким образом, полученный поляризатор с пазом позволяет обеспечить требуемые значения КЭ и КСВН в рабочем диапазоне приема частотно-поляризационного селектора, а также после его изготовления обладает возможностью настройки КЭ в требуемой полосе частот.

3.2 Экспериментальные исследования частотно-поляризационного селектора К/Q-диапазонов

В соответствии с результатами моделирования частотно-поляризационного селектора (рисунок 3.19), был изготовлен облучатель, фотография которого представлена на рисунке 3.20.

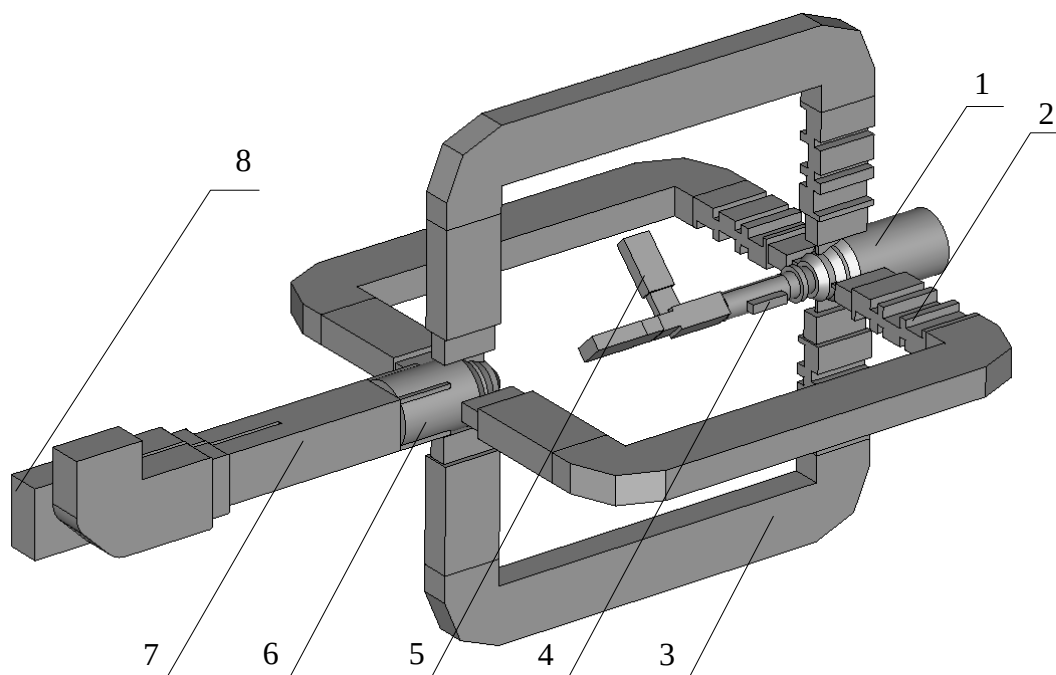


Рисунок 3.19 – Модель частотно-селективного устройства: 1, 6 – ОС; 2 – ФНЧ; 3 – волновод П-образной формы; 4 – поляризатор; 5 – выход приемного канала; 7 – септум-поляризатор; 8 – выход передающего канала

Так как данный частотно-поляризационный селектор разрабатывался для облучателя двухзеркальной антенны, то к данному селектору предъявлялись следующие требования:

- обеспечение приема и передачи в соответственно Q- и К-диапазонах при условии, что в рабочих полосах частот значения КСВН должны составлять не более 1,25, КЭ – не менее 0,95;
- поляризация сигналов: для К-диапазона – правая круговая, для Q-диапазона – левая круговая.

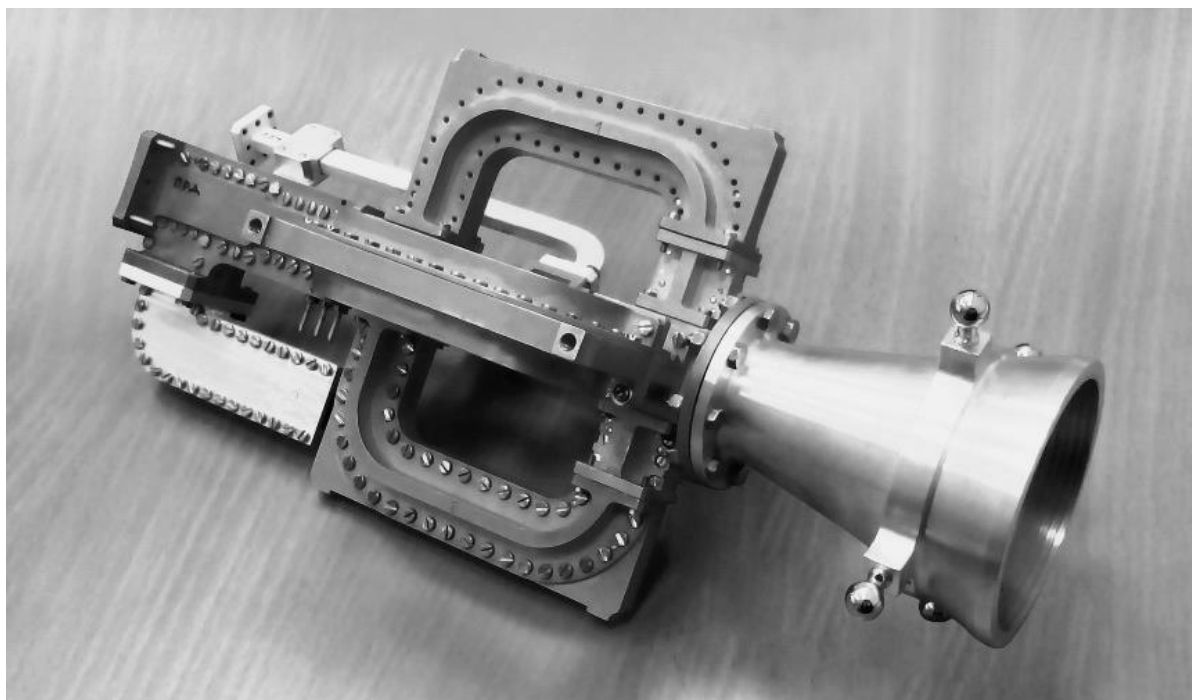


Рисунок 3.20 – Облучатель К/Q-диапазонов

В соответствии с данными требованиями, с одного из двух выходов каждого из поляризаторов Q- и К-диапазонов будут выделяться полезные сигналы, к другим выходам каждого из двух поляризаторов подключены нагрузки. Для поляризатора К-диапазона нагрузка устанавливается на выход, перпендикулярный к собственной оси поляризатора, для поляризатора Q-диапазона – на выход, расположенный вдоль оси поляризатора.

Сравнения полученных при моделировании результатов расчета КЭ и КСВН частотно-поляризационного селектора с измеренными характеристиками облучателя приведены на рисунках 3.21 - 3.24. Сплошные линии – значения КСВН и КЭ, полученные при моделировании частотно-поляризационного селектора, штрихпунктирные – измеренные значения. При моделировании данного частотно-поляризационного селектора разбиение сетки составило 172783044 ячейки.

