

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САРАТОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ ГАГАРИНА Ю.А.»

На правах рукописи

ЧЕРНЫШЕВ МАКСИМ АЛЕКСЕЕВИЧ



**МНОГОМОДОВЫЕ МНОГОКАНАЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ
ДЛЯ ПРИБОРОВ КЛИСТРОННОГО ТИПА**

Специальность

2.2.1. Вакуумная и плазменная электроника

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель

Мирошниченко Алексей Юрьевич

доктор технических наук, доцент

Саратов 2024

Оглавление

Введение.....	4
1 Обзор современного состояния в области разработок многолучевых клистронов и резонансных систем, перспективных для использования в приборах клистронного типа.....	11
1.1 Многолучевые клистроны	11
1.2 Резонансные системы приборов клистронного типа.....	25
1.3 Резонансные элементы на диэлектрических подложках.....	35
1.4 Резонансные элементы на основе фрактальной геометрии.....	40
Выводы по первой главе.....	46
2 Миниатюрные трехззорные клистронные резонаторы с полосковыми линиями	47
2.1 Трехззорный прямоугольный клистронный резонатор с подвешенной в объеме диэлектрической подложкой и резонансными полосковыми линиями.....	47
2.2 Трехззорный клистронный резонатор с призматическими втулками и двумя двухсторонними полосковыми линиями на диэлектрической подложке.....	55
2.3 Миниатюрный прямоугольный объемный четырехззорный клистронный резонатор со свернутой полосковой линией	62
Выводы по второй главе.....	69
3 Миниатюрный призматический трехззорный клистронный резонатор с тремя диэлектрическими подложками и полосковыми линиями.....	70
3.1 Исследование резонатора с «тонкой подложкой».....	70
3.2 Исследование модели трехззорного призматического резонатора с утолщенными диэлектрическими подложками.....	76
Выводы по третьей главе.....	86

4	Четырехлучевые двухзазорные квазифрактальные резонаторы.....	88
4.1	Миниатюрный четырехлучевой двухзазорный резонатор для приборов клистронного типа с фракталом Н-типа.....	88
4.2	Четырехлучевой двухзазорный квазифрактальный резонатор с полосковыми линиями на диэлектрической подложке.....	101
	Выводы по четвертой главе.....	112
	Заключение.....	114
	Список литературы.....	117
	Приложение 1. Материалы практической реализации работы.....	124
	Приложение 2. Акт внедрения АО РТИ имени А.Л. Минца.....	125
	Приложение 3. Акт внедрения АО «НПП «Контакт».....	126

Введение

Актуальность темы. Электроника сверхвысоких частот в последние годы получает новый импульс развития, являясь одной из самых наукоемких областей современной техники.

Совершенствование средств телекоммуникации, систем спутниковой связи, радиолокации и связи, систем радиопротиводействия требует, как разработки новых приборов, так и совершенствования существующих конструкций. Кроме того, увеличение информационных потоков ставит задачу повышения пропускной способности телекоммуникационных систем, что в свою очередь требует расширения частотных диапазонов в сторону более высоких частот.

Для подвижных и наземных средств связи, систем радиолокации, навигации и телекоммуникации перспективно использование многолучевых клистронов (МЛК). Такие приборы могут найти применение в качестве выходных усилителей и генераторов микроволнового диапазона. Также МЛК в качестве окончательного усилителя входят в состав комплексированных устройств, так называемых Small-Size Complex Microwave Devices (CMD), применяемых в бортовой аппаратуре. При разработке МЛК основные задачи стоят в увеличении выходной мощности, расширении частотных диапазонов, повышении КПД приборов, улучшении массогабаритных параметров.

Разработкой МЛК занимаются в России АО «НПП «Исток» имени Шокина, АО «НПП «Горий», АО «НПП «Алмаз», ЗАО «Светлана-Электронприбор», за рубежом это такие компании как CPI (США), Thomson-CSF(Франция), ведутся работы в институте электроники Китайской академии наук (Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, China).

Важным элементом конструкции любого клистронного усилителя и генератора является его резонансная система, от параметров которой во многом зависят выходные характеристики прибора в целом. Полоса усиливаемых частот, коэффициент усиления, выходная мощность и массогабаритные характеристики МЛК в значительной мере зависят от конструкции и параметров применяемых резонаторов. При разработке МЛК важное значение уделяется исследованию

новых типов и конструкций резонаторов, а также новых режимов работы. При этом также важен многомодовый режим работы прибора, при котором обеспечивается взаимодействие на основном и высших типах колебаний, при кратности частоты высших типов частоте основного сигнала.

При увеличении рабочей частоты МЛК наиболее эффективным решением является применение многоззорных резонаторов. Кроме того, одним из возможных путей миниатюризации подобных резонансных систем является применение резонансных отрезков планарных полосковых проводников, расположенных на подвешенной в корпусе резонатора диэлектрической подложке. В таких резонаторах удастся миниатюризировать резонансную систему в целом, получить возможность работы на новых резонансных частотах.

Таким образом, тема диссертационной работы, посвященная исследованию новых резонансных систем для приборов клистронного типа, является актуальной для современной сверхвысокочастотной электроники.

Цель работы: разработка и исследование новых типов многоканальных многочастотных многоззорных резонаторов для выработки научно-обоснованных рекомендаций по выбору режимов их работы.

Для достижения этой цели были поставлены и решены **следующие задачи:**

1. Проведен аналитический обзор современного состояния исследований в области разработок клистронов, в том числе миниатюрных многолучевых клистронов.

2. Разработана методика численно-аналитического моделирования электродинамических характеристик ряда новых конструкций многоканальных многоззорных резонансных систем для многолучевых низковольтных приборов клистронного типа.

3. Изучены электродинамические и электронные параметры резонансных систем.

4. Проведено исследование многочастотного режима работы резонаторов, определены условия настройки резонаторов на кратные резонансные частоты.

5. Изучено влияние параметров диэлектрика на электродинамические характеристики резонансных систем.

6. Разработаны рекомендации по выбору параметров и конструкции резонансных систем и параметров электронного потока, обеспечивающих максимальный электронный КПД микроволнового генератора в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн.

Научная новизна:

1. Разработана новая конструкция трехззорного многолучевого прямоугольного двухчастотного клистронного резонатора с планарными полосковыми резонансными элементами на диэлектрической подложке. Для основных мод резонатора определены электродинамические параметры. Результаты расчета по дисковой модели клистрона показывают, что низковольтный многолучевой клистрон с предложенной конструкцией резонаторов при работе в одномодовом режиме работы на частоте 4,7 ГГц позволяет при напряжении 2,6 кВ получить КПД около 60% и уровень выходной мощности около 1 кВт.

2. Впервые исследован трехззорный многоканальный резонатор с двумя парами полосковых проводников, размещенных на подвешенной диэлектрической подложке. Определены основные электродинамические параметры в диапазоне от 4 до 20 ГГц. Исследована возможность работы резонатора в бигармоническом режиме на кратных резонансных частотах.

3. Проведены теоретические и экспериментальные исследования новой конструкции прямоугольного объемного четырехззорного клистронного резонатора со свернутой полосковой линией. Разработан масштабный макет резонатора, работающий в дециметровом диапазоне длин волн. Экспериментально и теоретически исследованы основные электродинамические параметры резонатора для нескольких мод частотного диапазона. Получены результаты по перестройке частот резонатора путем изменения длины внутренней полосковой линии.

4. Исследована новая конструкция трехззорного многолучевого призматического клистронного резонатора с тремя диэлектрическими подложками и планарными полосковыми резонансными элементами. Проведено исследование параметров резонатора при различной диэлектрической проницаемости и толщине подложки. Получены результаты по многочастотному режиму и режиму работы на кратных резонансных частотах.

5. Предложена новая конструкция четырехлучевого квазифрактального клистронного резонатора на базе H-фрактала для четырехствольного клистрона. Исследованы варианты с четвертьволновой и полуволновой конструкцией опорного стержня на диэлектрической подложке. Изучен многочастотный режим резонатора и режим работы на кратных резонансных частотах, а также произведен расчет электронных параметров резонатора.

Теоретическая и практическая значимость. Результаты, полученные в диссертации, развивают и дополняют теоретические представления о резонансных системах для приборов клистронного типа. Исследования новых типов резонансных систем позволяют получить рекомендации по выбору оптимальных параметров и режимов работы новых конструкций резонансных систем, обеспечивающих достижение оптимальных параметров прибора в целом.

Результаты работы могут быть использованы при проектировании микроволновых приборов клистронного типа дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн, на основе многоканальных многоззорных резонансных систем, работающих в одно- и многочастотном режимах.

Разработанные и исследованные конструкции многоканальных многоззорных резонаторов с кратными резонансными частотами и способы перестройки частот могут быть использованы при создании новых типов многорежимных МЛК.

Такие источники микроволновой энергии могут найти применение в телекоммуникации, в системах радиолокации, дистанционного зондирования, навигации, радиопротиводействия.

Результаты работы внедрены в учебный процесс на кафедре «Электронные приборы и устройства» ФГБОУ ВО СГТУ имени Гагарина Ю.А. при чтении лекций и проведении лабораторных работ по курсам «Электродинамика и микроволновая техника», «Мощные электровакуумные приборы СВЧ» при подготовке выпускных квалификационных работ по направлению 11.03.04 «Электроника и нанoeлектроника» (см. Приложение 1).

Так же результаты работы использовались при выполнении научно-исследовательской работы СЧ НИР «Амур-М-РТИ» по модернизации многофункциональной РЛС, проводимой в АО РТИ имени А.Л. Минца и при проектировании резонансных систем для двухлучевого клистрона X-диапазона на предприятии АО «НПП «Контакт».

Методология и методы исследования:

В данной диссертационной работе исследовались методы позволяющие улучшить качественные характеристики резонансных систем для приборов клистронного типа. Данные теоретические методы сочетались с экспериментальными исследованиями и математическим моделированием.

Положения, выносимые на защиту:

1. Трехззорный многоканальный малогабаритный клистронный резонатор с подвешенной в объеме диэлектрической подложкой и расположенными на ней резонансными полосковыми проводниками при работе одномодовом режиме на частоте 4,7 ГГц реализует высокое характеристическое сопротивление (210 Ом) и выходную мощность многолучевого клистрона около 1 кВт при КПД 60% и ускоряющем напряжении 2,6 кВ.

2. В многоканальном четырехззорном объемном резонаторе со свернутой полосковой линией обеспечивается управление частотными характеристиками без изменения внутреннего объема и формы корпуса резонатора, путем изменения резонансной длины внутренней полосковой линии.

3. Результаты исследования многоканального призматического трехззорного клистронного резонатора с тремя диэлектрическими подложками и расположенными на них резонансными полосковыми проводниками, показывают

способность его работы в многочастотном режиме и реализацию как усилительного, так и автоколебательного режимов работы клистрона.

4. В предложенных малогабаритных четырехканальных двухзачерных клистронных резонаторах с Н-фракталом реализован многочастотный режим возбуждения низшей и высшей моды с кратностью $K=2$ путем введения в объем резонатора поперечных пластин и режим возбуждения с кратностью $K=3$ с помощью введения в объем резонатора стержня прямоугольного сечения, а также путем изменения длины полосковых резонансных проводников короткозамыкателем.

Степень достоверности и апробация результатов:

Достоверность полученных результатов обуславливается: применением обоснованных методов численного математического моделирования; использованием специальных программных продуктов и комплексов, которые учитывают взаимодействие электронов с СВЧ полем; сравнением результатов расчета с экспериментальными данными.

Результаты работы докладывались на конференциях: «2021 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», 16-18 марта 2021, г. Москва; X Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и Микроэлектроника СВЧ», 31 мая - 4 июня 2021, г. Санкт-Петербург; «2021 International Conference Engineering And Telecommunication» (VIII Международная конференция «Инжиниринг & Телекоммуникации»), 24 -25 ноября 2021, г. Долгопрудный, Московская обл.; «2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering» (15-я Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения»), 22-23 сентября 2022, г. Саратов; XII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и Микроэлектроника СВЧ», 29 мая – 2 июня 2023, г. Санкт-Петербург.

Личный вклад автора:

Представленные в диссертации результаты расчетов получены автором самостоятельно, кроме того, в совместно опубликованных работах автор

принимал непосредственное участие в анализе полученных результатов и формулировке выводов, составляющих основу публикации.

Апробация результатов исследования. Результаты работы докладывались на конференциях: «2021 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», 16-18 марта 2021, г. Москва; X Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и Микроэлектроника СВЧ», 31 мая - 4 июня 2021, г. Санкт-Петербург; «2021 International Conference Engineering And Telecommunication» (VIII Международная конференция «Инжиниринг & Телекоммуникации»), 24 -25 ноября 2021, г. Долгопрудный, Московская обл.; «2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering» (15-я Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения»), 22-23 сентября 2022, г. Саратов; XII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и Микроэлектроника СВЧ», 29 мая – 2 июня 2023, г. Санкт-Петербург.

Гранты. Результаты диссертации получены в рамках выполнения гранта РФФИ (проект № 20-38-90191), тема «Исследование электродинамических характеристик многоканальных многоазорных резонансных систем микроволнового генератора с неоднородным распределением высокочастотного электрического поля».

Публикации. По результатам диссертации было опубликовано 13 работ: 4 в периодических изданиях, включённых в перечень ВАК при Минобрнауки РФ, из них 2 в рецензируемых научных журналах по специальности 2.2.1 «Вакуумная и плазменная электроника»; 5 в единой реферативной базе данных Scopus; 2 в изданиях, включенных в библиографическую базу данных РИНЦ; получен 1 патент на изобретение.

1 Обзор современного состояния в области разработок многолучевых клистронов и резонансных систем, перспективных для использования в приборах клистронного типа

1.1 Многолучевые клистроны

За последние годы созданы несколько десятков моделей МЛК, которые предназначены для использования в телевидении, радиолокационной технике, ускорителях, передатчиках космической связи, установках радиоэлектронной борьбы. Существенные преимущества многолучевых клистронов позволяют им успешно конкурировать с другими электровакуумными приборами.

Многолучевые усилительные клистроны являются основой передатчиков современных перспективных бортовых, морских и наземных радиоэлектронных систем. Многолучевые конструкции клистронов на основном и высших видах колебаний позволяют уменьшить питающие напряжения в 2-3 раза, массу прибора - в 4 раза, увеличить полосу рабочих частот и значительно уменьшить габариты радиопередающих устройств. В таблице 1.1 представлены параметры МЛК, разработанных в АО «НПП «Исток», г. Фрязино.

Таблица 1.1 – Характеристики многолучевых клистронов, разработанных в АО «НПП «Исток»

Параметры	Типы клистронов		
	Малогабаритные клистроны	Средней мощности	Мощные
1	2	3	4
Рабочий диапазон, ГГц	6...8	6...16	2...10
Выходная импульсная мощность, кВт	0,1...1,2	15...150	150...900
Выходная средняя мощность, кВт	0,05...0,5	1...3	10...17

Продолжение таблицы 1.1

1	2	3	4
Полоса рабочих частот, МГц	40...200	100...400	100...350
Коэффициент усиления, дБ	50...30	35...40	35...40
Рабочее напряжение, кВ	1...4	12...15	22...32
Масса, кг	0,4...1,2	8...15	15...35 без соленоида

МЛК подразделяются на малогабаритные, средней мощности и мощные. Малогабаритные и средней мощности многолучевые клистроны работают на постоянных магнитах, на основном виде колебаний с числом лучей от 7 до 37, отличаются уникальными массогабаритными характеристиками и низким рабочим напряжением. Для расширения полосы рабочих частот используются многоззорные резонаторы и многоконтурная выходная система. Мощные многолучевые клистроны работают на основном и высших видах колебаний, число лучей от 6 до 36, в качестве магнитной фокусирующей системы в основном используется соленоид.

В работе [1] рассмотрен многолучевой клистрон L-, S-диапазонов мощностью 2 кВт. Разработка ведется на базе уже существующего мощного клистрона мощностью 1 кВт. Ожидается что разрабатываемое устройство будет обладать характеристиками на порядок выше, чем уже существующий клистрон, а именно КПД 40%, током пучка 1,25 А, выходной мощностью 2 кВт. Устройство разрабатывалось с помощью таких программных продуктов как CST и MAGIC. На базе CST была смоделирована и оптимизирована пятилучевая пушка и резонатор для представленного клистрона (см. рисунок 1.1).

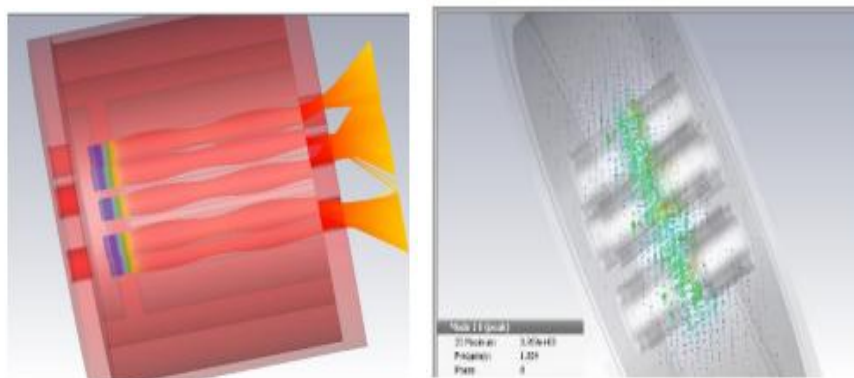


Рисунок 1.1 - Модель пятилучевой электронной пушки и резонатора [1]

В источнике [2], моделируется конструкция малогабаритного многолучевого клистрона с частотой 36 ГГц. Проверка работоспособности такого устройства была проведена с использованием сложных компьютерных моделей (см. рисунки 1.2 и 1.3). Моделирование показало, что при КПД 35% достигается уровень мощность 2,5 МВт. Эксплуатация устройств СВЧ при напряжении пучка 60 кВ и ниже дает значительно преимущество, так как не требуется масляная изоляция. Поэтому исходное значение (60 кВ) было выбрано для моделирования малогабаритного многолучевого клистрона.

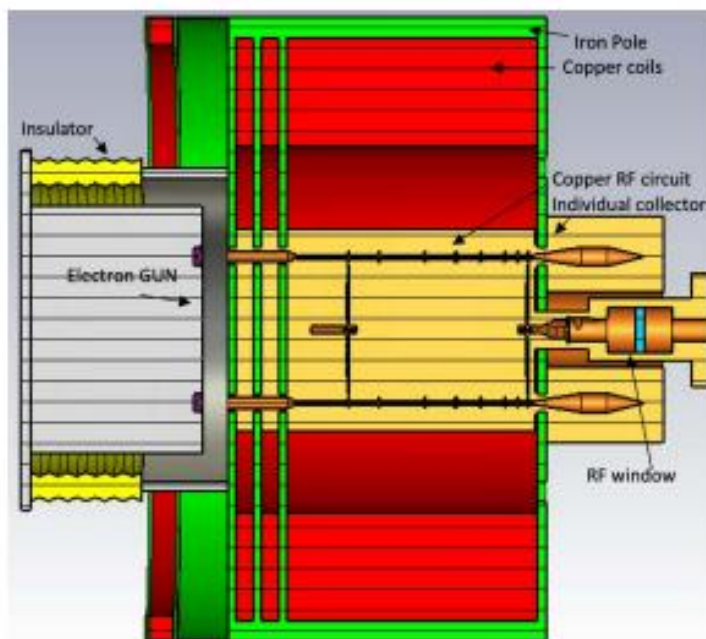


Рисунок 1.2 - Конструкция малогабаритного многолучевого клистрона [2]

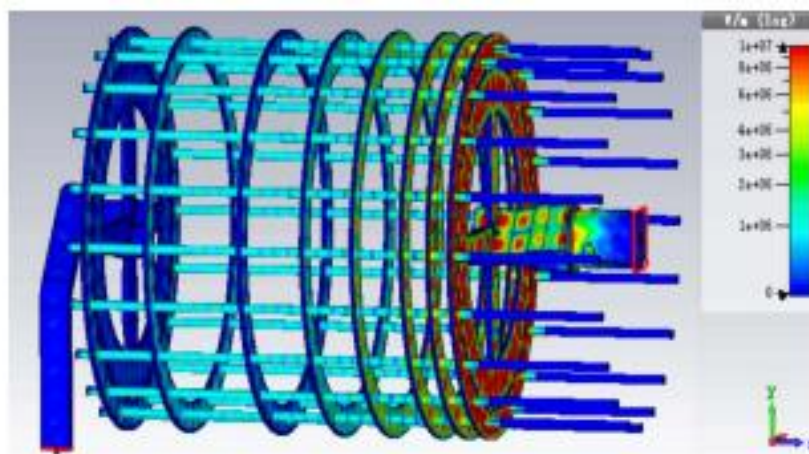


Рисунок 1.3 - Распределение поля на поверхности клистрона [2]

Для получаемой ВЧ-мощности 2,5 МВт, максимальное поле в выходном резонаторе составляет около 90 МВ/м, при предельном 100 МВ/м. Одной из проблем при создании таких клистронов является возможность наложения мод. Однако эти моды могут быть синхронизированы с гармониками рабочей частоты.

В последние годы был разработан ряд МЛК российского производства. В статье [3] представлены такие конструкции и их характеристики. Большинство широкополосных и узкополосных МЛК, применяемых в мобильной и бортовой аппаратуре, используют пакетированные (являющиеся принадлежностью конструкции клистрона) реверсные фокусирующие системы на постоянных кольцевых магнитах (МРФС). Поле в таких системах несколько раз изменяет полярность (реверс). Практика показывает, что МЛК с МРФС имеют массу в 5 – 10 раз меньшую, чем масса однолучевых аналогов с фокусирующими электромагнитами или однополярными фокусирующими системами на постоянных магнитах (ПМ МФС). С другой стороны, фокусировка электронных лучей в ПМ МФС, недостаточно устойчива и средние мощности импульсных клистронов с МРФС не превышают 25 кВт. Во всех МЛК, за исключением клистрона КИУ-40, используются магнитно-экранированные многолучевые электронные пушки со сферическими оксидными импрегнированными катодами и общими для всех лучей катодно-подогревательными узлами. Надо отметить высокую плотность тока с катодов $7 - 12 \text{ А/см}^2$ в импульсных МЛК L-, S- и

X-диапазонов, и до 30 A/cm^2 в K-диапазоне. Поэтому долговечность МЛК обычно не превышает 5 – 8 тысяч часов. Клистроны L-диапазона используют традиционные тороидальные резонаторы. В ряде широкополосных клистронов этого диапазона применены двух зазорные резонаторы, работающие на π -виде колебаний, что позволяет существенно укоротить длину пространства взаимодействия.

В клистромах S-диапазона используются тороидальные, или, в наиболее мощных импульсных приборах, кольцевые резонаторы, работающие на виде колебаний E_{010} . Кольцевые резонаторы позволяют обеспечить радиальную равномерность СВЧ поля в зазорах взаимодействия большой поперечной площади. Для увеличения характеристического сопротивления, выходные активные резонаторы широкополосных клистронов выполняются двухзазорными на 2π - виде колебаний.

В широкополосных клистромах X- и K-диапазонов, применяются тороидальные или призматические резонаторы, работающие на видах H_{101} и/или H_{102} . Выходные активные резонаторы двухзазорные на 2π -виде колебаний. В X-диапазоне применяются также многоствольные конструкции для увеличения мощности и уменьшения плотности тока с катода. При этом, в каждом стволе используются многолучевые пролетные трубы. Важно отметить, что в начале 90-х годов была разработана конструкция двуствольного МЛК X-диапазона, работающего на двух видах колебаний, что позволило практически удвоить полосу частот. Практически во всех перечисленных широкополосных МЛК (см. таблицы 1.2 -1.4) для выравнивания и расширения АЧХ используются входные и выходные фильтровые системы, представляющие собой цепочку из активного и нескольких пассивных резонаторов. На рисунке 1.4 представлен узкополосный клистрон с МРФС.

Таблица 1.2 - Импульсные широкополосные МЛК

Диапазон (длины волн, см)	L (77 – 19)	S (19 – 6)	X (6 – 2,8)	K (2,8 – 0,8)
Относит. ширина рабочей полосы, %	6 - 16	5,4 – 7,1	4,8 – 6	0,1 - 1
Катодное напряжение, кВ	8 - 50	20 - 55	10 - 17	2 - 3
Суммарный первеанс, мкА/В ^{3/2}	7 - 18	6,4 - 18	10 - 22	3,6 – 5
Выходная импульсная мощность, кВт	10 - 4000	200 – 2000	20 – 240	0,2 – 1
Выходная средняя мощность, кВт	3 - 27	5 – 27	2 – 6	0,1 – 0.3
КПД, %	25 - 45	25 - 40	20 - 40	20 - 35
Коэффициент усиления, дБ	30 – 45	35 – 55	35 - 45	30 - 35
Количество стволов	1	1	1 - 4	1
Количество лучей	30 - 37	6 – 30	19 – 28	18
Способ фокусировки	МРФС	МРФС, соленоид	ПМ МФС, МРФС	ПМ МФС
Масса клизотрона с фокусирующей системой, кг	40 - 100	35 – 80, 260	15 - 35	0,4 – 1,5

Таблица 1.3 - Импульсные клистроны для ускорителей

Марка клистроны	КИУ-40	КИУ-111	КИУ-168	КИУ-147	КИУ-147А
Частота, МГц	991	2450	2856	2450	2856
Катодное напряжение, кВ	65	50	52	50	52
Суммарный первеанс, мкА/В ^{3/2}	10	22	24	22	24
Выходная импульсная мощность, МВт	4,7	5	6	5	6
Выходная средняя мощность, кВт	70	5	6	25	25
КПД, %	45	40	45	45	45
Коэффициент усиления, дБ	40	50	50	50	50
Количество стволов	1	1	1	1	1
Количество лучей	6	40	40	40	40
Способ фокусировки	Соленоид	МРФС	МРФС	МРФС	МРФС
Масса клистроны с фокусирующей системой, кг	350	85	85	90	90

Таблица 1.4 - Клистроны для ускорителей непрерывного режима работы

Марка клистроны	КУ-400	КУ-399	КУ-399А
1	2	3	4
Частота, МГц	505,8	2450	2450
Катодное напряжение, кВ	20	10	15
Суммарный первеанс, мкА/В ^{3/2}	1,8	4,5	2,8

Продолжение таблицы 1.4

1	2	3	4
Выходная мощность, кВт	65	25	50
КПД, %	60	55	65
Коэффициент усиления, дБ	43	40	42
Количество ствол	1	1	1
Количество лучей	6	18	18
Способ фокусировки	Соленоид	МРФС	МРФС
Масса клистрона с фокусирующей системой, кг	230	35	45



Рисунок 1.4 - Узкополосные клистроны с МРФС

В настоящее время производством усилительных клистронов занимается ряд компаний, таких как Tomson-CSF (Франция), Communications & Power Industries (США), TOSHIBA (Япония). Модельный ряд клистронов представлен в таблице 1.5.

Таблица 1.5 – Модельный ряд современных клистронов

Вид клистрона	Характеристики прибора
	<p>Клистрон Thomson TH2441 рассчитан на выходную мощность 1,3 кВт и может перестраиваться в диапазоне от 4,4 до 5,0 ГГц.</p>
	<p>Модель VKC-7810C1 обладает частотой от 6,95 до 7 ГГц, коэффициентом усиления 41 дБ, выходной мощностью 1,5 кВт.</p>
	<p>VA-934 представляет собой клистрон с током луча 1,2 А. Напряжение луча 13 кВ. Частота от 7,1 до 8,5 ГГц, Коэффициент усиления 50 дБ, Выходная мощность 5 кВт.</p>
	<p>Импульсный клистрон S-диапазона VKS-8287. Частота – 2,7–3,0 ГГц, напряжение луча - 65 кВ, ток луча - 31 А, пиковая мощность – 0,75 МВт, средняя мощность - 1,50 кВт, насыщенное усиление - 49 дБ</p>
	<p>TOSHIBA E3736 - Многолучевой клистрон L-диапазона мощностью 10 МВт для линейного коллайдера TESLA и TESLA XFEL</p>

Клистроны могут быть использованы как генераторы или умножители частоты. В статье [4] рассматривается клистронный умножитель частоты (см. рисунок 1.5) высокой мощности. Такой умножитель может утроить входную частоту и одновременно усилить входную мощность. Результаты экспериментов показали, что пиковая выходная мощность 14 кВт может быть достигнута при напряжении пучка 36 кВ.

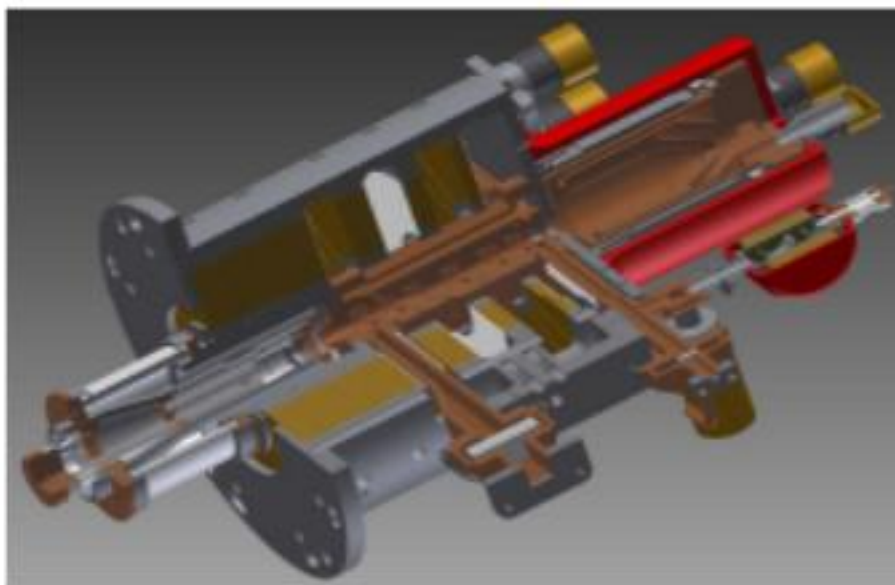


Рисунок 1.5 - Конструкция клистронного умножителя частоты [4]

Рассмотрен вариант клистрона [5] с радиальным расположением лучей и кольцевыми резонаторами (см. рисунок 1.6). Применены индивидуальные каналы для цилиндрических пучков, что обеспечивает высокочастотную развязку отдельных резонаторов, а парциальные катоды расположены на периферии прибора. В результате появляется возможность существенного увеличения площади эмиссии при сохранении прямолинейности электронных пучков, а каждый луч находится на пересечении двух плоскостей симметрии магнитной системы, что существенно облегчает его транспортировку. Перед последним резонатором индивидуальные каналы сливаются, образуя единый кольцевой канал с единым радиальным потоком.

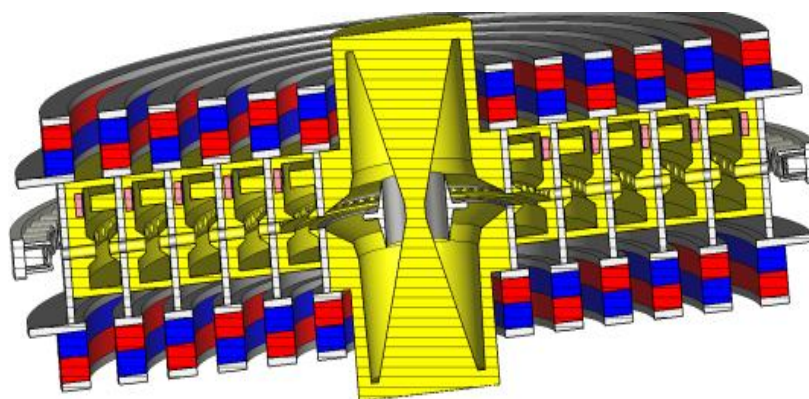


Рисунок 1.6 - Схема клистрона в разрезе. Синим и красным цветом обозначены полюса магнитов, серым – полусные наконечники реверсной фокусирующей системы, желтым – резонаторный блок и коллектор [5]

Многолучевые клистроны находят широкое применение в различных областях СВЧ техники. Одно из направлений - для ускорителей заряженных частиц. В статье [6] рассмотрен вариант МЛК для ускорителей на частоту 650 МГц. Мощность такого МЛК составляет 0,9 МВт.

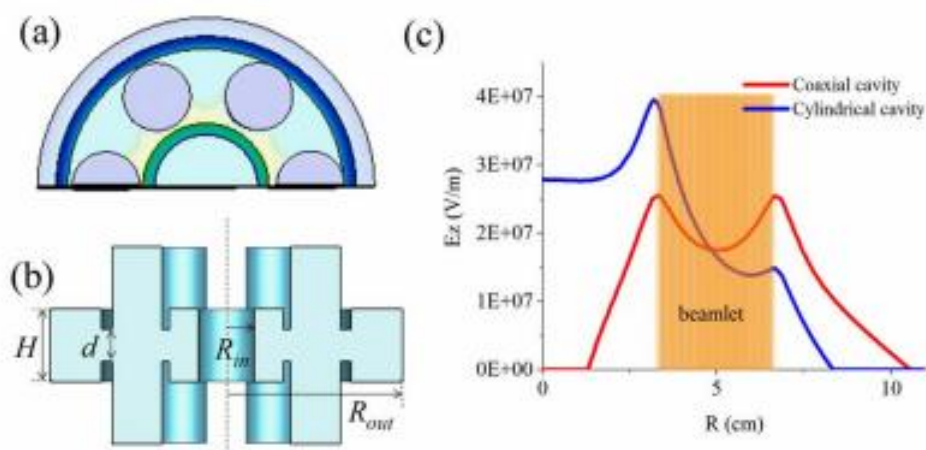


Рисунок 1.7 – МЛК для ускорителей заряженных частиц: а – вид в продольном сечении; б – вид в поперечном сечении; с – распределение поля E_z -вдоль осей [6]

Для проверки эффективности МЛК была создана полная 3-Д модель с помощью программного продукта CST, рисунок 1.8. Конструкция имеет шесть цилиндрических каналов радиусом 11 мм, что обеспечивает энергию 50 кэВ. Для фокусировки луча использовалось магнитное поле величиной 0.025 Тл.

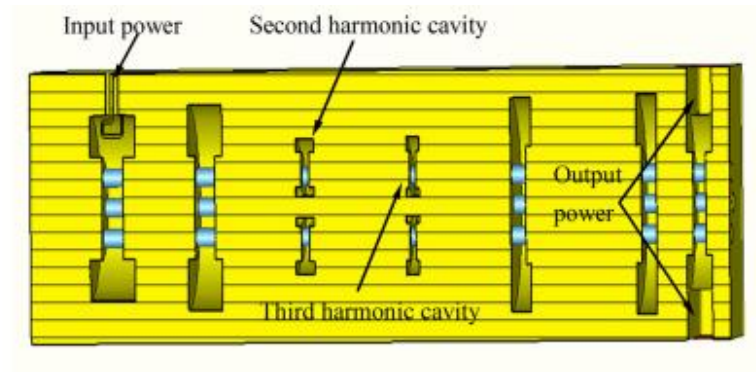


Рисунок 1.8 - 3-Д модель резонатора МЛК в разрезе, созданная в CST [6]

Широкое распространение клистроны получили в различных радиолокационных устройствах. Например, в [7] рассмотрен многолучевой клистрон S-диапазона, разработанный в институте электроники Китайской академии наук (Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, China). Основным преимуществом данной конструкции является хорошая однородность высокочастотного электрического поля в двух зазорах резонатора, широкая полоса пропускания и компактность. Такой клистрон имеет пиковую мощность 120 кВт и обладает полосой пропускания 10%. Конструкция такого клистроны имеет 18 пролетных каналов, которые распределены в два слоя (см. рисунок 1.9). Во внутреннем радиусе расположены 6 лучей и 12 лучей в наружном радиусе. Внутренне радиус 5 мм, а внешний 10 мм. Многолучевая электронная пушка в такой конструкции состоит из 18 отдельных катодов и общего нагревателя. Управляющий электрод используется для модуляции электронного луча. Распределение электромагнитного поля фокусирующей системы показано на рисунке 1.10.