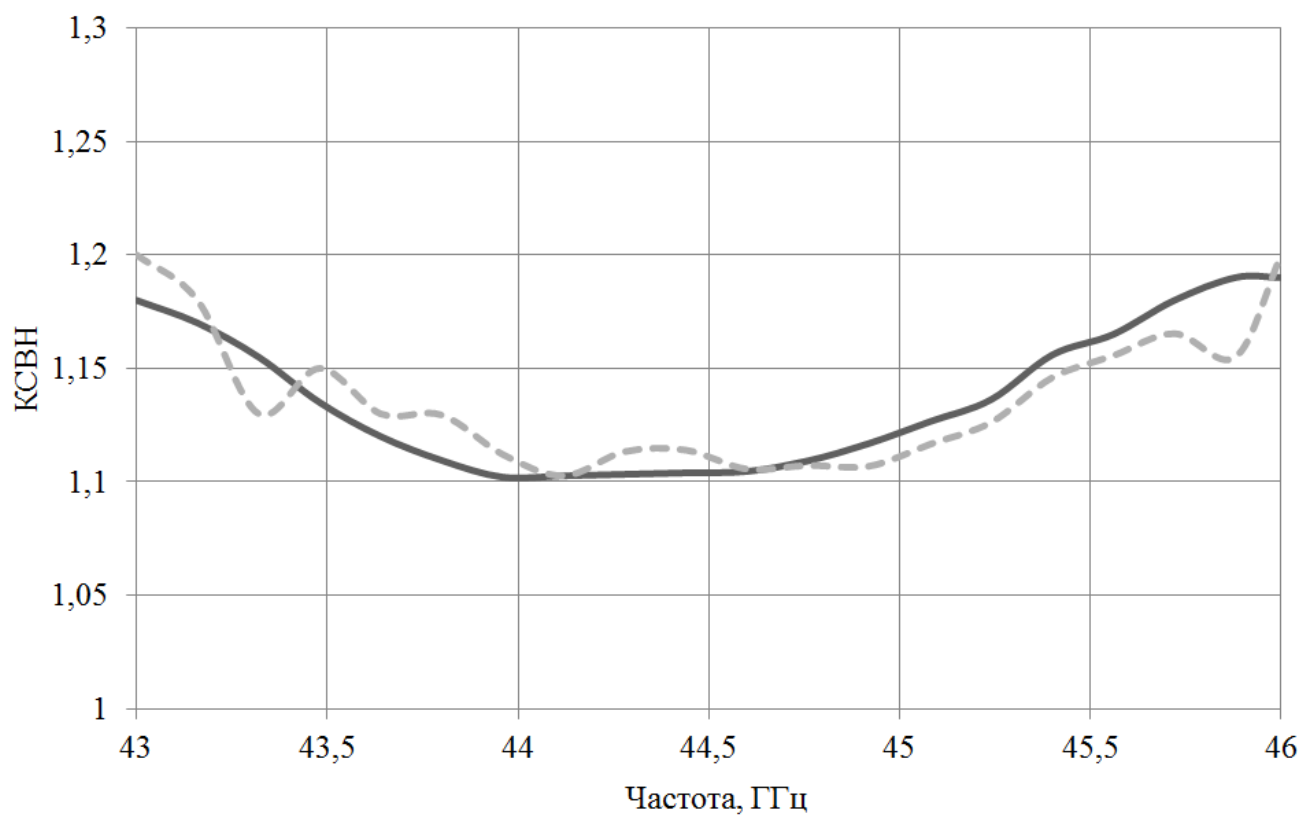


Рисунок 3.21 – КSVН селективного устройства в приемном частотном диапазоне

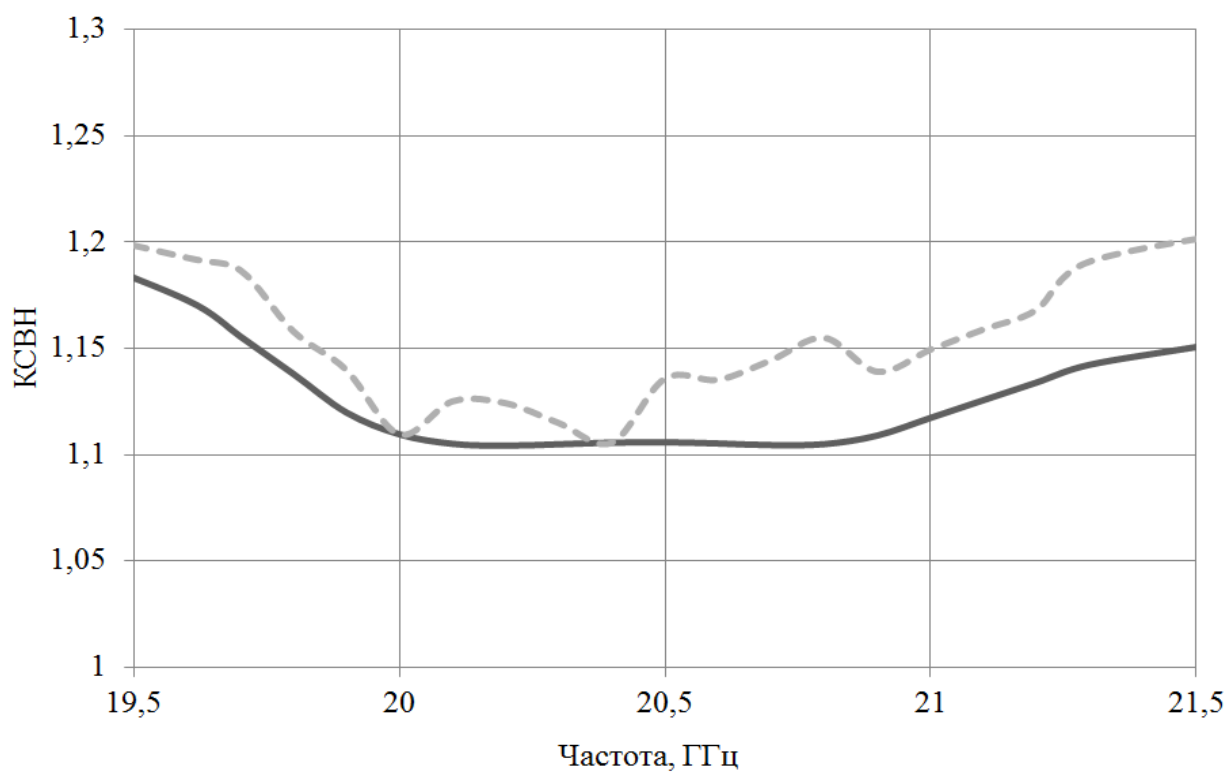


Рисунок 3.22 – КSVН селективного устройства в передающем частотном диапазоне

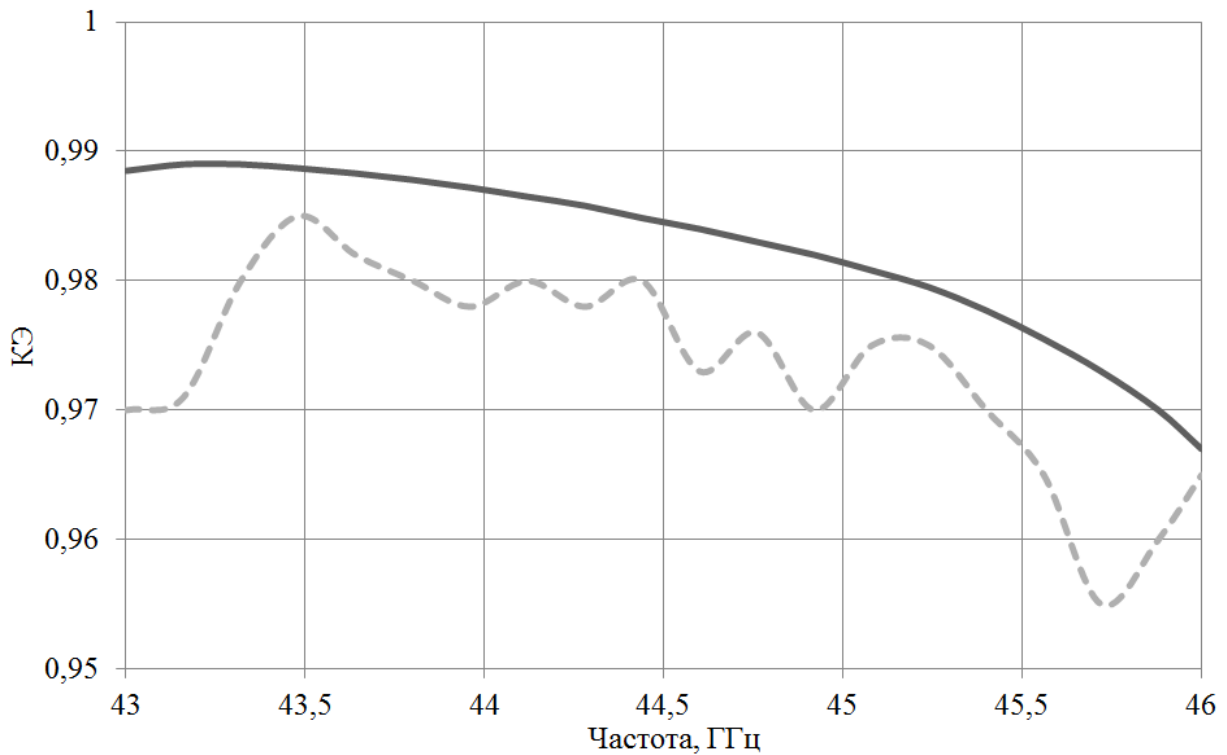


Рисунок 3.23 – График частотной зависимости КЭ селективного устройства в приемном частотном диапазоне

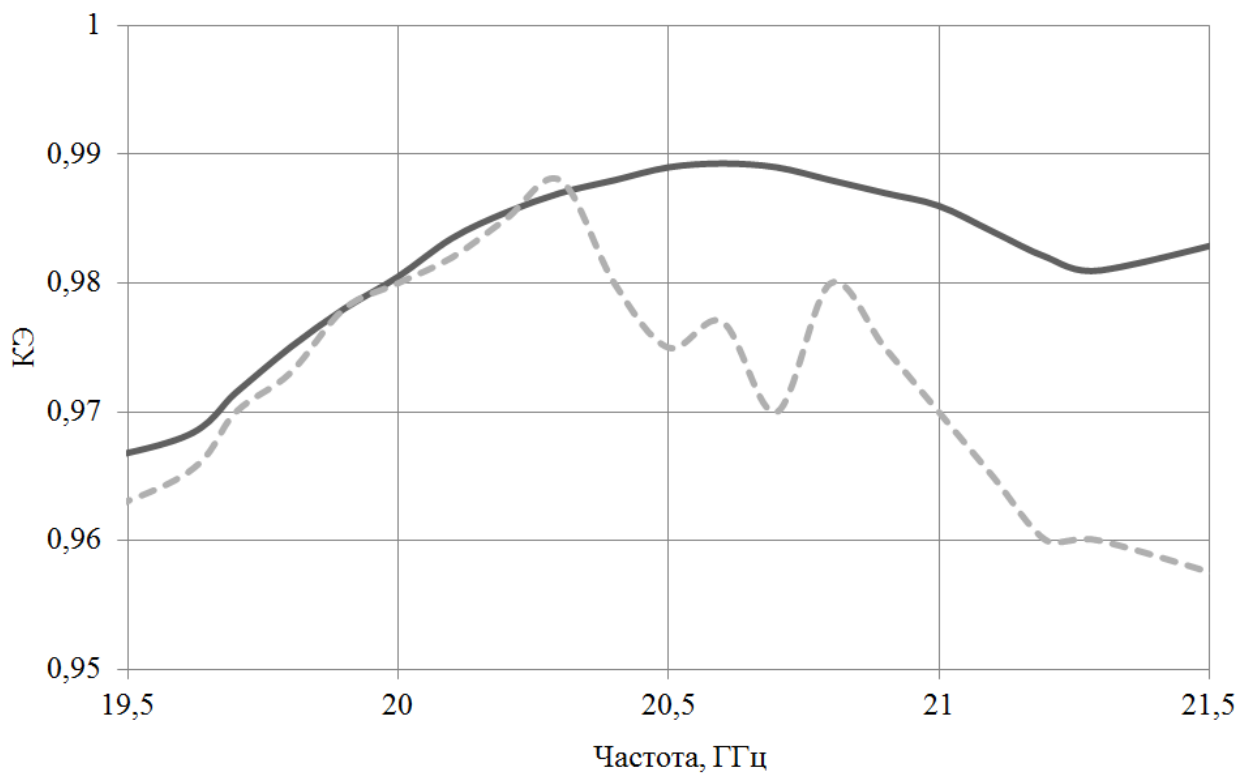


Рисунок 3.24 – График частотной зависимости КЭ селективного устройства в передающем частотном диапазоне

Из рисунков 3.21 и 3.22 видно, что рассчитанные и измеренные значения КСВН частотно-селективного устройства достаточно хорошо совпадают как по значению, так и по характеру частотной зависимости. Рассчитанные и измеренные значения КСВН в диапазоне рабочих частот передачи 19,5 – 21,5 ГГц и приема 43 – 46 ГГц составили не более 1,2. Из рисунков 3.23 и 3.24 видно, что рассчитанные и измеренные значения КЭ частотно-селективного устройства в диапазоне рабочих частот передачи 19,5 – 21,5 ГГц и приема 43 – 46 ГГц составили не менее 0,95. Поэтому можно сделать выводы о корректности результатов, полученных при моделировании, а также о том, что разработанный частотно-поляризационный селектор обеспечивает прием и передачу сигналов с круговой поляризацией с разносом частотных диапазонов приема и передачи более октавы в соответствии с предъявленными требованиями.

3.3 Выводы

1. Частотно-поляризационный селектор обеспечивает прием и передачу сигналов с круговой поляризацией в К/Q-диапазонах в соответствии с требованиями, предъявляемыми к облучающим системам спутниковой связи по значениям КЭ и КСВН.

2. Экспериментальные значения КЭ и КСВН частотно-поляризационного селектора К/Q-диапазонов в высокой степени коррелируют со значениями, полученными при моделировании устройства, что доказывает корректность методов расчета и моделирования частотно-поляризационного селектора, представленных в главах 3 и 2.

3. Спроектированный по «восстанавливающей схеме» частотно-поляризационный селектор позволяет передавать/принимать сигналы с круговыми поляризациями с разносом диапазонов частот приема и передачи более октавы, благодаря применению разработанного способа подавления высших типов волн.

4. Разработанный способ реализации волноводного трансформатора (необходимого для согласования в ОС двух входных волноводов круглого сечения) в виде ступеней в форме усеченных конусов и с инверсной формой последнего из них позволяет в рабочем ВЧ диапазоне добиться подавления высших типов волн, возбуждающихся в волноводном трансформаторе ОС, более чем на 30 дБ.

Исследования частотно-поляризационного селектора, а также способа подавления высших типов волн были проведены автором лично. Часть результатов, связанных с экспериментальными исследованиями, была получена совместно с соавторами научных публикаций.

4. УМЕНЬШЕНИЕ ГАБАРИТОВ ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СЕЛЕКТОРА РЕАЛИЗОВАННОГО ПО «ВОССТАНАВЛИВАЮЩЕЙ СХЕМЕ»

4.1 Уменьшение поперечных габаритов частотно-поляризационного селектора

Как было отмечено в главе 1, частотно-поляризационный селектор, реализованный по «восстанавливающей схеме», не имеет в своем составе двойных Т-мостов в отличие от используемой схемы с НЧ выходом, расположенным в продольном направлении ОС, выполненным в виде крестового разветвителя. Данное отличие рассматриваемой схемы позволяет уменьшить поперечные габариты частотно-поляризационного селектора в целом при условии компактности ФНЧ, расположенных в плечах первого ОС, подключаемого к рупору. На рисунке 4.1 показано поперечное сечение стандартного ОС, выполненного по «восстанавливающей схеме».

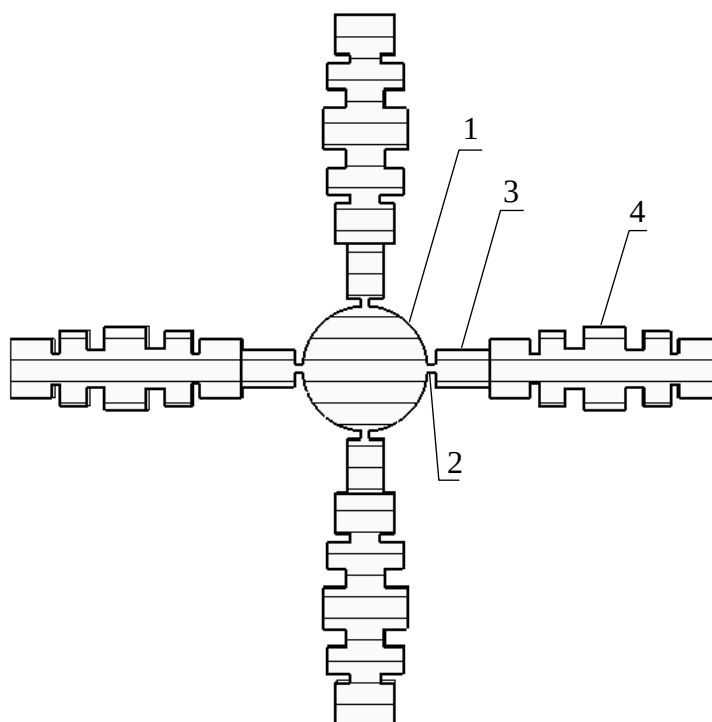


Рисунок 4.1 – Поперечное сечение ОС: 1 – волновод большего диаметра сечения; 2 – щель; 3 – ЧТ; 4 – ФНЧ

Из рисунка 4.1 видно, что наиболее очевидными способами уменьшения поперечных размеров ОС могут являться: 1 – уменьшение длины ЧТ, 2 – уменьшение длины ФНЧ, 3 – уменьшение количества ортогональных плеч ОС. В соответствии с результатами расчета длин ЧТ, приведенных в разделе 2.1.2, первый вариант решения проблемы уменьшения размеров ОС – невозможен. Второй вариант, который заключается в уменьшении продольных размеров ФНЧ, напрямую влияет на АЧХ фильтра, а именно – на ее деградацию и сужение полосы пропускания. Таким образом, в первую очередь необходимо рассмотреть возможность уменьшения поперечных размеров ОС за счет уменьшения количества ортогональных плеч.

4.2 Уменьшение габаритов ортомодового селектора за счет уменьшения количества ортогональных плеч

Уменьшение поперечных размеров ОС за счет уменьшения количества ортогональных плеч допустимо выполнить на примере разработанного и ранее рассмотренного в разделе 3.1 ОС К/Q-диапазонов. Данный ОС в соответствии с рисунком 3.9 в нижнем диапазоне частот обеспечивает работу в полосе от 19,5 ГГц до 21,5 ГГц при значении прямых потерь менее 0,1 дБ. Как можно заметить селектор работает в относительно широкой полосе частот, однако данная конструкция, как уже было отмечено, имеет большие поперечные размеры.

Для решения данной проблемы необходимо рассмотреть способ уменьшения габаритов ОС за счет разделения ортогональных мод сигнала с помощью двух взаимно-перпендикулярных волноводных плеч в области волноводного трансформатора круглого сечения [101, 102]. На рисунке 4.2 а) представлена модель селектора. Разбиение модели селектора при моделировании составило 999297 ячеек. В ортогональных плечах данного селектора установлены емкостные ФНЧ для обеспечения подавления сигналов

рабочего ВЧ диапазона. Поперечные размеры фильтров были рассчитаны, исходя из возможности распространения основной волны H_{10} рабочего НЧ диапазона в прямоугольном волноводе. Диаметр волновода круглого сечения был рассчитан, исходя из обеспечения условия распространения волны основного типа H_{11} в передающем диапазоне частот. Выход селектора представляет собой переход на сечение меньшего диаметра для распространения основной волны H_{11} в диапазоне частот приема, а множественные изменения сечения круглого волновода для подавления паразитных составляющих высших мод, возбуждение которых возможно в круглом сечении волновода большего диаметра. На рисунке 4.3 показан график КСВН в области нижних рабочих частот системы из двух ОС, объединенных между собой прямоугольными волноводами (рисунок 4.2 б)). Из рисунка 4.3 видно, что рабочая полоса частот составляет немногим более 400 МГц, что значительно уже, чем у ОС в виде крестового разветвления.

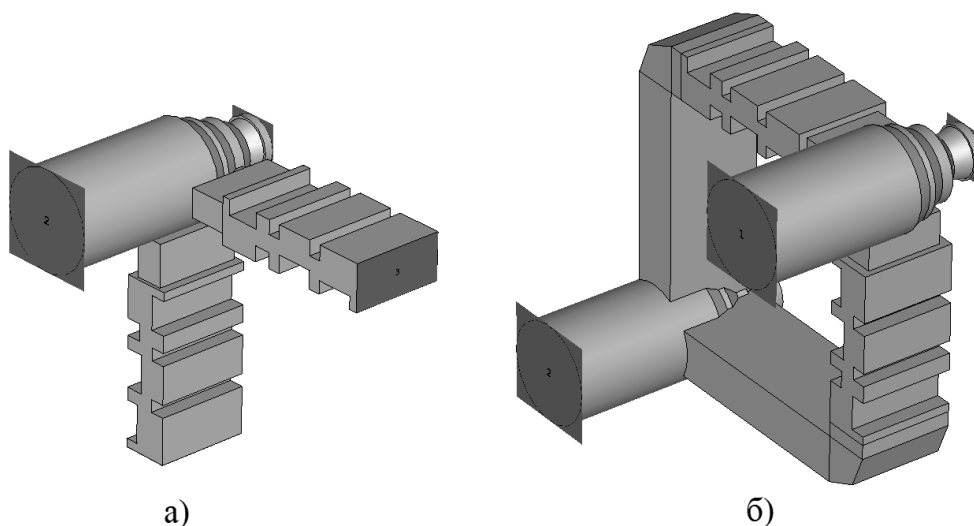


Рисунок 4.2 – Двух-плечевой ОС: а) – ОС с двумя ортогональными плечами;
б) – два объединенных между собой селектора

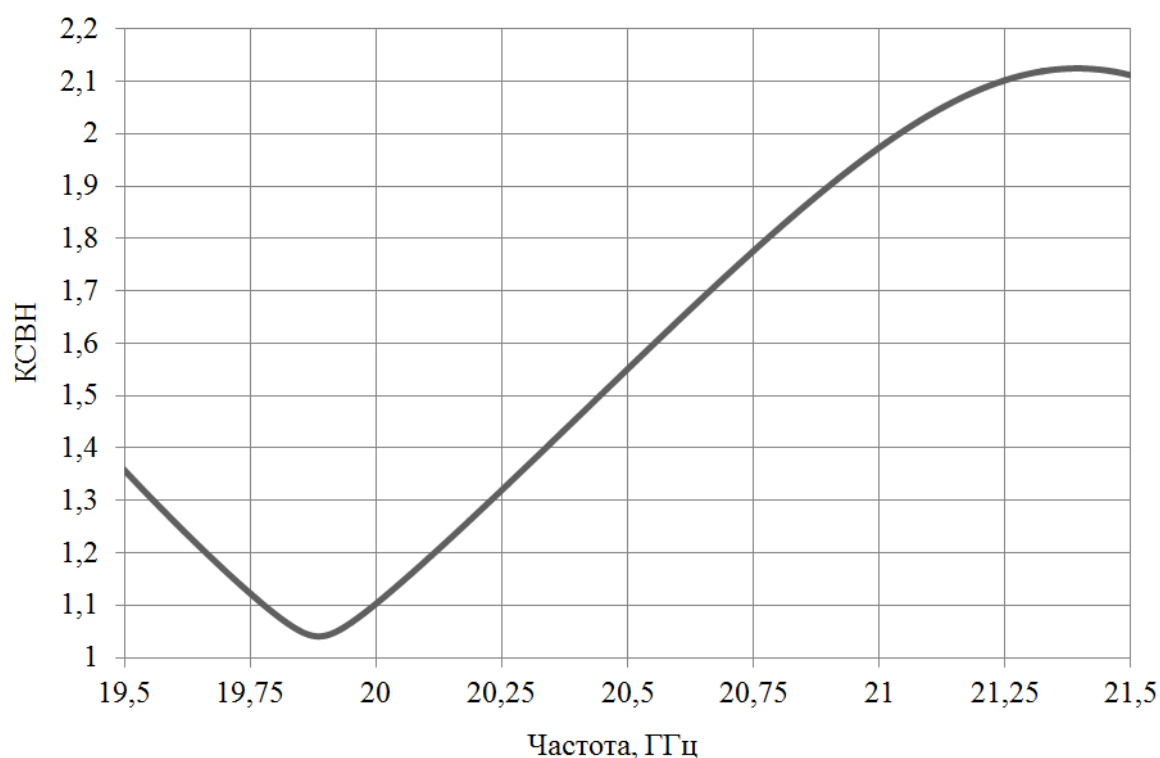


Рисунок 4.3 – КСВН двух-плечевого ОС

Чтобы выявить причину уменьшения полосы рабочих частот при уменьшении количества ортогональных плеч, необходимо рассмотреть величину подавления волны H_{10} , распространяющейся в волноводе прямоугольного сечения в реверсном канале. Реверсный канал представляет собой ответвление прямоугольного волновода, который подключен широкой стенкой к волноводу круглого сечения ОС параллельно распространению вектора $\vec{E}$ напряженности электрического поля. Основным канал соответственно – перпендикулярно к вектору $\vec{E}$ напряженности электрического поля. На рисунке 4.4 показана зависимость подавления волны H_{10} , распространяющейся в реверсном канале волновода прямоугольного сечения, относительно волны H_{10} , распространяющейся в волноводе прямоугольного сечения, расположенного в основном канале одной из плоскостей ОС, выполненного в виде крестового разветвителя. На рисунке 4.5 – та же зависимость в волноводе прямоугольного сечения реверсного канала ОС,

состоящего из двух плеч. Из рисунка 4.5 видно, что в ортогональных плечах селектора, состоящего из двух плеч, не обеспечивается должная развязка между ортогональными модами, что, в свою очередь, негативно влияет на величину обратных потерь в ОС, т.е. значительно сужает рабочую полосу частот.

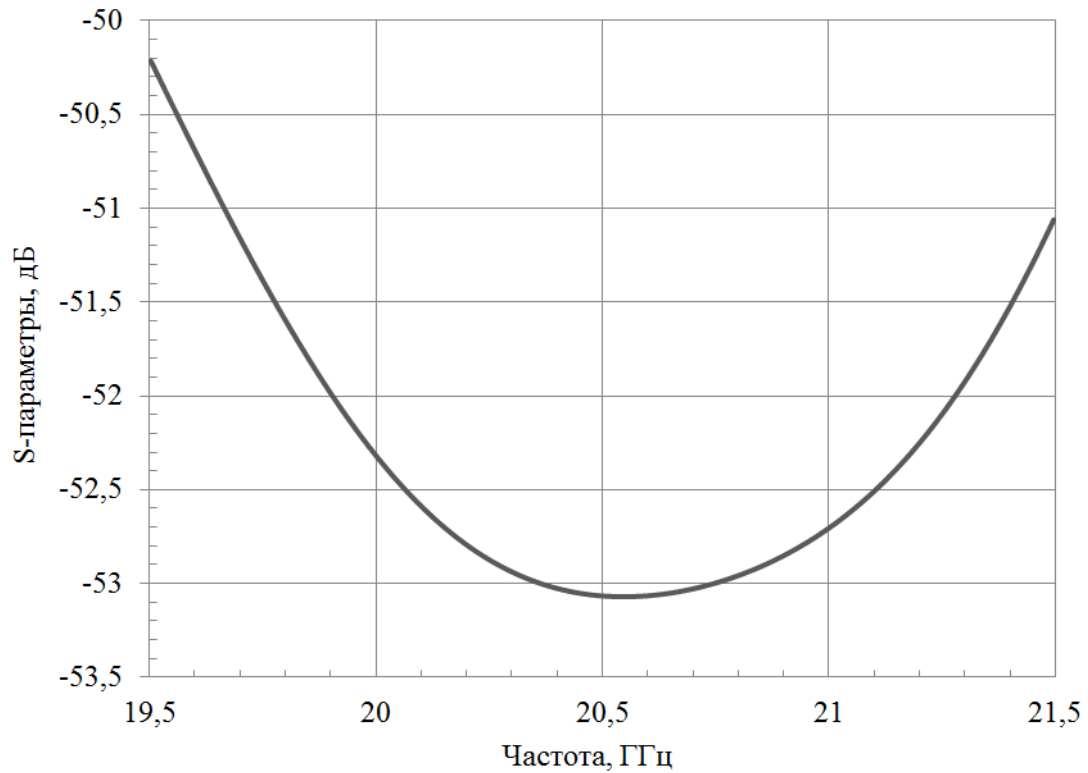


Рисунок 4.4 – Зависимость развязки между ортогональными модами для крестового разветвителя

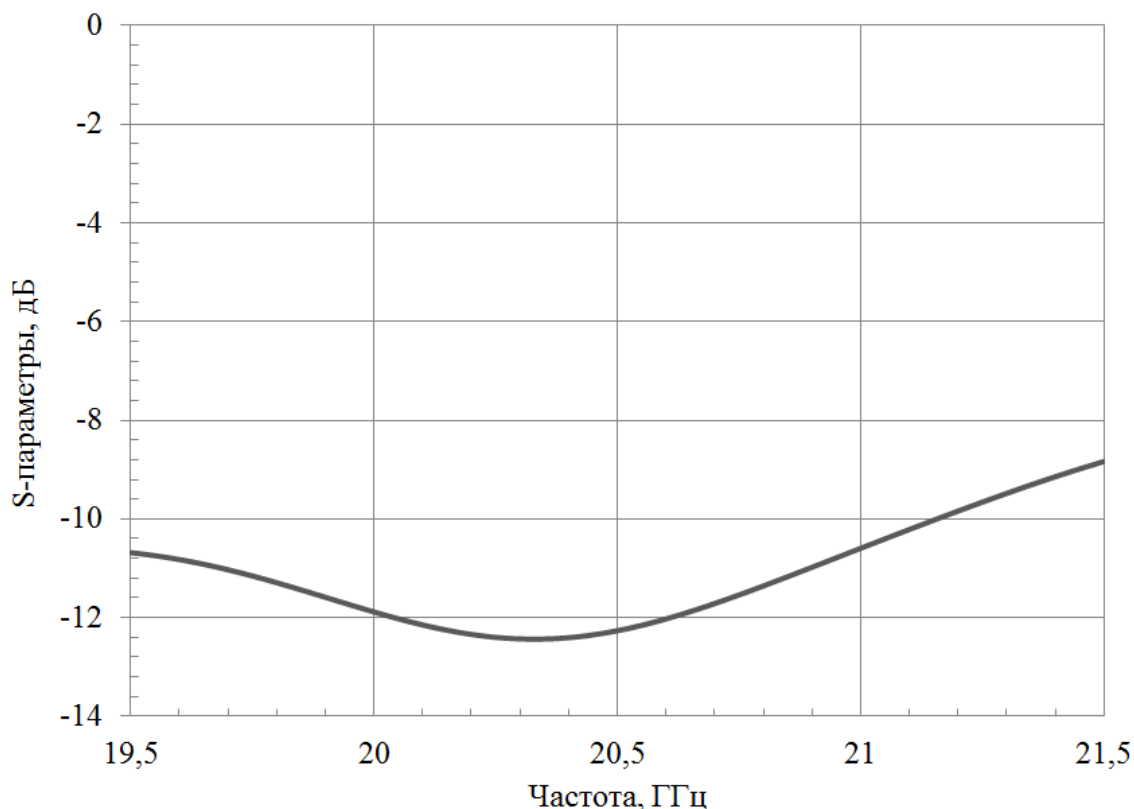


Рисунок 4.5 – Зависимость развязки между ортогональными модами для ОС с двумя ортогональными плечами

Таким образом, можно сделать вывод, что простое ортогональное разделение мод без симметричного разделения на четыре канала (крестового разветвления) не обеспечивает развязки между ортогональными модами, что влечет за собой значительное уменьшение рабочей полосы частот. Поэтому наиболее предпочтительным устройством для разделения ортогональных мод является ОС на основе крестового разветвителя.

4.3 Изменение формы четвертьволнового трансформатора ортомодового селектора

Для уменьшения поперечных габаритов ОС с сохранением электрических длин как ЧТ, так и ФНЧ был предложен способ исполнения ЧТ [103], заключающийся в реализации данного трансформатора в виде волноводного изгиба. Внешний вид ОС, рассчитанного в С-диапазоне частот (разбиение

модели ОС в САПР составило 1392384 ячейки), с трансформатором такого типа приведен на рисунке 4.6. Данное устройство состоит из: 1 – волновода круглого сечения, 2 – трансформатора (модового) волновода круглого сечения, 3 – четырёх ЧТ прямоугольных сечений, 4 – четырёх фильтров нижних частот.