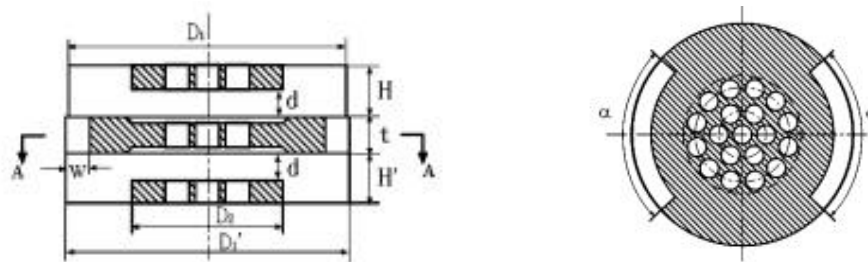


Рисунок 1.9 - Конструкция двухзазорного резонатора для рассматриваемого клистроны [7]

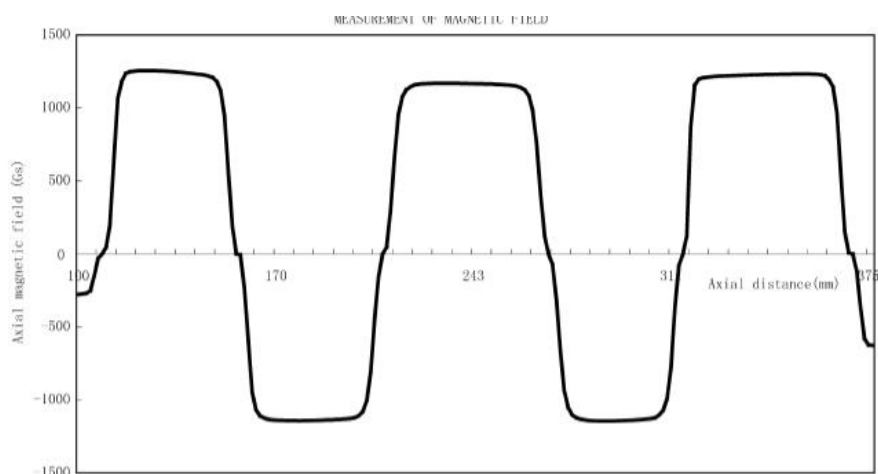
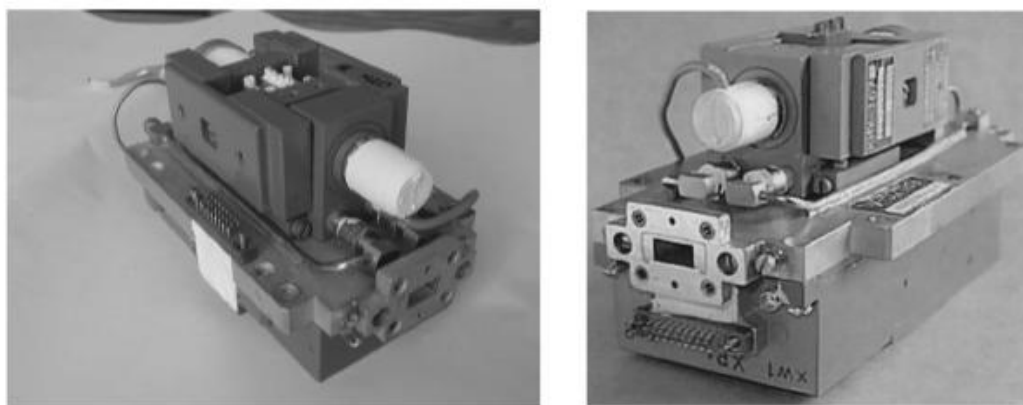


Рисунок 1.10 - Распределение электромагнитного поля фокусирующей системы

Несмотря на основное применение клистронов в мощных и сверхмощных СВЧ установках, получили также развитие миниатюрные клистроны [8]. Одно из направлений их использования это комплексированные устройства, так называемые Small-Size Complex Microwave Devices (CMD). Основное их назначение — это бортовая приемно-передающая аппаратура. Основной особенностью таких устройств является интеграция активных и пассивных СВЧ элементов в блок одного устройства. Такое устройство способно создавать, обрабатывать и усиливать СВЧ-сигналы. Конструкция такого устройства включает в себя полупроводниковый задающий генератор, а также полупроводниковые многофункциональные схемы формирования и управления сигналами (генераторы, усилители на транзисторах, смесители, фазовращатели и преобразователи частоты, аттенюаторы и переключающие устройства). Масса представленных на рисунке 1.11 моделей менее 2 кг, время включения менее 10 с. Выходная мощность таких устройств ≥ 300 Вт а полосой пропускания 100 МГц. КПД 25-30%, полоса усиления 0,1-100. CMD клистроны находят широкое применение в бортовой аппаратуре, так как имеют малые габариты и высокую мощность.



а)

б)

Рисунок 1.11 – Конструкции клистронов: а - CMD-V, б - CMD-VA [8]

Главным преимуществом МЛК является их массогабаритные характеристики. Так, например в статье [9] рассматривается конструкция 19-лучевого клистронного усилителя Ку- диапазона. Такой клистрон может работать при напряжении 2,5 кВ, при токе пучка 0,5 А. Резонансная система рассматриваемого устройства состоит из 6 резонаторов. Область взаимодействия представляет собой шесть резонаторов квадратной формы, работающих на основной моде. Первый резонатор- группирователь, 4 промежуточных резонатора и шестой выходной резонатор. резонатор. Исходные размеры резонаторов были получены с использованием аналитических выражений и впоследствии были смоделированы в программе CST. Зависимость напряжения в каждом резонаторе показана на рисунке 1.12.

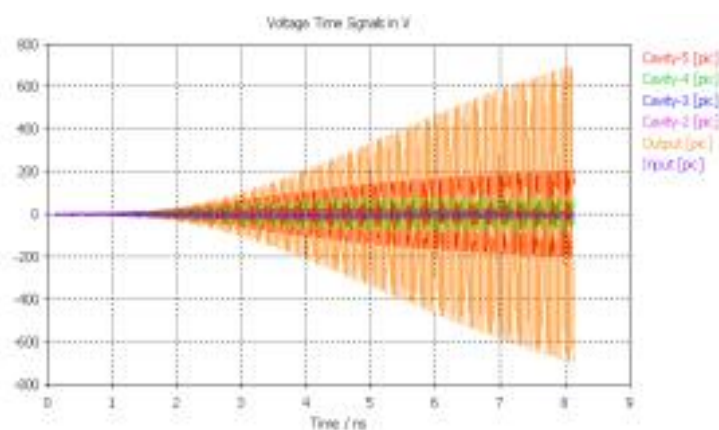


Рисунок 1.12 - Зависимость напряжения на резонаторах

1.2 Резонансные системы приборов клистронного типа

Параметры прибора клистронного типа во многом зависят от резонансной системы в целом. В настоящее время существует ряд конструкций резонансных систем, так, например, в источнике [10], рассматривается трехзворный многоканальный клистронный резонатор, настроенный на две кратные резонансные частоты. Резонатор, изображенный на рисунке 1.13, образован электромагнитно связанными через две П-образные щели связи 1 и 2 призматическими резонансными полостями 3, 4 и 5. На рисунке 1.14 показана картина распределения продольного электрического поля E_z основного и второго высшего видов колебаний в центральном пролетном канале вдоль длины резонатора для противофазного и синфазного типов колебаний.

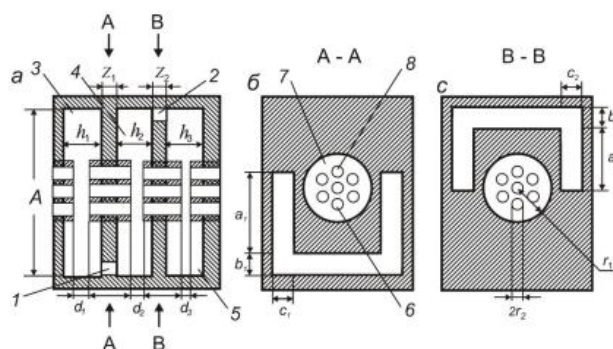


Рисунок 1.13 - Схематическое изображение трехзворного резонатора:
а - продольное сечение резонатора; б и в – поперечные сечения резонатора

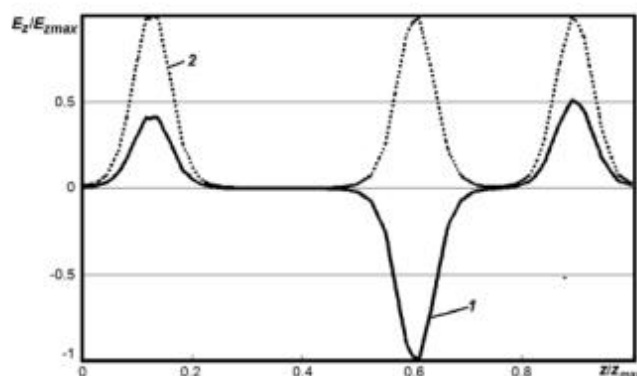


Рисунок 1.14 - Распределение продольной компоненты электрического поля E_z в центральном пролетном канале вдоль длины резонатора основного (кривая 1) и второго (кривая 2) высшего видов колебаний

Настройка частот противофазного и синфазного видов колебаний на две кратные частоты $f_0 = 18,57$ ГГц и $f_2 = 37,14$ ГГц осуществлялась путем изменения параметров a_1 и a_2 щелей связи (везде в расчетах $a_1 = a_2$), и ширины зазоров d_1 , d_2 , d_3 . Возможность такой настройки обусловлена тем, что увеличение значений a_1 и a_2 приводит к снижению частоты противофазного вида, при этом частота синфазного вида колебаний практически не меняется. Рассматриваемый резонатор можно использовать для автогенераторных приборов клистронного типа.

В источнике [11] представлены результаты разработки и компьютерного моделирования нескольких типов многозазорных выходных резонаторов для мощных усилительных клистронов миллиметрового диапазона. В работе рассматривается несколько конструкций многозазорных резонаторов для клистронов миллиметрового диапазона, проводится сравнение их параметров и способов связи с нагрузкой. Рассматривается однолучевой клистрон 8-мм диапазона длин волн с ускоряющим напряжением $U_0=15$ кВ и током луча $I_0 = 1,5$ А. Был выбран резонатор, работающий на противофазном виде колебаний и имеющий три зазора. Рассматривались две конструкции резонатора – на основе замедляющей системы (ЗС) типа «встречные штыри» и типа «гребенка». Модель резонатора на встречных штырях и на гребенчатой ЗС созданные в программе RFS, показаны на рисунках 1.15 и 1.16. По результатам моделирования собственная частота резонатора без элементов связи составляет 35,775 ГГц, волновое сопротивление - 210 Ом.

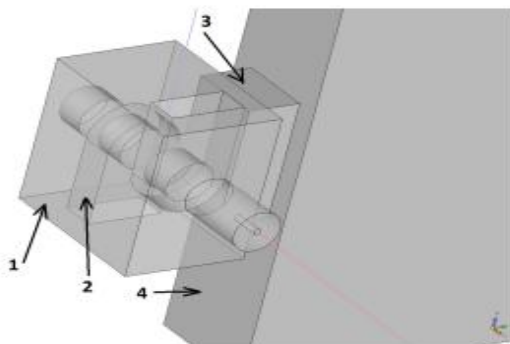


Рисунок 1.15 - Резонатор на встречных штырях: 1 – резонатор; 2 - элемент связи; 3 – волновод; 4 – штыри; 5 - возбуждающий штырь [11]

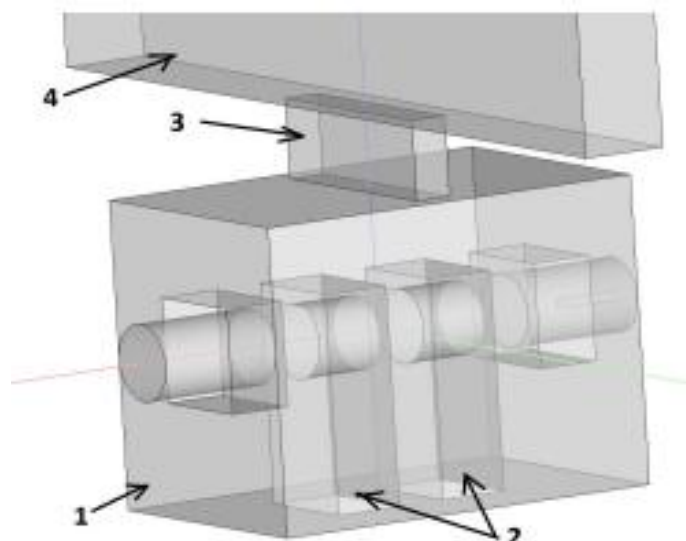


Рисунок 1.16 - Резонатор на гребенчатой ЗС с торцевой связью: 1 – резонатор; 2 – гребенка; 3 – элемент связи; 4 – выходной волновод [11]

Этот резонатор на собственной частоте 33,95 ГГц имеет волновое сопротивление $\rho = 246$ Ом, т. е. существенно больше, чем резонатор на встречно-штыревой ЗС. Поле в среднем зазоре этого резонатора также существенно больше, чем в крайних зазорах.

С целью выровнять распределение поля в зазорах резонатора и облегчить решение задачи вывода энергии была предложена конструкция резонатора с неравной длиной пазов в центральном и крайнем зазорах (см. рисунок 1.17).

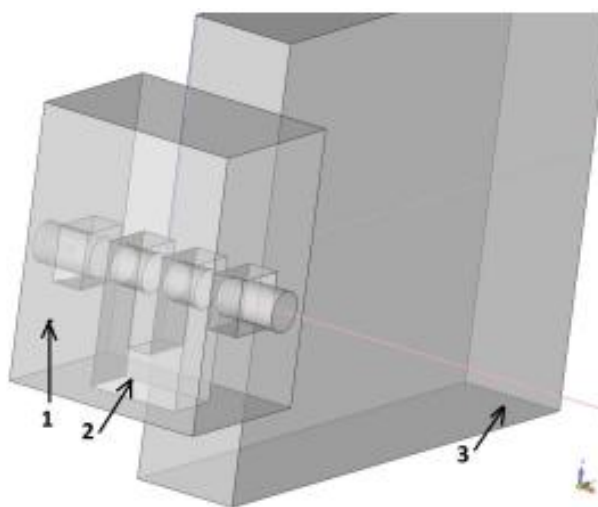


Рисунок 1.17 - Резонатор с неравной длиной пазов: 1 – резонатор; 2 – гребни; 3 - выходной волновод [11]

На рисунке 1.18 отображено распределения поля в зазорах для каждого из резонаторов. Резонатор с неравной длиной пазов имеет самое равномерное распределение поля в зазорах.

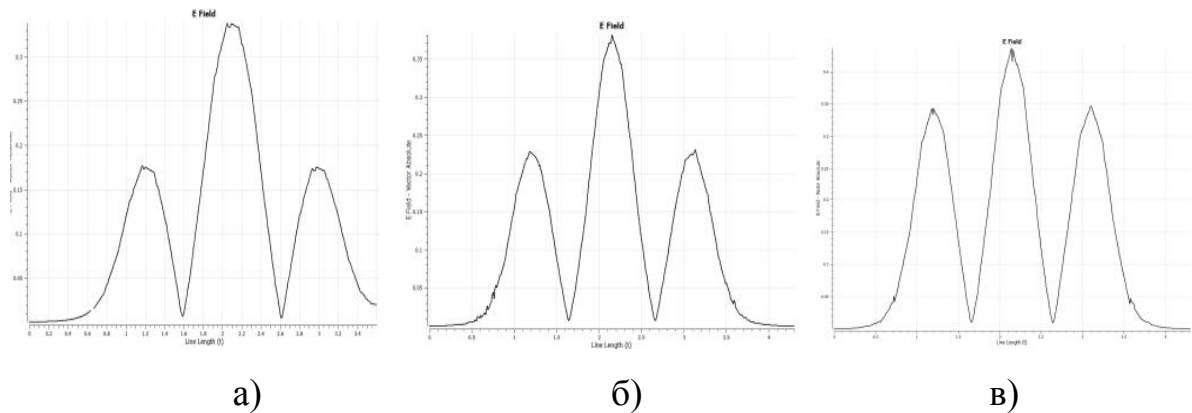


Рисунок 1.18 - Распределения поля в зазорах для каждого из резонаторов:
 а - резонатор на встречных штырях; б - резонатор на гребенчатой ЗС с торцевой связью; в - резонатор с неравной длиной пазов

В статье [12] представлены результаты 3D моделирования двух связанных через щель связи ступенчато-неоднородных резонаторов для миниатюрного МЛК. Было исследовано распределение электрического поля на рабочих видах колебаний, рассчитаны основные электродинамические параметры.

Конструкция резонансной системы представляет собой два связанных через щель связи (1) однозачорных ступенчато-неоднородных резонаторов (см. рисунок 1.19).

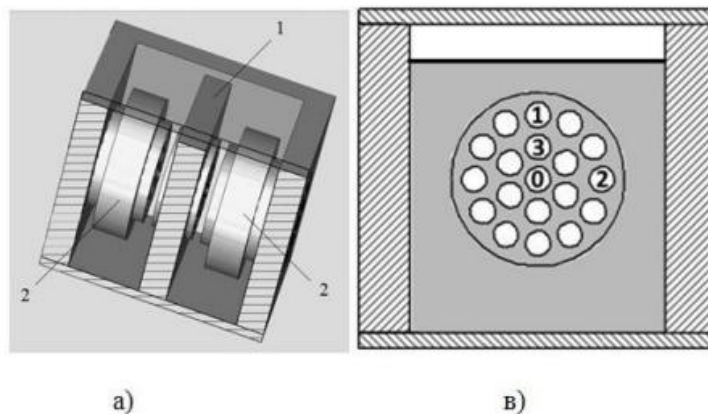


Рисунок 1.19 – а -3D модель исследуемого резонатора; в - вид резонатора в поперечном сечении (цифрами обозначены номера пролетных каналов) [12]

В результате проведенной оптимизации удалось добиться кратности рабочих частот 2π -вида с помощью изменения размеров подстроенных колец (2) и размеров зазоров. На рисунке 1.20 изображена картина электрического поля 2π -вида колебаний в зазорах связанных резонаторов, настроенных на кратные частоты f_0 и $2f_0$.

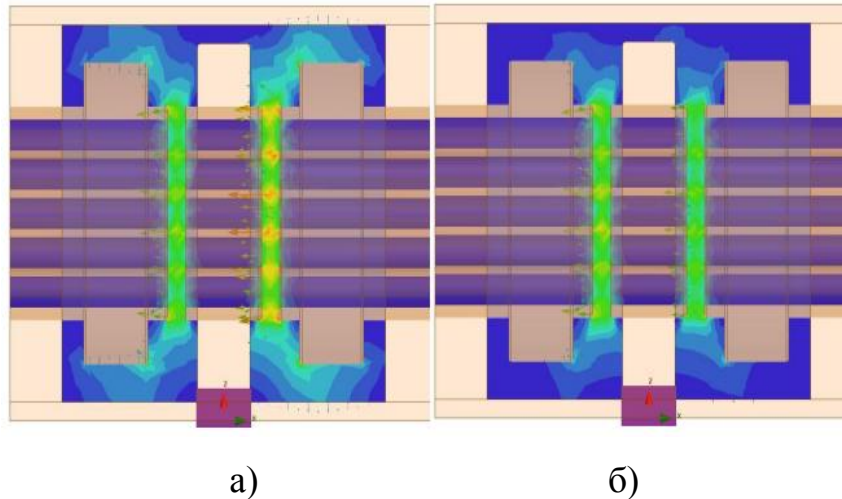


Рисунок 1.20 - Картина распределения поля в связанных резонаторах на частотах f_0 (а) и $2f_0$ (б)

Результаты расчёта параметров, характеризующих взаимодействие на разных модах колебаний при ускоряющем напряжении $U_0=3$ кВ, представлены в таблице 1.6.

Таблица 1.6 - Результаты расчета параметров

F, ГГц	Вид	M	ρ , Ом	G_e / G_0	Q_0	ρM^2 , Ом
$0,98f_0$	π	0,105	444,846	0,135	733	0,494
f_0	2π	0,831	43,929	0,020	743	30,335
$2f_0$	2π	0,510	15,750	0,001	1230	4,096
$2,03f_0$	2π	0,109	12,162	0,074	1260	0,144

Из таблицы 1.6 следует, что в качестве рабочего вида необходимо принять синфазный вид (2π) колебаний, поскольку он имеет на двух кратных частотах наивысшее произведение ρM^2 . При заданной величине ускоряющего напряжения 3 кВ величина относительной активной электронной проводимости G_e/G_0 для противофазных (π -видов) колебаний находится в положительной области значений. Следовательно, данные виды колебаний не будут приводить к самовозбуждению резонансной системы.

В источнике [13] исследуются различные способы настройки многоканальных однозачорных резонаторов на кратные резонансные частоты. Описывается методика синтеза ступенчато-неоднородного коаксиального однозачорного резонатора, настраиваемого на основную частоту и ее вторую гармонику. Конструкция такого резонатора показана на рисунке 1.21. Эта методика положена в основу программы синтеза многоканальных резонаторов с кратными резонансными частотами.

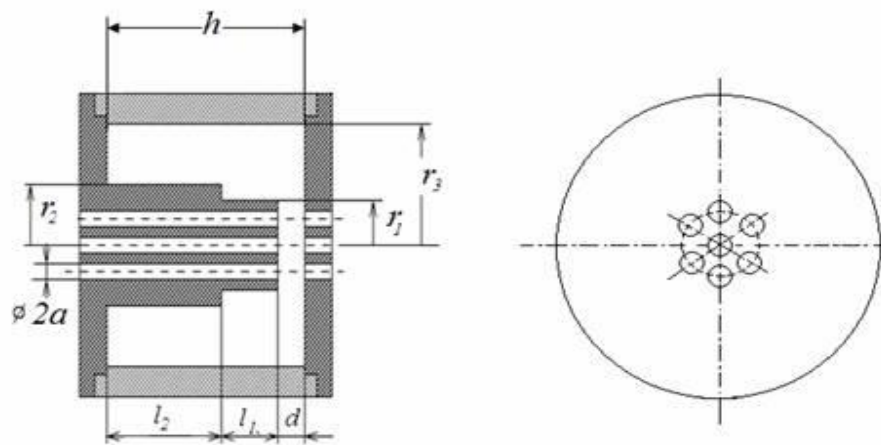


Рисунок 1.21 - Конструкция многоканального резонатора клистрона [13]

С помощью этой программы можно найти оптимальные соотношения основных геометрических размеров, определяющих резонанс одновременно на двух частотах f_1 и $f_2=2f_1$, соответствующих основной и первой высшей моде электромагнитных колебаний. Для решения задачи синтеза использовался метод эквивалентной схемы с полу распределёнными параметрами, согласно которому резонатор можно было представить в виде эквивалентной ступенчато-

неоднородной длинной линии, образованной отрезками l_1 и l_2 с волновыми сопротивлениями z_1 и z_2 . Эта линия замкнута на одном конце, а на другом конце она нагружена на емкость зазора C_0 . Емкость скачка волнового сопротивления представлена на схеме емкостью C_n . На рисунке 1.22 представлены основные четыре типа конструкции многоканальных одноззорных резонаторов.

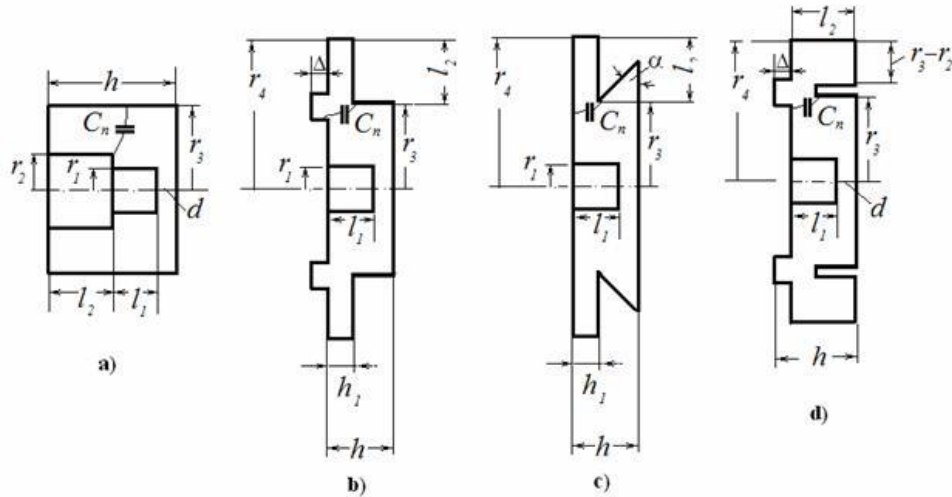


Рисунок 1.22 - Конструкции многоканальных одноззорных резонаторов

На рисунках 1.23-1.25 показана картина распределения полей для основного и первого высшего видов колебаний конструкций многоканальных одноззорных резонаторов, представленных на рисунке 1.22.

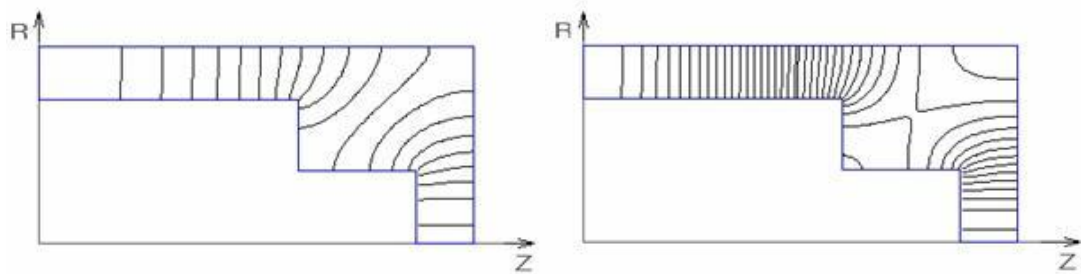


Рисунок 1.23 - Картина распределения полей для основного и первого высшего видов колебаний резонатора, представленного на рисунке 1.22,а

Характеристическое сопротивление для резонатора, показанного на рисунке 1.22,а, при $R=0$ на основном виде колебаний $\rho=51,2$ Ом, на первом высшем виде колебаний $\rho=21,9$ Ом.

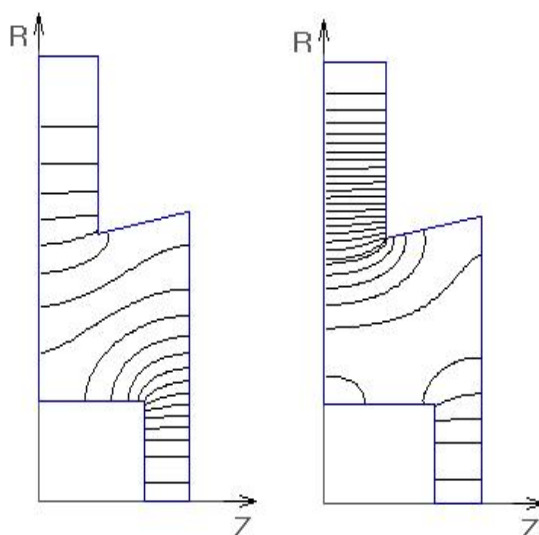


Рисунок 1.24 - Картина распределения полей для основного и первого высшего видов колебаний резонатора, представленного на рисунке 1.22,с

Характеристическое сопротивление для резонатора, показанного на рисунке 1.22,с при $R=0$ на основном виде колебаний $\rho=51,9$ Ом, на первом высшем виде колебаний $\rho=5,8$ Ом.

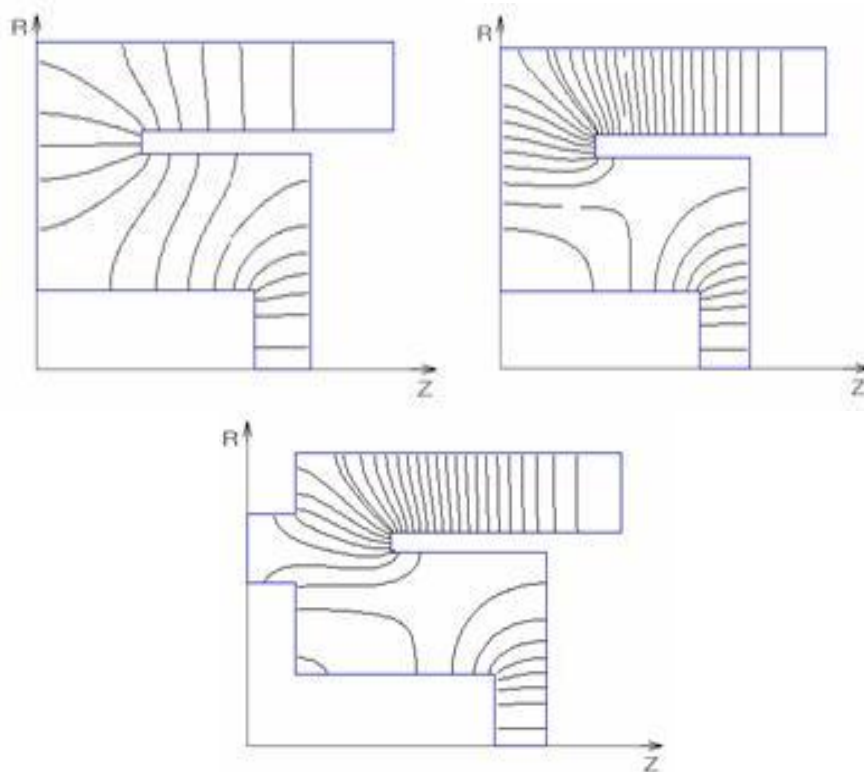


Рисунок 1.25 - Картина распределения полей для основного и первого высшего видов колебаний резонатора, представленного на рисунке 1.22,d

Характеристическое сопротивление для резонатора, показанного на рисунке 1.22,d, при $R=0$ на основном виде колебаний $\rho=60,47$ Ом, на первом высшем виде колебаний $\rho=19,9$ Ом.

В статье [14] рассматривается клистрон распределенного взаимодействия (см. рисунок 1.26), такая конструкция необходима для достижения большей мощности и увеличения полосы частота так же получения высокого коэффициента усиления в миллиметровом и субмиллиметровом диапазоне волн. Интенсивность поля в рассматриваемом резонаторе увеличивается от зазора к зазору. С ростом количества зазоров в резонаторе прибора вероятность возникновения колебаний возрастает за счет увеличения максимального абсолютного значения электронной проводимости. В качестве рабочего вида колебаний может быть использован 2π - вид, а самовозбуждение трехзазорного резонатора происходит на $\pi/3$ -виде.

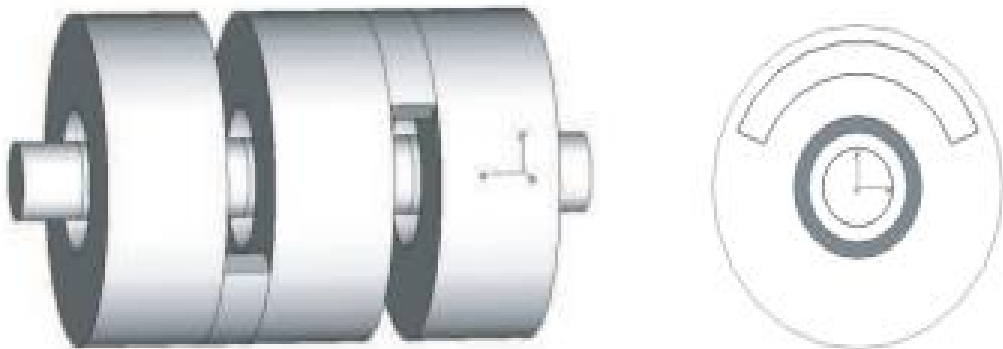


Рисунок 1.26 - Модель трехзазорного резонатора [14]

Многозазорным резонаторам посвящено множество статей, например, в [15] рассмотрен вариант трехзазорного резонатора, работающего на трех модах (π , $\pi/2$, 2π). Для 2π -моды в таком резонаторе поле однородно, на π -моды поле одинаковое по амплитуде и противофазно, для $\pi/2$ поле в центральном зазоре отсутствует. На рисунке 1.27 представлено распределение поля в зазорах для основных мод. Большая разница в напряженности электрического поля на зазоре для трёх мод, приводит к эффективности взаимодействия пучка с волной.

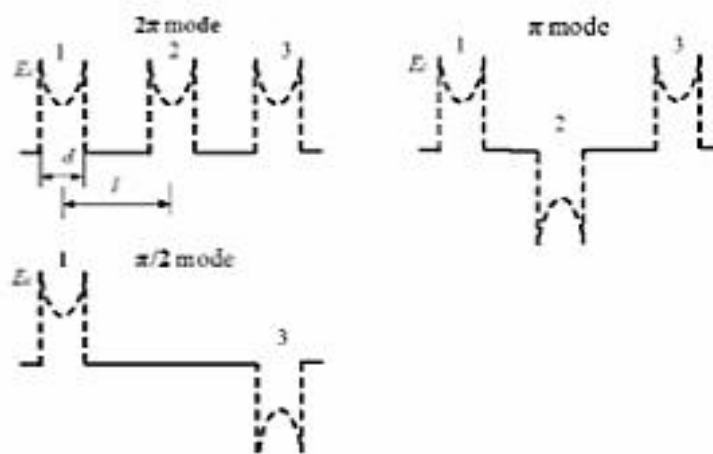


Рисунок 1.27 - Распределение поля для трех основных мод в трехззорном резонаторе [15]

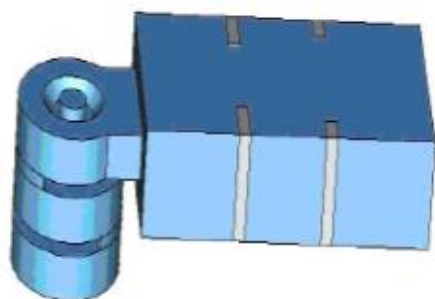
Трехззорные резонаторы находят применение в основном в клистронах распределенного взаимодействия, работающих в миллиметровом диапазоне. Результаты расчёта электронных параметров приведены в [16]. С помощью программы HFSS, спроектирован трехззорный резонатор Ka- диапазоне. Были получены 5 основных мод для которых была рассчитана резонансная частота, результаты расчёта представлены в таблице 1.7. Взаимодействие между нерабочими модами (модами более высокого порядка) и электронным пучком, приведёт к возбуждению автоколебаний, поэтому изучению высших мод следует уделить особое внимание.

Таблица 1.7 - Результаты расчета параметров

Номер моды	Резонансная частота, ГГц
$-2\pi/3$	33,145
$-\pi/3$	34,2744
2π	34,9067
$\pi/3$	49,1886
$2\pi/3$	51,0565

Еще один вариант трехззорного резонатора (см. рисунок 1.28) рассмотрен в статье ученых из института электроники Китайской академии наук [17]. Клистроны с распределенным взаимодействием (ЕК) имеет много преимуществ,

таких как более высокий коэффициент усиления по сравнению с ЛБВ. Размер связанных резонаторов миллиметрового диапазона для таких устройств очень мал, поэтому для их обработки используют лазерные станки.



а)



б)

Рисунок 1.28 - а - трехмерная модель трехрезонаторного резонатора;
б - макет резонатора в разобранном состоянии

1.3 Резонансные элементы на диэлектрических подложках

Использование диэлектрических подложек в резонансных системах открывает возможность миниатюризировать резонансную систему в целом и перейти на новые резонансные частоты. При этом диэлектрические элементы резонансных систем выполняют из высокодобротных керамических материалов с относительной диэлектрической проницаемостью от 3 до 120.

Так, например, в статье [18], использование подвешенной тонкой подложки из CVD алмаза обеспечивает хорошие теплоотвод и низкую диэлектрическую нагрузку, а меандр из толстой (50 мкм) фольги препятствует токооседанию на диэлектрик. Схематическое изображение одного периода ЗС приведено на рисунке 1.29.

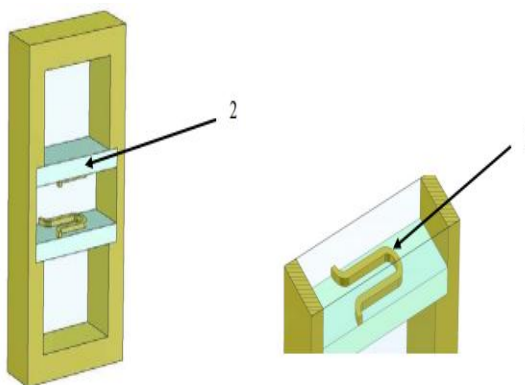


Рисунок 1.29 - Эскиз одного периода ЗС: 1 - металлизированный меандр;
2 - алмазная подложка [18]

Так же в настоящее время огромный потенциал в области СВЧ электроники имеют кольцевые эллиптические резонаторы представленный в источнике [19] Кольцевой резонатор на несимметричной щелевой линии (НЩЛ) представляет собой структуру, выполненную на диэлектрической подложке. С одной стороны подложки изготавливается проводящее кольцо, а с другой – проводящая окружность. Они совмещены таким образом, чтобы между ними образовывалась щель, полностью заполненная диэлектриком. Питание такой структуры осуществляется за счет полного перекрытия кольца несимметричной полосковой линией.