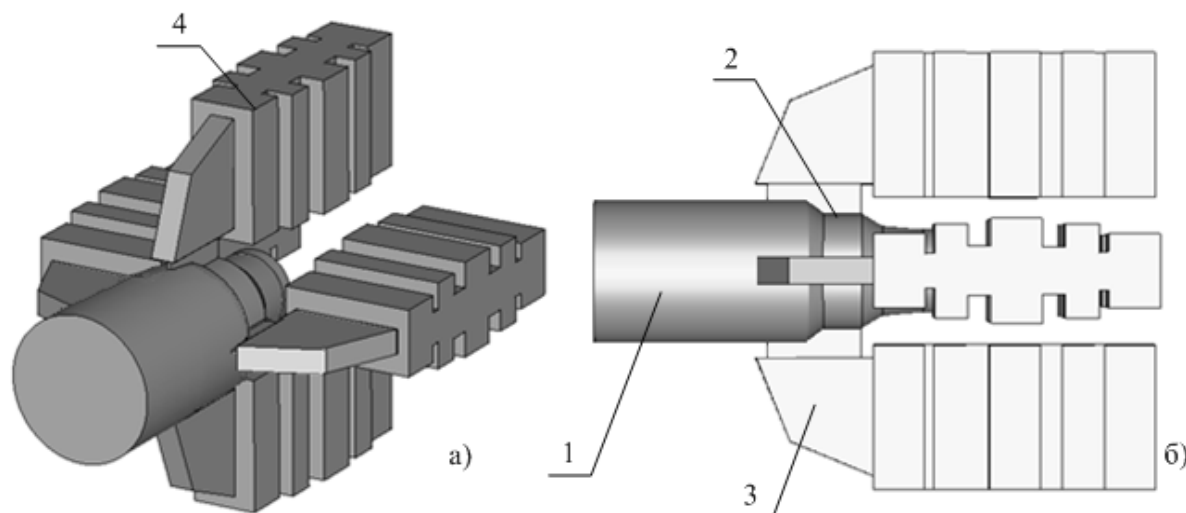


Рисунок 4.6 – Внешний вид компактного ОС:

а) – изометрический вид; б) – вид сбоку

Форма волноводного ЧТ прямоугольного сечения представляет собой четверть правильного восьмиугольника с радиусом описанной окружности равным размеру широкой стенки ЧТ. Данная форма трансформатора позволяет уменьшить поперечные габариты ОС за счет углового 90° -го соединения с ФНЧ. Таким образом, ФНЧ располагаются не в поперечной плоскости ОС (или частотно-поляризационного селектора в целом), а в продольной. За счет такого согласующего трансформатора из поперечных размеров ОС исключаются длины входящих в его состав ФНЧ.

Размеры волноводов круглого сечения, а также размеры и расположение щели выбираются аналогично описанным в разделе 2.1.2 условиям. Размер широкой стенки трансформатора должен также удовлетворять условию 2-11 (раздел 2.1.2). Варьирование размерами широкой и узкой стенок данного трансформатора обеспечивает наилучшее согласование в рабочем НЧ

диапазоне. Ширина разработанного трансформатора по окончании моделирования составила 46,9 мм, высота – 11 мм.

Чтобы определить наиболее оптимальную длину трансформатора, было проведено исследование влияния длины данного трансформатора на КСВН ОС в рабочих диапазонах частот. На рисунке 4.7 показан ОС с удлинённым трансформатором за счёт волноводных проставок, установленных с обоих выходов трансформатора прямоугольного сечения. Толщина таких вставок составила 1,5 мм.

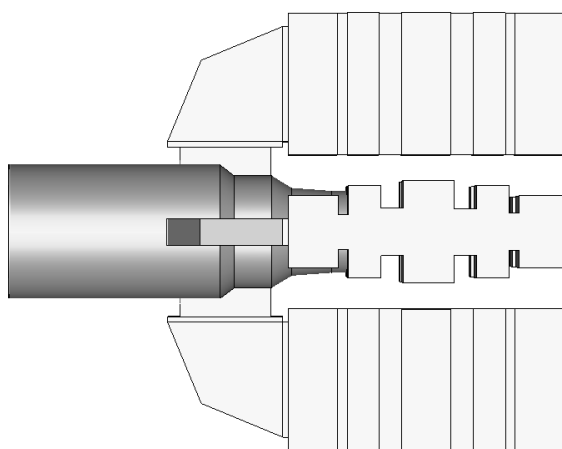


Рисунок 4.7 – Внешний вид ОС с увеличенной длиной ЧТ

На рисунке 4.8 показаны результаты моделирования ОС (КСВН) в рабочем НЧ диапазоне при различных длинах согласующего трансформатора: 1 – волноводный изгиб с длиной средней линии $\approx \frac{2}{3}\lambda_v$ (λ_v – длина волны в волноводе на средней частоте ВЧ диапазона), а именно 35,8 мм, 2 – волноводный изгиб с удлинением на 1,5 мм обоих концов трансформатора.

На рисунке 4.9 показаны результаты моделирования ОС (КСВН) в рабочем ВЧ диапазоне при различных длинах трансформатора: 1 – волноводный изгиб без увеличения длины, 2 – волноводный изгиб с удлинением на 1,5 мм обоих концов трансформатора.

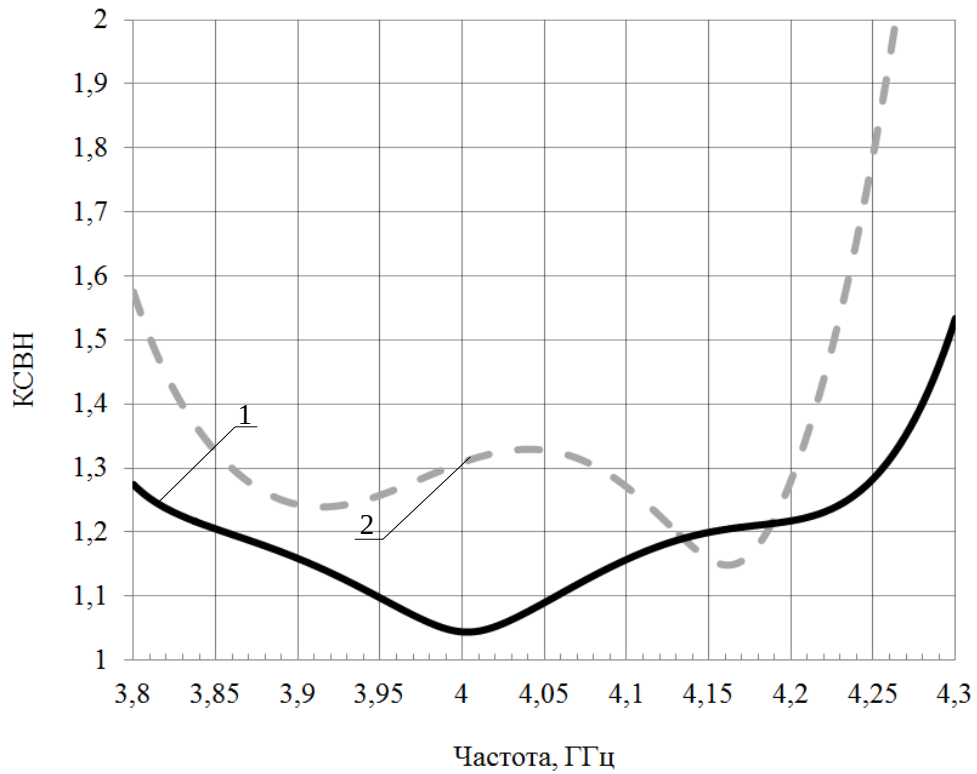


Рисунок 4.8 – КСВН ОС на частотах 3,85-4,25 ГГц при различных длинах согласующего трансформатора

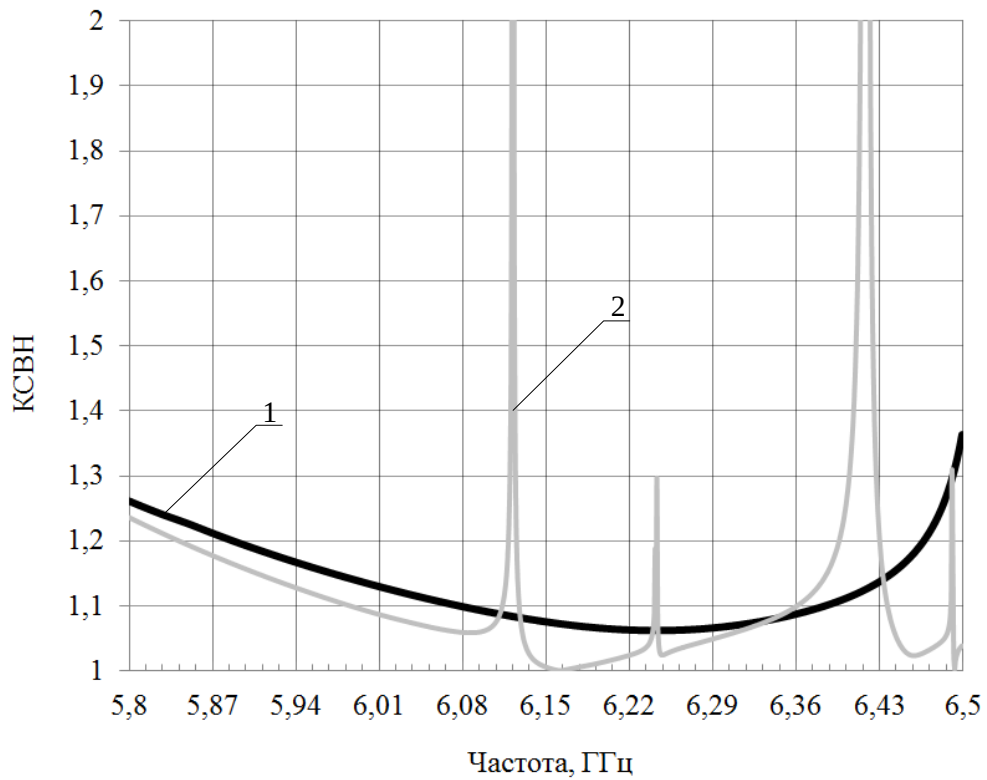


Рисунок 4.9 – КСВН ОС на частотах 5.8–6.5 ГГц при различных длинах согласующего трансформатора

По результатам моделирования удлиненного трансформатора в рабочем ВЧ диапазоне как для компактного ОС (см. кривую КСВН 2 рисунка 4.9), так и для обычного ОС с крестовым разветвлением (см. кривую КСВН 3 рисунка 2.11 раздел 2.1.2), наблюдается явление резкого возрастания амплитуды отраженной волны. Поэтому в соответствии с заключением раздела 2.1.2, при проектировании ОС такого типа расстояние от фильтра до щели должно быть минимальным. Данное условие обеспечивается при длине средней линии $ЧТ \approx \frac{2}{3} \lambda_v$.

Из рисунков 4.8 и 4.9 видно, что у ОС с трансформатором, форма которого представляет собой четверть правильного восьмиугольника, относительная полоса в рабочем НЧ диапазоне составляет 7,5 %, в ВЧ диапазоне – 9,7 % при условии, что значение отношения центральных частот диапазонов приема и передачи $\frac{f_{ПРМ}}{f_{ПРД}}$ составляет не более 1,55. Таким образом, можно сделать вывод, что в рабочем НЧ диапазоне частот относительная полоса частот разработанного компактного ОС немногим меньше, чем у ОС с ЧТ, выполненным в виде регулярной линии (например, в ОС К/Q-диапазонов полоса составляет 9,8%). Однако, данный ОС, реализованный в соответствии с вышеописанным способом, имеет существенное преимущество, а именно – меньшие поперечные габариты. Данный вывод можно сделать при сравнении поперечных размеров разработанного ОС с ОС, реализованного в виде простого крестового разветвления, в рассматриваемом диапазоне частот в соответствии с рисунком 4.10 (размеры указаны в мм).

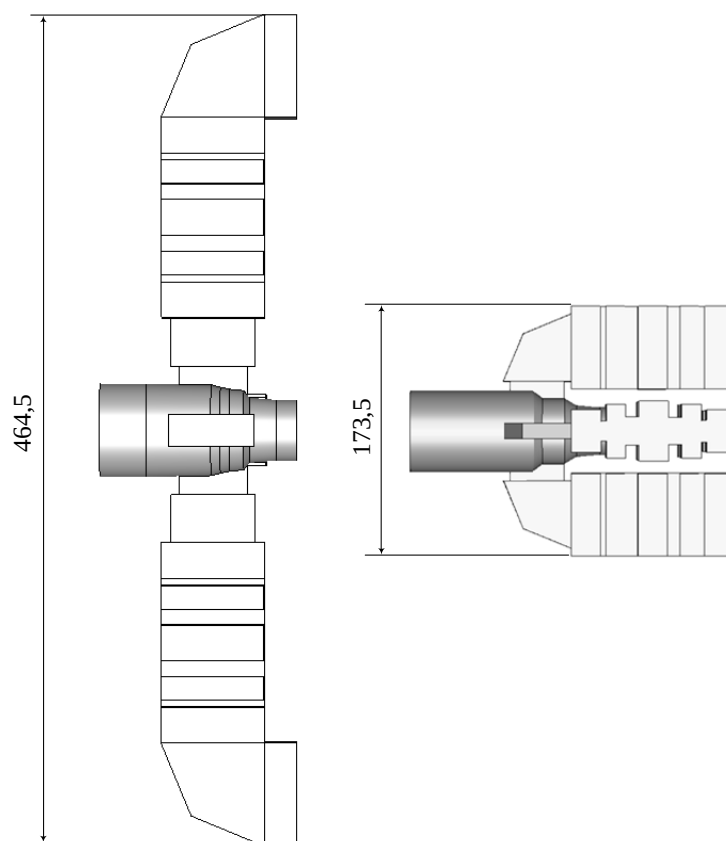


Рисунок 4.10 – Габаритные размеры сравниваемых ОС

Из рисунка 4.10 видно, что поперечные размеры разработанного устройства более чем в 2,5 раза меньше, относительно размеров ОС, выполненного в виде простого крестового разветвления.