Предложенный кольцевой резонатор можно представить, как обычный колебательный контур. Резонансная частота такого контура полностью зависит от его погонных параметров: $L_{\text{пог}}$ и $S_{\text{пог}}$.

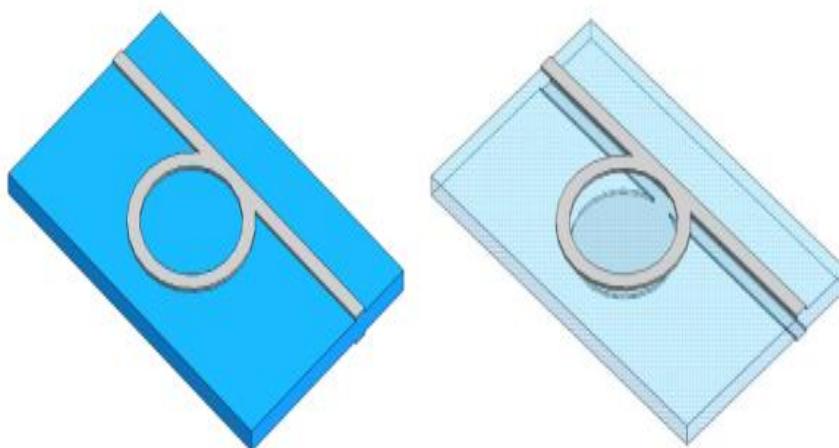


Рисунок 1.30 - Модель кольцевого резонатора на НЩЛ

В работе [20] рассматривается применение трехзачорного резонатора с полосковыми резонансными элементами на печатных платах (см. рисунок 1.31). Исследуемая конструкция имеет малые размеры и массу, а использованная при его изготовлении пленочная технология обеспечивает высокую точность изготовления мелкоструктурных элементов системы с жесткими допусками.

Полученные результаты исследований могут быть применены при разработке новых вакуумных типов многолучевых микроприборов клистронного типа с матричным автоэмиссионными катодами, которые работают в коротковолновой части СВЧ-диапазона и в терагерцевом диапазоне частот.

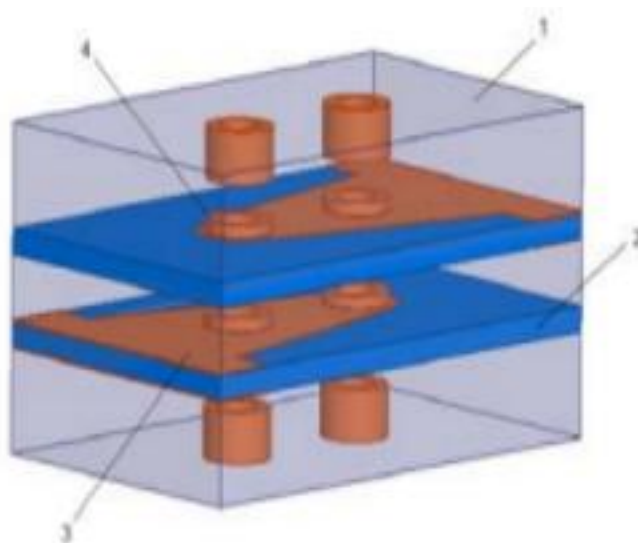


Рисунок 1.31 - Конструкция трехзачорного резонатора с полосковыми резонансными элементами на печатных платах [20]

В статье [21] рассмотрен вариант применения микрополосковой меандровой линии (MML) линии в планарных ЛБВ. Планарные ЛБВ - миниатюрные, высокоэффективные, широкополосные и низковольтные - являются перспективным видом вакуумных устройств для источников энергии миллиметрового и терагерцевого диапазона. ЛБВ с такими микрополосковыми линиями может работать в более широком диапазоне частот 4,48 – 43,69 ГГц. В таких конструкция повышается импенданс взаимодействия, что положительно влияет на ряд характеристик ЛБВ в целом.

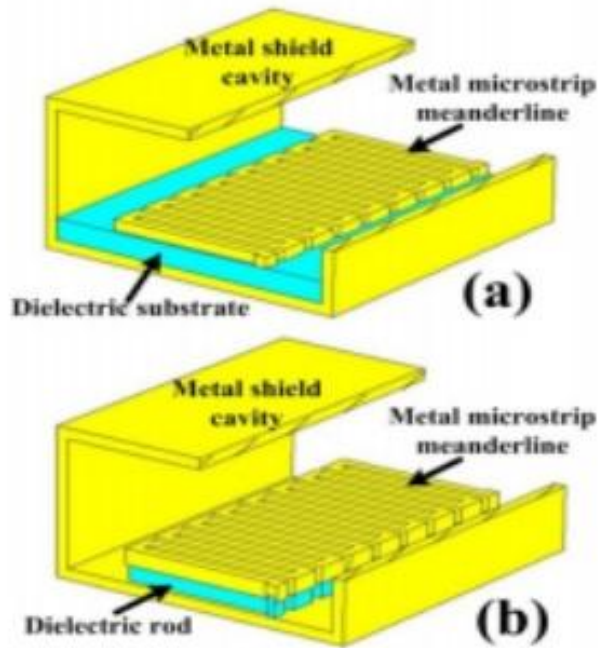


Рисунок 1.32 - Конструкция ЛВВ с микрополосковой меандровой линией

Еще одна перспективная конструкция микрополоскового резонатора, который может быть использован в объемном клистронном резонаторе, представлена в патенте [22]. Описываемый резонатор представляет собой микрополосковый резонатор, содержащий диэлектрическую подложку, на одной стороне которой размещено заземляющее основание, а на другой - элементы ввода и вывода энергии и металлический диск, имеющий радиально расположенные секторальные щели, расширяющиеся в направлении от центра металлического диска.

Резонатор, представленный на рисунке 1.33, содержит щели 1, секторальные вырезы 2, элементы ввода и вывода энергии 3, диэлектрическую подложку 4. Через элементы ввода и вывода энергии 3 резонатор возбуждается. Структура электромагнитного поля и распределения токов азимутально-симметричного типа колебаний E_{010} и азимутально несимметричных типов имеет такой вид, что узкие щели выполнены в металлическом диске, не оказывая влияния на симметричные колебания, существенно ослабляют несимметричные.

Введение секториальных вырезов создает в резонаторе в ступенчатую неоднородность, определяющую взаимное смещение резонансных частот и, в частности, разрежение их спектра вблизи первой (рабочей) резонансной частоты. Кроме того, такая неоднородность уменьшает габариты резонатора на заданной рабочей частоте по сравнению с известным микрополосковым резонатором.

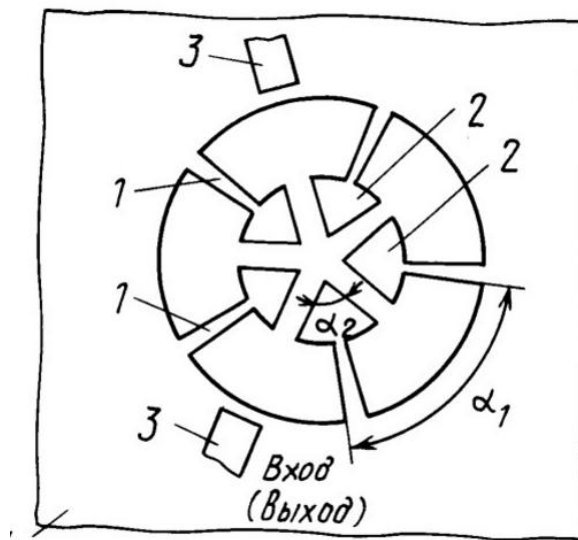


Рисунок 1.33 - Микрополосковый резонатор

Ряд исследований посвящен резонансным элементам на диэлектрических подложках, в том числе многослойных. Например, резонатор на полосковой линии [23]. Значительное увеличение собственной добротности полосковых резонаторов и, соответственно, уменьшение потерь в полосе пропускания фильтров на их основе, не сопровождается ухудшением массогабаритных характеристик устройств.

В таком полосковом резонаторе, содержащем подвешенную между экранами диэлектрическую подложку, на одну поверхность которой нанесен полосковый металлический проводник, новым является то, что на второй поверхности подложки также нанесен полосковый металлический проводник.

Конструкция, изображенная на рисунке 1.34, содержит диэлектрическую подложку 1, подвешенную между двумя экранами, на обе поверхности которой нанесены полосковые металлические проводники 2, электромагнитно связанные между собой и имеющие, например, форму прямоугольника, причем проводник

на второй поверхности подложки идентичен по форме и расположению проводнику на первой поверхности. Пара таких одинаковых полосковых проводников, располагающихся на разных поверхностях подложки, образует полосковый резонатор. Следует отметить, что форма проводников, из которых образованы полосковые резонаторы (в рассмотренном случае прямоугольная), может быть любой.

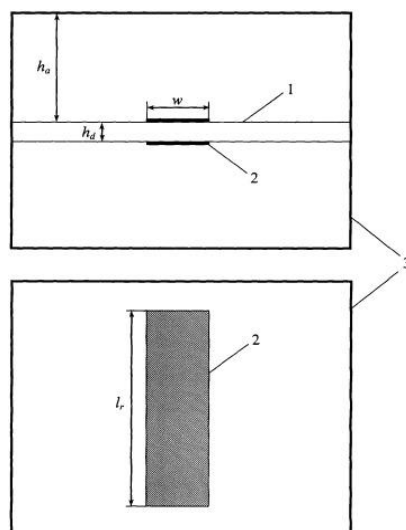


Рисунок 1.34- Полосковый резонатор

1.4 Резонансные элементы на основе фрактальной геометрии

Фракталами называют геометрические объекты, имеющие достаточно сложную структуру на произвольно малых масштабах. Зачастую, фракталы обладают свойством само подобия. Науке известен ряд фракталов таких как: ковер Серпинского, снежинка Коха, Греческий крест, губка Менгера, фигура Лихтенберга и т.д.

В последние годы были спроектированы ряд многоканальных резонаторов. Основным отличием таких резонаторов является то, что в них можно управлять частотами синфазной и противофазной моды, не меняя основных характеристик корпуса резонатора, используя при этом фрактальную геометрию.

На рисунке 1.35 представлен фрактальный двухззорный резонатор, в основе которого лежит «древовидный» фрактал [24].

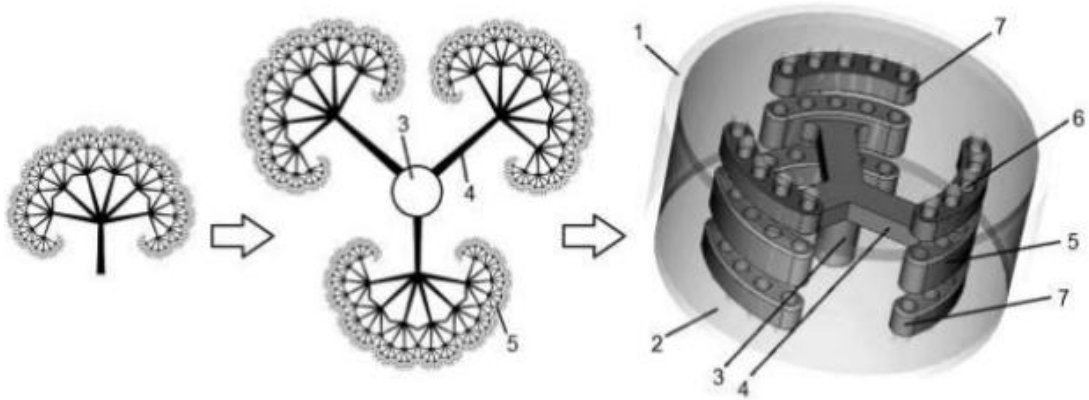


Рисунок 1.35 - Схема перехода от идеального «древовидного» фрактала к двухзачорному резонатору[24]

Создание мощных вакуумных малогабаритных СВЧ устройств нового поколения улучшенными массогабаритными и спектральными перспективными радиоэлектронных систем является одним из актуальных направлений развития современной вакуумной СВЧ электроники. Существует ряд конструкций на основе фракталов, например, в виде «Греческого креста», как в статье [25] (см. рисунок 1.36).

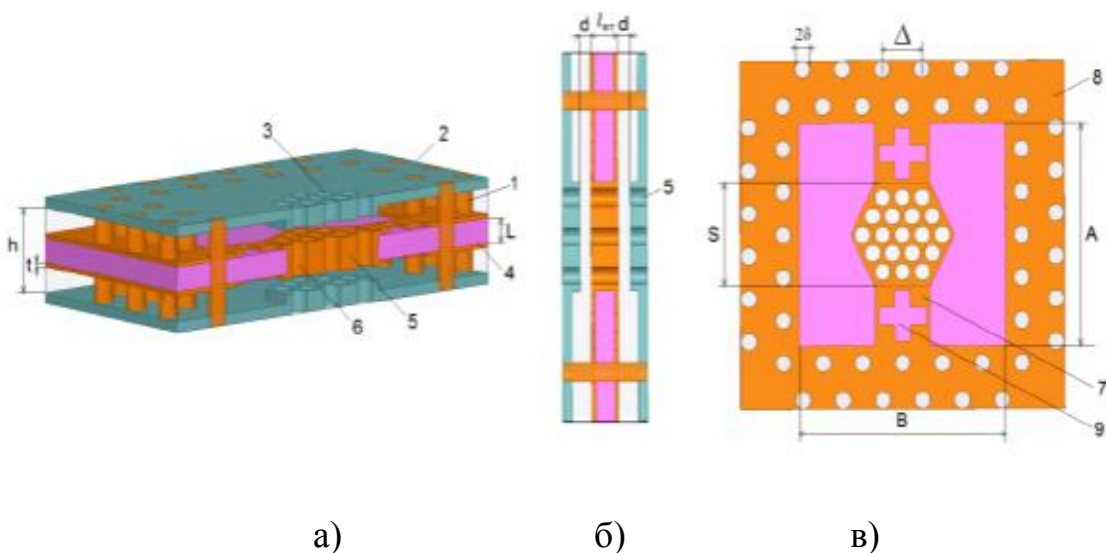


Рисунок 1.36 – Конструкция двухзачорного фотонно-кристаллического резонатора:
 а - общий вид резонатора; б - поперечное сечение резонатора;
 в - вид сверху на керамическую подложку [25]

Пространство взаимодействия двухзазорного фотонно-кристаллического резонатора расположено внутри трехмерного дефекта, образованного металлическими стержнями 1 круглой формы с радиусом δ и шагом металлической решетки Δ . Они установлены по периметру прямоугольника со сторонами A , B . В продольном направлении пространство взаимодействия ограничено боковыми крышками 2, установленными друг относительно друга на расстоянии h . В крышках выполнены отверстия 3 для пропускания многолучевого электронного потока. В центральной части трехмерного дефекта на подвешенной диэлектрической подложке 4 толщиной L , (выполненной из диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=5,7$), размещен центральный электрод (штулка) 5 с отверстиями 6 для пропускания 19 электронных лучей. Этот электрод имеет форму шестигранной призмы с высотой $l_{вт}$. Торцевые части призмы вместе с боковыми крышками, симметрично удаленными на расстояние d , образуют емкость двойного ВЧ зазора. Штулка соединена с четвертьволновыми резонансными проводниками 7, которые оканчиваются плоскими экранными проводниками 8, также имеющими в центральной части вырез квадратной формы ($A=B$) или прямоугольной формы ($A/B=1,62$). Все эти проводники расположены с разных сторон диэлектрической подложки, причем экранные проводники имеют непосредственную связь с землей. В средней части каждого из резонансных проводников 7 может быть выполнен фрактальный элемент 9. Форму этого элемента определяет номер итерации ($K=0,1,2$) фрактала «Греческий крест».

Большое количество фрактальных структур позволяет активно их использовать при создании резонансных систем, так, например, в статье [26] исследуется резонатор на основе треугольника «Серпинского». Разработанный резонатор может найти применение в приборах клистронного типа, которые работают в как в многочастотном, так и одночастотном режимах.

Конструкция резонатора представлена на рисунке 1.37. Резонатор состоит из диэлектрической подложки (4), которая симметрично размещена в объемном резонаторе (1). Четвертьволновые полосковые элементы по обеим сторонам диэлектрической подложки. Центральный электрод (3) размещен в отверстии

диэлектрической подложки имеет пролетные каналы (5). На боковых стенках резонатора также размещены два боковых электрода (2). Полосковые линии соединены с центральным электродом и образуют резонансную линию.

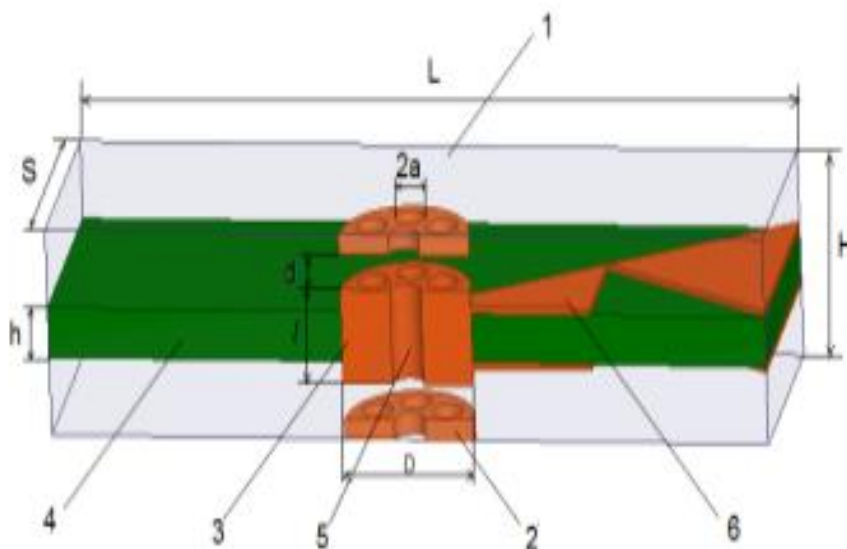


Рисунок 1.37 - Конструкции резонатора на основе «Треугольника Серпинского»

Также привлекают исследователей резонансные структуры с H-фракталом. H-фрактал или H-дерево — это само подобный фрактал с все меньшими линейными сегментами, в котором отрезок линии разбивается на более мелкие линии в конце. Принцип H-фрактала имеет практическое применение в электронике, например, при создании микроволновых фильтров и антенн [27] и может быть сформирован из трехмерных H-фрактальных конфигураций (см. рисунок 1.38).

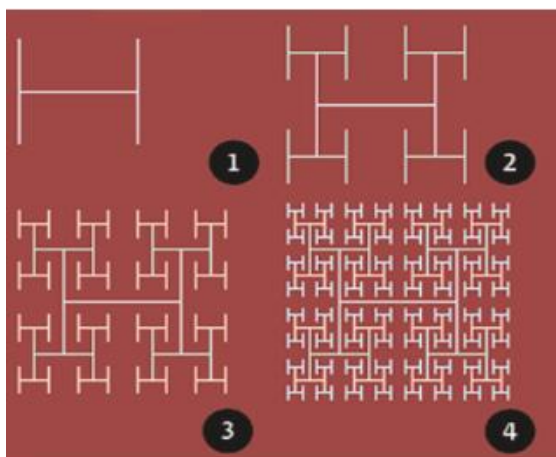


Рисунок 1.38 - Принцип создания H-фрактала

На рисунке 1.39 представлена разработка фрактального резонансного элемента на основе Н-фрактала.

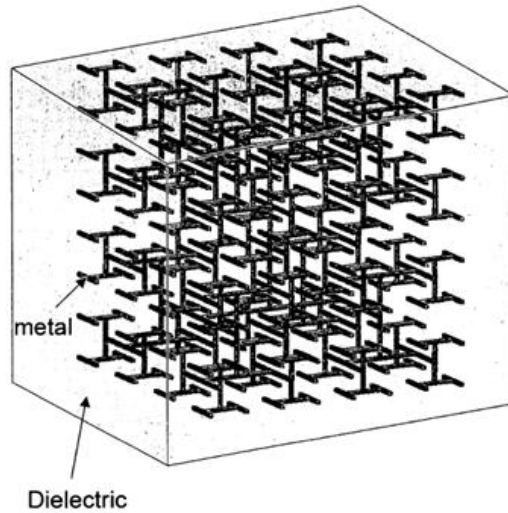


Рисунок 1.39 - Фрактальная структура с Н в качестве исходного элемента

Н-фрактал в настоящее время широко используется в антеннах, которые также могут найти применение в клистронных резонаторах. В статье [28] рассматривается применение фрактальных структур, а именно Н – фрактала в резонансных системах. Антенные системы на основе этих фракталов имеют небольшие размеры, обладают широким спектром частот. Так используя Н-фрактал в конструкции возможно получить антенну в двух диапазонах (см. рисунок 1.40).

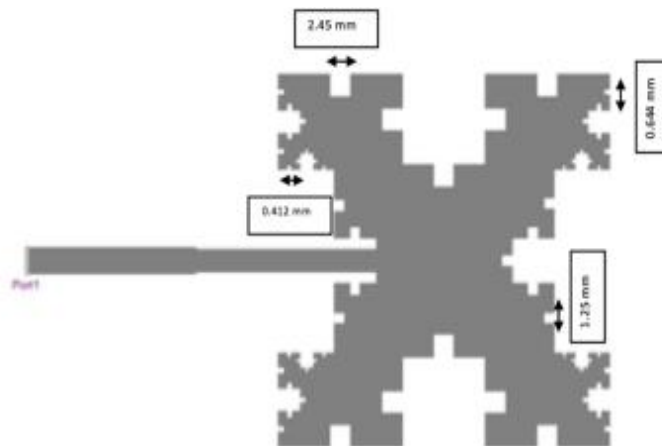


Рисунок 1.40 - Конструкции антенн с Н-фракталом

Однако с увеличением количества итераций в таких резонансных системах частоты смещаются на масштабное соотношение, а полоса пропускания уменьшается. Конструкция резонансной системы с древовидным Н-фракталом представлена на рисунке 1.41 [29].

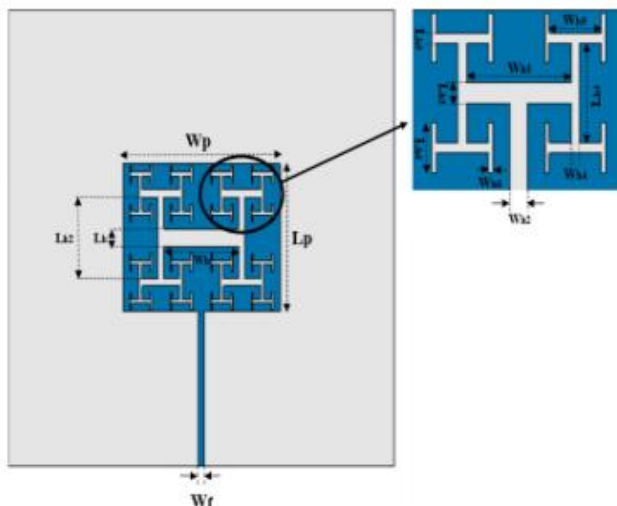


Рисунок 1.41 - Резонансная система с древовидным Н-фракталом

Параметры предлагаемой резонансной системы были просчитаны с использованием программы CST MWS. Так на рисунке 1.42 представлена зависимость параметра S_{11} от частоты. Можно сделать вывод, что при увеличении числа итераций возрастают резонансные частоты.

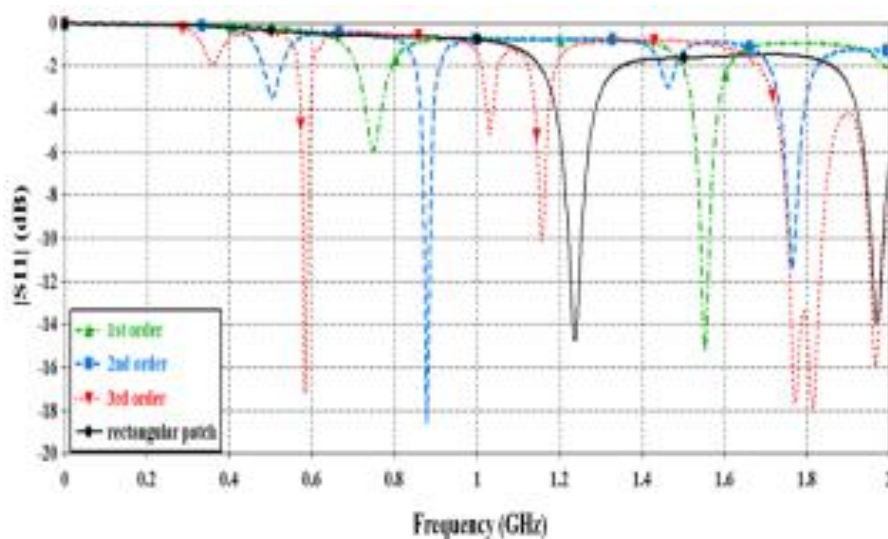


Рисунок 1.42 - Зависимость параметра S_{11} от частоты

Выводы по первой главе

Современные электровакуумные микроволновые приборы развиваются достаточно высокими темпами, при этом их развитие сопровождается повышением их мощности и эффективности, расширением частотных диапазонов. Для улучшения эксплуатационных характеристик приходится использовать специальные режимы работы, а также новые типы электродинамических систем.

В результате анализа публикаций о современном состоянии в области разработок многолучевых клистронов и резонансных систем, показано что

- среди множества типов электровакуумных микроволновых приборов достаточно широко распространены многолучевые клистроны, в которых несколько индивидуальных лучей, имеющих каждый сравнительно небольшой микропереванс, эффективно взаимодействуют с СВЧ-полями в зазорах резонаторов. При этом они имеют меньшее ускоряющее напряжение и улучшенные массогабаритные характеристики по сравнению с их однолучевыми аналогами;

- объемные резонаторы с применением диэлектрических включений или на основе диэлектрических материалов в настоящее время широко используются в СВЧ-устройствах. При этом диэлектрические элементы резонансных систем выполняют из высокодобротных керамических материалов. В таких резонаторах удастся миниатюризировать резонансную систему в целом, получить возможность работы на новых резонансных частотах;

- перспективно использование фрактальных резонансных структур, так как они эффективны при разработке многолучевых двухчастотных или многочастотных электронных приборов клистронного типа, работающих в качестве мощных усилителей, генераторов или умножителей частоты. Использование фрактальных элементов позволяет увеличить, к примеру, характеристическое сопротивление.

2 Миниатюрные трехзачорные клистронные резонаторы с полосковыми линиями

2.1 Трехзачорный прямоугольный клистронный резонатор с подвешенной в объеме диэлектрической подложкой и резонансными полосковыми линиями

Активное освоение микроволнового диапазона требует разработки новых типов высокоэффективных генераторов и усилителей. Для бортовой аппаратуры кроме высоких выходных параметров такие приборы должны удовлетворять строгим требованиям по массогабаритным характеристикам. Чтобы решить противоречие между увеличением функциональности и уменьшением веса и габаритов приборов, были предложены различные варианты комплексированных устройств, например, [30].

На предприятии АО «НПП «Исток» были разработаны так называемые complex microwave devices (CMD) [31, 32]. Так как рабочее питающее напряжение CMD должно быть достаточно низким, в таких устройствах необходим низковольтный выходной усилитель. Одним из кандидатов на такую роль выходного усилителя является МЛК [33, 34].

Преимущества таких приборов давно известны. Это высокий уровень средней и импульсной мощности при низких питающих напряжениях, малые масса и габаритные размеры, относительно широкая полоса рабочих частот. Миниатюрные МЛК находят в настоящее время широкое применение в бортовых передатчиках радиосистем различного назначения (РЛС, навигация, связь).

Число лучей миниатюрного МЛК обычно выбирается равным 18 или 19 при рабочих напряжениях 2,5 - 3 кВ, коэффициенте усиления 35 - 45 дБ и уровне выходной импульсной мощности до 1 кВт [35].

Для миниатюрных МЛК перспективно использование резонансных систем с использованием полосковых резонансных проводников, размещенных на диэлектрических подложках. Конструкция такого резонатора представлена на рисунке 2.1 [36].

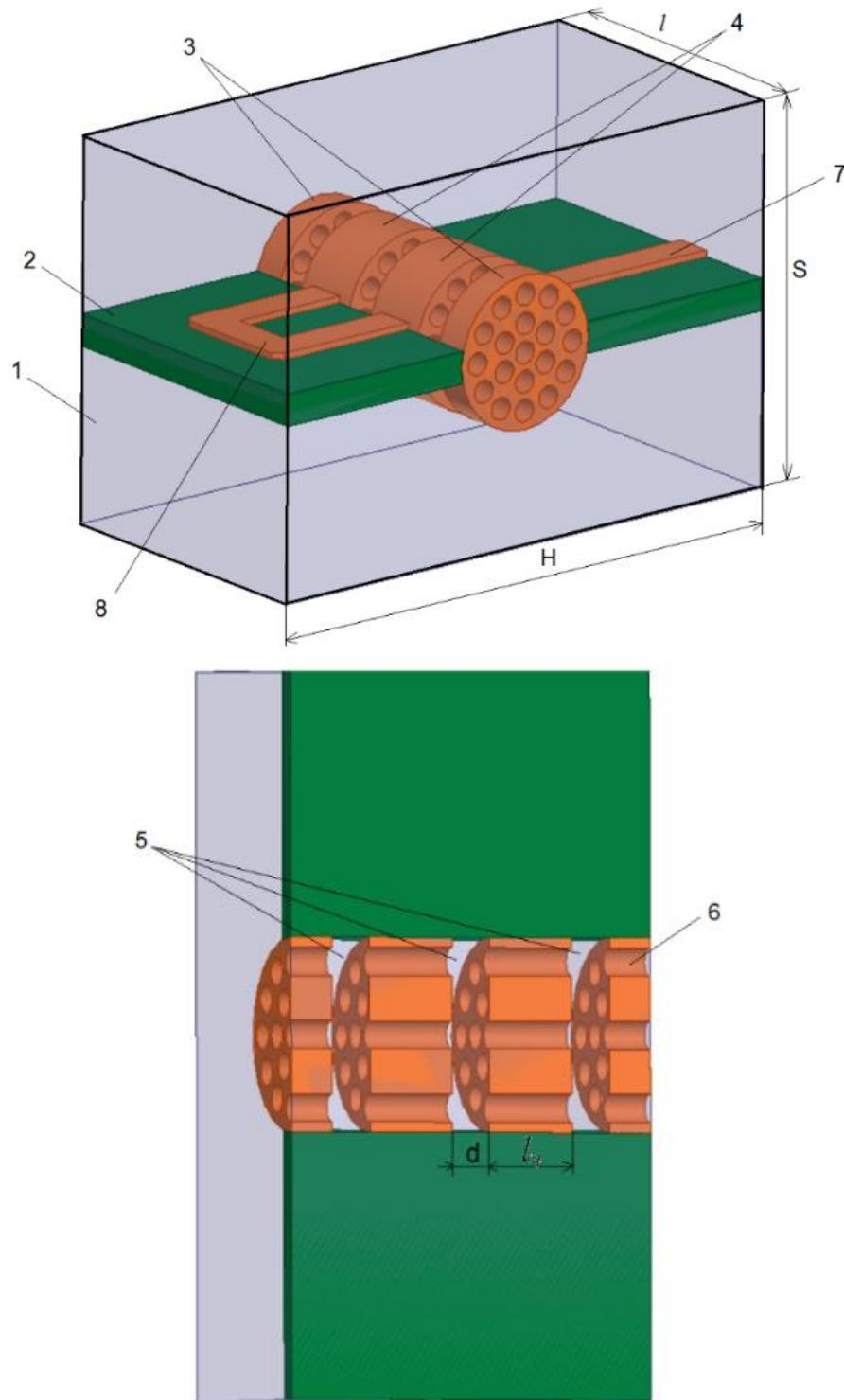


Рисунок 2.1 - Конструкция резонансной системы [36]

Основу резонансной системы составляет прямоугольный объемный резонатор 1, внутри которого размещена подвешенная диэлектрическая подложка 2, выполненная из алмаза ($\epsilon=5,7$) толщиной 1 мм. Диэлектрическая подложка 2 состоит из двух половин, между которыми размещены два боковых электрода 3 и

два центральных электрода 4, которые образуют три высокочастотных зазора резонатора 5. Центральные и боковые электроды резонатора имеют 19 каналов для пролета электронного потока 6. На подвешенной диэлектрической подложке размещены с двух сторон две полосковые линии, которые имеют электрический контакт с центральными электродами и резонатора и корпусом резонатора. Длина полосковых линий составляет $\lambda/4$ (7) и $\lambda/2$ (8). Полосковые линии совместно с центральными электродами, нагруженными на емкость высокочастотных зазоров образуют противофазную резонансную систему с видом колебаний ТЕМ.

В то же время добротность резонатора на таких модах сравнительно невелика. В подобной резонансной системе могут существовать и синфазные виды колебаний, определяемые объемом прямоугольного резонатора, с учетом нагрузки на емкости высокочастотных зазоров, будем исследовать низший синфазный вид (H_{101}).

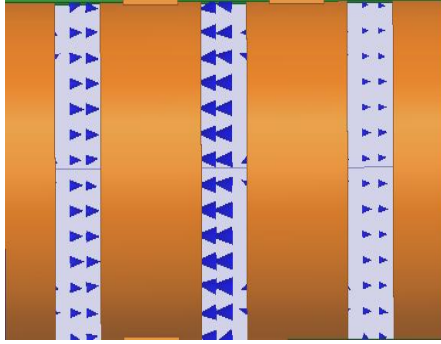
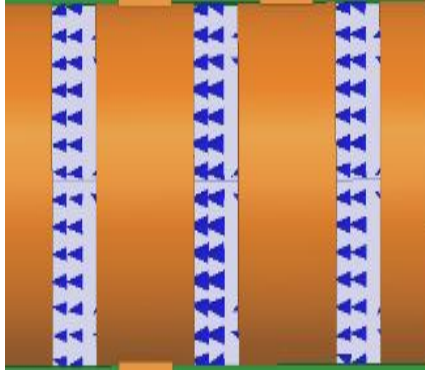
Также в таком резонаторе могут возбуждаться и множество других типов волн, но в силу малого характеристического сопротивления и плохого взаимодействия с электронным потоком мы их не рассматриваем. Основные размеры резонатора приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 - Основные геометрические параметры резонатора

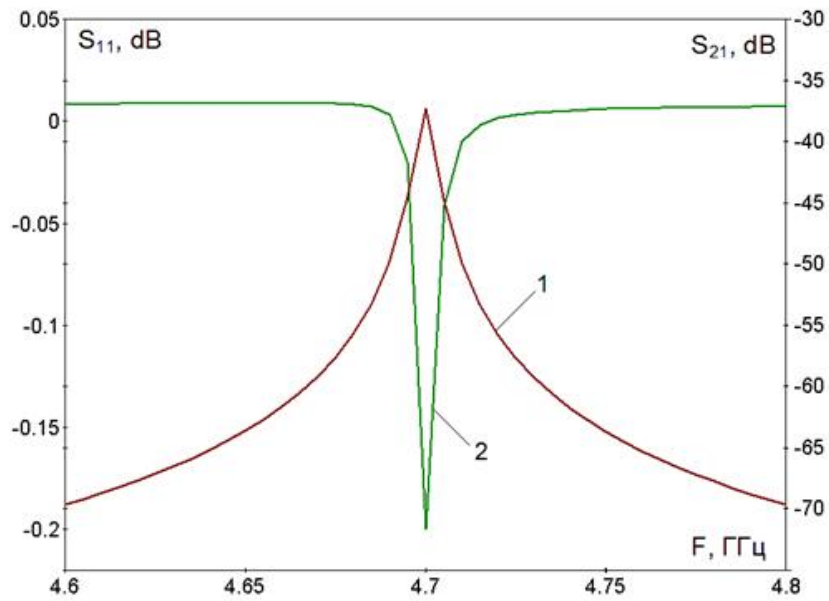
Длина резонатора, l , мм	Высота резонатора, H , мм	Ширина резонатора, S , мм	Радиус пролетного канала, r , мм	Длина зазора взаимодействия, d , мм	Длина центральных электродов, l_u , мм
9,6	18	12	0,35	1	2,2

Расчет резонатора проводился в программе трехмерного моделирования «Rezon» [37]. Результаты расчета резонансных частот, собственной добротности и характеристического сопротивления для двух основных мод резонатора представлены в таблице 2.2.

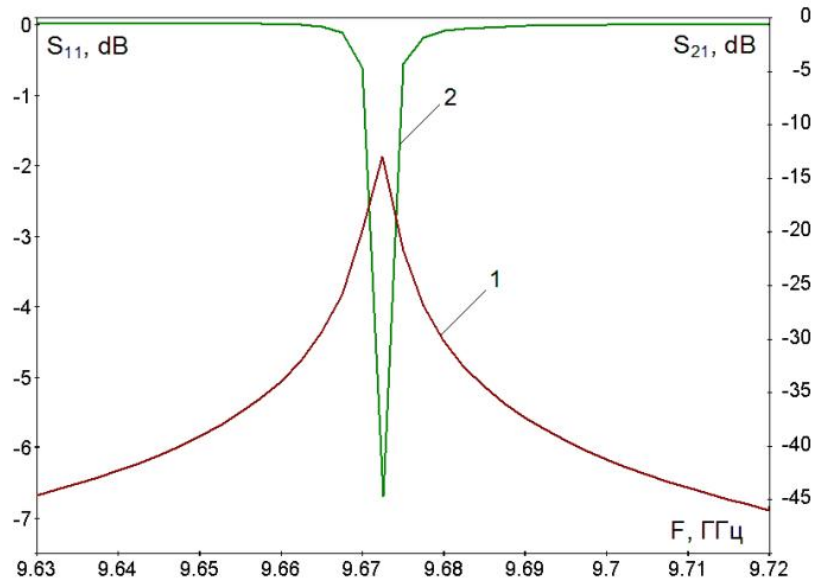
Таблица 2.2 - Результаты расчета

№ моды	Тип моды	Частота, ГГц	Картина поля в высокочастотных зазорах резонатора	Собственная добротность, Q_0	Характеристическое сопротивление, ρ , Ом
1	π	4,7		1177	210
2	2π	9,67		7692	53

На рисунке 2.2 представлены частотные зависимости S-параметров для противофазного (4,69 ГГц) и синфазного (9,67 ГГц) видов колебаний. Из рисунка 2.2 и таблицы 2.2 видно, что синфазный вид колебаний (2π) имеет существенно более высокую добротность (в 6,5 раз) по сравнению с противофазным видом колебаний. Однако характеристическое сопротивление ρ почти в четыре раза выше на противофазном виде колебаний.



а)



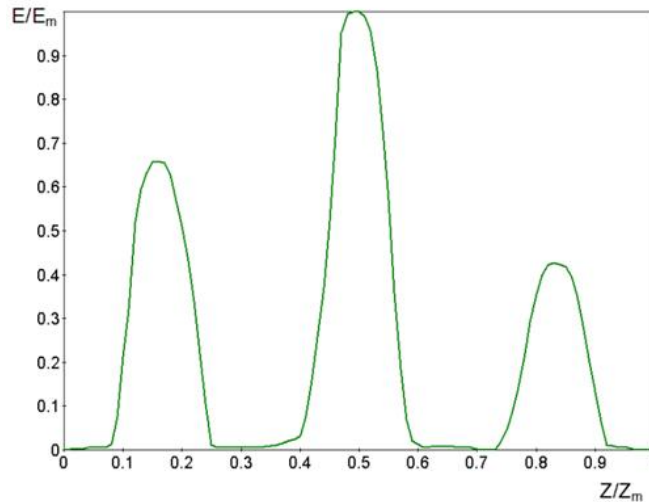
б)

Рисунок 2.2 - S- параметры резонатора для противофазного и синфазного видов колебаний: 1- S_{11} ; 2- S_{21} ; а - π вид колебаний; б - 2π вид колебаний

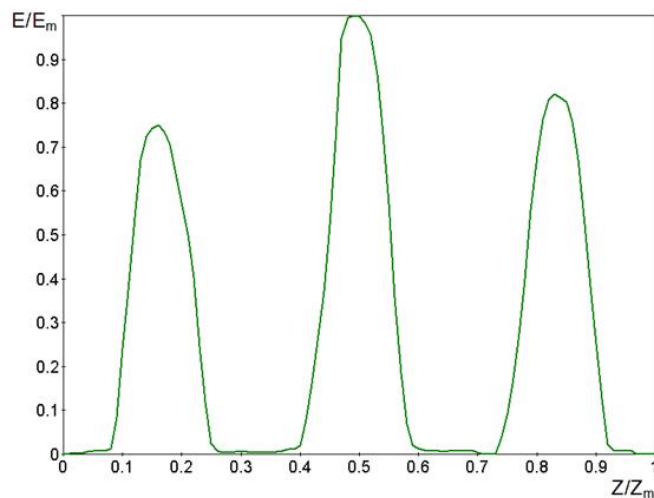
На рисунке 2.3 представлены результаты расчета распределения высокочастотного электрического поля в зазорах резонатора для двух типов колебаний.

Как видно, для противофазного типа колебаний наблюдается значительная неравномерность распределения электрического поля в зазорах, амплитуда поля в

среднем зазоре резонатора в 1,5 раза превышает амплитуду поля в первом зазоре и в 2,5 раза в третьем зазоре. На синфазной моде распределение поля в зазорах более равномерно. Так, в центральном зазоре поле в 1,3 раза превышает амплитуду в первом зазоре и в 1,2 раза амплитуду поля в третьем зазоре. Однако эта неоднородность поля может быть уменьшена при разных длинах зазоров.



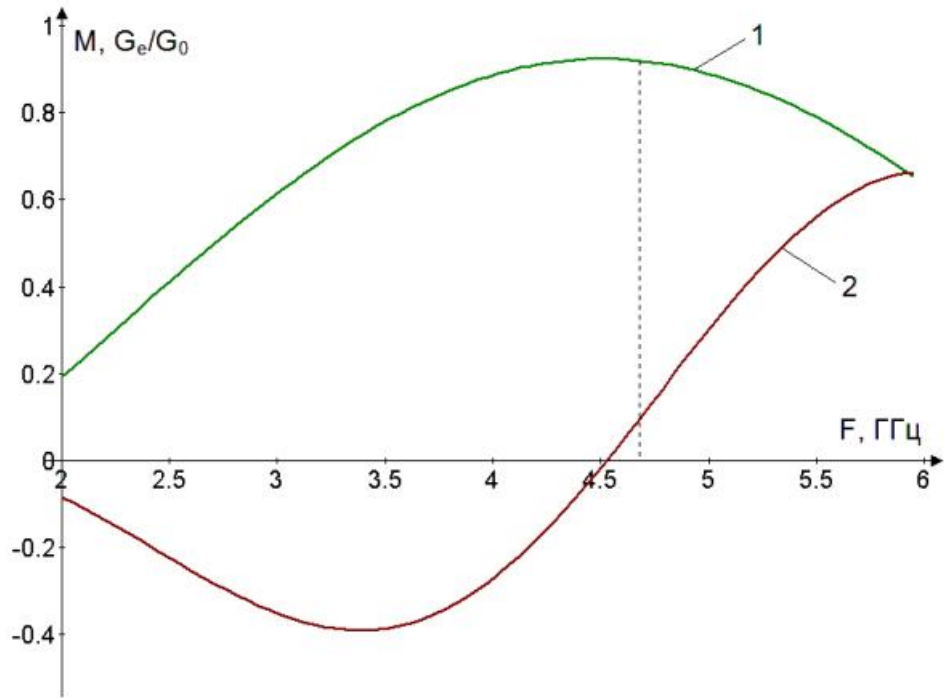
а)



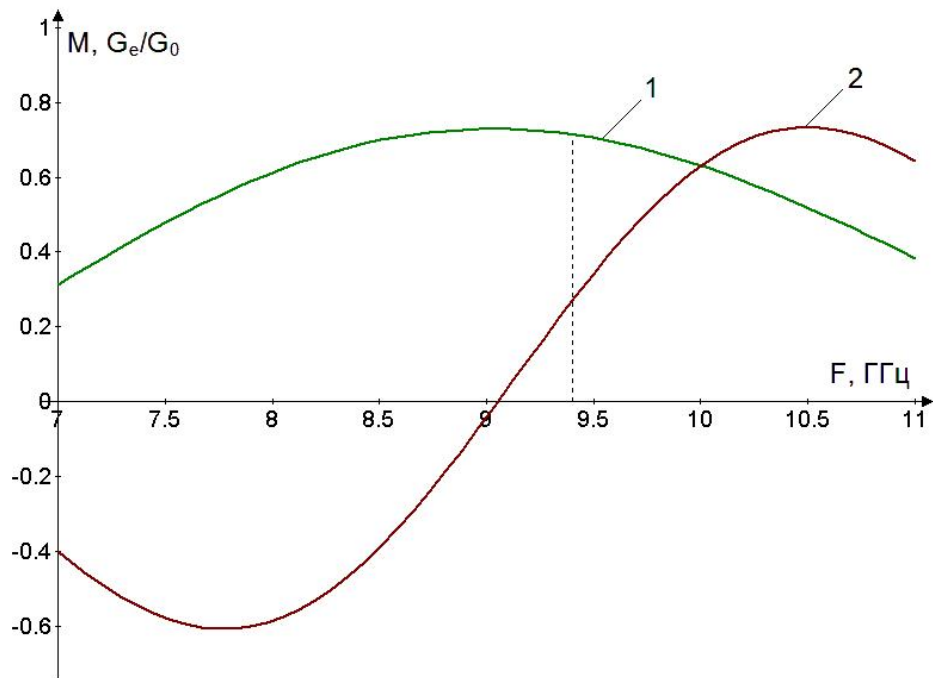
б)

Рисунок 2.3 - Зависимость распределения высокочастотного поля для типов колебаний: а – противофазного; б - синфазного

Проведен расчет электронных параметров для трехзазорного резонатора с равными длинами зазоров. Результаты представлены на рисунках 2.4, 2.5.



а)



б)

Рисунок 2.4 - Зависимости коэффициента взаимодействия M и относительной электронной проводимости G_e/G_0 от частоты для противофазного (а) и синфазного (б) типов колебаний: 1 - M ; 2 - G_e/G_0

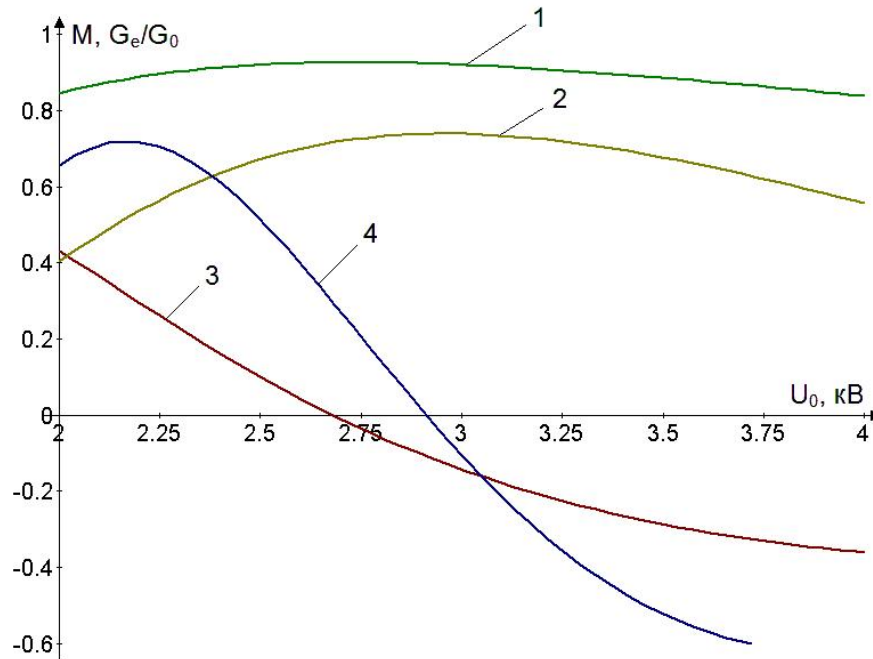


Рисунок 2.5 - Зависимости коэффициента взаимодействия M и относительной электронной проводимости G_e/G_0 для типов колебаний: 1, 3- противофазный; 2,4- синфазный; 1, 2- M ; 3, 4- G_e/G_0

Из рисунков видно, что на кратных частотах противофазного и синфазного видов колебаний $f_1/f_2=0,5$ удается получить оптимальные параметры взаимодействия с электронным потоком при низком ускоряющем напряжении (2,6 кВ). При этом для противофазной моды $M=0,92$, для синфазной моды $M=0,67$. Относительная электронная проводимость G_e/G_0 для обеих мод положительна, что может говорить об отсутствии самовозбуждения прибора.

Результаты расчета по программе Diskly [38], основанной на дисковой модели клистрона, представлены на рисунке 2.6. Они показывают, что низковольтный многолучевой клистрон с предложенной конструкцией резонаторов при работе в одномодовом режиме работы на частоте 4,7 ГГц позволяет при напряжении 2,6 кВ получить около КПД около 60% и уровень выходной мощности около 1 кВт.

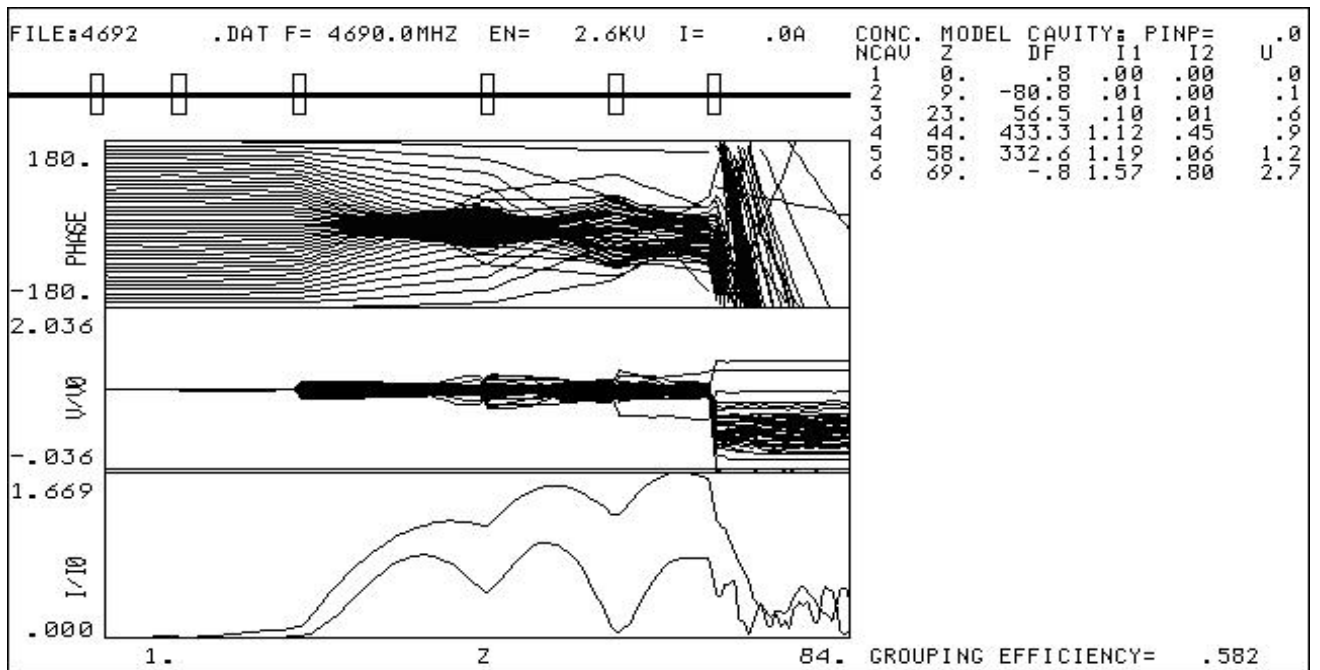


Рисунок 2.6 - Результаты расчета клистрона по программе Diskly

Предварительный анализ полученных результатов показал, что в двухмодовом режиме можно будет дополнительно увеличить КПД на 5-10%. Такой режим целесообразно также использовать и в МЛК, работающих в режиме умножения частоты $f_2/f_1=2$. Очевидно, что такие конструкции резонаторов могут быть использованы и в низковольтных МЛК, работающих в миллиметровом диапазоне частот.

2.2 Трехззорный клистронный резонатор с призматическими втулками и двумя двухсторонними полосковыми линиями на диэлектрической подложке

Конструкция резонатора показана на рисунке 2.7. Она включает в себя прямоугольный объемный резонатор 1, внутри которого расположена подвешенная диэлектрическая подложка 2, разделенная на две части. На подвешенной диэлектрической подложке 2 с обеих сторон размещены полосковые линии 3. Полосковые линии электрически соединены с одной стороны с корпусом объемного резонатора 1, с другой стороны с центральными пролетными трубами 4 [39].

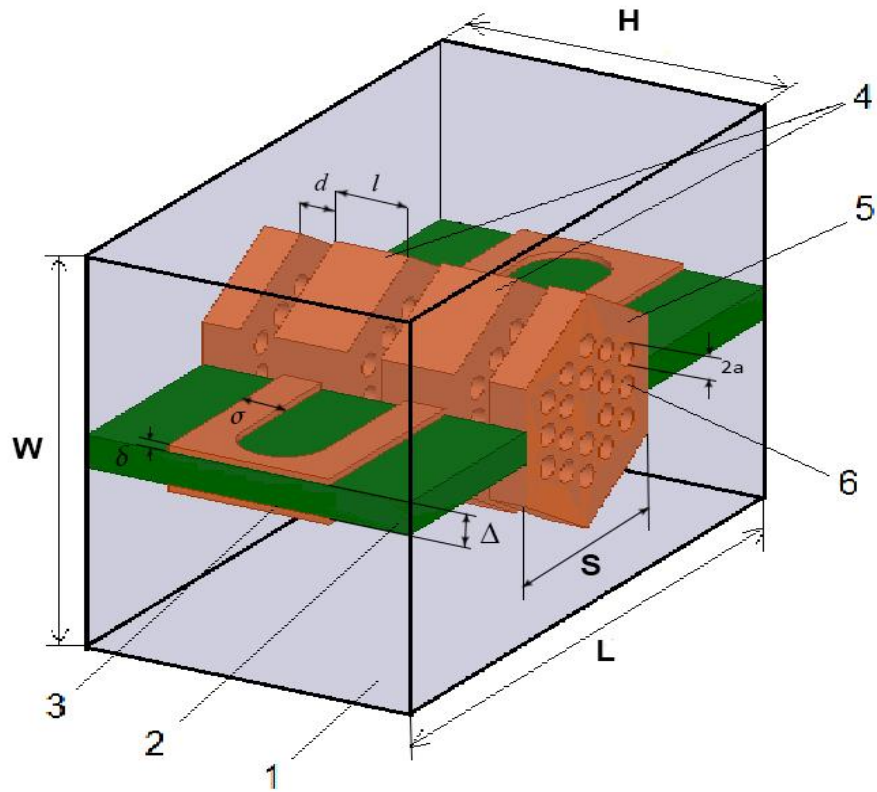


Рисунок 2.7 - Конструкция резонатора [39]

Две боковые пролетные трубы 5 расположены на боковой стенке объемного резонатора 1. Две центральные пролетные трубы 4 и две боковые пролетные трубы 5 образуют три высокочастотных зазора резонатора 7. Центральные и боковые пролетные трубы резонатора имеют по 18 каналов 6 для пролета электронного потока.

Основные размеры резонатора (в миллиметрах) представлены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 - Основные размеры резонатора

W	H	L	d	l	a	S	Δ	δ	σ
12	9,6	18	1	2,2	0,35	6,2	1	0,2	1,2

Для резонатора, у которого высота H много меньше длины волны, основной является мода H_{110} . Резонансная частота данной моды определяется следующим известным выражением:

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{w}\right)^2 + \left(\frac{1}{L}\right)^2}, \quad (2.1)$$

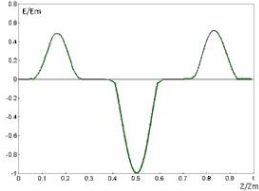
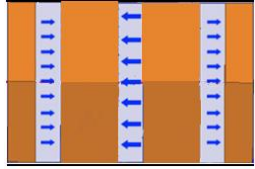
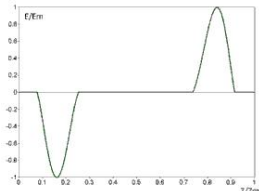
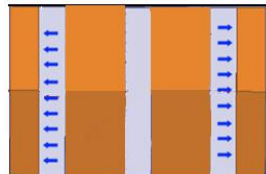
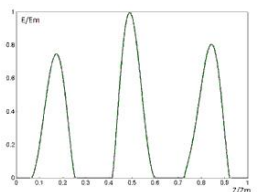
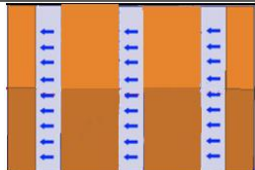
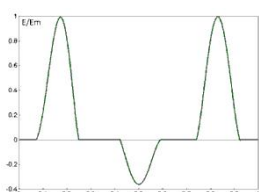
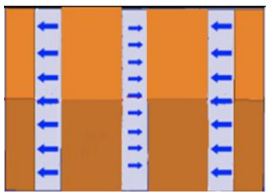
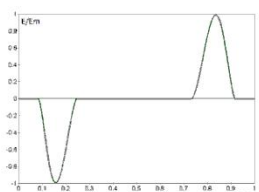
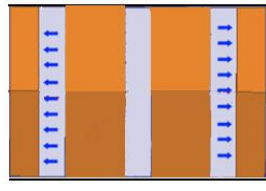
где c - скорость света; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость; W, L - геометрические размеры резонатора.

Полосковые линии, расположенные на диэлектрической подложке, представляют собой двухпроводную систему, один конец которой закреплен на крышке объемного резонатора, а другой соединен с центральными пролетными трубами. Такая двухпроводная система может быть возбуждена двумя способами, если ее длина равна или кратна нечетному числу четвертей волн. Первый способ возбуждения - противофазный. Второй способ возбуждения – синфазный. Оба вида колебаний (синфазный и противофазный) могут существовать одновременно и независимо друг от друга на одном двухпроводном колебательном контуре.

Расчет резонатора проводился методом конечных элементов в частотной области. Исследования проводились в диапазоне от 4 до 20 ГГц. В качестве материала для диэлектрической подложки был выбран алмаз, а для остальных элементов резонатора материал - медь. Результаты расчетов представлены в таблице 2.4.

Из таблицы 2.4 видно, что в диапазоне до 20 ГГц в резонаторе возбуждаются пять мод с высокочастотными электрическими полями в зазорах резонатора. Наибольшая собственная добротность наблюдается на синфазном виде колебаний (2 π), мода 3. В то же время характеристическое сопротивление на высших частотах уменьшается, причем на высших модах незначительные изменения.

Таблица 2.4 - Результаты моделирования резонатора с двумя и тремя ПОЛОСКОВЫМИ ЛИНИЯМИ

№ моды	Тип моды	Распределение электрического поля в зазорах	F_{0n} , ГГц	Q_{0n}	Картина поля в ВЧ зазорах резонатора	ρ_n , Ом
1	π		4,439	1130		272
2	$\pi/2$		5,021	2092		107
3	2π		9,547	6291		116
4	π		18,193	2395		22
5	$-\pi/2$		19,029	5176		31

На рисунке 2.8 приведены спектральные характеристики резонатора для выбранных мод, показаны значения импеданса $R_{0n} = \rho_n Q_{0n}$ в диапазоне от 4 до 20 ГГц.

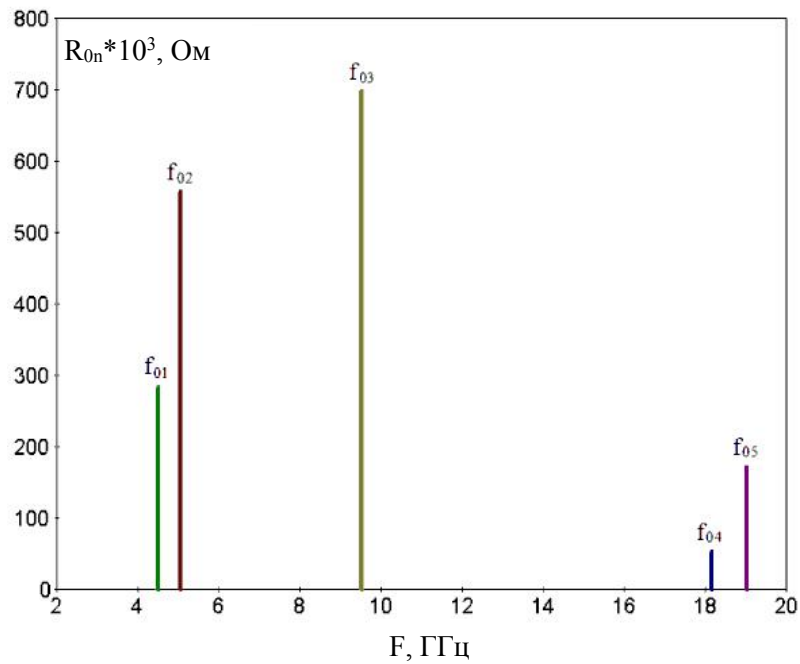


Рисунок 2.8 - Спектральные характеристики резонатора. Зависимость параметра R_{0n} от частоты

Из рисунка 2.8 видно, что 1 и 2 типы колебаний (π и $3\pi/2$) расположены в С-диапазоне, 3 мода расположена в Х-диапазоне, высшие типы колебаний сосредоточены в К-диапазоне. Максимальное значение ρQ_0 наблюдается для 3 моды.

Для исследованных видов колебаний получены графики нормированной напряженности электрического поля в пролетном канале вдоль пространства взаимодействия (см. таблицу 2.4). Исследование электрического поля проводилось в пролетном канале первого слоя. Следует отметить, что для 1 моды максимальная напряженность поля наблюдается во втором зазоре, а первая и третья напряженность примерно в два раза ниже, поле в зазорах противофазно. Для моды 2 во втором зазоре поле отсутствует, при этом в первом и третьем зазорах поле одной амплитуды и противофазно. Для моды 3 поле синфазно, максимальное поле во втором зазоре. Для моды 4 при одинаковых полях в первом и третьем зазорах, во втором зазоре амплитуда поле 60% меньше, поля в зазорах противофазны. Для 5 моды наблюдается картина поля, сходная с модой 2 при

отсутствии поля во втором зазоре. Исследована возможность перестройки основных рабочих частот резонатора. Оценена возможность настройки резонатора на кратные частоты. Результаты исследований приведены на рисунке 2.9.

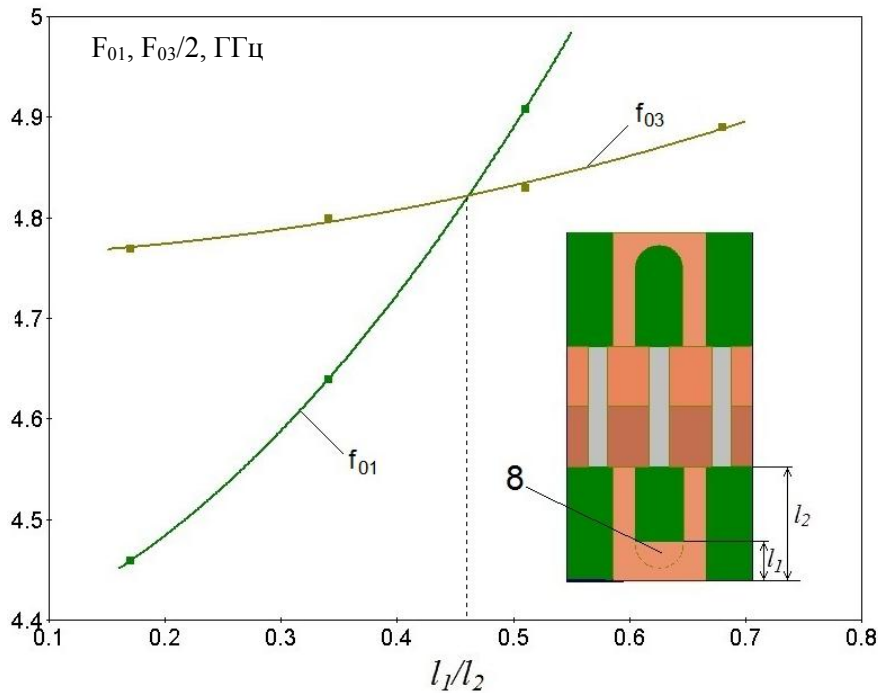


Рисунок 2.9 - Настройка резонатора на кратные резонансные частоты

Для настройки резонатора на кратные резонансные частоты были выбраны моды 1 и 3. Для того чтобы добиться кратности резонансных частот необходимо проводник полосковой линии укоротить так, чтобы это укорочение влияло только на частоту противофазного вида колебаний. Это может быть достигнуто путем размещения небольшой пластины 8 в области короткого замыкания линии. Так как при синфазном возбуждении между проводниками контура отсутствует разность потенциалов, то эта пластина будет оказывать влияние только на длину волны противофазных колебаний.

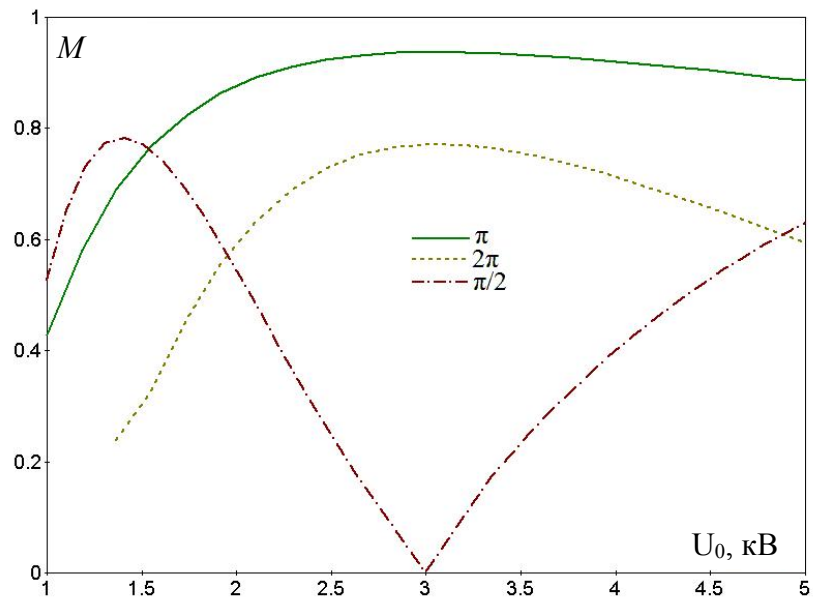
В ходе проведенных исследований длина короткозамыкающей пластины 8 ступенчато увеличивалась. Из рисунка 2.9 видно, что частота противофазной моды 1 при увеличении длины отрезка l_1 растет более резко, чем частота

синфазной моды 3. Это позволяет настроить резонатор на кратные частоты. При этом удалось добиться кратности резонансных частот резонатора при относительной длине $l_1/l_2=0,46$.

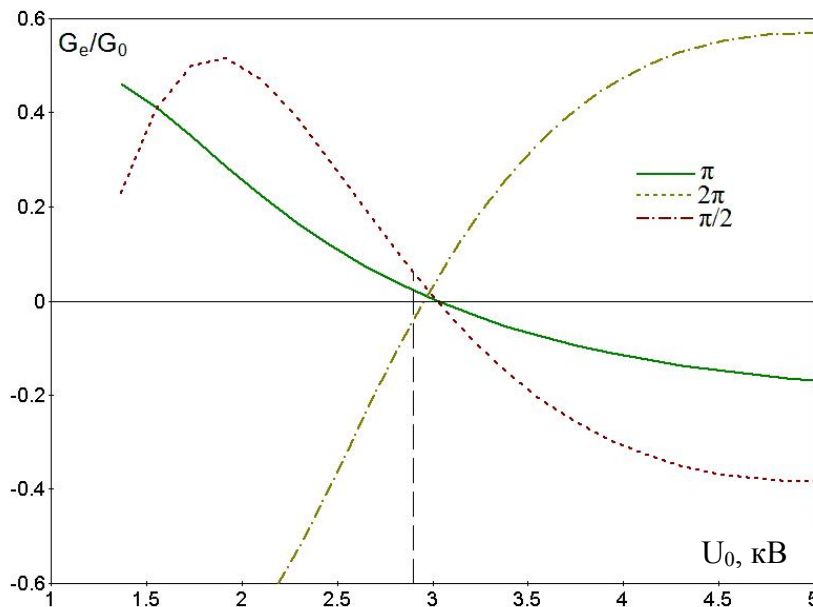
Настройка резонатора на кратные резонансные частоты может быть использована для повышения КПД клистрона. Высокий КПД клистронов достигается за счет несинусоидальной скоростной модуляции, которая обычно реализуется при введении в конструкцию многорезонаторной системы двух дополнительных однозачорных резонаторов, имеющих собственные частоты, равные удвоенной частоте основного сигнала. Однако это увеличивает габариты и массу такого устройства. Устранить этот недостаток можно за счет применения вместо двух резонаторов одного резонатора, настроенного на две кратные резонансные частоты. Использование исследованного резонатора в конструкции многолучевого клистрона позволит уменьшить в целом его массу и габариты. Также возможно применения подобного резонатора в клистронных умножителях частоты.

Исследовано поведение электронных параметров клистрона - коэффициента взаимодействия M и относительной электронной проводимости G_e/G_0 для трех первых частот резонатора. Полученные результаты приведены на рисунке 2.10.

Из рисунка 2.10 видно, что для низшего противофазного вида колебаний (π) и высшего синфазного (2π) удается добиться режима работы клистрона без самовозбуждения $G_e/G_0 > 0$ с высокими значениями коэффициента взаимодействия M при ускоряющем напряжении 2,8 - 2,9 кВ. В то же время для вида колебаний $\pi/2$ в этом режиме коэффициент взаимодействия мал, а проводимость G_e/G_0 имеет небольшое отрицательное значение.



а)



б)

Рисунок 2.10 - Результаты расчета электронных параметров: а - коэффициент взаимодействия M ; б - относительная электронная проводимость G_e/G_0

2.3 Миниатюрный прямоугольный объемный четырехзорный клистронный резонатор со свернутой полосковой линией

Для миниатюрных клистронов был разработан четырехзорный резонатор со свернутой линией (см. рисунок 2.11). Резонансная система представляет собой

прямоугольный резонатор, внутри которого размещены три многолучевые втулки. Одна из втулок располагается на перегородке, расположенной в центре резонатора, а две других на свернутой линии связи. Совместно с боковыми втулками, не показанными на рисунке 2.11, образуется четырехзворный резонатор.

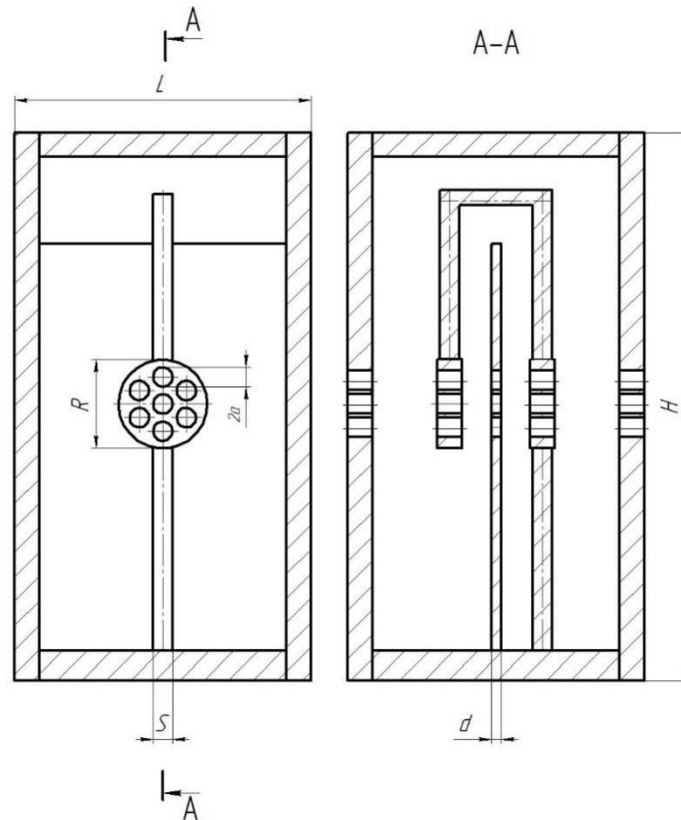


Рисунок 2.11 - Эскиз четырехзворного прямоугольного резонатора

В таблице 2.5 представлены основные размеры четырехзворного прямоугольного резонатора.