4.4 Уменьшение габаритов фильтра нижних частот прямоугольного сечения

Еще одним вновь разработанным вариантом уменьшения поперечных размеров ОС, выполненного в виде крестового разветвителя, является применение ФНЧ сложной формы. Так как уменьшение длины ФНЧ негативно влияет на его АЧХ, то было принято решение изменить продольный габарит фильтра за счет искривления его оси, а именно – изменения его формы за счет Г-образного изгиба центрального расширения фильтра, т.е. изгиба под углом 90° в H -плоскости. На рисунке 4.11 показана модель разработанного ОС.

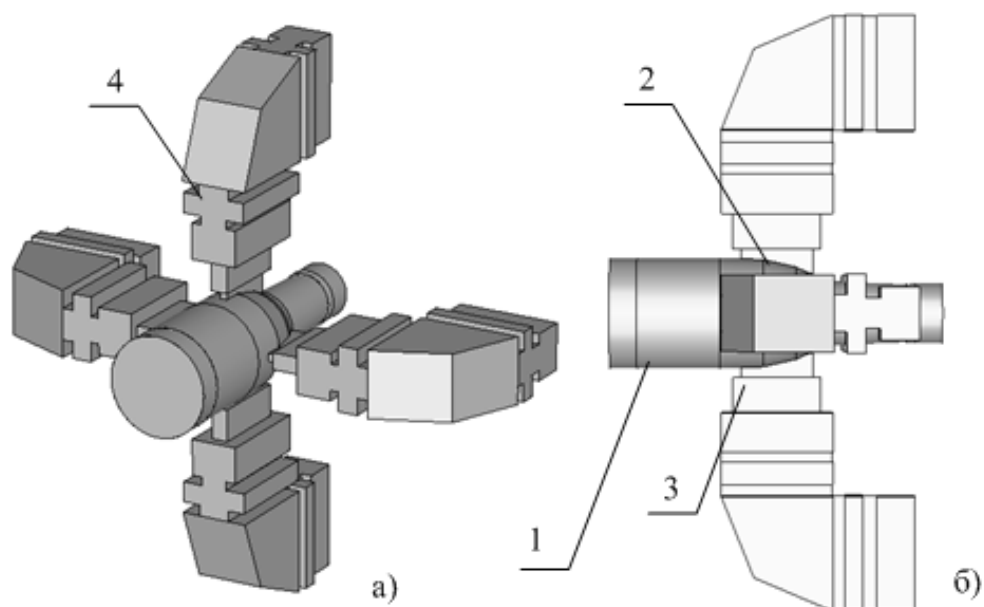


Рисунок 4.11 – Разработанный ОС с ФНЧ Г-образной формы:

а) – изометрический вид; б) – вид сбоку

Данный ОС был разработан для двухзеркальной антенны перспективного КА в К-диапазоне частот с разном частот приема и передачи равным 1,6. Данное устройство состоит из: 1 – волновода круглого сечения, 2 – трансформатора круглого волновода, 3 – четырёх трансформаторов прямоугольного волновода, 4 – четырёх фильтров нижних частот (ФНЧ). Размеры волноводов круглого сечения, а также размеры и расположение щели выбираются аналогично описанным в разделе 2.1.2 условиям.

В рабочем диапазоне частот 18–19,7 ГГц при условии распространения волны H_{10} сечение входного прямоугольного волновода ФНЧ было принято равным 12х6 мм. Разработанный ФНЧ Г-образной формы по конструкции практически идентичен разработанному ФНЧ, представленному на рисунке 2.4 раздела 2.1.1 за исключением центрального Е-плоскостного расширения прямоугольного волновода. Форма данного участка ФНЧ представляет собой четверть правильного восьмиугольника с радиусом описанной окружности равным длине широкой стенки сечения ФНЧ. Данное решение также как в случае ОС с волноводным трансформатором прямоугольного сечения,

рассмотренным в разделе 4.2, позволяет уменьшить поперечные габариты ОС за счет углового 90° -го изменения направления оси ФНЧ, вследствие чего только часть ФНЧ располагается в поперечной плоскости ОС (точнее его половина). Габаритные размеры разработанного фильтра показаны на рисунке 4.12 (размеры указаны в мм).

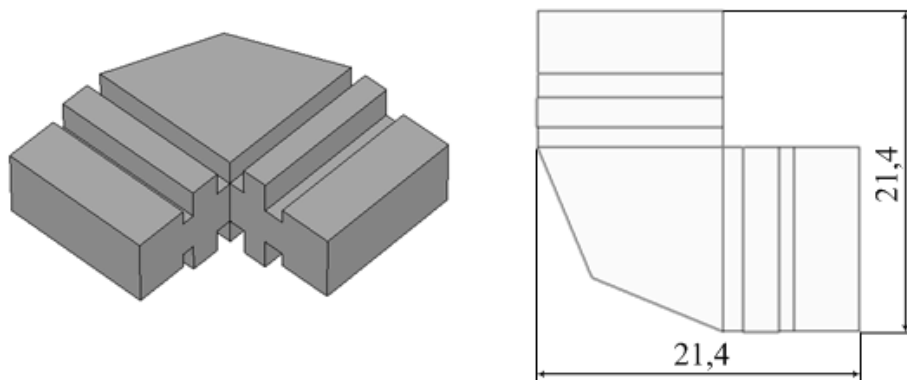


Рисунок 4.12 – Разработанный волноводный фильтр

Конструкция данного фильтра, как отмечено ранее, аналогична ФНЧ, рассмотренному в разделе 2.1.1, в соответствии с этим зависимость АЧХ фильтра от размеров его резонаторов такая же, как у ФНЧ, представленного в разделе 2.1.1. На рисунке 4.13 показаны результаты моделирования фильтра, а именно – графики прямых и обратных потерь в полосе частот 17,5–30,5 ГГц. Разбиение моделей ОС и фильтра сеткой в САПР составило 15240960 и 255600 ячеек соответственно.

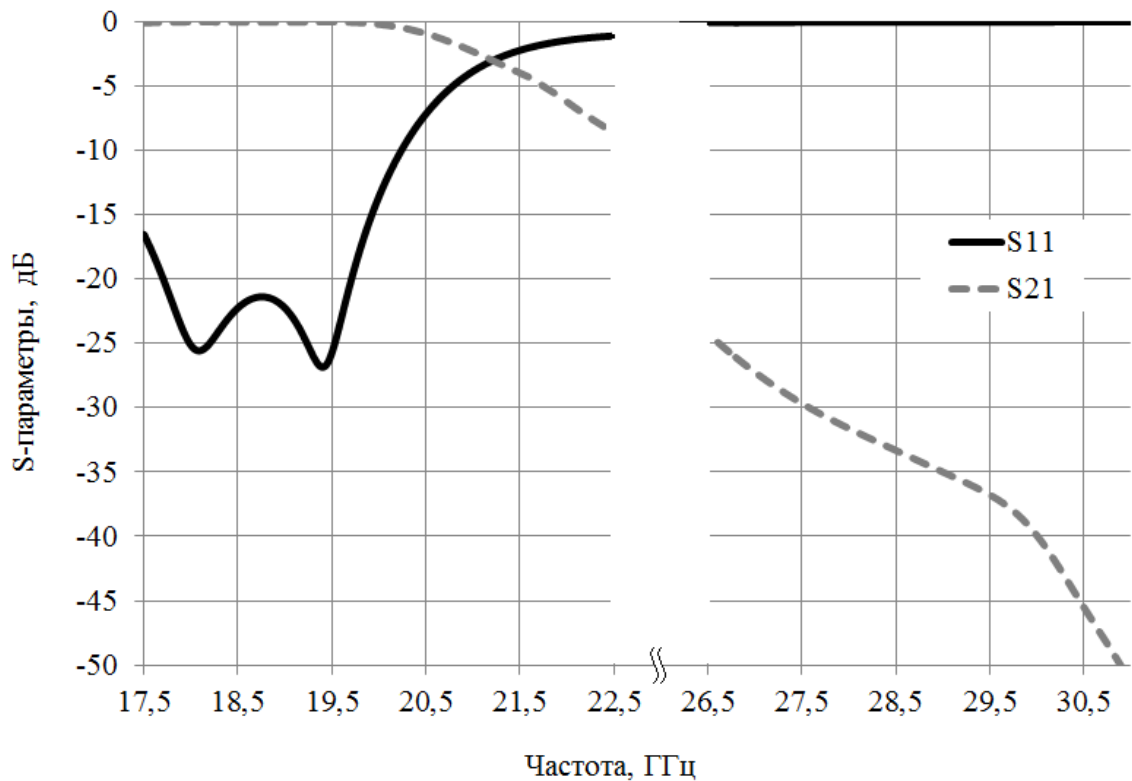


Рисунок 4.13 – Частотные зависимости потерь на отражение S_{11} и на прохождение S_{21} в волноводном фильтре

Из рисунка 4.13 видно, что в полосе рабочих частот 18 –19,7 ГГц потери на отражение составили менее минус 21 дБ, потери на прохождение менее 0,1 дБ. Величина подавления на частотах 28,8–31,2 ГГц составляет менее минус 35 дБ.

На рисунке 4.14 приведены поперечные размеры (размеры указаны в мм) разработанного ОС, в составе которого установлены фильтры выше представленной конструкции, а также для сравнения размеры ОС, реализованного в виде простого крестового разветвления, в рассматриваемом диапазоне частот.

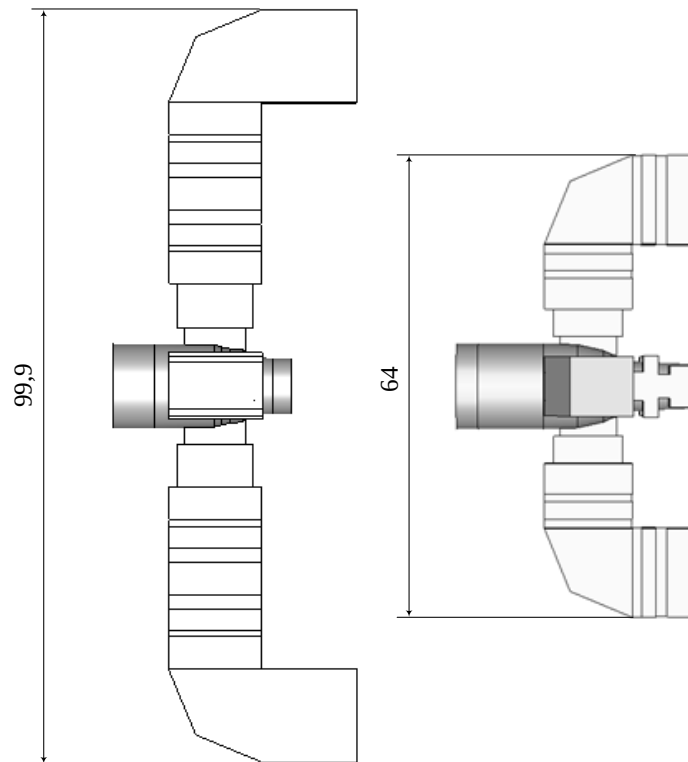


Рисунок 4.14 – Габаритные размеры сравниваемых ОС

Из рисунка 4.14 видно, что поперечные размеры ОС с разработанными Г-образными фильтрами более чем в 1,5 раза меньше размеров ОС с простым крестовым разветвлением.

На рисунке 4.15 показаны результаты моделирования ОС, а именно КСВН в рабочем НЧ диапазоне, полученные при возбуждении порта, установленного на входе волновода круглого сечения большего диаметра. На рисунке 4.16 показаны результаты моделирования ОС, а именно КСВН в рабочем ВЧ диапазоне, полученные при возбуждении порта, установленного на входе волновода круглого сечения меньшего диаметра.