Таблица 2.5 - Основные размеры резонатора

H, мм	L, мм	d, мм	R, мм	a, мм	S, мм
8	6	1.5	26	2,5	5

Расчет резонатора проводился методом конечных элементов в частотной области. Результаты расчета полей для трех первых мод представлены на рисунке 2.12.

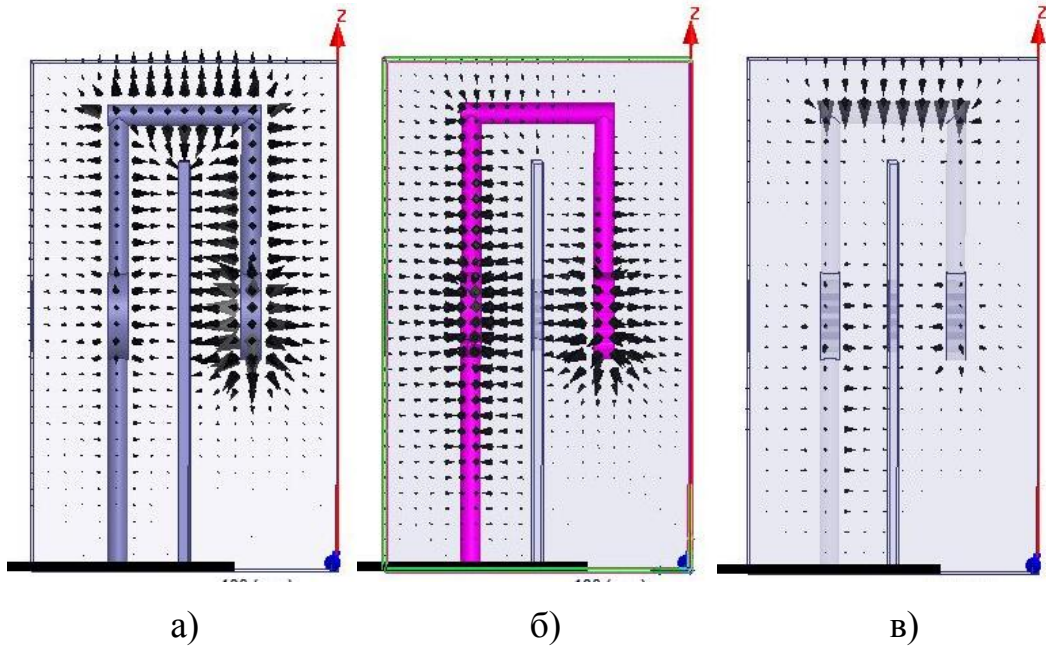


Рисунок 2.12 - Распределение поля для трех мод резонатора:
 а - $f_1=422$ МГц; б - $f_2=1224$ МГц; в - $f_3=1983$ МГц

Для исследования возможности перестройки резонатора по частоте и настройки его на кратные резонансные частоты было проведено теоретическое исследование, при котором внутренняя линия связи, длиной l , на которой размещаются многолучевые втулки, изменялась по своей длине с помощью короткозамыкателя. Результаты расчетов представлены на рисунках 2.13-2.15, где показано распределение поля для трех резонансных частот резонатора.

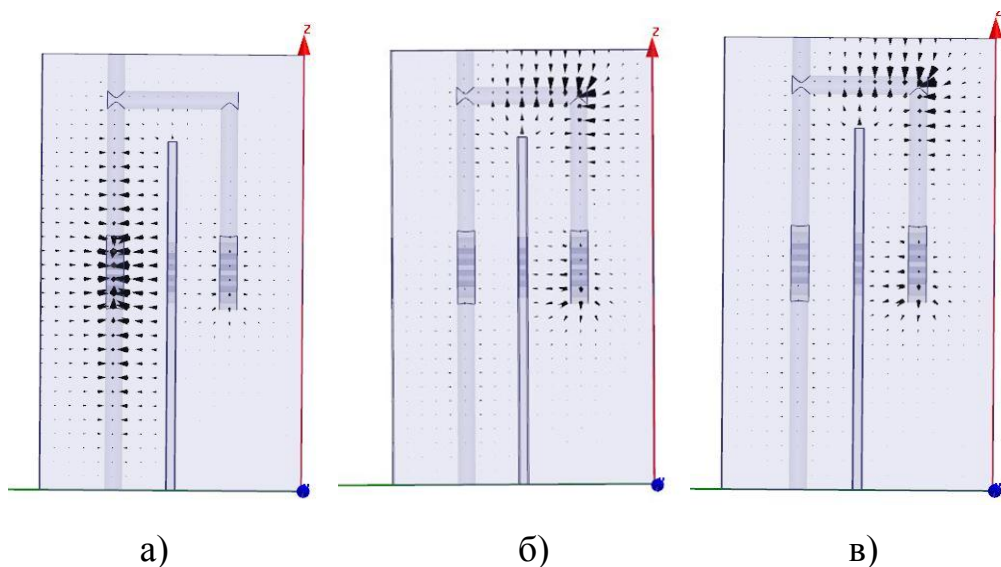


Рисунок 2.13 - Результаты расчета резонатора при длине линии связи 80 мм:
 а - $f_1=776$ МГц; б - $f_2=1334$ МГц; в - $f_3=2530$ МГц

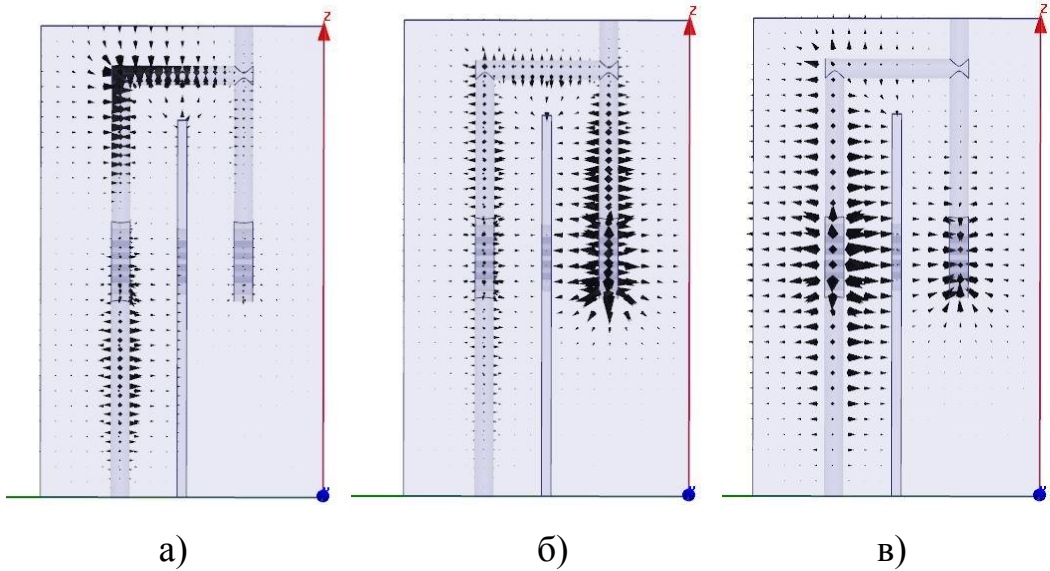


Рисунок 2.14 - Результаты расчета резонатора при длине линии связи 110 мм:

а - $f_1=896$ МГц; б - $f_2=1228$ МГц; в - $f_3=2495$ МГц

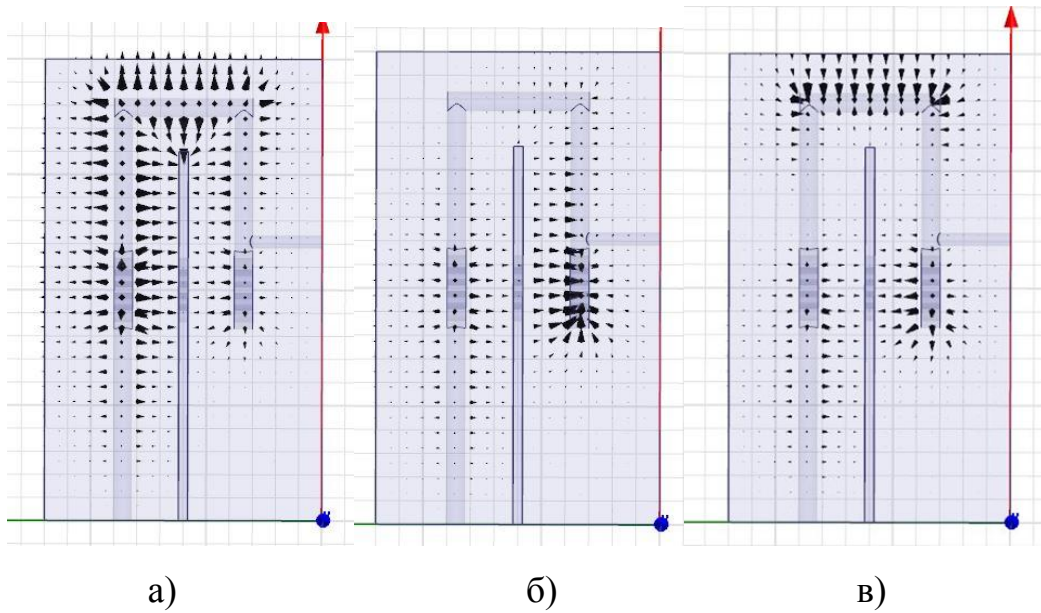


Рисунок 2.15 - Результаты расчета резонатора при длине линии связи 135 мм:

а - $f_1=862$ МГц; б - $f_2=1523$ МГц; в - $f_3=2000$ МГц

На рисунке 2.16 показано изменение первых двух резонансных частот резонатора в зависимости от относительной длины линии связи. Из графика видно, что за счет оптимального выбора размеров резонатора и путем изменения длины линии связи, возможно подстроить основной противофазный вид колебаний (частота - f_1) и синфазный тип колебаний (частота - f_2) на кратные резонансные частоты.

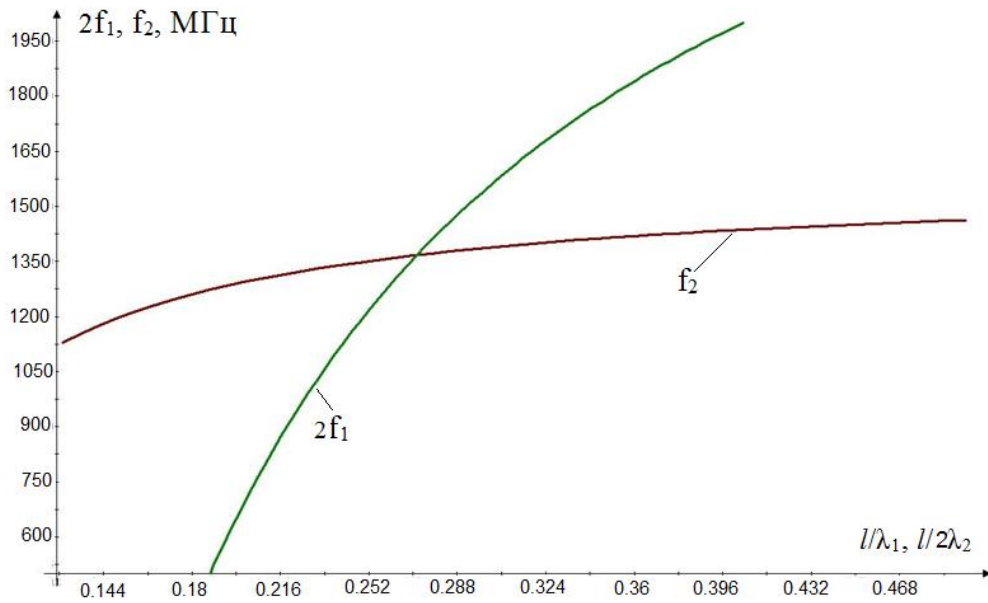


Рисунок 2.16 - Изменение первых двух резонансных частот резонатора
в зависимости от длины линии связи

Для экспериментальной проверки результатов исследований был изготовлен макет резонатора (см. рисунок 2.17). При экспериментальном исследовании параметров резонатора найдены и исследованы ряд резонансных частот с синфазным и противофазным распределением высокочастотного электрического поля.



Рисунок 2.17 - Макет четырехзворного прямоугольного резонатора

При экспериментальном определении резонансной частоты и добротности, для возбуждения резонатора использовались коаксиальные емкостные зонды. В качестве измерительной аппаратуры использовался анализатор спектра GSP-7830 (см. рисунок 2.18) и измеритель КСВН и ослабления P2-56 (см. рисунок 2.19). В схеме с анализатором в роли генератора сигналов выступает встроенный в анализатор спектра трекинг генератор.

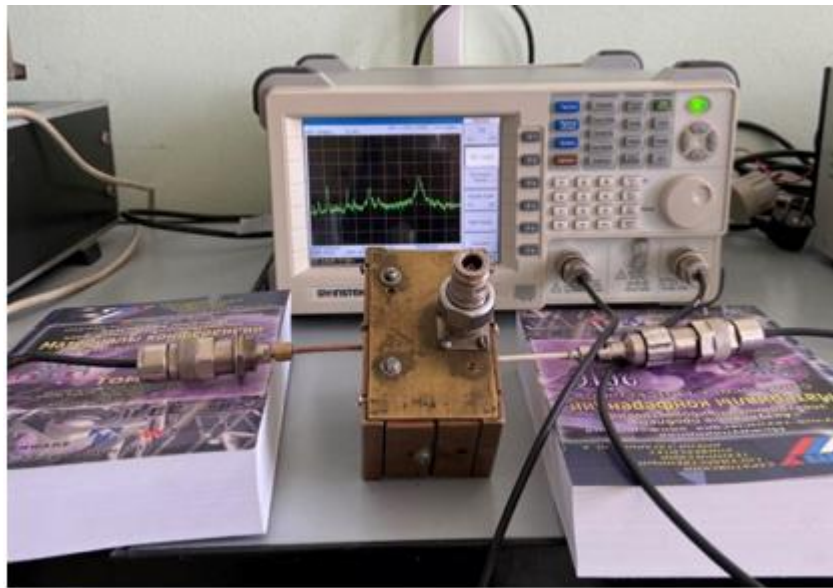


Рисунок 2.18 - Экспериментальная установка на базе анализатора спектра GSP-7830



Рисунок 2.19 - Экспериментальная установка на базе измерителя КСВН и ослабления P2-56

В таблице 2.6 представлены результаты расчета и экспериментального исследования электродинамических параметров четырехзазорного резонатора.

Таблица 2.6 - Результаты расчета и эксперимента четырехзазорного резонатора

Тип моды	π	2π	π
Результаты расчета			
Резонансная частота, МГц	422	1224	1983
Добротность	2158	3638	5656
Результаты эксперимента			
Резонансная частота, МГц	440	1250	1965
Добротность	3074	3721	5542

Таким образом, был проведен расчет и экспериментальные исследования малогабаритного многоканального резонатора со свернутой линией связи, позволивший существенно уменьшить габариты резонансной системы в целом. Исследован спектр резонансных частот, получены расчетные результаты, показывающие возможность настройки резонатора на кратные резонансные частоты. Исследования показали возможность применения подобных резонаторов в приборах клистронного типа в сантиметровом и миллиметровом диапазонах.

Выводы по второй главе

Проведено исследование нескольких вариантов многоканальных резонансных систем, предназначенных для использования в пролётных низковольтных клистронах. Особенностью конструкций таких резонаторов является наличие дополнительных резонансных элементов, выполненных в виде полосковых линий на диэлектрических подложках, либо свернутых отрезков полосковой линии передачи. Это обеспечивает миниатюрность резонансных систем, а также достаточно высокие электродинамические параметры.

Исследован трехзворный прямоугольный клистронный резонатор с подвешенной в объеме диэлектрической подложкой и резонансными полосковыми линиями на частотах 4,7 и 9,6 ГГц. Для этого резонатора было показано, что на кратных частотах противофазного и синфазного видов колебаний $f_1/f_2=0,5$ удается получить оптимальные параметры взаимодействия с электронным потоком при низком ускоряющем напряжении (2,6 кВ).

Был также исследован трехзворный клистронный резонатор с призматическими втулками и двумя двухсторонними полосковыми линиями на диэлектрической подложке. Результаты расчета, проведенные в С-, Х-, Кв-диапазонах, показали высокое характеристическое сопротивление (до 270 Ом) на основных модах, а также возможность настройки на кратные резонансные частоты путем изменения длины полосковых линий с помощью короткозамыкателя на диэлектрической подложке.

Исследован миниатюрный прямоугольный объемный четырехзворный клистронный резонатор со свернутой полосковой линией. Благодаря использованию свернутого полоскового проводника удалось получить компактную резонансную систему, работающую в дециметровом диапазоне на частотах $f_1=422$ МГц, $f_2=1224$ МГц, $f_3=1983$ МГц. Изменением длины линии связи удалось настроить резонатор на кратные резонансные частоты.

Показано, что такие резонаторы могут обладать многочастотностью, а также возможностью обеспечить работу на кратных резонансных частотах.

3 Миниатюрный призматический трехззорный клистронный резонатор с тремя диэлектрическими подложками и полосковыми линиями

3.1 Исследование резонатора с «тонкой подложкой»

Объемные резонаторы с применением диэлектрических включений или на основе диэлектрических материалов в настоящее время широко используются в СВЧ-устройствах [40]. При этом диэлектрические элементы резонансных систем выполняются из высокочастотных керамических материалов с относительной диэлектрической проницаемостью от 3 до 120. Разрабатываемые диэлектрические и керамические резонаторы имеют регулируемые значения температурного коэффициента частоты около нуля, что достигается за счет принципа термокомпенсации температурных изменений линейных размеров диэлектрика температурным изменением его относительной диэлектрической проницаемости. В связи с активной разработкой новых типов диэлектрических материалов в России и за рубежом [41, 42] появляется возможность использовать их при разработке новых типов резонансных систем, применяемых в приборах клистронного типа. В настоящее время резонансные системы для приборов клистронного типа с диэлектрическими вставками мало исследованы.

Был исследован трехззорный многоканальный призматический клистронный резонатор с планарными полосковыми резонансными элементами на диэлектрической подложке. Получены результаты электродинамического моделирования, проведенного с использованием численного метода конечных разностей во временной области.

Для основных мод резонатора определены основные электродинамические параметры: резонансная частота, собственная добротность, характеристическое сопротивление. Изучен многочастотный режим работы и возможность работы резонатора на кратных резонансных частотах. Такой резонатор может найти применение в низковольтных приборах клистронного типа, работающих в качестве усилителей, генераторов и умножителей частоты.

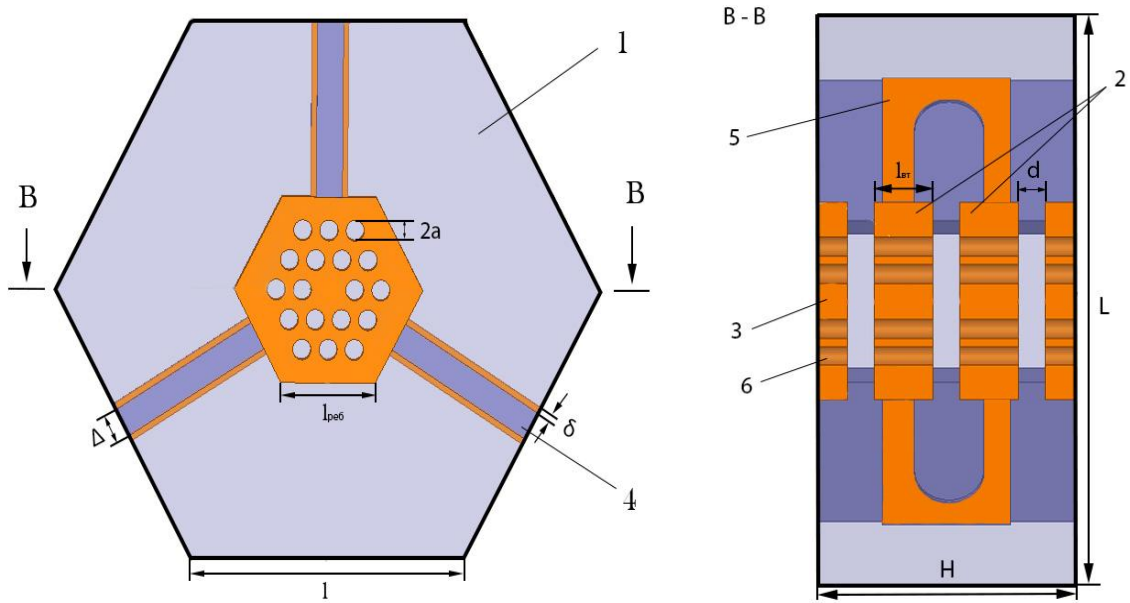


Рисунок 3.1 - Конструкция резонатора

Резонатор, представленный на рисунке 3.1, состоит из призматического корпуса 1, образующего объемный резонатор, внутри которого расположены два центральных электрода 2, которые совместно с боковыми электродами 3 образуют три высокочастотных зазора. Центральные и боковые электроды имеют форму шестигранных призм и имеют по 18 каналов 6 для пролета электронного потока. Центральные электроды резонатора закреплены на трех керамических подложках 4, на которых также размещены с двух сторон полосковые линии 5. Керамические подложки размещены друг относительно друга в корпусе резонатора под углом 120° . Один конец полосковых линий закреплен на внутренней стенке объемного резонатора, а другой соединен с центральными электродами. Полосковые линии, расположенные на диэлектрической подложке, представляют собой двухпроводную систему, которая может быть возбуждена двумя способами, если ее длина равна или кратна нечетному числу четвертей волн.

Первый способ возбуждения - противофазный. Второй способ возбуждения – синфазный. Оба вида колебаний (синфазный и противофазный) могут существовать одновременно и независимо друг от друга на одном двухпроводном

колебательном контуре. На рисунке 3.2 показана картина поля в зазорах резонатора для различных мод.

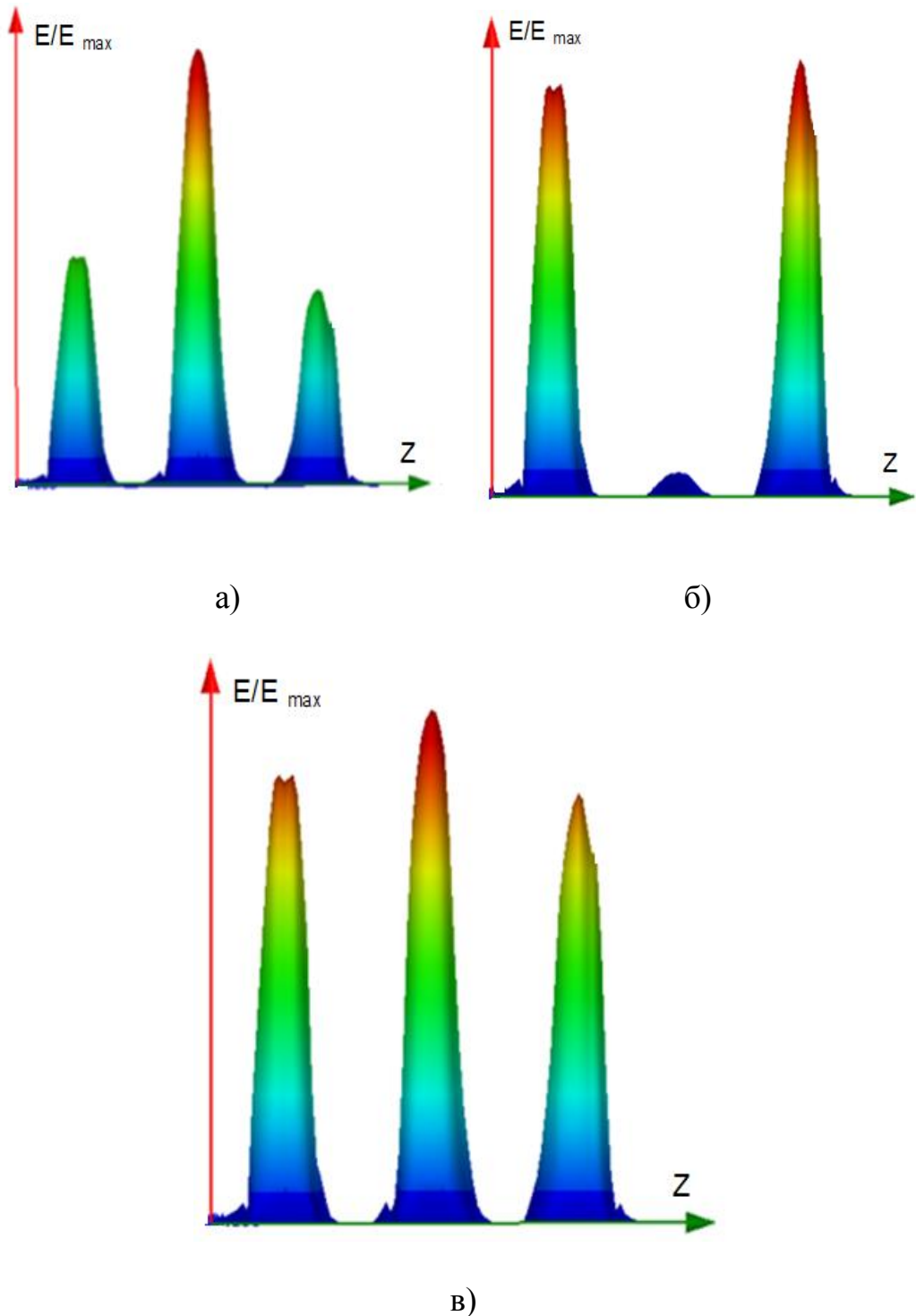


Рисунок 3.2 - Картина поля в зазорах резонатора для мод: а – π ; б - $3\pi/2$; в - 2π

Из результатов расчета можно сделать вывод, что среди трех исследованных мод наибольшее характеристическое сопротивление у низшего

противофазного вида колебаний (π -мода). При этом относительная напряженность высокочастотного поля в зазорах неравномерна, максимальна во втором зазоре, в первом зазоре она составляет 50% от напряженности во втором зазоре, а в третьем зазоре 45% от амплитуды во втором зазоре.

Следующий тип колебаний резонатора ($3\pi/2$), имеет практически отсутствующее поле во втором зазоре, при этом в первом и третьем зазорах амплитуда поля примерно одинакова. В этом случае взаимодействие с электронным потоком на этой моде будет происходить только в крайних высокочастотных зазорах резонатора.

Третий тип колебаний резонатора синфазный (2π), имеющий максимальную собственную добротность, но при этом характеристическое сопротивление на этой моде ниже, чем на двух предыдущих частотах.

Проведено исследование основных электродинамических параметров резонатора - резонансной частоты, собственной добротности, характеристического сопротивления от изменения диэлектрической проницаемости диэлектрических подложек. Как уже отмечалось выше, в последнее время в России и за рубежом разработаны ряд керамических материалов, предназначенных для использования, в том числе и в объемных резонаторах. Для моделирования в работе были взяты параметры ряда материалов с малыми высокочастотными потерями и различными диэлектрическими проницаемостями (например, алмаз, керамика Al_2O_3 и др.)

На рисунке 3.3 представлена зависимость частоты от изменения диэлектрической проницаемости. Частотные характеристики линейны для трех вышеуказанных мод. При увеличении ϵ резонансные частоты уменьшаются, причем угол наклона характеристик для π и $3\pi/2$ -моды практически одинаков, для 2π -моды наблюдается более резкое уменьшение резонансной частоты.

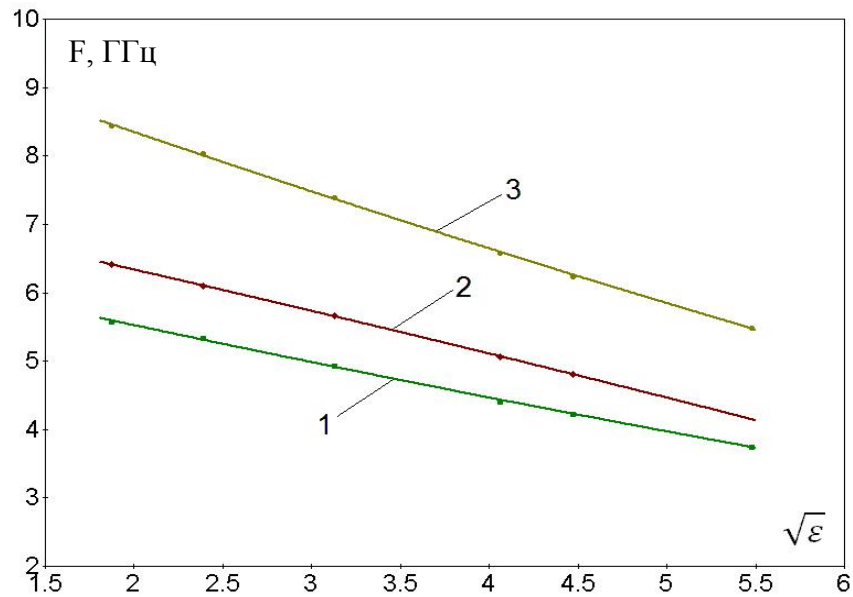


Рисунок 3.3 - Зависимости резонансных частот резонатора от диэлектрической проницаемости подложек: 1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3 - 2π -мода

Рисунок 3.4 иллюстрирует зависимости добротности резонатора при изменении диэлектрической проницаемости. В этом случае также можно отметить разную чувствительность резонансных мод к изменению ϵ . Максимальное уменьшение добротности при увеличении ϵ наблюдается для синфазного типа колебаний, менее чувствительны моды $3\pi/2$ и π .

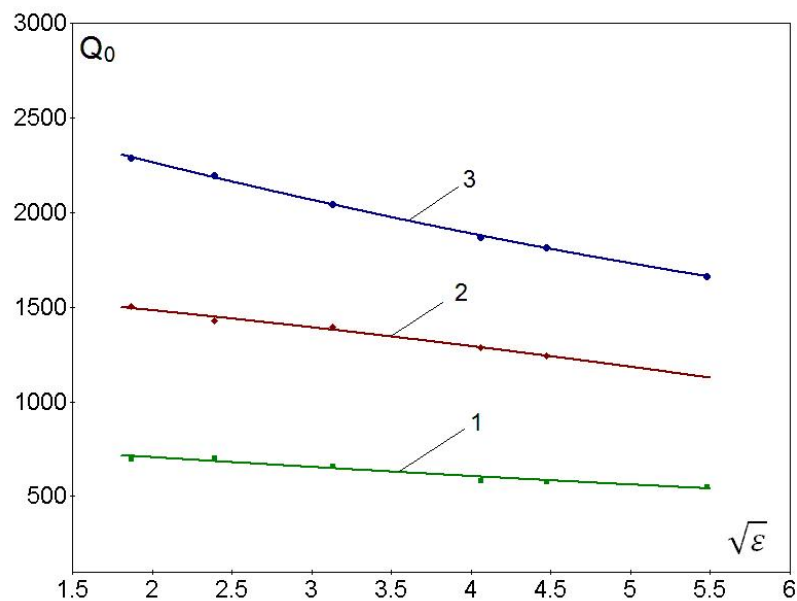


Рисунок 3.4 - Зависимость добротности резонатора от диэлектрической проницаемости подложки: 1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3 - 2π -мода

На рисунке 3.5 приведены результаты расчета характеристического сопротивления резонатора, которое определялось по методу возмущающего тела, вводимого в канал резонатора. Из рисунка видно, что все три исследуемые моды «реагируют» на изменение диэлектрической проницаемости подложки. При этом зависимость для противофазного типа имеет меньший угол наклона и более линейна, по сравнению с модами 2π и $3\pi/2$.

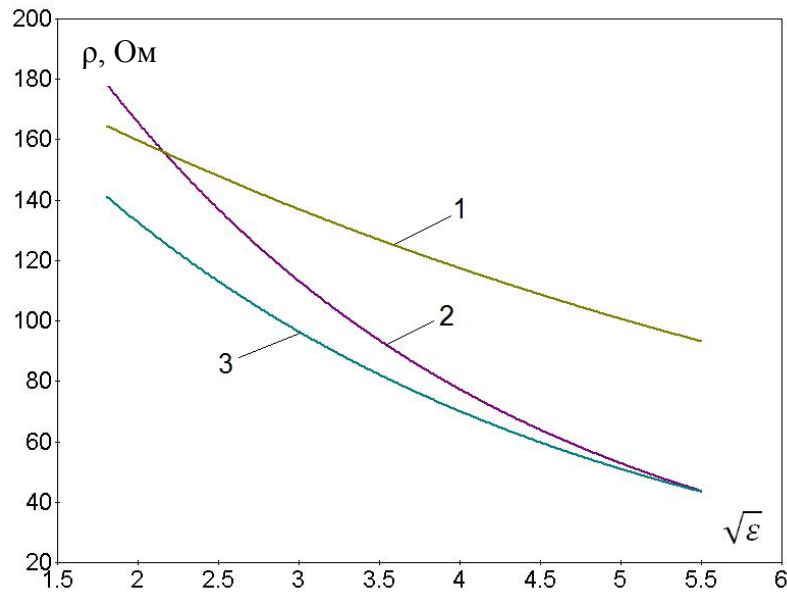


Рисунок 3.5 - Зависимость характеристического сопротивления резонатора от диэлектрической проницаемости подложки:

1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3 - 2π -мода

По результатам исследования диэлектрической проницаемости можно отметить, что более заметное уменьшение параметров F , Q_0 , ρ для синфазной моды можно объяснить тем, что высокочастотное электрическое поле в этом случае сосредоточено в области призматического резонатора, где находятся диэлектрические подложки. Для вычисления электронных параметров, таких как электронная проводимость G_e/G_0 и коэффициент связи M использовался известный метод Вессель-Берга. Из полученных результатов можно сделать выводы, что для противофазной моды (π -вид) оптимальное ускоряющее напряжение клистрона для работы в усилительном режиме при наибольшем значении M и отсутствии самовозбуждения ($G_e/G_0 > 0$) составляет 2,8 - 3,3 кВ. Для

моды $3\pi/2$ усилительный режим можно обеспечить при более высоком ускоряющем напряжении 6,5 - 7,5 кВ, а для 2π -моды усилительный режим в области выбранных ускоряющих напряжений не является оптимальным.

Для работы в автоколебательном режиме при $(G_e/G_0 < 0)$ можно использовать все три моды, при этом для π -моды оптимальное ускоряющее напряжение будет составлять 3,7 – 4,4 кВ, а для $3\pi/2$ и 2π -мод 2,7 - 3 кВ. Выходную мощность прибора можно рассчитать по известной формуле

$$P_{\text{вых}} = \eta_{\text{э}} \eta_{\text{к}} p_{\mu 1} N (10^{-6}) U_0^{5/2}, \quad (3.1)$$

где $\eta_{\text{э}}$ - электронный КПД; $\eta_{\text{к}}$ - контурный КПД; $p_{\mu 1}$ -микрорепреванс одного луча.

Полагая $\eta_{\text{к}}=0.9$; $\eta_{\text{э}}=0.4$; $p_{\mu 1}=0.015$; $N_{\text{л}}=18$; $U_0=4$ кВ получаем выходную мощность прибора, рассчитанную по выражению $P_{\text{вых}}=388$ Вт.

3.2 Исследование модели трехазорного призматического резонатора с утолщенными диэлектрическими подложками

Отличительной особенностью конструкции, по сравнению с рассмотренной в разделе 3.1, является утолщенные диэлектрические подложки [43]. Исследовалось влияние толщины подложки на параметры резонансной системы в целом. Конструкция резонатора с утолщенными диэлектрическими подложками представлена на рисунке 3.6. Основные размеры резонатора приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Геометрические параметры резонатора

H, мм	W, мм	w ₁ , мм	a, мм	d, мм	l, мм	Δ, мм	δ, мм
9,6	10,4	3,6	0,35	1	2,2	3,2	0,2

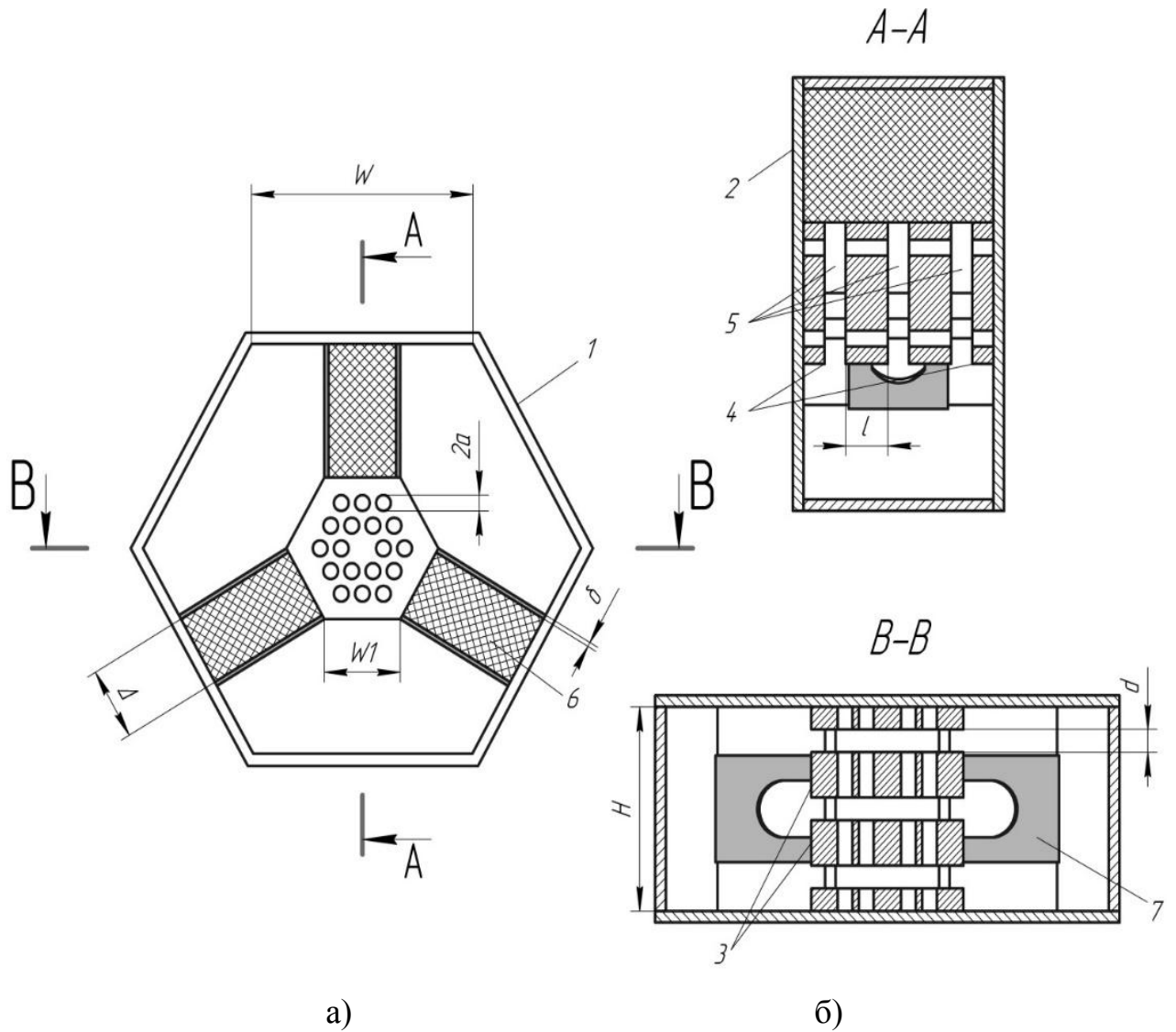
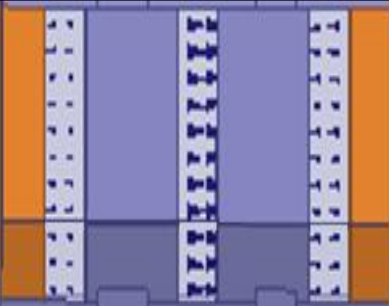
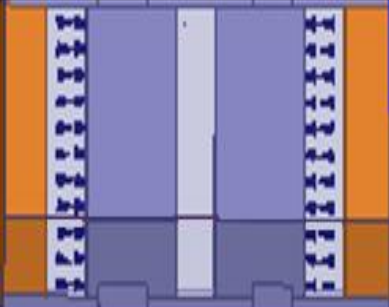
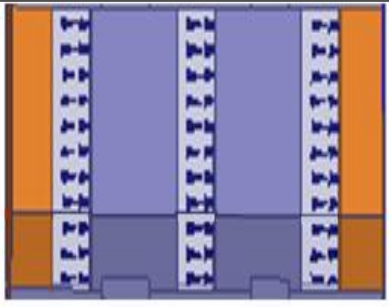
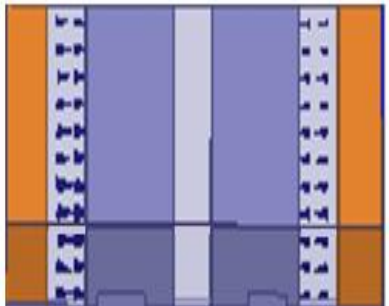


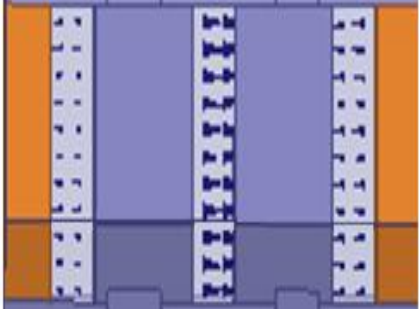
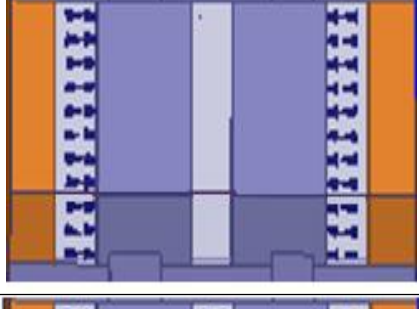

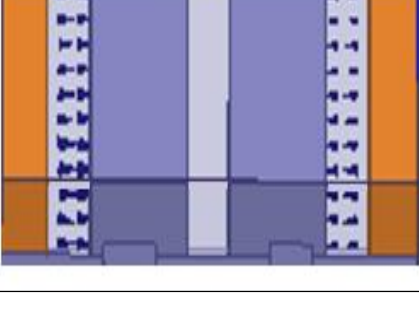
Рисунок 3.6 - Конструкция резонатора: а - вид сбоку на резонатор со снятой боковой крышкой; б - поперечное сечение резонатора

Расчет резонатора производился в диапазоне до 20 ГГц. Результаты моделирования представлены в таблице 3.2. Для сравнения, в таблице также приведены результаты расчета для «тонкой» подложки (1,0 мм). Для основных мод исследованы электродинамические параметры резонатора: резонансная частота, собственная добротность, характеристическое сопротивление. Также проведен анализ высокочастотных полей в зазорах.

Таблица 3.2 - Сравнительный анализ электродинамических параметров с «тонким» и «толстым» диэлектриком

№ моды	Тип моды	Картина поля в зазорах резонатора	Частота, ГГц	Собственная добротность, Q	Характеристическое сопротивление, ρ , Ом
Толщина диэлектрика 1,0 мм (алмаз)					
1	π		5,334	705	173
2	$3\pi/2$		6,097	1426	118
3	2π		8,028	2193	96
4	$3\pi/2$		19,31	1661	12

Продолжение таблицы 3.2

№ моды	Тип моды	Картина поля в зазорах резонатора	Частота, ГГц	Собственная добротность, Q	Характеристическое сопротивление, ρ , Ом
Толщина диэлектрика 3,2 мм (алмаз)					
1	π		5,014	692	210
2	$3\pi/2$		5,716	2044	92
3	2π		6,847	3319	173
4	$3\pi/2$		15,864	2967	15

По полученным результатам можно сделать следующие выводы. При увеличении толщины диэлектрика происходит уменьшение всех рассмотренных резонансных частот. При этом происходит «сгущение» трех основных рабочих мод: π , $3\pi/2$ и 2π . При толщине диэлектрика 1,0 мм разнос частот между π и $3\pi/2$

модами составляет 0,763 ГГц, а при толщине 3,2 мм - 0,702 ГГц. Разнос частот между $3\pi/2$ и 2π -модами составляет при толщине 1,0 мм 1,93 ГГц, а при толщине 3,2 мм - 1,13 ГГц. Также можно отметить, что собственная добротность при увеличении толщины диэлектрика для π -моды изменяется слабо, а для $3\pi/2$ и 2π -мод возрастает на 43% и 51% соответственно. Для высшей $3\pi/2$ -моды увеличение добротности составляет 79%. Такую разницу можно объяснить локализацией высокочастотных полей, например, при основной π -моде ВЧ поле сконцентрировано в основном в зазорах резонатора и слабо подвержено влиянию диэлектрика, а, например, 2π -мода является «объемной», поля которой расположены по всему объему резонатора.

Характеристическое сопротивление при увеличении толщины диэлектрика для π -моды возрастает на 21%, для 2π -моды на 80%. Для $3\pi/2$ -моды характеристическое сопротивление уменьшается на 34%. Для высшей $3\pi/2$ -моды характеристическое сопротивление уменьшается на 25%. При этом для этой моды характеристическое сопротивление по абсолютному значению существенно меньше, чем на основных модах.

На рисунке 3.7 представлены S-параметры для исследованных резонансных частот. Результаты получены для диэлектрических подложек толщиной 3,2 мм.

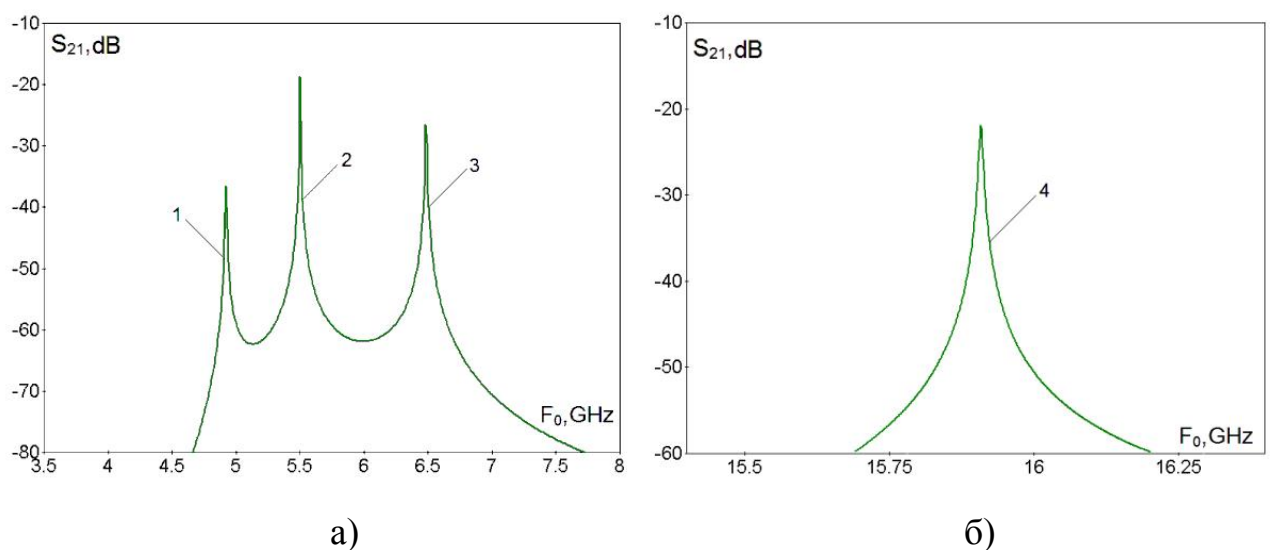


Рисунок 3.7 - Зависимость параметра S_{21} для исследованных резонансных частот:

1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3- 2π - мода; 4 - высшая $3\pi/2$ -мода

Проведено исследование распределения высокочастотного электрического поля вдоль пространства взаимодействия резонатора, результаты представлены на рисунке 3.8. Напряженность поля представлена в нормированном виде, где E_m – максимальное значение поля для синфазного типа колебаний. Показано, что наибольшая амплитуда высокочастотного электрического поля наблюдается на 2π -моде, с неравномерностью в зазорах не более 13%. Для противофазного колебания (π -моды) наблюдается наибольшая напряженность в центральном зазоре резонатора, неравномерность поля в зазорах достигает 45%. $3\pi/2$ -мода и высшая $3\pi/2$ -мода имеют амплитуду поля существенно ниже, по сравнению с π и 2π -модой, при этом поле отсутствует в центральном зазоре резонатора и практически однородно в крайних зазорах.

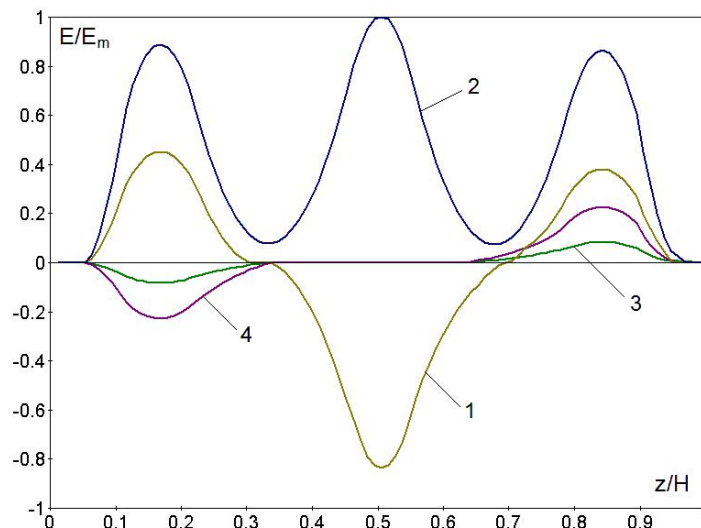


Рисунок 3.8 - Распределение высокочастотного электрического поля в резонаторе вдоль пролетного канала: 1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3- 2π - мода;
4 - высшая $3\pi/2$ -мода

Исследован многочастотный режим работы резонатора и возможность настройки на кратные резонансные частоты. На рисунке 3.9 представлены зависимости резонансных частот от длины элемента перестройки: F_0 для мод π , $3\pi/2$, 2π и $F_0/3$ для высшей моды $3\pi/2$. Для исследования режима перестройки частот резонатора производилось «закорачивание» полосковой линии 7 с помощью дополнительного полоскового элемента длиной l_0-l_1 .

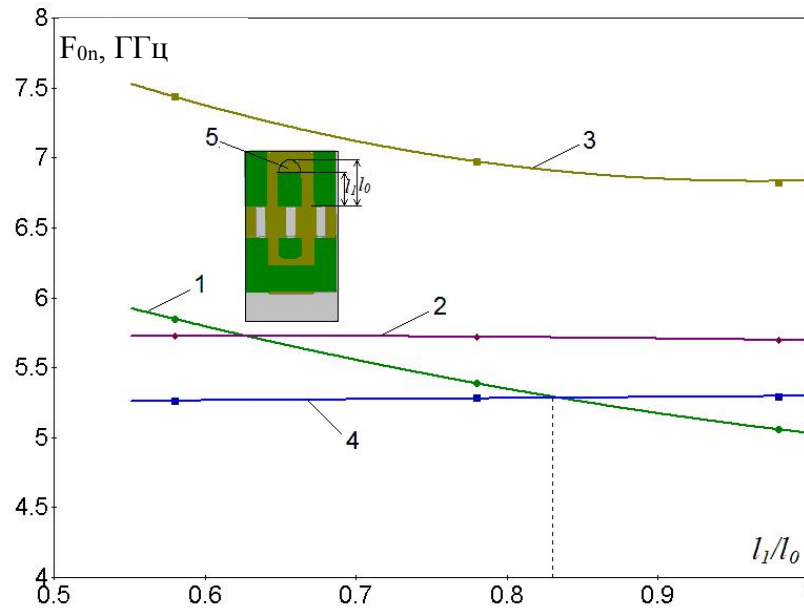


Рисунок 3.9 - Изменение резонансных частот резонатора в зависимости от длины элемента перестройки l_0-l_1 : 1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3- 2π - мода; 4 - высшая $3\pi/2$ –мода ($F_{04}/3$); 5- полосковый перестроечный элемент

В результате проведенных исследований по перестройке частот можно отметить, что наибольшей чувствительностью к изменению длины элемента перестройки обладают π и 2π -мода (814 и 588 МГц) соответственно. У $3\pi/2$ -моды и высшей $3\pi/2$ -моды такое изменение значительно меньше (35 и 117 МГц) соответственно.

Для возможного применения резонатора в приборах с умножением частоты был исследован режим работы на кратных резонансных частотах. При этом подбором длины элемента перестройки удалось получить кратность резонансных частот равную трем для π и высшей $3\pi/2$ моды. Такой режим может быть реализован при длине перестроечного элемента ($l_0-l_1=0,83$ мм).

Проведено исследование основных электродинамических параметров резонатора при различных значениях диэлектрической проницаемости диэлектрика подложки, на которых размещены полосковые линии. В частности, исследовалось поведение резонансных частот и собственной добротности.

При этом значения диэлектрической проницаемости выбирались с учетом применения этих материалов в вакуумной микроволновой технике

(алюмооксидная керамика, алмаз). Исследования проводились для диэлектрической подложки толщиной 1,0 и 3,2 мм. Результаты представлены на рисунках 3.10, 3.11.

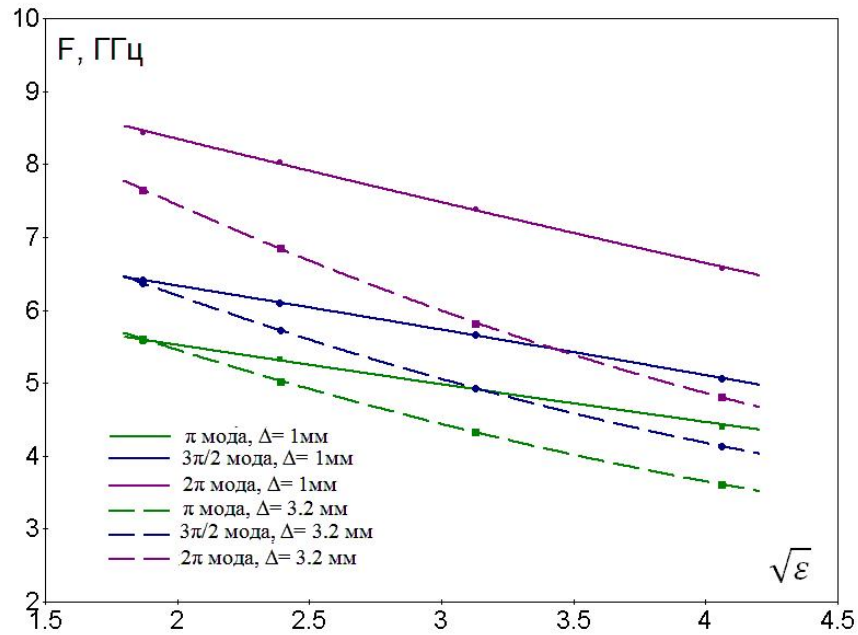


Рисунок 3.10 - Зависимость частот резонатора от диэлектрической проницаемости подложки

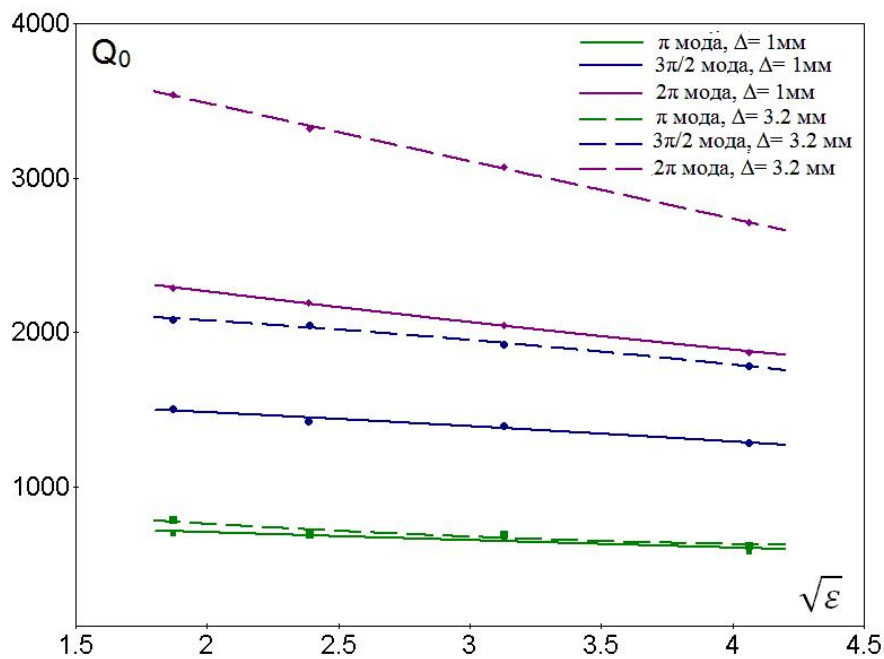


Рисунок 3.11 - Зависимость добротности резонатора от диэлектрической проницаемости подложки

По результатам исследований можно сделать следующие выводы. Общая тенденция для всех мод такова, что резонансные частоты уменьшаются при увеличении диэлектрической проницаемости подложки.

Для π и $3\pi/2$ -мод при малых ϵ значения резонансных частот практически равны при толщине диэлектрика 1,0 и 3,2 мм, далее при увеличении диэлектрической проницаемости для «толстого» диэлектрика уменьшение резонансной частоты происходит быстрее, чем для «тонкого» (разница частот на π -моду 798 МГц, на $3\pi/2$ -моду 924 МГц). Для 2π -моды при малых значениях ϵ частоты при «толстом» и «тонком» диэлектрике не равны между собой (разница 788 МГц, которая увеличивается до 1770 МГц при $\sqrt{\epsilon}=4,06$).

По собственной добротности также можно отметить уменьшение, но оно различно для разных мод. Собственная добротность резонатора на π -моду меняется слабо при разных толщинах диэлектрика (максимальная разница на начальном участке, где $\Delta Q_0 = 91$). При этом на $3\pi/2$ и 2π -модах наблюдается значительное расхождение характеристик.

Максимальное отклонение добротности наблюдается при малых значениях ϵ , и составляют 580 на $3\pi/2$ -моду и 1253 на 2π -моду. При этом для 2π -моды характеристика добротности имеет большую крутизну, по сравнению с π и $3\pi/2$ -модами.

Для вычисления электронных параметров, таких как электронная проводимость G_e/G_0 и коэффициент связи M использовался известный метод Вессель-Берга. Результаты расчета электронных параметров приведены на рисунках 3.12, 3.13. Рисунок 3.12 иллюстрирует зависимости модуля коэффициента взаимодействия с электронным потоком. На рисунке 3.13 приведены зависимости относительной электронной проводимости.

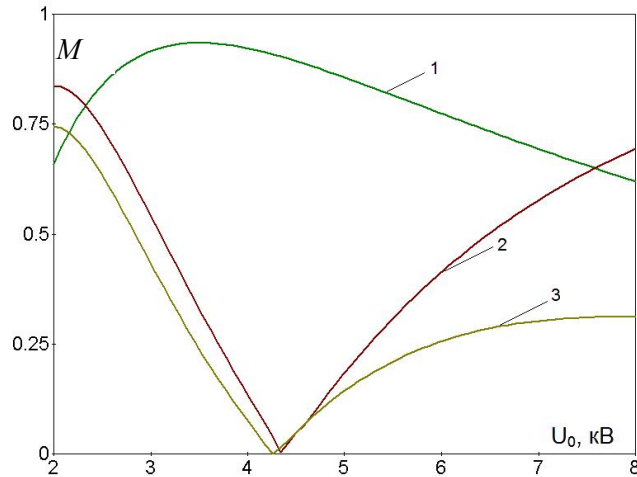


Рисунок 3.12 - Зависимости коэффициента взаимодействия от ускоряющего напряжения: 1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3 - 2π -мода

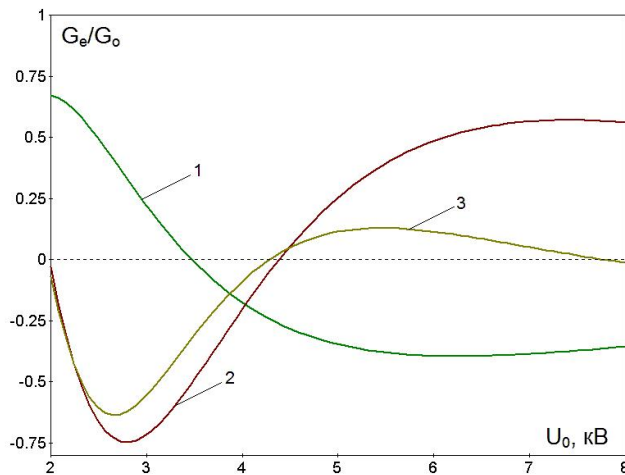


Рисунок 3.13 - Зависимости относительной электронной проводимости от ускоряющего напряжения: 1 – π -мода; 2 - $3\pi/2$ -мода; 3 - 2π -мода

Из полученных результатов можно сделать выводы, что для противофазной моды (π -вид) колебаний оптимальное ускоряющее напряжение клистрона для работы в усилительном режиме при наибольшем значении M и отсутствии самовозбуждения ($G_e/G_0 > 0$) составляет 2,8 - 3,3 кВ. Для моды $3\pi/2$ усилительный режим можно обеспечить при более высоком ускоряющем напряжении (6,5 - 7,5 кВ), а для 2π -моды усилительный режим в области выбранных ускоряющих напряжений не является оптимальным. Для работы в автоколебательном режиме при $G_e/G_0 < 0$ можно использовать все три моды, при этом для π -моды оптимальное ускоряющее напряжение будет составлять 3,7 - 4,4 кВ, а для $3\pi/2$ и 2π -мод 2,7 - 3 кВ.

Выводы по третьей главе

Исследован миниатюрный призматический трехзачорный клистронный резонатор с тремя диэлектрическими подложками и полосковыми линиями. Отличительной особенностью резонатора является использование трех диэлектрических подложек с размещенными на них полосковыми проводниками. Для данной конструкции изучен вопрос применения «тонкой» и «толстой» диэлектрической подложки. Расчет проведен для ряда резонансных частот, основного противофазного и высших типов колебаний. Рассчитанные резонансные частоты резонатора располагаются в С- и Ки-диапазонах. Показано существенное влияние диэлектрика на электродинамические параметры резонатора. В частности, при увеличении толщины диэлектрика наблюдалось «сгущение» резонансных частот и увеличение характеристического сопротивления до 210 Ом на основной π -мод.

Проанализировано поведение основных электродинамических параметров резонатора при изменении диэлектрической проницаемости керамических подложек. Исходя из расчетов видно, что общая тенденция для всех мод такова, что резонансные частоты уменьшаются при увеличении диэлектрической проницаемости подложки. По собственной добротности также можно отметить уменьшение, но оно различно для разных мод.

Особенностью резонатора можно также считать возможность настройки на кратные резонансные частоты с кратностью $K=3$ для π и высшей $3\pi/2$ -моды.

По расчету электронных параметров можно сделать выводы о том, что в диапазоне напряжений 3 - 4 кВ при работе в усилительном режиме наилучшее взаимодействие наблюдается на π -мод.

Исходя из полученных результатов исследований, можно отметить, что подобный тип резонатора может быть применен в низковольтных малогабаритных клистронах, работающих как сантиметровом, так и в

миллиметровом диапазоне длин волн. Применение таких резонаторов позволит существенно уменьшить массогабаритные параметры миниатюрных многолучевых клистронов.

4 Четырехлучевые двухззорные квазифрактальные резонаторы

4.1 Миниатюрный четырехлучевой двухззорный резонатор для приборов клистронного типа с фракталом Н-типа

Современные электровакуумные микроволновые приборы развиваются достаточно высокими темпами, при этом их развитие сопровождается повышением их мощности и эффективности, расширением частотных диапазонов. Для улучшения эксплуатационных характеристик приходится использовать специальные режимы работы, а также новые типы электродинамических систем [44].

Среди множества типов электровакуумных микроволновых приборов достаточно широко распространены клистроны, в силу своих технических параметров и преимуществ. Они являются одними из самых старых классов вакуумных СВЧ-приборов. Тем не менее, они по-прежнему востребованы и продолжают совершенствоваться.

Клистроны находят широкое применение в технике СВЧ в качестве усилителей и генераторов в радиолокации, системах связи, ускорительной технике, установках нагрева плазмы, телекоммуникационных системах различного назначения, а также могут использоваться в качестве умножителей частоты [45-50].

МЛК, в которых несколько индивидуальных лучей, имеющих каждый сравнительно небольшой микропервенеанс, также находят широкое применение в различных отраслях науки и техники. При этом они имеют меньшее ускоряющее напряжение и улучшенные массогабаритные характеристики по сравнению с их однолучевыми аналогами [51].

Однако в МЛК с одноззорными резонаторами, возбуждаемыми на основном для призматического резонатора (H_{101}) виде колебаний, не удастся получить очень высокий электронный КПД прибора, так как ВЧ-поле в пролетных каналах имеет сильную радиальную неравномерность [52].

Уменьшить эту неравномерность можно путем перехода к двухззорному квазифрактальному резонатору (ДКФР). Такие резонаторы могут быть эффективны при разработке многолучевых двухчастотных или многочастотных электронных приборов клистронного типа, работающих в качестве мощных усилителей, генераторов или умножителей частоты [53, 54].

Достоинством ДКФР является то, что за счет квазифрактальной формы индуктивной части резонатора существенно увеличивается путь ВЧ-тока в резонансных проводниках на π -виде колебаний, что позволяет увеличить его характеристическое сопротивление и уменьшить габаритные размеры. Однако такие резонаторы являются сложными многочастотными системами.

Свойства ДКФР при работе их в многомодовом режиме взаимодействия в настоящее время детально не исследованы, поскольку такие системы характеризуются сложной геометрией, неоднородным трехмерным распределением ВЧ электрического поля в пространстве взаимодействия и широким спектром видов колебаний.

В данном разделе будут определены основные электродинамические параметры ДКФР, изучены процессы многомодового взаимодействия ДКФР с многолучевым электронным потоком, а также изучена возможность настройки резонаторов на кратные резонансные частоты.

Конструкция четырехлучевого ДКФР с обозначением основных характерных размеров показана на рисунке 4.1. В ходе исследования были изучены два конструктивных варианта резонатора с четвертьволновым опорным стержнем (конструкция №1) и с четвертьволновым опорным стержнем конической формы (конструкция №2) (см. рисунок 4.2).

В отличие от классического одноззорного призматического резонатора, который возбуждается на низшем виде колебаний H_{101} , разработанная конструкция резонатора состоит из прямоугольного объемного резонатора 1, внутри которого располагается опорный стержень 2, закрепленный на боковой стенке объемного резонатора. С помощью вспомогательной соединительной перемычки опорный стержень соединен с двумя «ветвями» 3, на которых

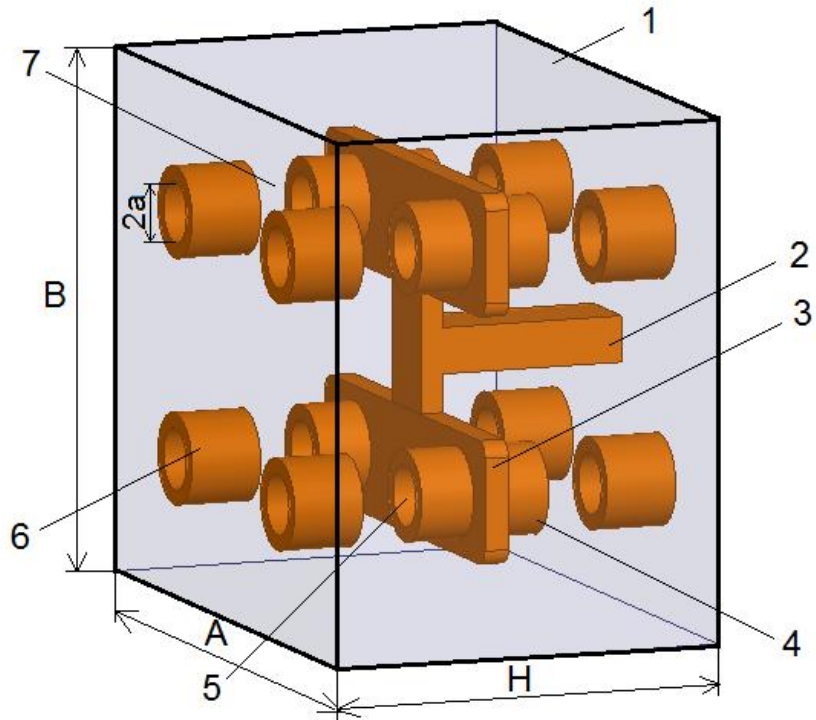


Рисунок 4.1 - Конструкция четырехлучевого ДКФР с четвертьволновым опорным стержнем

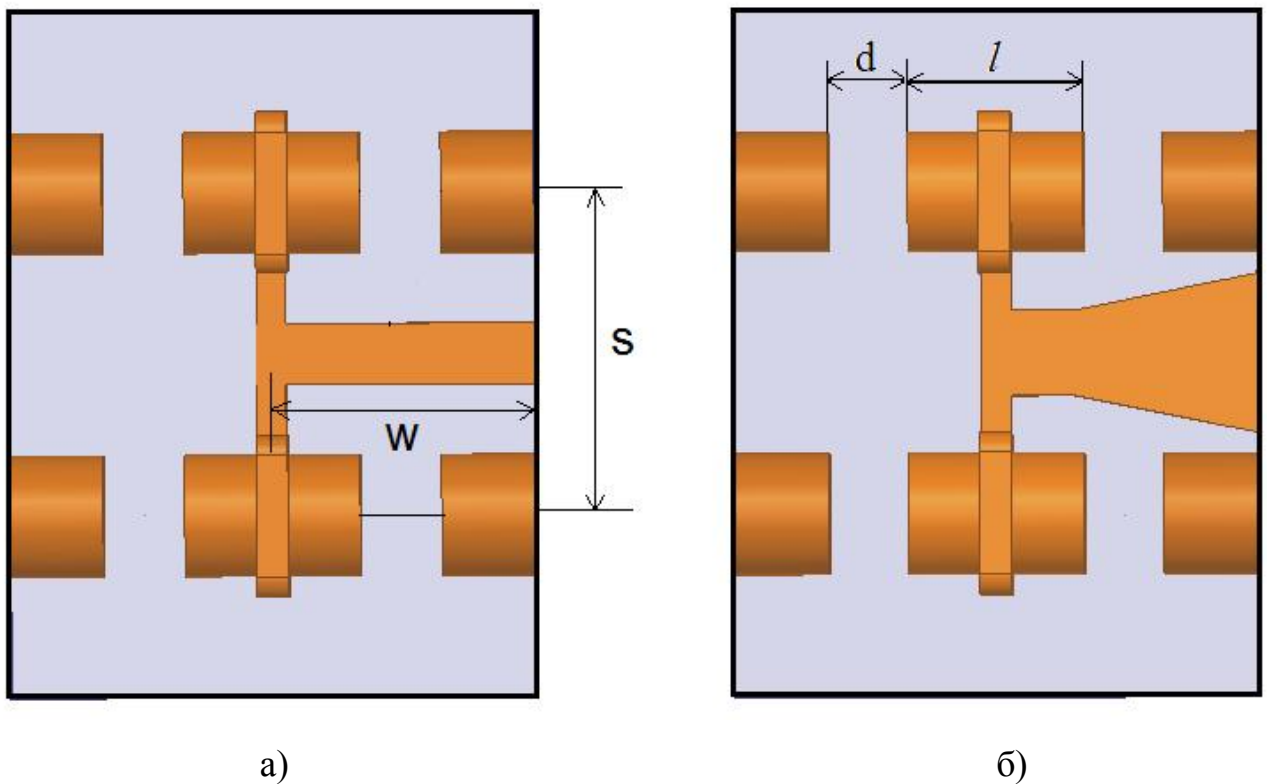


Рисунок 4.2 – Исследуемые конструкции четырехлучевого ДКФР:

а - с четвертьволновым опорным стержнем (конструкция №1);

б - с четвертьволновым опорным стержнем конической формы (конструкция №2)

закреплены центральные пролетные втулки 4, имеющие отверстия 5 для пролета электронного потока. Боковые втулки 6, расположенные соосно с центральными втулками, также имеют отверстия для пролета электронного потока. Между центральными и боковыми втулками образованы восемь высокочастотных зазоров взаимодействия. Опорный стержень, совместно с двумя «ветвями» образуют четвертьволновую линию, которая нагружена на емкость высокочастотных зазоров. Многолучевой электронный поток, попадая в резонатор через пролетные отверстия в боковых втулках, будет взаимодействовать с полями высокочастотных зазоров.

ДФКР является сложной многочастотной системой, в которой возбуждается бесконечное множество резонансных частот. Исследования показали, что в подобном резонаторе могут возбуждаться несколько противофазных и несколько синфазных мод с достаточно высокими электродинамическими параметрами.