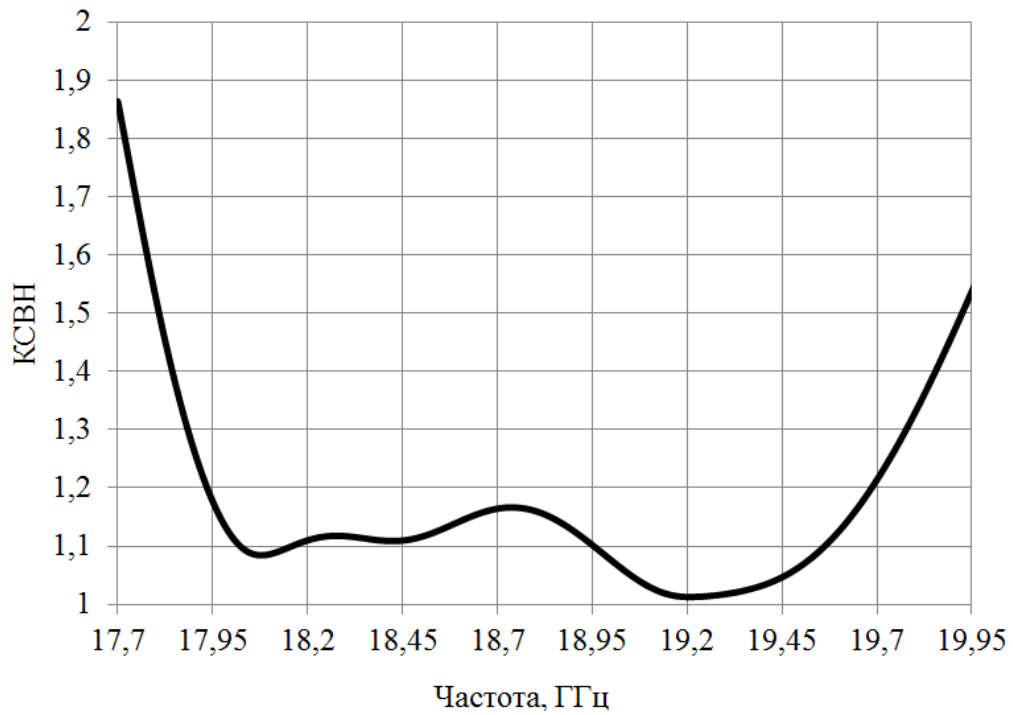


Рисунок 4.15 – КСВН разработанного ОС на частотах 17,7–19,95 ГГц

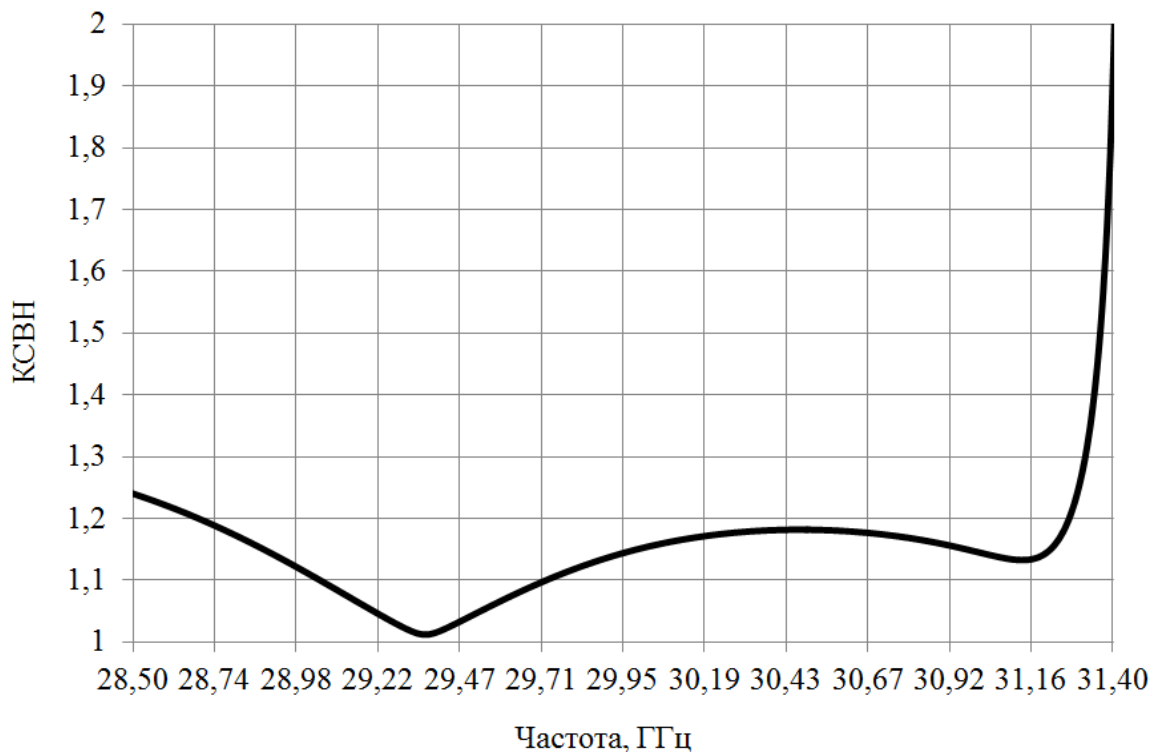


Рисунок 4.16 – КСВН ОС на частотах 28,5–31,4 ГГц

Из рисунков 4.15 и 4.16 видно, что у ОС с разработанными фильтрами Г-образной формы относительная полоса в рабочем НЧ диапазоне составляет 9,3 %, в ВЧ диапазоне – 8,6 %. Таким образом, можно сделать вывод, что

разработанный ОС обеспечивает прием и передачу сигналов в сопоставимых с ОС, выполненным в виде простого крестового разветвления, диапазонах частот, а также имеет более чем в 1,5 раза меньший поперечный габарит относительно ОС, выполненного в виде крестового разветвителя.

Существует также недостаток разработанного ОС, а именно Г-образного фильтра. Данный фильтр не обеспечивает должного подавления высших типов волн (уровень подавления $\sim$ минус 20 дБ), что может негативно сказаться на распространении волны основного типа. На рисунке 4.16 видно резкое возрастание амплитуды отраженной волны на краю частотного диапазона. Таким образом, разработанный ОС может найти применение в случае, если система работает в частотном диапазоне, который не попадает в данную область частот, где проявляется вышеописанный негативный эффект. Если данные резонансы попадают в область рабочих частот, то в ОС вместо волноводов прямоугольного сечения, устанавливаемых после ФНЧ, необходимо добавить дополнительные ФНЧ, например, фильтры вафельного типа, которые обеспечивают подавление волн высших типов. Таким образом, 3D-модель такого ОС будет представлять собой конструкцию, показанную на рисунке 4.17.

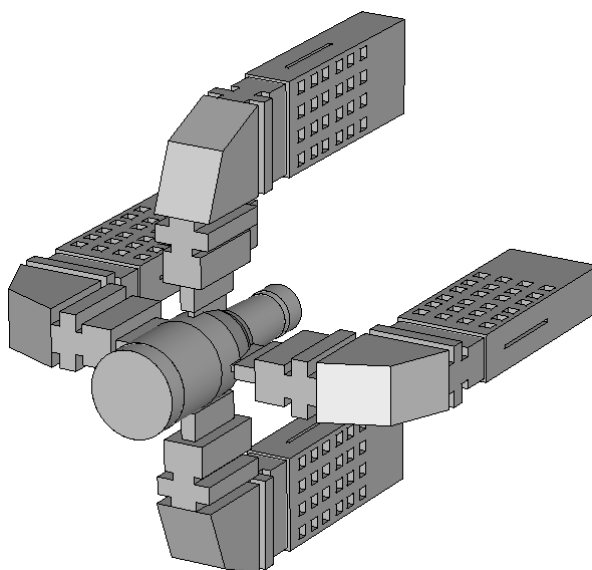


Рисунок 4.17 – Разработанный ОС с дополнительными ФНЧ

Из рисунка 4.17 видно, что внесение дополнительных ФНЧ в каждое из четырех плеч ОС не вносит изменения в поперечный размер ОС. Данная конструкция ОС позволяет подавить паразитные резонансы в ВЧ рабочей полосе в случае, если их подавление не обеспечивают фильтры Г-образной формы.

4.5 Выводы

1 Уменьшение поперечных габаритов ОС в виде крестового разветвителя за счет сокращения количества ортогональных плеч влечет за собой значительное уменьшение рабочей полосы частот, т.к. простое ортогональное разделение мод без симметричного разделения на два дополнительных канала не обеспечивает развязки между этими модами.

2. Использование волноводного изгиба в качестве ЧТ, форма которого представляет собой четверть правильного восьмиугольника позволяет уменьшить более чем вдвое поперечные габариты устройства относительно ОС в виде простого крестового разветвления и обеспечить полосу рабочих частот 9,7% в ВЧ диапазоне при условии, что значение отношения центральных частот диапазонов приема и передачи $\frac{f_{\text{ПРМ}}}{f_{\text{ПРД}}}$ составляет не более 1,55.

3. Уменьшение длины ЧТ обусловлено не только уменьшением габаритов ОС в целом, но и минимизацией влияния отражений от ФНЧ на высокочастотную составляющую сигнала в области крестового разветвления. Таким образом, при использовании изгиба волновода в качестве трансформатора, необходимо искать компромиссное решение между устранением противофазных отражений от ФНЧ за счет уменьшения длины ЧТ в рабочем ВЧ диапазоне и согласованием волновода круглого сечения с ФНЧ в рабочем НЧ диапазоне.

4. Уменьшение поперечных габаритов ОС за счет внедрения в его конструкцию Г-образных фильтров (фильтр по центру изогнут под углом 90° в *H*-плоскости), позволяет более чем в 1,5 раза уменьшить поперечные габариты

устройства относительно ОС, выполненного в виде крестового разветвителя, а также обеспечить прием и передачу сигналов в сопоставимых с ним диапазонах частот.

Все исследования способов уменьшения поперечных габаритов частотно-поляризационного селектора, а также результаты данных исследований получены автором лично.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

Основными результатами диссертационной работы являются представленные решения актуальных задач по разработке компактных частотно-поляризационных селекторов облучателей зеркальных или глобальных рупорных антенн КА, с реализацией дуплексного режима работы с сигналами различных поляризаций. Представленные в данной работе экспериментальные и теоретические результаты имеют высокую практическую значимость в области создания частотно-поляризационных селективных устройств антенн спутниковой связи.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Разработан частотно-поляризационный селектор, выполненный по «восстанавливающей схеме» согласно методике поэтапного (последовательного) проектирования составных частей, что позволило спроектировать частотно-поляризационный селектор с реализацией дуплексного режима работы в полосах частот 8-10 %, сопоставимых с используемой на сегодняшний день схемой с ортомодовым селектором, в крестовом разветвлении которого выделяется ВЧ канал рабочего диапазона частот.

2. Исследования характеристик частотно-поляризационного селектора К/Q-диапазонов позволяют сделать вывод о том, что данное устройство обеспечивает прием и передачу сигналов с круговой поляризацией в соответствии с требованиями, предъявляемыми к облучающим системам спутниковой связи, что подтверждает возможность применения «восстанавливающей схемы» в виде двойного использования ОС в качестве частотно-селективного устройства с разносом частот приема и передачи более октавы.

3. Предложен способ реализации волноводного трансформатора в виде ступеней в форме усеченных конусов с инверсной формой последнего из них. Трансформатор подавляет высшие типы волн, которые возбуждаются в

ортомодовом селекторе, что позволяет добиться разноса центральных частот диапазонов приема и передачи в частотно-поляризационном селекторе, реализованном по «восстанавливающей схеме», в соотношении

$$\frac{f_{ПРМ}}{f_{ПРД}} = 2,15.$$

4. Предложены способы уменьшения поперечных габаритов частотно-поляризационного селектора, выполненного по «восстанавливающей схеме», которые позволяют уменьшить поперечные габариты ОС в 2,5 и в 1,5 раза соответственно, относительно ОС, реализованного в виде простого крестового разветвления.

4.1 Предложен способ уменьшения поперечных габаритов ОС за счет изменения формы ЧТ, а именно – использования волноводного изгиба в качестве трансформатора, форма которого представляет собой четверть правильного восьмиугольника. В рабочем НЧ диапазоне относительная полоса частот ОС, выполненного в соответствии с данным способом реализации крестового разветвления, немногим меньше, чем у ОС с ЧТ, выполненным в виде регулярной линии (относительная полоса частот меньше примерно на 2%). Разработанный ОС имеет относительно ОС в виде простого крестового разветвления более чем в 2,5 раза меньшие поперечные габариты.

4.2 Предложен способ уменьшения поперечных габаритов ОС, выполненного на основе крестового разветвителя, за счет внедрения в его конструкцию Г-образных фильтров (фильтр по центру изогнут под углом 90° в H -плоскости), что позволило более чем в 1,5 раза уменьшить поперечные габариты устройства относительно ОС, выполненного в виде крестового разветвителя, а также обеспечить прием и передачу сигналов в сопоставимых с ним диапазонах частот.

Проведенные в настоящей диссертационной работе исследования и предложенные конструкции частотно-поляризационных селективных устройств как селектора К/Q-диапазонов, так и представленных в разделе 4 компактных

конструкций ОС, нашли применение в антеннах современных телекоммуникационных спутников связи, разрабатываемых в АО «ИСС».

Автор считает своим долгом выразить глубокую благодарность коллективу отдела разработки и испытаний антенно-фидерных устройств и ВЧ элементов полезной нагрузки АО «ИСС» за переданный огромный накопленный опыт в области создания антенн КА, за ценные критические замечания и поддержку, особую признательность автор выражает В.И. Бормату, В.А. Минееву, А.С. Першину, а также научному руководителю – к.т.н., профессору Ю.П. Саломатову.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АЧХ	–	амплитудно-частотная характеристика;
ВЧ	–	высокочастотный;
ГВЗ	–	групповое время запаздывания;
ИСС	–	информационные спутниковые системы;
КА	–	космический аппарат;
КСВН	–	коэффициент стоячей волны по напряжению;
КЭ	–	коэффициент эллиптичности;
НЧ	–	низкочастотный;
ОС	–	ортомодовый селектор;
ПРД	–	передача (частотный диапазон);
ПРМ	–	прием (частотный диапазон);
САПР	–	система автоматизированного проектирования;
СВЧ	–	сверхвысокочастотный;
ФНЧ	–	фильтр нижних частот;
ЧТ	–	четвертьволновый трансформатор.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- [1] Каценеленбаум Б.З. Теории нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. – М.: Издательство академии наук, 1961. – 216 с.
- [2] Машковцев Б.М. Теория волноводов / Б.М. Машковцев, К.Н. Цибизов, Б.Ф. Емелин. – М.: Наука, 1966. – 378 с.
- [3] Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот том 1: Пер с англ./ Под ред. В. И. Сушкевича. – М.: Советское радио, 1965. – 784 с.
- [4] Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Связь, 1967. – 652 с.
- [5] Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач: Пер. с англ./Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 312 с.
- [6] Заргано Г.Ф. Волноводы сложных сечений / Г.Ф. Заргано, В.П. Ляпин, В.С. Михалевский и др. – М.: Радио и связь, 1986. – 124 с.
- [7] Метрикин А. А. Антенны и волноводы РРЛ. –М.: – Связь, 1977. – 184 с.
- [8] Пат. № 3731236 США, МПК H01P5/12 (US CL. 333/9, 333/21 A, 343/756). Independently adjustable dual polarized diplexer / Joseph G. Di Tullio, Donald J. Sommers, Windsor D. Wright; заявитель и патентообладатель GTE Sylvania Incorporated – заявл. 17.08.1972; опубл. 01.05.1973.
- [9] Пат. № 3001813 Германия, МПК H01P1/17. Mikrowellen polarisator / Kenneth R Goudey, Jun Attilio F Sciambi; заявитель и патентообладатель Ford Aerospace & Communication – заявл. 18 янв 1980; опубл. 14 авг 1980.
- [10] Ignacio Izquierdo Martinez. Design of wideband orthomode transducers based on the turnstile junction for satellite communications / Ignacio Izquierdo Martinez, Jorge A. Ruiz Cruz. – Universidad Autynoma de Madrid, Noviembre de 2008. – P. 33–36.
- [11] Пат. № 0342282 США, МПК H01P1/165 (US CL. 333/135). Orthomode junction assembly with associated filters for use in an antenna feed system / Jaroslaw Uher; заявитель и патентообладатель Macdonald, DettWiler and Associates Corporation – заявл. 14.07.2009; опубл. 26.12.2013.

- [12] Uher J. Waveguide components for antenna feed systems: Theory and CAD, Chapter 3 / J. Uher, J. Bornemann, U. Rosenberg. – Boston: Artech House, 1993. – 476 p.
- [13] Пат. № 2497242, РФ, МПК H01P1/161. Multistrip device for connection and separation of transfer and reception with wide frequency band of ocd type for ultra-high frequency telecommunication antenna/ Perottino Paddi, LEPELT'E Filipp; заявитель и патентообладатель TAL' – заявл. 20.07.2011; опубл. 27.10.2013.
- [14] Пат. № 7408427 США, МПК H01P5/12 (US CL. 333/126, 333/135, 333/137, 333/21 A; 333/21 R). Compact multi-frequency feed with/without tracking / Clancy Lee-Yow, Jonathan Raymond Scupin, Phillip Elwood Venezia; заявитель и патентообладатель Custom Microwave, Inc – заявл. 09.11.2005; опубл. 05.08.2008.
- [15] Пат. № 8816930 США, МПК H01Q1/50 (US CL. 343/850, 333/137). Waveguide orthomode transducer / Nelson Fonseca; заявитель и патентообладатель Centre National d'Etudes Spatiales – заявл. 01.02.2010; опубл. 26.08.2014.
- [16] Пат. № 0088307 США, МПК H01P5/12 (US CL. 333/137). Orthomode transducer/ David Dousset, Stephane Claude; заявитель и патентообладатель National Research Council of Canada – заявл. 08.06.2010; опубл. 11.04.2013.
- [17] Design of an Orthomode Transducer for Use in Multi-band Antenna Feeds / S. M. Hwang, S. S. Choi, J. M. Kim, B. S. Song // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. – Aug. 2009. – P. 1172-1176.
- [18] A Dual Circular combined K/Ka-Band User and Gateway Feed Chain for Multi Beam Satellite Antennas / Un Pyo Hong, Simon Stirland, Ralf Gehring, Christian Hartwanger and Helmut Wolf. – Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation. – April 2011. – P. 3198–3203.
- [19] Ali Imran Sandhu. Design of an Orthomode Transducer in Gap Waveguide Technology: Master of Science Thesis in the program Communication Antenn Group, Department of Signals & Systems Chalmers University of Technology. – Göteborg, Sweden. – September 2010. – 60 p.

- [20] Narayanan Gopal. A Novel Full Waveguide Band Orthomode Transducer / Gopal Narayanan, Neal R. Erickson. – Thirteenth International Symposium on Space Terahertz Technology, Harvard University. – March 2002. – P. 505–514.
- [21] New compact OMT based on a septum solution for telecom applications/ Pablo Sarasa, Marina Díaz-Martín, Jean-Christophe Angevain, Cyril Mangenot // 32nd ESA Antenna Workshop, Noordwijk, the Netherlands. – October 2010.
- [22] Pozar D. M. Microwave Engineering – Fourth Edition. – New York: John Wiley & Sons, Inc, 2011. – p. 725.
- [23] Pozar D. M. Power Dividers and Directional Couplers. – New York: Microwave Engineering - Chap. 7. John Wiley & Sons. Inc, 1998. – P. 6-4.1–6-4.5.
- [24] Sharma Shashi Bhushan. Multifrequency Waveguide Orthomode Transducer / Shashi Bhushan Sharma, Vijay Kumar Singh, Soumyabrata Chakrabarty. – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, August 2005. – Vol. 53. – no. 8. – P.2604-2609.
- [25] Pelosi G. Orthomode transducers, Encyclopedia of RF and microwave engineering / G. Pelosi, R. Nesti, G.G. Gentili. – New York: Wiley, 2005.
- [26] Пат. № 122528, Российская Федерация, МПК H01P1/16. Поляризатор для двухдиапазонных антенн / Казарян А.Э., Корчемкин Ю. Б., Кочетков О. С.; заявитель и патентообладатель Открытое акционерное общество «Радиофизика». – № 2012132714/08, заявл. 01.08.2012, опубл. 27.11.2012.
- [27] Пат. № 124444, Российская Федерация, МПК H01P1/16. Поляризатор для двухдиапазонного облучателя антенны / Корчемкин Ю. Б., Кочетков О. С.; заявитель и патентообладатель Открытое акционерное общество «Радиофизика». – № 2012132713/08, заявл. 01.08.2012, опубл. 20.01.2013.
- [28] Пат. № 128401, Российская Федерация, МПК H01P1/161. Устройство для поляризационного и частотного разделения двухдиапазонных сигналов / Казарян А.Э., Корчемкин Ю. Б., Уруков М. В.; заявитель и патентообладатель Открытое акционерное общество «Радиофизика». – № 2013103167/08, заявл. 24.01.2013, опубл. 20.05.2013.

- [29] Пат. № 2526714, Российская Федерация, МПК H01P1/16. Поляризатор / Казарян А.Э., Корчемкин Ю. Б., Кочетков О. С.; заявитель и патентообладатель Открытое акционерное общество «Радиофизика». – № 2012145916/08, заявл. 29.10.2012, опубл. 27.08.2014.
- [30] Корчемкин Ю. Б. Поляризатор для систем спутниковой связи с поляризационным уплотнением / Ю. Б. Корчемкин, О. С. Кочетков // Электронный журнал «Труды МАИ». – Москва. – 2012. – №65. – С. 1–6.
- [31] Дёмин Д. А. Облучатель с двумя ортогональными круговыми поляризациями / Д. А. Дёмин, Н. П. Чубинский // Журнал радиоэлектроники. – 2014. – № 6. – С. 11–23.
- [32] Пат. № 2440646, Российская Федерация, МПК H01P1/161. Поляризационный селектор / Неволин А. Р., Попов Д. А.; заявитель и патентообладатель Закрытое акционерное общество «Научно-производственная фирма Микран». – № 2009148505/07, заявл. 28.12.2009, опубл. 20.01.2012.
- [33] Пат. № 2265259, Российская Федерация, МПК H01P1/161. Поляризационный селектор / Нефедьев В.М., Коновалов А.Г.; заявитель и патентообладатель Войсковая часть 45807. – № 2004111050/09, заявл. 12.04.2004, опубл. 27.11.2005.
- [34] Тузбеков А. Р. Широкополосный волноводный поляризационный селектор для диапазона «S» с малым поперечным размером / А. Р. Тузбеков, Б. Х. Гольберг // Радиолокация и радиосвязь: материалы IV Всероссийской конференции; ИРЭ РАН. – Москва. – 2010. – С. 887–895.
- [35] Тузбеков А. Р. Волноводный поляризационный селектор диапазона Ku с малым продольным размером / А. Р. Тузбеков, Б. Х. Гольберг // Радиотехника. – № 10. – 2011. – С. 76–82.
- [36] Фальковский О. И. Техническая электродинамика: Учебник. – Изд. 2-е, стер. – Санкт-Петербург: Лань, 2009. – 432 с.
- [37] Карлинер М.М. Электродинамика СВЧ: Курс лекций. – Изд. 2-е. – Новосибирск: Новосибирский государственный университет, 2006. – 258 с.

- [38] Very compact orthomode transducers with double septum configuration / J. A. Ruiz-Cruz, J. R. Montejo-Garai, J.M. Rebollar, C.E. Montesano, and M.J. Martín // Microwave and Optical Technology Letters. – Apr. 2006. – vol. 48. – No. 4. – P. 765–767.
- [39] Пат. № 2639736, Российская Федерация, МПК H01P1/16. Устройство возбуждения волны E_{01} в круглом волноводе/ Данилов И. Ю., Романов А. Г., Чони Ю. И., Лаврушев В. Н., Валиуллина А. И., Крылов Ю. В.; заявитель и патентообладатель «РОСКОСМОС», АО «ИСС». – № 2016111227, заявл. 25.03.2016, опубл. 22.12.2017.
- [40] Milligan T. A. Modern Antenna Design. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. – p. 614
- [41] Wollack E.J. The boifot orthomode junction / E.J. Wollack, W. Grammer, and J. Kingsley // ALMA #425. – National Radio Astronomy Observatory. – May 2002.
- [42] Boifot A.M. Simple and broadband orthomode transducer (antenna feed) / A.M. Boifot, E. Lier, and T. Schaug-Pettersen // IEE Proceedings H Microwaves, Antennas and Propagation. – Dec 1990. – Vol. 137. – № 6. – P. 396–400.
- [43] Bøifot A. M. Classification of ortho-mode transducers // Europ. Trans. Telecom. and Related Technologies. – Sept. 1991. – Vol. 2. – № 5. – P. 503–510.
- [44] Gordon M. Coutts. Wideband diagonal quadruple-ridge orthomode transducer for circular polarization detection // IEEE Transactions on antennas and propagation. – june 2011. – Vol. 59. – № 6. – P. 1902–1909.
- [45] Narayanan Gopal. Full-Waveguide Band Orthomode Transducer for the 3 mm and 1 mm Bands / Gopal Narayanan, Neal R. Erickson // 14th International Symposium on Space Terahertz Technology, University of Arizona. – April 2003. – P. 508–512.
- [46] Electroformed front-end at 100 GHz for radio-astronomical applications / R. Banham, G. Valsecchi, L. Lucci, G. Pelosi, S. Selleri, V. Natale, R. Nesti, and G. Tofani // Microwave Journal. – 2005. – Vol. 48. – № 8. – P. 112–122.

- [47] Brain J.R. The design and evaluation of a high performance 3 m antenna for satellite communication // *The Marconi Review*. – 1978. – Fourth Quarter. – P. 218–236.
- [48] Ludovico et al. CAD and Optimization of Compact Ortho-Mode Transducers // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – Dec. 1999. – Vol. 47. – № 12. – P. 2479–2486.
- [49] Novel compact waveguide dual circular polarizer / Chao Chang, Sami Tantawi, Sarah Church, Jeffery Neilson, and Patricia V. Larkoski // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2013. – Vol. 136. – p. 1–16.
- [50] Joseph Helszajn. Electrically symmetric solution of the 3-port H-plane waveguide tee junction at the Dicke ports // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. – 2015. – Vol. 9. – Iss. 6. – P. 561–568.
- [51] Fonseca Nelson J.G. Compact orthomode power divider for high-efficiency dual-polarisation rectangular horn antennas / Nelson J.G. Fonseca and Peter Rinous. // *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague. – March 2012.
- [52] Navarrini A. A Turnstile Junction Waveguide Orthomode Transducer / A. Navarrini and R.L. Plambeck // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – Jan. 2006. – Vol. 54. – № 1. – P. 272–277.
- [53] A Broadband WR10 Turnstile Junction Orthomode Transducer / G. Pisano, L. Pietranera, K. Isaak, L. Piccirillo, B. Johnson, B. Maffei, and S. Melhuish // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – April 2007. – Vol. 17. – № 4. – P. 286–288.
- [54] Ultra-thin broadband OMT with turnstile junction / Y. Aramaki, N. Yoneda, M. Miyazaki, and T. Horie // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. – June 2003. – Vol. 1. – P. 47–50.
- [55] Full-band OMT turnstile en tecnología de guía de onda de altura reducida para aplicaciones satellite / A. Tribak, A. Mediavilla, N. Fernández, M. Boussouis, M. Chaibi // *Actas del Simposium Nacional URSI*. – Sept. 2008. – P. 1–4.

- [56] Козырев Н.Д. Антенны космической связи: учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1990. – С. 121–124.
- [57] A 225 GHz Circular Polarization Waveguide Duplexer Based on a Septum Orthomode Transducer Polarizer / Carlos A. Leal-Sevillano, Ken B. Cooper, Jorge A. Ruiz-Cruz, José R. Montejo-Garai, and Jesús M. Rebollar // IEEE transactions on terahertz science and technology. – 2013. – Vol. 3. – № 5. – P. 574–583.
- [58] Кантышев А.В. Практическая реализация поляризатора на круглом волноводе с пазом // Материалы докладов IX Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» – Томск. – 2013. – Часть 1. – С. 54–56.
- [59] Mono-grooved circular waveguide polarizers / Yoneda N, Miyazaki M., Horie T., Satou H. // Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International. – 2002. – Vol. 2. – P. 821–824.
- [60] Chen H.M. A wide-band square-waveguide array polarizer / H.M. Chen, N.G. Tsandoulas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1973. – Vol. 21. – № 3. – P. 389–391.
- [61] A design of novel grooved circular waveguide polarizers / N. Yoneda, M. Miyazaki, T. Horie, H. Matsumura, M. Yamato // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2000. – Vol. 48. – № 12. – P. 2446–2452.
- [62] Mohseni Armaki S. H. A new profile for metal post circular waveguide polarizer / S. H. Mohseni Armaki, F. H. Kashani, M. Fallah // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. – July 5–8, 2010. – P. 703– 705.
- [63] Bornemann J. Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum / J. Bornemann, V. Labay // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1995. – Vol. 43. – № 8. – P. 1782–1787.
- [64] J. Esteban. Field Theory C.A.D. of Septum OMT-Polarizers / J. Esteban, J. M. Rebollar // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1992.
- [65] Пат. № 6 118 412 США, МПК H01Q 19/00, H01P 1/17 (US CL. 343/756, 333/137, 333/21A, 343/786). Waveguide polarizer and antenna assembly / Ming Hul

Chen; заявитель и патентообладатель Victory Industrial Corporation – заявл. 06.11.1998; опубл. 12.09.2000.