В исследуемом резонаторе низшим видом колебаний является противофазный (π) вид. На этой моде индуктивными элементами являются опорный стержень и резонансные «ветви», на которых закреплены центральные пролетные электроды. Емкостная часть зависит от числа двойных ВЧ-зазоров, их геометрических размеров. Кроме π -вида колебаний, в резонаторе могут возбуждаться синфазные моды (2π), частота которых определяется в основном внутренним объемом резонатора.

Геометрические размеры ДФКР выбирались из условия получения высоких электронных и электродинамических параметров. В таблице 4.1 приведены основные размеры резонатора.

Таблица 4.1 - Основные параметры резонатора

Параметр		Значение
Длина резонатора, мм	A	19,5
Ширина резонатора, мм	B	17
Высота резонатора, мм	H	13
Длина зазора, мм	d	2
Длина втулки, мм	<i>l</i>	4,35
Радиус пролетного канала, мм	a	1
Расстояние между каналами, мм	S	9
Смещение «ветви» относительно боковых крышек	W/H	6,5
Общее число каналов	N	4

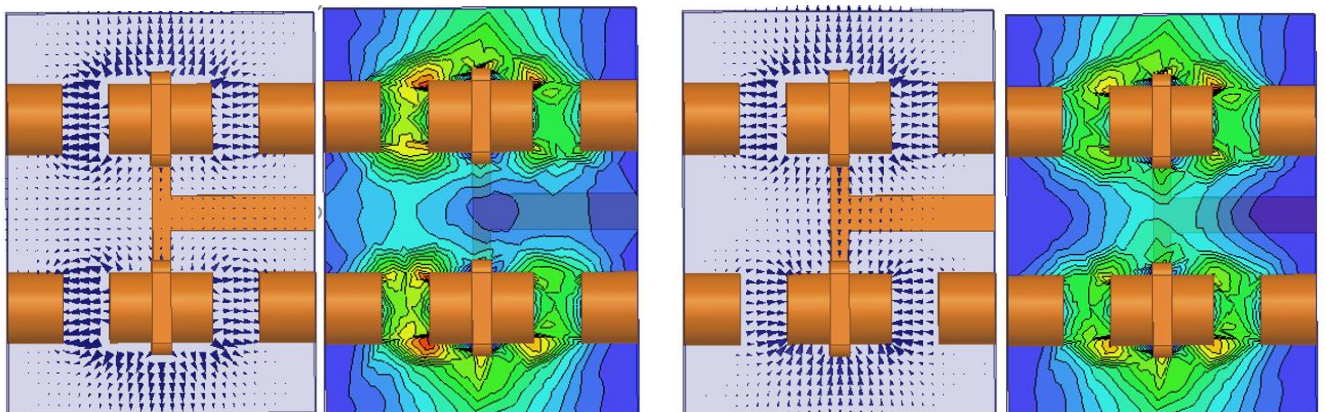
Для трехмерного моделирования резонатора использован метод конечных элементов в частотной области. Были исследованы основные электродинамические параметры: резонансная частота, собственная добротность, характеристическое сопротивление. Результаты моделирования резонатора конструкции №1 в диапазоне до 15 ГГц приведены в таблице 4.2.

В диапазоне до 15 ГГц спектр состоит из четырех частот противофазного типа (π), и трех синфазных мод (2π), которые расположены последовательно. Среди множества резонансных частот резонатора интерес в первую очередь вызывают те моды, которые имеют наибольшее характеристическое сопротивление и высокий коэффициент взаимодействия с электронным потоком. Следует отметить, что наибольшее характеристическое сопротивление наблюдается среди противофазных мод на низшей моде, среди синфазных мод на моде № 6.

Таблица 4.2 - Электродинамические параметры резонатора (конструкция №1)

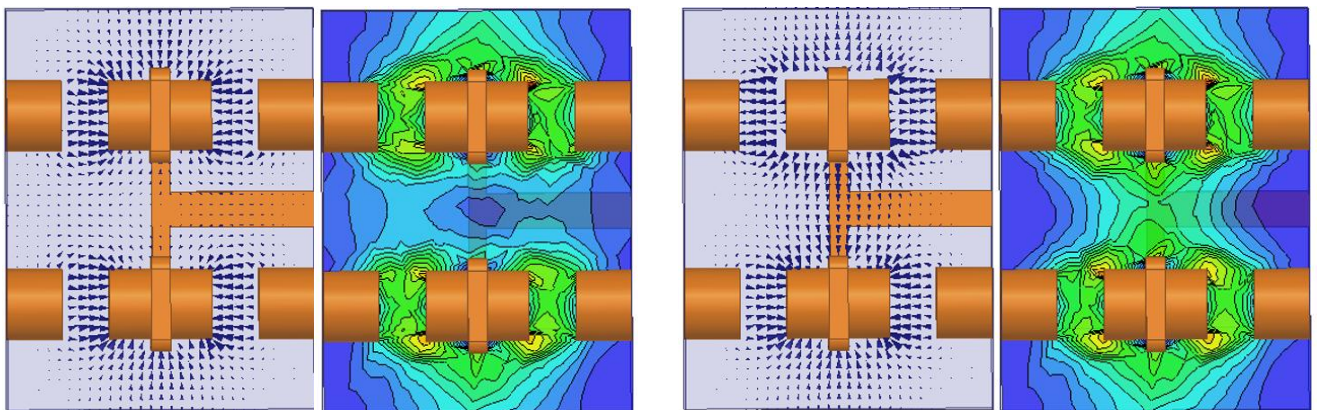
№ моды	1	2	3	4	5	6	7
Тип моды	π	π	π	π	2π	2π	2π
Резонансная частота, f , ГГц	2,559	4,848	6,938	7,873	10,491	12,787	13,366
Собственная добротность, Q	1370	1626	2687	2371	3612	4210	4333
Характеристическое сопротивление, ρ , Ом	243	123	116	95	117	168	40

На рисунке 4.3 показаны картины поля в зазорах резонатора конструкции №1 для разных мод таблицы 4.2.



а)

б)



в)

г)

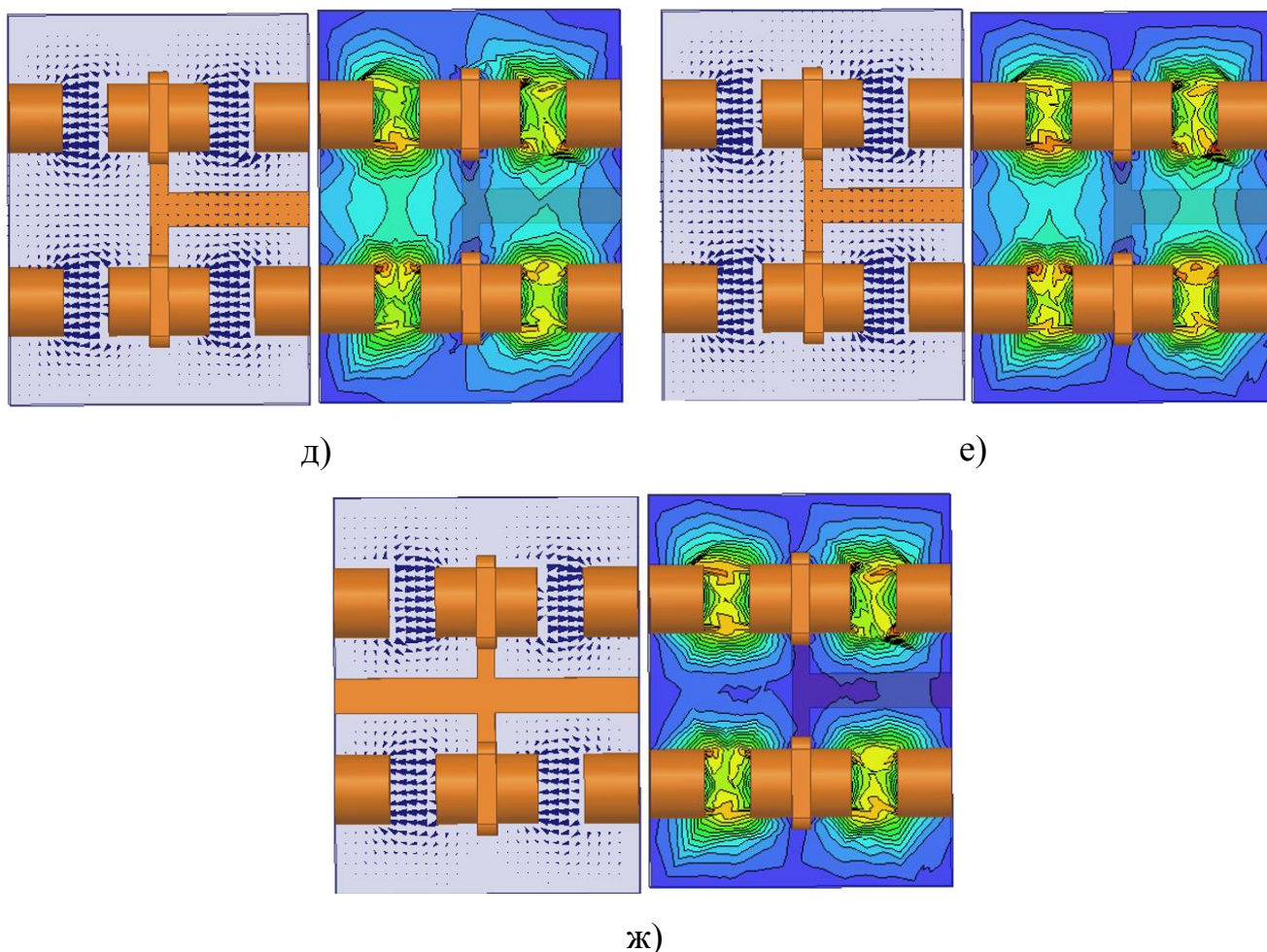


Рисунок 4.3 - Картины поля в зазорах резонатора конструкции №1 для мод:

а - №1; б - №2; в - №3; г - №4; д - №5; е - №6; ж - №7

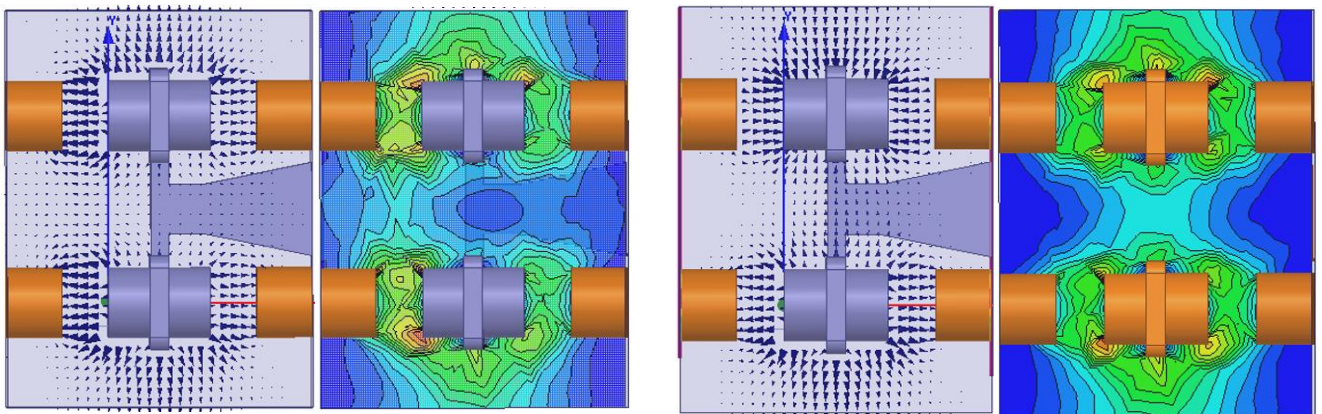
Был также исследован вариант конструкции с коническим четвертьволновым опорным стержнем (конструкция №2), в этом случае получаются более высокие параметры характеристического сопротивления и добротности на нескольких противофазных видах колебаний (см. таблицу 4.3). Кроме того, такая конструкция имеет большую механическую прочность.

Для этой конструкции резонатора также можно отметить, что наибольшее характеристическое сопротивление среди противофазных мод наблюдается на низшей противофазной моде, для синфазных мод на моде №6.

На рисунке 4.4 показаны картины поля в зазорах резонатора конструкции №2 для разных мод таблицы 4.3.

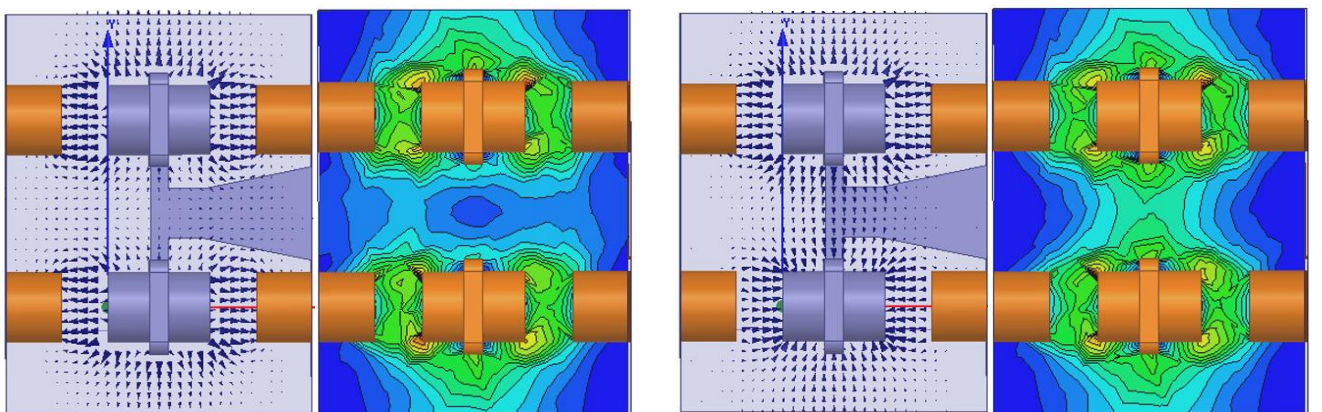
Таблица 4.3 - Электродинамические параметры резонатора (конструкция №2)

№ моды	1	2	3	4	5	6	7
Тип моды	π	π	π	π	2π	2π	2π
Резонансная частота, f , ГГц	2,774	4,964	6,947	7,892	10,655	12,776	13,512
Собственная добротность, Q	1520	1476	2575	2024	3601	4133	4266
Характеристическое сопротивление, ρ , Ом	376	169	119	115	116	129	63



а)

б)



в)

г)

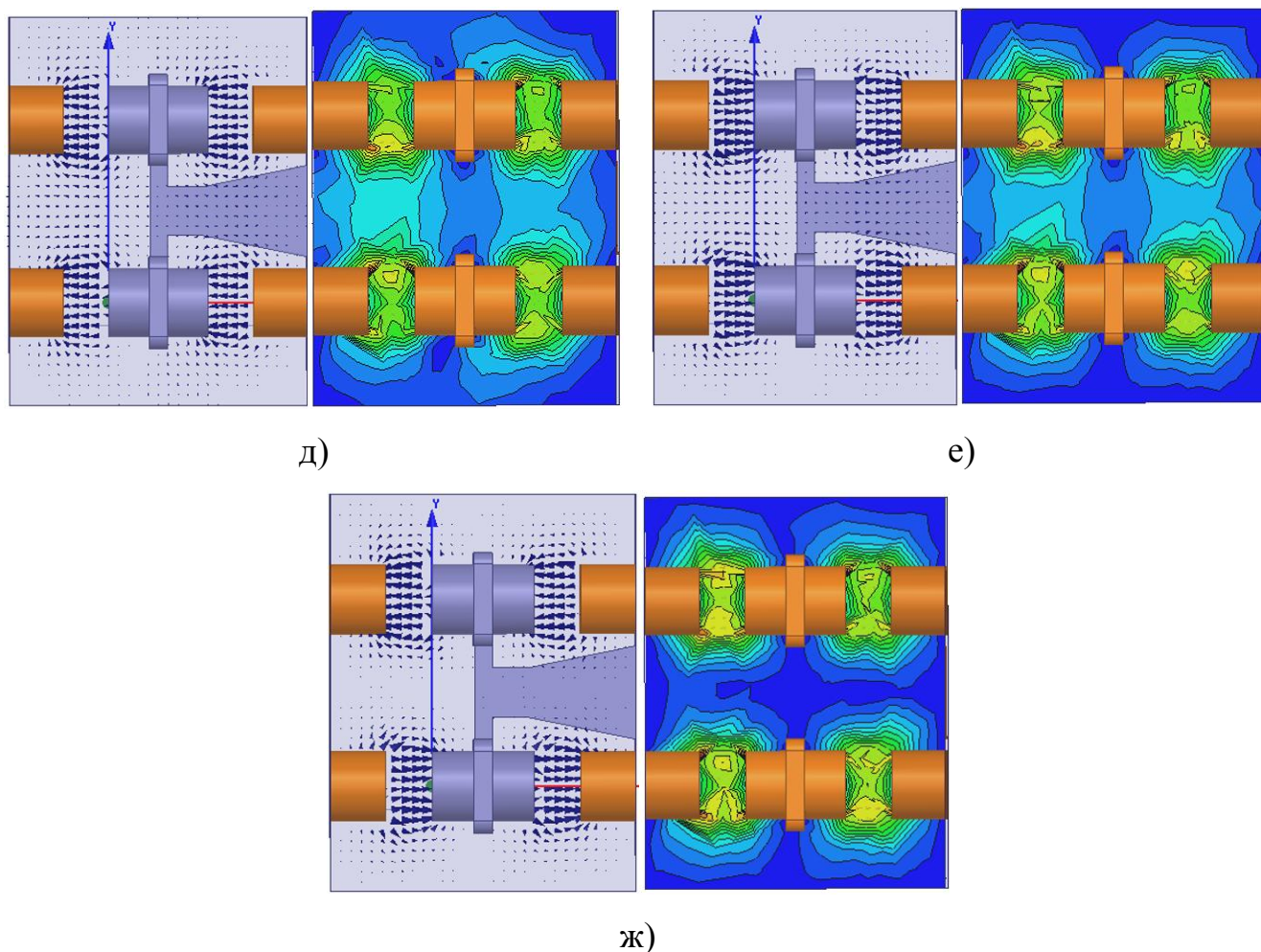


Рисунок 4.4 - Картины поля в зазорах резонатора конструкции №2 для мод:

а - №1; б - №2; в - №3; г - №4; д - №5; е - №6; ж - №7

Проведено исследование перестройки резонансных частот резонатора с помощью перестроечных элементов. Исследование проводилось для двух случаев. Первый вариант две симметрично расположенные на корпусе резонатора тонкие металлические пластины, размещенные в поперечном направлении резонатора (см. таблицу 4.4 и рисунки 4.5, 4.6), второй вариант - перестройка резонатора с коническим опорным стержнем с помощью стержня прямоугольного сечения, который соединен с противоположной стенкой резонатора и ступенчато изменяется по длине (см. рисунки 4.7, 4.8, таблицу 4.5). На графиках также показано расположение перестроечных элементов.

Таблица 4.4 - Изменение частот резонатора при перестройке пластинами, расположенными в поперечном направлении резонатора

№ моды	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7
Смещение частоты, %	11	12,3	6,9	6,9	1,3	0,3	0,5

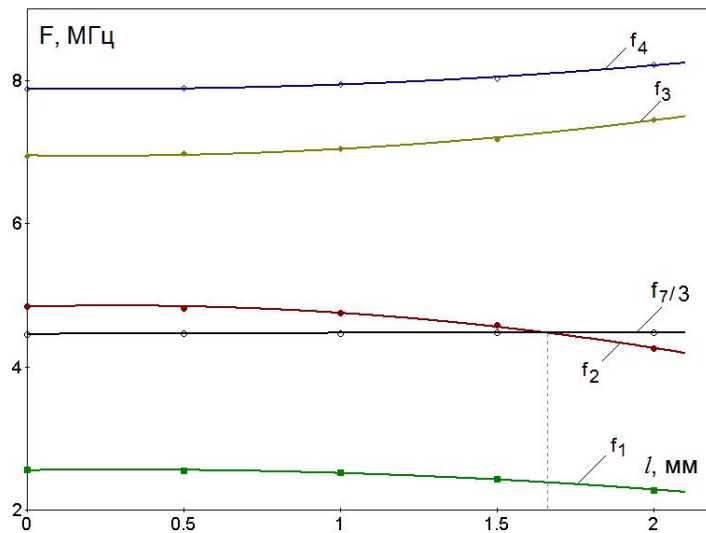


Рисунок 4.5 - Зависимости резонансных частот резонатора от ширины перестроечных элементов для случая перестройки пластинами, расположенными в поперечном направлении резонатора в диапазоне частот от 2 до 9 ГГц

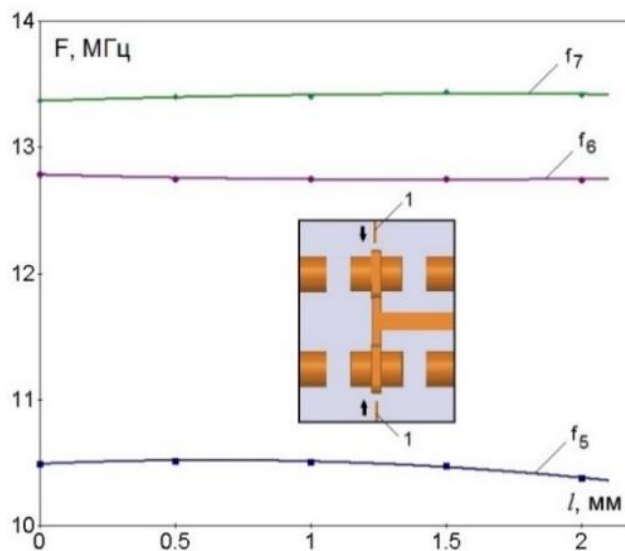


Рисунок 4.6 - Зависимости резонансных частот резонатора от ширины перестроечных элементов для случая перестройки пластинами, расположенными в поперечном направлении резонатора в диапазоне частот 10 до 14 ГГц

По результатам исследования перестройки частот резонатора поперечными пластинами можно отметить следующее. Максимальное смещение частот наблюдается на π -модах, особенно на f_1 , f_2 , на синфазных модах смещение частот проявляется слабее. В этом случае можно наблюдать кратность частот, равную 3 на модах f_7 и f_2 при ширине перестроечных пластин 1,66 мм.

Во втором случае перестройки частот резонатора использовался метод введения в объем резонатора стержня прямоугольного сечения, закрепленного на боковой стенке.

Таблица 4.5 - Изменение частот резонатора при перестройке стержнем прямоугольного сечения

№ моды	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7
Смещение частоты, %	2,9	1,3	0,6	0,2	14	0,7	0,4

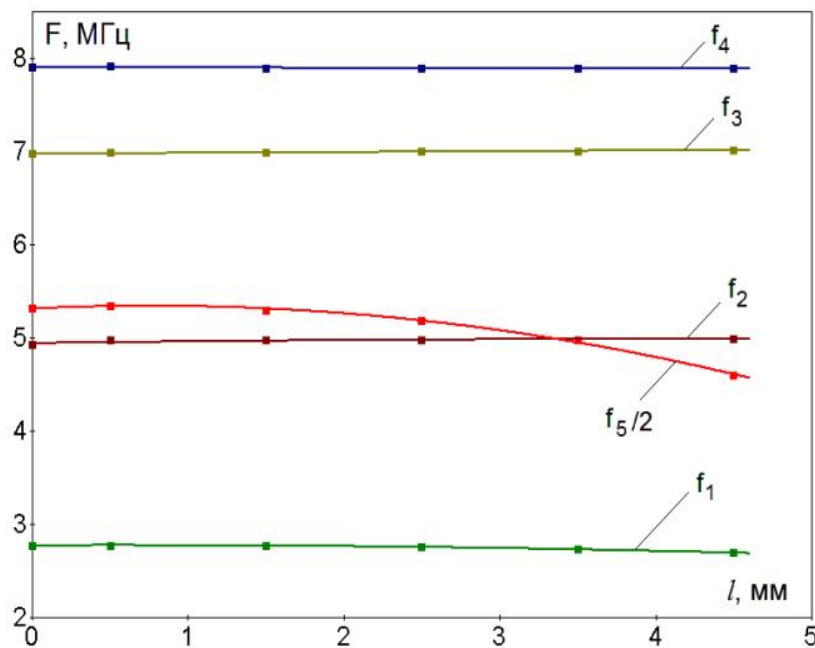


Рисунок 4.7 - Перестройка частот резонатора с коническим опорным стержнем прямоугольного сечения в диапазоне частот от 2 до 9 ГГц

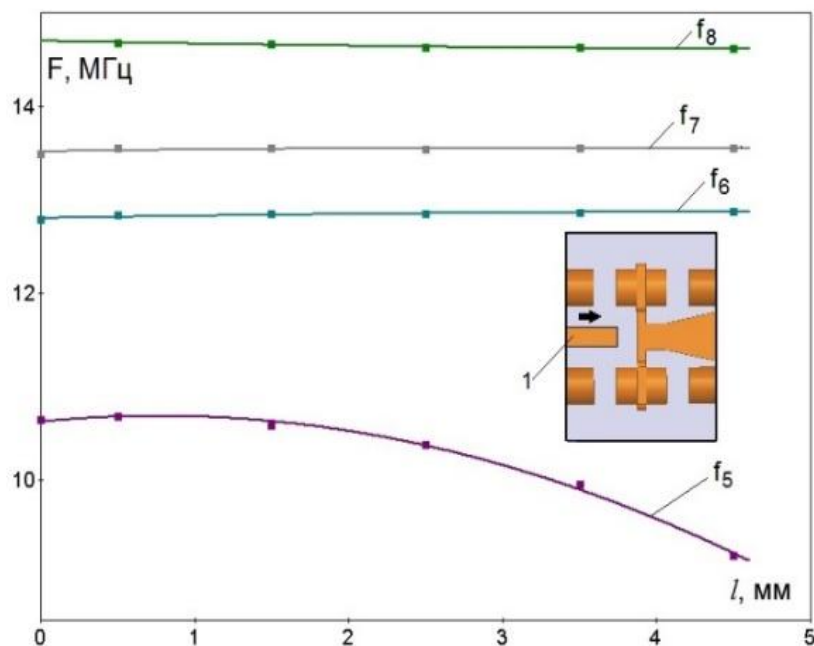


Рисунок 4.8 - Перестройка частот резонатора с коническим опорным стержнем прямоугольного сечения в диапазоне частот 8 до 15 ГГц

При этом можно отметить, что наибольшей чувствительностью к изменению длины элемента перестройки обладает синфазная мода f_5 (14%). Низший противофазный вид позволяет получить 2,9% перестройки частоты. В этом случае, также, как и при перестройке поперечными пластинами, наблюдается кратность резонансных частот, но с отношение частот $f_5/f_2=2$.

Выполнен расчет электронных параметров резонатора: коэффициента взаимодействия с электронным потоком M и относительной электронной проводимости G_e/G_0 для основных исследованных типов колебаний. Для вычисления электронных параметров использовался известный метод Вессель-Берга.

На рисунке 4.9 приведены зависимости коэффициента взаимодействия M и относительной активной шунтирующей электронной проводимости G_e/G_0 от ускоряющего напряжения U_0 . На рисунках указаны значения (M_1 , $(G_e/G_0)_1$ и т.д.), для соответствующих мод, для которых проводился расчет электронных параметров.

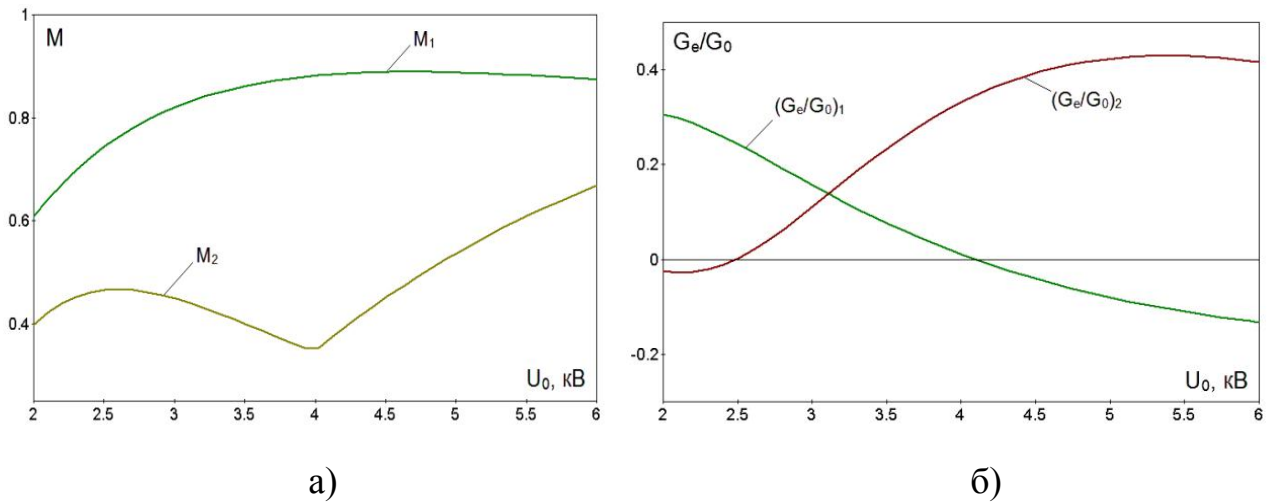


Рисунок 4.9 - Зависимость коэффициента взаимодействия M (а) и относительной активной электронной проводимости G_e/G_0 (б) от ускоряющего напряжения для мод №1 и №2

Среди всех исследованных мод наибольшее значение коэффициента взаимодействия в низковольтном режиме (до 5 кВ) наблюдается на первых двух π -модах. В отличие от моды №2, для которой требуется для получения оптимального взаимодействия высокое ускоряющее напряжение 8 - 10 кВ, для моды f_1 оптимальным является напряжение порядка 3 - 4 кВ. При этом обеспечивается высокий коэффициент взаимодействия, и одновременно присутствует положительная активная шунтирующая электронная проводимость, что обеспечивает режим работы прибора без самовозбуждения. Для работы на синфазном виде колебаний требуется более высокое напряжение порядка 10 - 12 кВ. У более высоких по частоте мод коэффициент взаимодействия в этом диапазоне напряжений мал (меньше 0,3) и на графике не показан.

При настройкеДФКР на кратные резонансные частоты возможно дополнительное повышение электронного КПД клистрона [52]. На рисунке 4.10 показаны одновременно зависимости коэффициента взаимодействия и относительной активной шунтирующей электронной проводимости для мод №2 и №5 в режиме кратности резонансных частот. Режим кратности резонансных частот обеспечивается для конструкции №2 и перестроечным элементом в виде стержня прямоугольного сечения.

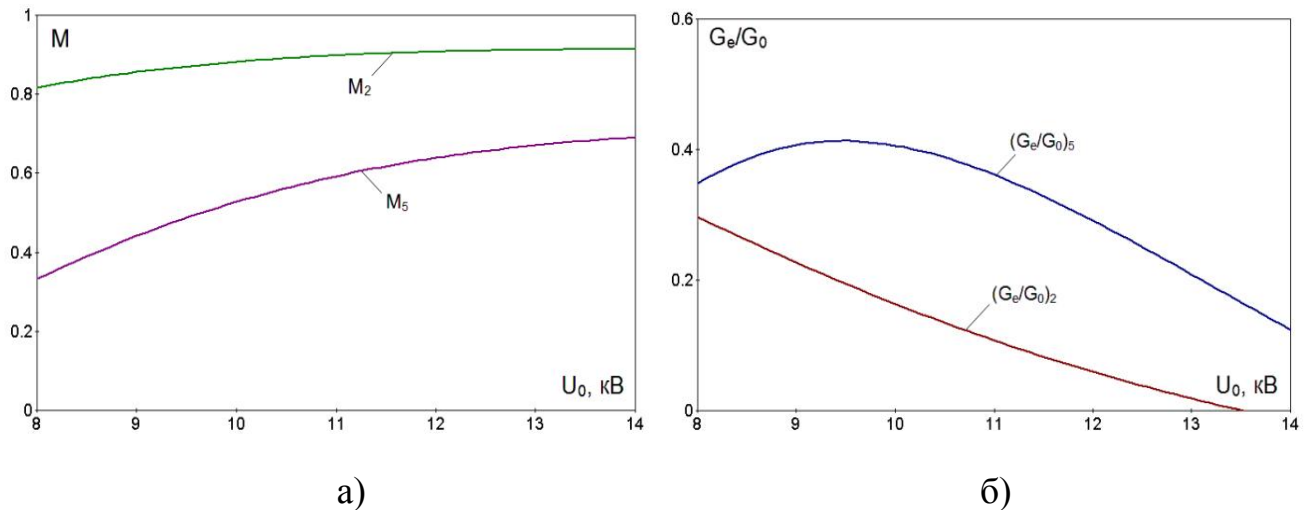


Рисунок 4.10 - Зависимость коэффициента взаимодействия M (а) и относительной активной электронной проводимости G_e/G_0 (б) от ускоряющего напряжения для режима кратности частот мод №2 и №5

Из рисунка 4.10 видно, что на кратных частотах синфазного и противофазного видов колебаний $f_5/f_2=0,5$ также удается получить оптимальные параметры взаимодействия с электронным потоком. Для обеих мод оптимальное ускоряющее напряжение (при положительном G_e/G_0 и отсутствии самовозбуждения) составляет примерно 10 – 12 кВ.

4.2 Четырехлучевой двухазорный квазифрактальный резонатор с полосковыми линиями на диэлектрической подложке

Исследовалась конструкция двухазорного квазифрактального резонатора. Получены результаты электродинамического моделирования. Исследован режим перестройки частот, а так же распределение ВЧ поля в пространстве взаимодействия резонатора. Резонатор может быть использован при создании малогабаритных и простых по конструкции СВЧ-генераторов, и усилителей.

Конструкция резонатора представлена на рисунке 4.11. Резонатор имеет прямоугольный объемный корпус, внутри которого симметрично относительно боковых стенок размещена диэлектрическая подложка из алмаза. На подложке

симметрично с обеих сторон расположены две полосковые линии, каждая из которых может быть электрически соединена с одной боковой стенкой резонатора (четвертьволновая конструкция, рисунок 4.11,а,б), либо с двумя боковыми стенкам резонатора (полуволновая конструкция, рисунок 4.11,в). Во втором случае полосковые линии, соединены с противоположными боковыми стенками резонатора и образуют полуволновую резонансную линию.