[66] Пат. № 0319799 США, МПК H01P 1/161 (US CL. 333/137, 333/21 A). Orthomode coupler for an antenna system/ Helmut Wolf, Michael Schneider; заявитель и патентообладатель Astrium GmbH, – заявл. 16.06.2011; опубл. 20.12.2012.

[67] Пат. № 8354969 США, МПК H01Q 19/00, H01Q 13/00 (US CL. 343/756, 343/786, 333/21A). Polarizer and waveguide antenna apparatus using the same/ Chih Jung Lin, Hsiang Hao Sung; заявитель и патентообладатель Microelectronics Technology – заявл. 23.07.2010; опубл. 15.01.2013.

[68] Крылов Ю.В. Частотно-поляризационная селекция сигналов в рупорных облучающих системах зеркальных антенн // Исследования наукограда. – 2015. – № 2. – С. 5–9.

[69] Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988. – С. 95–96.

[70] Нечаев Ю. Б. Антенны, СВЧ - устройства и их технологии / Ю. Б. Нечаев, В.И. Николаев, Р. Н. Андреев, Н. Н. Винокурова. – Воронеж: ОАО Концерн «Созвездие», 2008. – С. 233–243.

[71] Пименов Ю. В. Техническая электродинамика / Ю. В. Пименов, В.И. Вольман, А. Д. Муравцов. – М.: Радио и связь, 2000. – С. 425–427.

[72] Крылов Ю. В. Облучатель С-диапазона круговой поляризации / Ю. В. Крылов, Р. С. Зубарев, А. Ю. Лапин // Решетневские чтения: материалы XIX Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. 55-летию Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та им. акад. М. Ф. Решетнева (10–14 нояб. 2015, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – 2015. – С. 238–240

[73] Крылов Ю.В. Частотно-поляризационный селектор облучателя С-диапазона // V Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ» (Санкт-Петербург). – 2016 г. – С. 297–300

[74] Зубарев Р. С. Двухзеркальная осесимметричная антенна со специальным профилем контррефлектора / Р. С. Зубарев, Ю. В. Крылов, А. Ю. Лапин //

Решетневские чтения: материалы XIX Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. 55-летию Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та им. акад. М. Ф. Решетнева (10–14 нояб. 2015, г. Красноярск): в 2 ч. /под общ. ред. Ю. Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – 2015. – С. 228–230.

[75] Krylov Y. V. The broadband waveguide selector of Ku – band / Y. V. Krylov, Y. P. Salomatov, V. V. Vonog // Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники», посвященная 119-й годовщине Дня радио. Красноярск. Сибирский федеральный университет. – 2014. – С. 576–578.

[76] Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А. А. Курушин, А. Н. Пластиков. – М.: МЭИ, 2010. – 155 с.

[77] Материалы сайта компании Computer Simulation Technology <http://www.cst.com>. Дата обращения 15.07.2017.

[78] Юрцев О. А. Моделирование антенн в режимах излучения и рассеяния в пакетах CST Studio, HFSS, FEKO и узкоспециализированных программах / О. А. Юрцев, Ю. Ю. Бобков, В. В. Кизименко, А. П. Юбко, Г. В. Герасимович. – Минск: БГУИР, 2012. – 62 с.

[79] Банков С. Е. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР / С. Е. Банков, А. А. Курушин. – М., 2008. – 276 с.

[80] Неганов В. А. Электродинамические методы проектирования устройств СВЧ и антенн / В. А. Неганов, Е. И. Нефедов, Г. П. Яровой. – М.: Радио и связь, 2002. – С. 293–336.

[81] Arndt F. Asymmetric iris coupled filters with stopband poles / F. Arndt, T. Duschak, U. Papziner, P. Rolappe // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Dallas, TX. – 1990. – P. 215–218.

[82] Munk B. A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. – New York: Wiley, 2000. – 410 p.

[83] Piloni M. Resonant aperture filters in rectangular waveguide / M. Piloni, R. Ravenelli, M. Guglielmi // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Anaheim, CA. – 1999. – P. 911–914.

- [84] Monorchio A. Design of waveguide filters by using genetically optimized frequency selective surfaces / A. Monorchio, G. Manara, U. Serra, G. Marola, E. Pagana // IEEE Microwave and wireless components letters. – Vol. 15. – № 6. – 2005. – P. 407–409.
- [85] Seager R. D. Close coupled resonant aperture inserts for waveguide filtering applications / R. D. Seager, J. C. Vardaxoglou, and D. S. Lockyer // IEEE Microw. Compon. Lett. – Vol. 11. – № 3. – 2001. – P. 112–114.
- [86] Ohira M. Novel waveguide filters with multiple attenuation poles using dual-behavior resonance of frequency-selective surfaces / M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji, H. Shigesawa // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – Vol. 53. – № 11. – 2005. – P. 3320–3326.
- [87] Крылов Ю. В. Использование частотно-селективных поверхностей в антенно-фидерном тракте / Ю. В. Крылов, А. Ю. Лапин // Решетневские чтения: материалы XVIII Междунар. науч. конф., посвящ. 90-летию со дня рождения генер. Конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева (11–14 нояб. 2014, г. Красноярск): в 3 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – 2014. – С. 188–190.
- [88] Лапин А. Ю. Волноводные фильтры на основе частотно-селективной поверхности / А. Ю. Лапин, Ю. В. Крылов // Решетневские чтения: материалы XVIII Междунар. науч. конф., посвящ. 90-летию со дня рождения генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М. Ф. Решетнева (11–14 нояб. 2014, г. Красноярск): в 3 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – 2014. – С. 190–192.
- [89] Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т.1 / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – М.: Связь, 1971. – С. 323–345.
- [90] Dr. Masoumeh Karimi. Advances in Satellite Communications. – InTech, 2011. – P. 137–151.
- [91] Мануилов М.Б. Волноводные фильтры нижних частот на Е-плоскостных резонаторах и диафрагмах // Радиотехника и электроника. – 2000. – том 45. – № 1. – С. 55–6.

- [92] Крылов Ю.В. Широкополосный волноводный фильтр для облучателя зеркальных антенн / Ю.В. Крылов, А.Ю. Лапин // Решетневские чтения: материалы XX Юбилейной междунар. науч.-практ. конф., посвящ. памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решетнева (09–12 нояб. 2016, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – 2016. – С. 132–134.
- [93] Крылов Ю.В. Проектирование волноводного трансформатора для широкополосного облучателя зеркальных антенн // Доклады ТУСУРа. – 2016. – № 3 (19). – С. 16–20.
- [94] Захарьев Л. Н. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л. Н. Захарьев, А. А. Леманский, В. И. Турчин, Н. М. Цейтлин, К. С. Щеглов. – М.: Радио и связь, 1985. – С. 28–31.
- [95] Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот / пер. с англ. под ред. проф. И. В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. – С. 82–83.
- [96] Байчурин А. С. Расчет, конструирование и изготовление волноводных устройств и объемных резонаторов. – М.: Государственное энергетическое издательство, 1963. – С. 212–220.
- [97] Крылов Ю. В. Компактный облучатель Ka/Q-диапазона круговой поляризации / Ю. В. Крылов, И. Ю. Данилов, Ю. Г. Выгонский, А. Г. Романов // Наукоемкие технологии. – 2015. – Вып. 3(16). – С. 52–55.
- [98] Крылов Ю.В. Проектирование облучателя в Ka/Q-диапазоне на основе «восстанавливающей» схемы / Ю.В. Крылов, В.Б. Тайгин. // Вестник СибГАУ. – 2015. – Вып. 2(16). – С. 417–422.
- [99] Крылов Ю. В. Компактный частотно-поляризационный селектор // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2015. – С. 348–351.
- [100] Пат. № 2647203, Российская Федерация. Частотно-поляризационный селектор / Крылов Ю. В., Першин А. С., Романов А. Г., Данилов И. Ю.; заявитель и патентообладатель «РОСКОСМОС», АО «ИСС». – № 2016132916, заявл. 09.08.2016, опубл. 14.03.2018.

- [101] Крылов Ю. В. Исследование ортомодового селектора на основе крестового разветвителя // Научные технологии. – 2016. – Вып. 8(17). – С. 13–16.
- [102] Крылов Ю. В. Исследование ортомодового селектора / Ю. В. Крылов, А. Ю. Лапин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2016. – С. 332–334.
- [103] Крылов Ю.В. Способ уменьшения поперечного размера ортомодового селектора частотно-поляризационного устройства облучателя зеркальных антенн КА // Доклады ТУСУРа. – 2017. – № 1 (20). – С. 18–22.

Приложение А

УТВЕРЖДАЮ
ЗГК по разработке КС, общему
проектированию и управлению КА
«АО «ИСС» им. академика М. Ф. Решетнёва»
А. В. Кузовников
_____ 2018 г.



АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
«Широкополосные частотно-поляризационные селективные устройства
антенн космических аппаратов» Крылова Юрия Валерьевича в
производственном процессе АО «Информационные спутниковые
системы» имени академика М. Ф. Решетнёва**

Настоящим актом подтверждается внедрение в производственный процесс акционерного общества «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва результатов диссертационной работы Крылова Ю. В.

Приведенная в диссертационной работе методика конструктивного синтеза частотно-поляризационного селектора по «восстанавливающей схеме» (состоящая из последовательности этапов моделирования следующих устройств: ФНЧ, ортомодовых селекторов (прямого и реверсного), поляризаторов, частотно-поляризационного селектора в целом) позволяет обеспечить дуплексный режим работы селектора в полосах частот 8-10%. Согласно данной методике спроектированные частотно-поляризационные устройства использовались при разработке и производстве в АО «ИСС» имени академика М. Ф. Решетнёва облучателей зеркальных антенн и глобальных рупорных антенн перспективных КА «Луч», «Благовест», «Енисей», ОКР «Прибор-Рефлектор».

Начальник отдела разработки и испытаний антенно-фидерных устройств и высокочастотных элементов полезных нагрузок


 _____ Данилов И. Ю.

Приложение Б



УТВЕРЖДАЮ

ЗГК по разработке КС, общему
проектированию и управлению КА
«АО «ИСС» им. академика М. Ф. Решетнёва»
А. В. Кузовников
2018 г.

АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
«Широкополосные частотно-поляризационные селективные устройства
антенн космических аппаратов» Крылова Юрия Валерьевича в
производственном процессе АО «Информационные спутниковые
системы» имени академика М. Ф. Решетнёва**

Настоящим актом подтверждается внедрение в производственный процесс акционерного общества «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва результатов диссертационной работы Крылова Ю. В.

В период 2013-2018г. Крыловым Ю. В. были спроектированы различные частотно-поляризационные селективные устройства, входящие в состав облучателей зеркальных антенн и глобальных рупорных антенн КА. Было проведено исследование возможности применения «восстанавливающей схемы» в качестве широкополосного частотно-селективного устройства. Проведенные в диссертационной работе исследования по подавлению высших типов волн в ортомодовом селекторе позволили реализовать частотно-поляризационный селектор, обеспечивающий работу устройства с разносом рабочих частот приема и передачи более октавы для зеркальной антенны перспективного телекоммуникационного КА «Благовест».

Разработаны новые частотно-поляризационные широкополосные селективные устройства уменьшенных поперечных габаритов применительно к двухзеркальным антеннам КА «Луч».

Также результаты диссертационной работы были использованы при разработке и производстве в АО «ИСС» имени академика М. Ф. Решетнёва облучателей зеркальных антенн и глобальных рупорных антенн перспективного КА «Енисей» и ОКР «Прибор-Рефлектор».

Начальник отдела разработки и
испытаний антенно-фидерных
устройств и высокочастотных
элементов полезных нагрузок

Данилов И. Ю.

Приложение В

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2647203

ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ СЕЛЕКТОР

Патентообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по космической деятельности "РОСКОСМОС" (RU), Акционерное общество "Информационные спутниковые системы" имени академика М.Ф. Решетнёва" (RU)*

Авторы: *Крылов Юрий Валерьевич (RU), Першин Александр Сергеевич (RU), Романов Анатолий Геннадьевич (RU), Данилов Игорь Юрьевич (RU)*

Заявка № 2016132916

Приоритет изобретения 09 августа 2016 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 14 марта 2018 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 09 августа 2036 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

Приложение Г

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2639736

УСТРОЙСТВО ВОЗБУЖДЕНИЯ ВОЛНЫ E_{01} В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ

Патентообладатели: *Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по космической деятельности "РОСКОСМОС" (RU), Акционерное общество "Информационные спутниковые системы" имени академика М.Ф. Решетнёва" (RU)*

Авторы: *Данилов Игорь Юрьевич (RU), Романов Анатолий Геннадьевич (RU), Чони Юрий Иванович (RU), Лаврушев Владимир Никифорович (RU), Валиуллина Айгуль Ильдаровна (RU), Крылов Юрий Валерьевич (RU)*

Заявка № 2016111227

Приоритет изобретения 25 марта 2016 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 22 декабря 2017 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 25 марта 2036 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