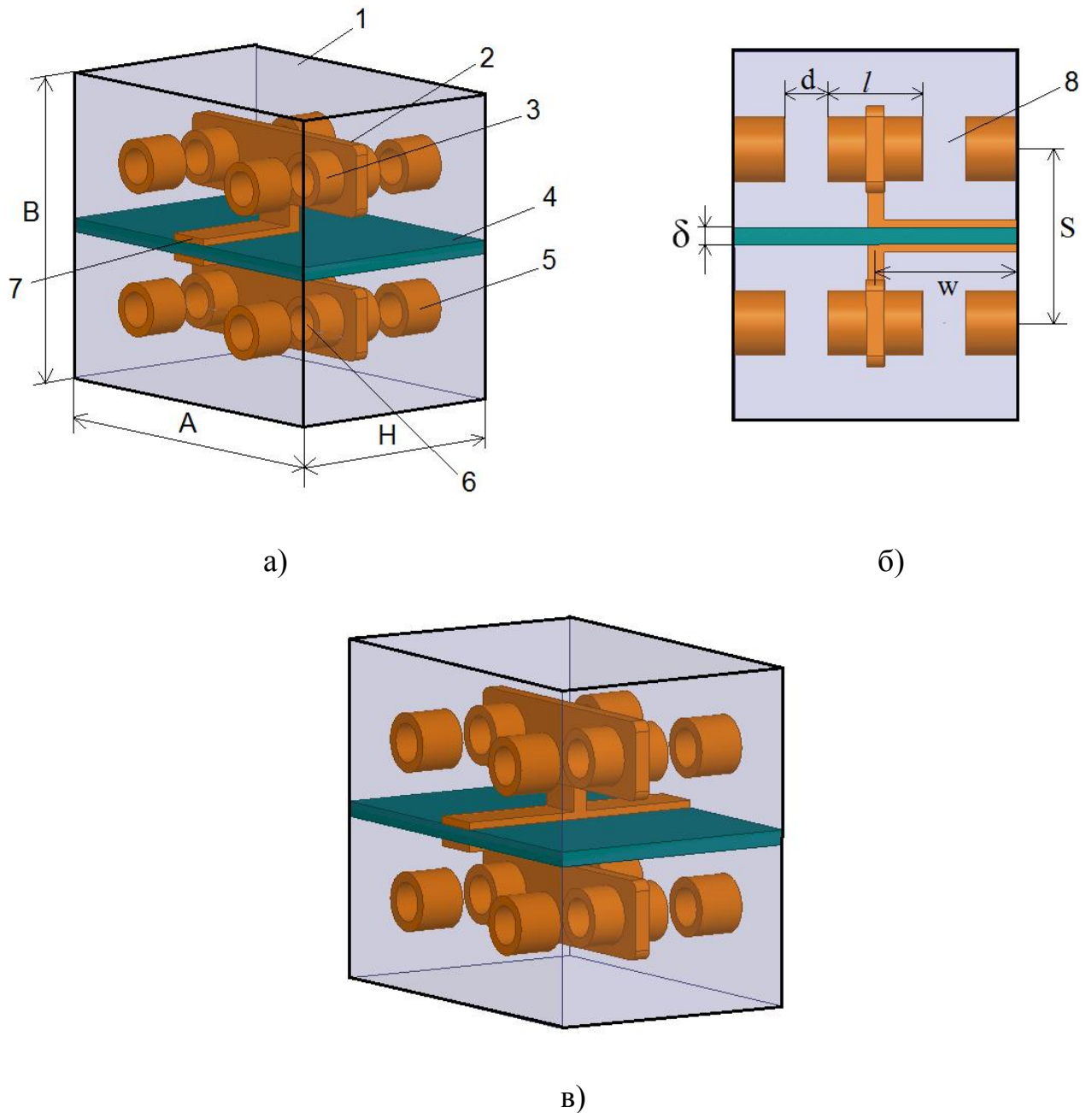


Рисунок 4.11 - Четырехлучевой ДКФР: а, б - конструкция с четвертьволновой линией; в - конструкция с полуволновой линией

С другой стороны, полосковые линии соединены с помощью вспомогательной соединительной перемычки с двумя «ветвями», на которых закреплены центральные пролетные втулки (центральный пролетный электрод), имеющие отверстия для пролета электронного потока. На боковых стенках резонатора размещены боковые втулки, также имеющие отверстия для пролета электронного потока. Между центральными пролетными втулками и боковыми пролетными втулками образованы высокочастотные зазоры. Позициями на рисунке 4.11 обозначены: 1 - прямоугольный корпус; 2 - резонансные «ветви»; 3 - центральные пролетные втулки; 4 - диэлектрическая подложка; 5 - боковые пролетные втулки; 6 - пролетный канал; 7 - двухсторонняя полосковая линия; 8 - высокочастотный зазор резонатора.

В таблице 4.6 представлены основные геометрические параметры исследуемого резонатора.

Таблица 4.6 - Основные геометрические параметры резонатора

Параметр		Значение
Длина резонатора, мм	A	19,5
Ширина резонатора, мм	B	17
Высота резонатора, мм	H	13
Длина зазора, мм	d	2
Длина втулки, мм	<i>l</i>	4,35
Радиус пролетного канала, мм	a	1
Расстояние между каналами, мм	S	9
Смещение «ветви» относительно боковых крышек	W/H	6,5
Толщина диэлектрика, мм	δ	0,75
Общее число каналов	N	4

В таблице 4.7 приведены основные электродинамические параметры резонатора, рассчитанные на различных модах в диапазоне до 14 ГГц для двух типов конструкций резонатора. Анализ параметров по таблице 4.6 показывает, что для четвертьволновой конструкции наибольшее характеристическое сопротивление среди π -мод наблюдается на модах №1 и №2, для полуволновой конструкции - для синфазных мод №6 и №7.

При этом если сравнивать характеристическое сопротивление для указанных двух конструкций, то в основном оно выше для четвертьволновой конструкции резонатора. Собственная добротность максимальна на 2π -моду №7 четвертьволновой конструкции и на π -моду №8 для полуволновой конструкции.

Таблица 4.7 - Результаты расчета резонатора

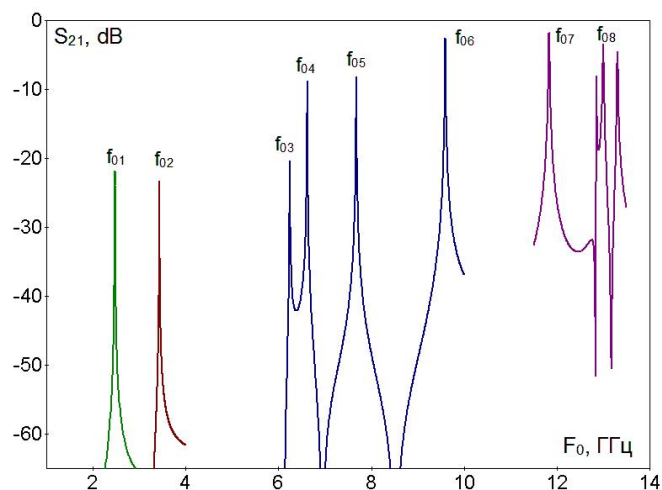
Резонатор с четвертьволновой линией				
№ моды	Тип моды	Частота, ГГц	Собственная добротность	Характеристическое сопротивление, Ом
1	π	2,482	1382	282
2	π	3,495	702	283
3	π	6,48	1380	138
4	π	6,675	2727	30
5	π	7,756	2391	76
6	π	9,667	3557	84
7	2π	12,063	4422	130
8	2π	13,335	2451	56

Продолжение таблицы 4.7

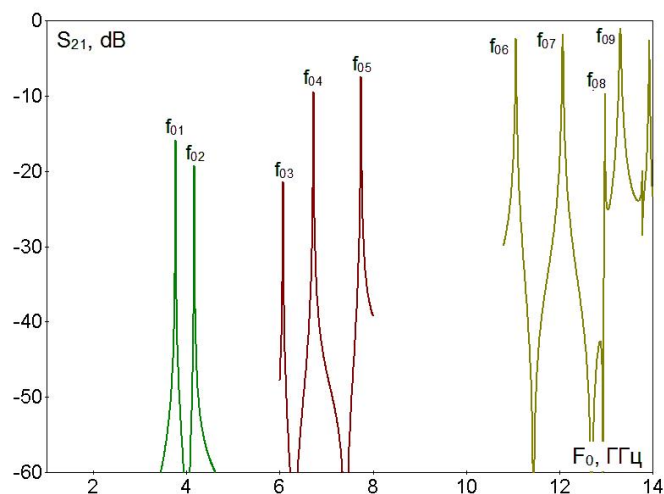
Резонатор с полуволновой линией				
№ моды	Вид поля	Частота, ГГц	Собственная добротность	Характеристическое сопротивление, Ом
1	π	3,753	1393	238
2	π	4,209	802	117
3	π	6,134	1078	35
4	π	6,764	2541	48
5	π	7,799	2331	85
6	2π	11,2	3386	120
7	2π	12,219	3964	87
8	π	13,016	4347	9,6
9	2π	13,516	4124	54

На рисунке 4.12 показан спектр частот резонатора в виде зависимости параметра S_{21} от частоты для резонатора с четвертьволновой (а) и полуволновой линией (б).

По сравнению с резонатором с четвертьволновой линией частоты первых двух противофазных мод конструкции с полуволновой линией смещаются вверх по диапазону и разнос между ними сокращается более чем в 2 раза. Высшие типы колебаний также смещаются, но незначительно.



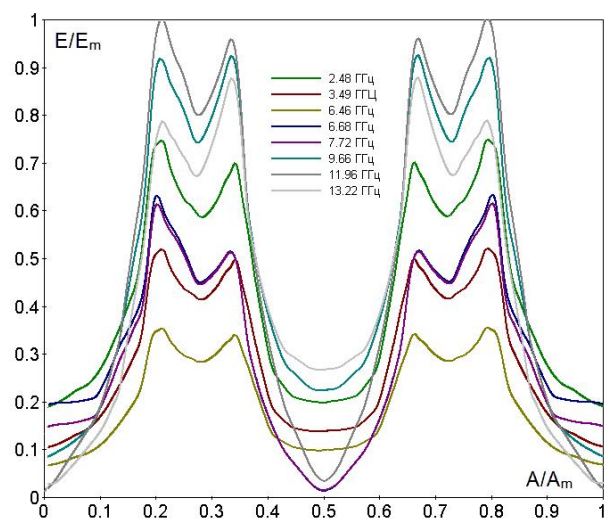
а)



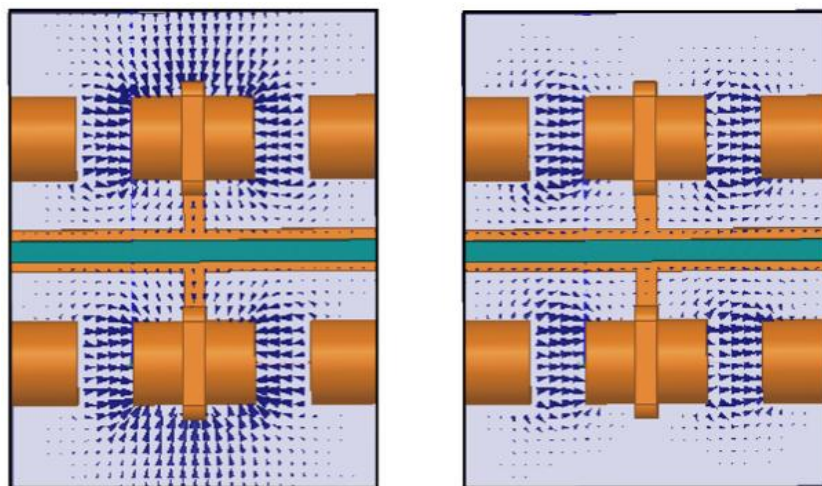
б)

Рисунок 4.12 - Спектр частот для резонатора с четвертьволновой (а) и полуволновой (б) линией

Рисунок 4.13 иллюстрирует распределение ВЧ электрического поля в центрах зазора резонатора для четвертьволновой резонансной линии, где на рисунке 4.13,а представлено распределение высокочастотного электрического поля в поперечном направлении пространства взаимодействия резонатора для всех мод, а на рисунке 4.13,б, для примера показано поле в резонаторе в продольном направлении пространства взаимодействия для полуволновой конструкции при противофазном и синфазном возбуждении соответственно.



а)



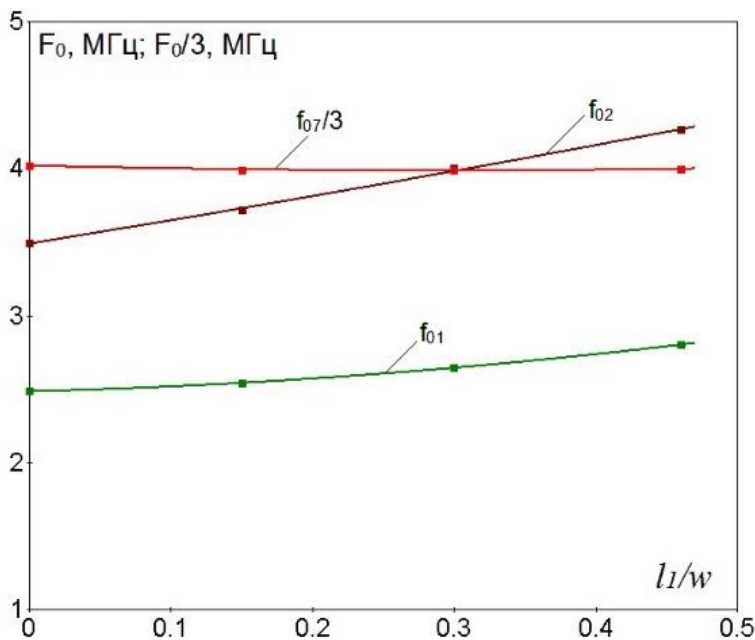
б)

в)

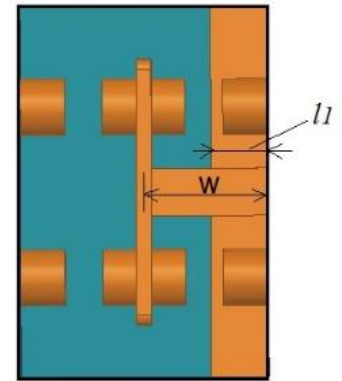
Рисунок 4.13 - Поля в зазорах резонатора: а - распределение поля в поперечном направлении пространства взаимодействия; б - поле в продольном направлении резонатора (π -мода); в - поле в продольном направлении резонатора (2π -мода)

Для работы прибора в бигармоническом режиме вызывает интерес возможность настраивать резонатор на требуемые частоты и, в частности, настраивать на кратные резонансные частоты. На рисунке 4.14 представлены результаты, иллюстрирующие возможность перестройки резонансных частот. Представлены результаты настройки резонатора с четвертьволновой линией для мод f_{01} , f_{02} , f_{07} , на которых обеспечивается наибольшее характеристическое сопротивление. Для перестройки частот в качестве перестроющего элемента

использована двухсторонняя полосковая перемычка, закорачивающая основную линию, расположенная на диэлектрике длиной l_1 .



а)



б)

Рисунок 4.14 - Перестройка частот резонатора: а - график перестройки основных мод резонатора; б - механизм перестройки с помощью двухсторонней полосковой закорачивающей перемычки

Результаты по перестройке частот показывают, что изменение длины полоскового перестроющего элемента изменяет как частоту противофазных, так и синфазных мод, причем разнонаправленно. Противофазные моды увеличивают частоту при увеличении параметра l_1 , f_{01} на 13%, f_{02} на 22%, а синфазная мода зависит от элемента перестройки слабее и уменьшается на 0,5%. Показана возможность настройки резонатора на кратные частоты с кратностью $K=3$. При величине $l_1/w=0,3$ обеспечивается настройка на кратные частоты моды №2 и моды №7.

Для конструкции с четвертьволновыми полосковыми линиями произведен расчет электронных параметров резонатора: коэффициента взаимодействия M и относительной электронной проводимости электронного потока G_e/G_0 . На

рисунке 4.15 представлены результаты зависимости коэффициента взаимодействия M от ускоряющего напряжения U_0 клистрона для основных частот резонатора. Видно, что оптимальное взаимодействие в резонаторе в диапазоне ускоряющих напряжений до 8 кВ обеспечивается только для первых двух мод.

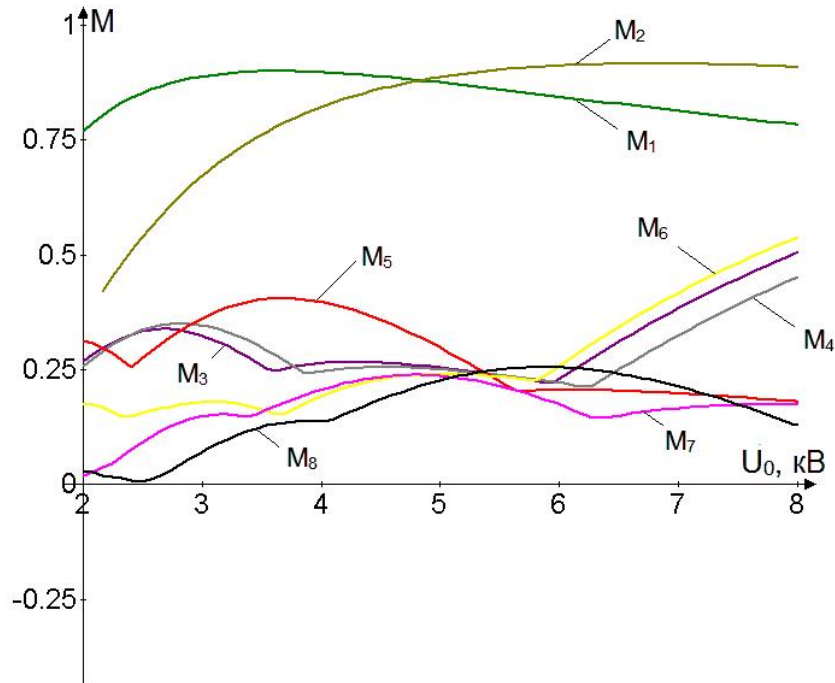


Рисунок 4.15 - Зависимость коэффициента взаимодействия резонатора от ускоряющего напряжения

На рисунке 4.16 показаны зависимости коэффициента эффективности взаимодействия и относительной электронной проводимости для первых двух мод. Расчет производился для конструкции резонатора с четвертьволновой линией. Видно, что для обеспечения усилительного режима клистрона с данным резонатором на моде №1 оптимальное напряжение без самовозбуждения при положительном G_e/G_0 , составляет 2,8 - 3 кВ, а для моды №2 5 - 6 кВ. При моделировании учитывалось, что величина отрицательной электронной проводимости для двухзазорных резонаторов, склонных к самовозбуждению, должна иметь значение $G_e/G_0 \approx 0.1$.

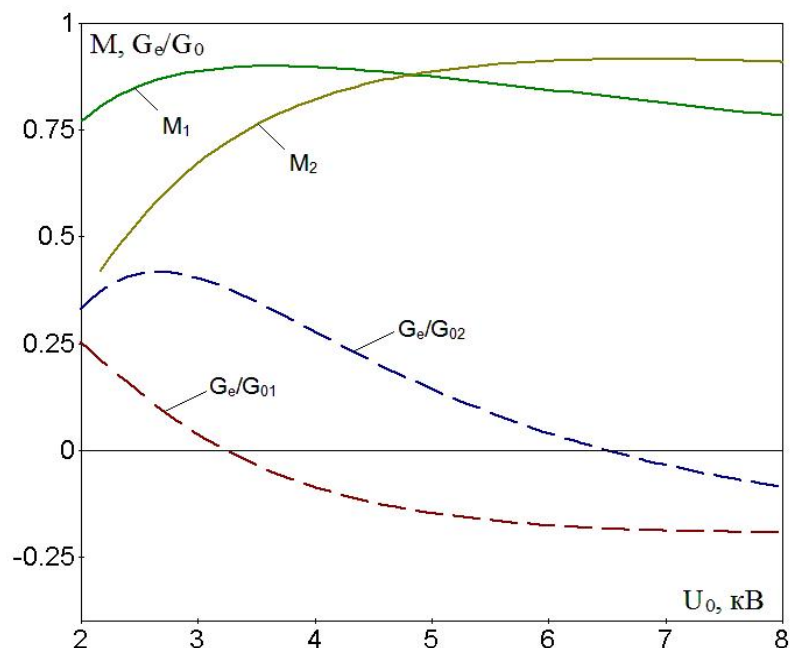


Рисунок 4.16 - Зависимости электронных параметров от ускоряющего напряжения:
1- частота 2,482 ГГц; 2- частота 3,495 ГГц

На рисунке 4.17 показаны зависимости обобщающего коэффициента качества резонатора K от ускоряющего напряжения. Коэффициент качества можно рассчитать по формуле:

$$K := \frac{\rho \cdot M^2}{\left(\frac{h}{\lambda}\right) \cdot 377}, \quad (4.1)$$

где ρ - характеристическое сопротивление; M - коэффициент эффективности взаимодействия; h - высота резонатора; λ - длина волны; 377 - волновое сопротивление свободного пространства. Данный обобщенный коэффициент учитывает, как электродинамические, так и электронные параметры резонатора. Расчет также производился для конструкции резонатора с четвертьволновой линией.

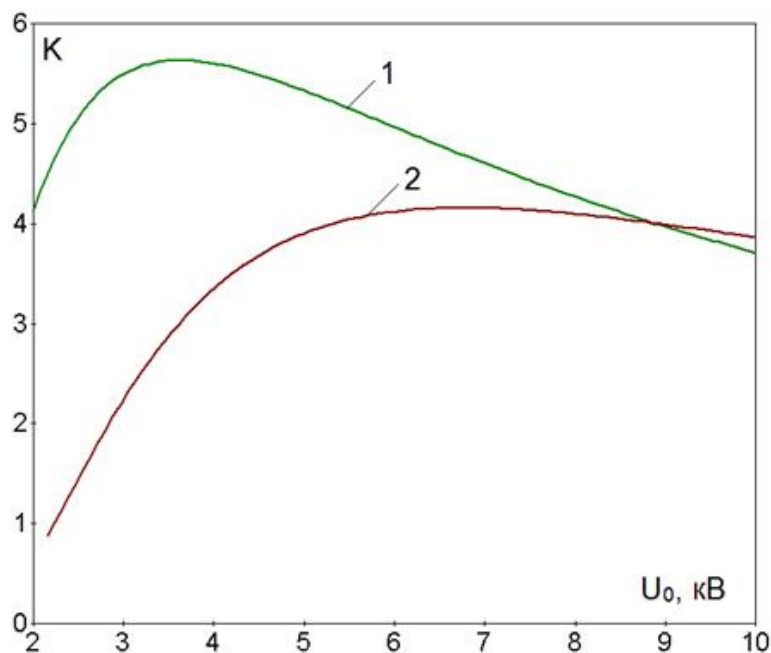


Рисунок 4.17 - Зависимости обобщенного коэффициента качества резонатора от ускоряющего напряжения: 1 - частота 2,482 ГГц; 2 - частота 3,495 ГГц

Результаты, представленные на рисунках 4.16 и 4.17, позволяют оценить, как электродинамические параметры резонатора (характеристическое сопротивление), так и электронные (коэффициент взаимодействия). Из рисунка 4.17 видно, что для моды №1 максимальное значение коэффициента лежит в области 3 - 4 кВ, для моды №2 6 - 8 кВ.

Выводы по четвертой главе

Исследованы новые конструкции четырехлучевого двухзазорного квазифрактального двухзазорного резонатора для приборов клистронного типа. Особенностью конструкции резонатора является применение в структуре резонатора Н-фрактала, причем были изучены два варианта конструкции с прямым и коническим опорным стержнем. Найдены и исследованы ряд резонансных частот с синфазным и противофазным распределением высокочастотного электрического поля в S-, C-, X-, и Ku-диапазонах. Проведено исследование основных электродинамических параметров резонатора. Результаты показали особенность, которая заключается в наличии последовательно расположенных четырех противофазных мод, затем трех синфазных мод. Расчеты показали высокое характеристическое сопротивление (до 376 Ом на π -мод) при конструкции к коническим опорным стержнем. Показана возможность перестройки резонансных частот резонатора с помощью поперечных пластин, введенных в объём резонатора и с помощью стержня прямоугольного сечения. Для режима кратности частот подбором длины элемента перестройки удалось получить кратность резонансных частот равную двум и трем.

Произведен расчет электронных параметров резонатора, который показал, что среди всех исследованных мод наибольшее значение коэффициента взаимодействия наблюдается на первых двух π -модах. Рассчитаны электронные параметры резонатора для режима кратности частот для мод №2 и №5.

Также исследован четырехлучевой двухзазорный квазифрактальный резонатор с Н-фракталом с двумя типами полосковых линий на диэлектрической подложке. Резонаторы отличаются многочастотностью, наличием нескольких (5 или 6) последовательно расположенных противофазных типов колебаний. На первых двух модах резонатора рассчитанные значения характеристического сопротивления имеют высокое значение (до 283 Ом). Также для этого типа резонатора показана возможность настройки на кратные резонансные частоты с помощью закорачивающей полосковую линию перемычки. На основе

предложенного типа резонатора могут быть созданы высокоэффективные, малогабаритные и простые по конструкции СВЧ-генераторы, и усилители сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн, работающих в одно- и многочастотном режимах.

Заключение

Сформулированы основные выводы по диссертационной работе:

1 Разработана методика численно-аналитического моделирования электродинамических параметров ряда новых многоканальных многозачорных резонансных систем для многолучевых низковольтных приборов клистронного типа.

2 Выработаны рекомендации по выбору параметров и конструкции резонансных систем и параметров электронного потока, обеспечивающих оптимальное взаимодействие в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн.

3 Разработана новая конструкция трехзачорного многоканального прямоугольного двухчастотного клистронного резонатора с планарными полосковыми резонансными элементами на диэлектрической подложке, работающего в С- и Х-диапазонах. Проведенный расчет по дисковой модели клистрона показал, что низковольтный многолучевой клистрон с предложенной конструкцией резонаторов при работе в одномодовом режиме работы на частоте 4,7 ГГц позволяет при напряжении 2,6 кВ получить КПД около 60% и уровень выходной мощности около 1 кВт. В двухмодовом режиме можно будет дополнительно увеличить КПД на 5-10%, что может быть востребовано в МЛК, работающих в режиме умножения частоты $f_2/f_1=2$.

4 Впервые исследован трехзачорный клистронный резонатор с призматическими втулками и двумя двухсторонними полосковыми линиями на диэлектрической подложке. Исследованы основные электродинамические параметры в S-, С-, Х-, Ku-диапазонах. Исследована возможность работы резонатора в бигармоническом режиме на кратных резонансных частотах. Для перестройки резонатора по частоте использован метод укорочения длины полосковых планарных проводников.

5 Исследован миниатюрный прямоугольный объемный четырехзачорный клистронный резонатор со свернутой полосковой линией.

Благодаря использованию свернутого полоскового проводника удалось получить компактную резонансную систему, работающую в дециметровом диапазоне на частотах $f_1=422$ МГц, $f_2=1224$ МГц, $f_3=1983$ МГц. Изменением длины линии связи удалось настроить резонатор на кратные резонансные частоты. Изготовлен экспериментальный макет резонатора, на котором проверены некоторые результаты теоретических расчетов.

6 Исследован миниатюрный призматический трехззорный клистронный резонатор с тремя диэлектрическими подложками и полосковыми линиями. Проанализирована возможность применения в резонаторе «тонкой» и «толстой» диэлектрической подложки. Рассчитанные резонансные частоты резонатора располагаются в С- и Ku-диапазонах. Показано существенное влияние диэлектрика на электродинамические параметры резонатора. Проанализировано поведение основных электродинамических параметров резонатора при изменении диэлектрической проницаемости керамических подложек. Исследована возможность настройки на кратные резонансные частоты с кратностью $K=3$ для π и высшей $3\pi/2$ -моды.

Исходя из полученных результатов исследований, можно отметить, что подобный тип резонатора может быть применен в низковольтных малогабаритных клистронах, работающих как сантиметровом, так и в миллиметровом диапазоне длин волн.

7 Исследованы новые конструкции четырехлучевого двухззорного квазифрактального двухззорного резонатора для приборов клистронного типа, на базе Н-фрактала. Расчет произведён в S-, C-, X-, и Ku-диапазонах. Показана возможность перестройки резонансных частот резонатора с помощью поперечных пластин, введенных в объём резонатора и с помощью стержня прямоугольного сечения. Для режима кратности частот подбором длины элемента перестройки удалось получить кратность резонансных частот равную двум и трем. Проведен расчет электронных параметров резонатора, который показал, что среди всех исследованных мод наибольшее значение коэффициента взаимодействия наблюдается на первых двух π -модах.

8 Исследован четырехлучевой двухазорный квазифрактальный резонатор на базе H-фрактала с четвертьволновой и полуволновой полосковой линией на диэлектрической подложке. Изучен многочастотный режим резонатора и режим работы на кратных резонансных частотах, а также произведен расчет электронных параметров резонатора. Также для этого типа резонатора показана возможность настройки на кратные резонансные частоты с помощью закорачивающей полосковую линию короткозамыкателя.

9 Результаты исследований трехазорного клистронного резонатора с призматическими втулками и двумя двухсторонними полосковыми линиями на диэлектрической подложке, а также призматического трехазорного клистронного резонатора с тремя диэлектрическими подложками легли в основу полученного патента на изобретение № 2812270.

10 На основе исследованных типов резонаторов могут быть созданы высокоэффективные, малогабаритные, низковольтные клистронные СВЧ-генераторы и усилители сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн, работающих в одно- и многочастотном режимах.

Полученные результаты позволят существенно улучшить технические параметры существующих и вновь разрабатываемых приборов, применяемых для целей усиления и генерации СВЧ сигналов в различных телекоммуникационных устройствах, в специальных системах связи и радиолокации, в космических системах.

Список литературы

- 1 Kant, D. Design studies for a 2 kW (CW) power L/S band multi beam Klystron / D. Kant // 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference. – Monterey, California, USA. - 2018. – P. 111-112.
- 2 Cai, J. C. Design study of a high-power Ka-band high-order-mode multibeam klystron / J. C. Cai, I. Syrtchev, G. Burt // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2020. – Vol. 67. – №. 12. – P. 5736-5742.
- 3 Фрейдович, И. А. Перспективы развития многолучевых клистронов / И. А. Фрейдович // Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: ЛЭТИ, 2014. – С. 2-5.
- 4 Fan, J. A 14 kW high-power X-band to Ka-band klystron frequency multiplier / J. Fan, Y. Wang //IEEE Transactions on Electron Devices. –2014. – Vol. 61. – №. 6. – P. 1854-1858.
- 5 Голованов, Н. А. Об электронно-волновом взаимодействии в мощном многолучевом клистроне с радиальным расположением лучей / Н. А. Голованов, А. В. Галдецкий // Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: ЛЭТИ, 2022. – С. 145-150.
- 6 Chao, Q. Modeling and design of a high-efficiency multibeam klystron / Q. Chao, R. Zhang, Y. Wang //IEEE Transactions on Electron Devices. – 2022. – Vol. 69. – №. 5. – P. 2625-2630.
- 7 Ding, Y. S-band multibeam klystron with bandwidth of 10% / Y. Ding B. Shen, S. Shi //IEEE transactions on electron devices. – 2005. – Vol. 52. – №. 5. – P. 889-894.
- 8 Kotov, A. S. Small-size complex microwave devices (CMD) for onboard applications / A. S. Kotov, E. A. Gelvich, A. D. Zakurdayev //IEEE transactions on electron devices. – 2007. – Vol. 54. – №. 5. P – 1049-1053.
- 9 Design of a high frequency miniature multi beam klystron (MBK)/ M. Kumar, A. Bansiwal, A. K. Agrawal [et al.] //2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – Bangalore, India. – 2011. – P. 321-322.

10 Царев, В. А. Исследование трехззорного многоканального клистронного резонатора, настроенного на две кратные резонансные частоты / В. А. Царев, В. Ю. Мучкаев, П. Д. Шалаев // Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: ЛЭТИ, 2016. – С. 56-59.

11 Григорьев, А. Д. Многоззорные резонаторы для мощных усилительных клистронов миллиметрового диапазона длин волн / А. Д. Григорьев // Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: ЛЭТИ, 2014. – С. 131-135.

12 Чигуров, И. О. Исследование системы двух связанных через щель резонаторов миниатюрного многолучевого клистрона в режиме настройки на кратные резонансные частоты [Электронный ресурс] / И. О. Чигуров, В. А. Царев, А. В. Ливчина // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал].- 2018.- № 7. - Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul18/1/text.pdf> (доступ свободный).

13 Сенчуров, В. А. Исследование различных способов настройки многоканальных одноззорных резонаторов на кратные резонансные частоты [Электронный ресурс] / В. А. Сенчуров, В. А. Царев // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2011. – №. 9. - Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/koi/sep11/5/text.pdf> (доступ свободный).

14 Cui, J. Analysis for the stability of hughes-type coupled cavity in an extended-interaction klystron / J. Cui // Progress in Electromagnetics Research. – 2010. – Vol.2. – P. 126-130.

15 The beam-wave synchronization and coupling for three modes in a three-gap coupled cavity based on space-charge wave theory/ J. Cui, J. Luo, W. Liu, H. Sun //2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz). –Tucson, AZ, USA. - 2014. – P. 1-2.

16 Ma, J. Analysis of the beam-loading conductance in three-gap coupled cavity /J. Ma //2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference. - Rome, Italy. – 2009. – P. 147-148.

17 Wang, S. Simulation and test of filter loaded three gap coupled output cavities/ S. Wang //2010 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – Monterey, USA, – 2010. – P. 129-130.

18 Проектирование и исследование технологии изготовления перспективной замедляющей системы для ЛБВ W-диапазона \ Е.А. Ракова [и др.] // Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: ЛЭТИ, 2016. – С. 148-152.

19 Улитина, А. С. Синтез кольцевого эллиптического резонатора на несимметричной щелевой линии / А. С. Улитина, Э. Ю. Седышев // Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: ЛЭТИ, 2019. – С. 412-416.

20 Miroshnichenko, A. Y. Research multi-frequency mode of the three-gap cavity with resonant elements on printed circuit boards / A. Y. Miroshnichenko, V. A. Tsarev, N. A. Akafyeva // 2016 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). – Saratov, Russia. – 2016. – Vol. 1. – P. 1-6.

21 A modified microstrip meander-line slow wave structure for planar traveling wave tubes/ C. Ding, Y. Wei, Q. Li, X. Lei //2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – London, UK, – 2017. – P. 1-2.

22 Патент № 2012954. РФ. МПК⁵ Н 01 Р 7/08. Микрополосковый резонатор/ В.П. Бровяков, Б.И. Гуменюк, Ю.Б. Дудик, М.С. Ненашева. Заявка № 4871059/09; заявл. 09.07.1990, опубл. 15.05.1994.

23 Патент № 2400874. РФ. МПК Н01Р 1/203. Полосковый фильтр / Б. А. Беляев, Я. Ф. Бальва, А. А. Лексиков, А. М. Сержантов, Ф. Г. Сухин. Заявка №2009101733/09; заявл. 20.01.2009, опубл. 27.09.2010.

24 Царев, В. А. Исследование режима двухмодового взаимодействия полей фрактального двухзазорного резонатора с электронами в многолучевом клистроне [Электронный ресурс] / В. А. Царев, А. И. Корчагин, А. Ю. Мирошниченко // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2012. – №. 12. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/alt/dec12/19/text.pdf> (доступ свободный).

25 Царев, В. А. Изучение электродинамических свойств двухзазорных фотонно-кристаллических клистронных резонаторов с фрактальными элементами «Греческий крест» / В.А. Царев, А. Ю. Мирошниченко, Н. А. Акафьева // Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб.: ЛЭТИ, – 2019. – С. 374-378.

26 Miroshnichenko, A. Y. A double gap klystron type resonator with inductive quasifractal elements / A. Y. Miroshnichenko, V. A. Tsarev, N. A. Akafyeva // Microwave and Optical Technology Letters. – 2018. – Vol. 60. – №. 8. – P. 1905-1911.

27 Pat. № US 2007/0236406 A1. USA. Three-dimensional H-fractal bandgap materials and antennas / W. Wen, P. Sheng, B. Hou; The Hong Kong University of Science Technology, Hong Kong SAR. - Appl. №11/398,474; field 05.04.2006; publ. 11.10.2007.

28 Luciani, G. H-shaped fractal antennas for dual-band applications/ G. Luciani //2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC). – Aguas de Lindoia, Brazil. - 2017. – P. 1-4.

29 Muqdad, Z. S. A compact microstrip antenna based on H-fractal geometry for multi-band operation / Z. S.Muqdad, T. A. Elwi, Z. A. Hassain //Journal of Engineering and Sustainable Development (JEASD). – 2021. – Vol. 25. – №. Special_Issue_2021. – P. 49-55.

30 Parker, R.K. The Navy's role in vacuum tube electronic program / R.K. Parker, R.H. Abrams // Microwave Journal. -1992. - Vol. 35. - №3. - P.82-92.

31 Гельвич, Э.А. Мощные комплексированные СВЧ изделия / Э.А. Гельвич // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. - 1982. - Вып.12 (348). - С. 18-24.

32 Kotov, A.S. Small-size complex microwave devices (CMD) for onboard applications./ A.S. Kotov, E.A. Gelvich, A.D. Zakurdayev // IEEE transactions on electron devices. - 2007. - Vol.54. - № 5. - P. 1049-1053.

33 Multiplebeam klystron amplifiers: Performance parameters and development trends./ A.N. Korolyov , E.A. Gelvich, Y.V. Zhary [et al.] // IEEE Transactions on Plasma Science. - 2004. - №3. - P.1109-1118.

34 Востров, М.С. Широкополосный миниатюрный многолучевой клистрон 2-см диапазона длин волн с полосой рабочих частот не менее 300 МГц и неравномерностью выходной мощности не более 1,5 дБ. / М.С. Востров // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф. – Саратов. - 2018. - С.232-236.

35 Design of a Ku band miniature multiple beam klystron/ A.K. Bandyopadhyay, D. Pal, A. Saini [et al.]// Advancement in science and technology: Proceedings of the 2nd International Conference on Communication Systems (ICCS-2015). - Rajasthan, India. - 2016. – Vol.1715. -№1. - P.020052.

36 A two-frequency compact klystron three-gap resonator with a suspended dielectric substrate / A.Yu. Miroshnichenko, V.A. Tsarev, M.A. Chernyshev, N.A. Akafyeva //2021 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T). – Dolgoprudny, Russian Federation. - 2021. – P. 1-4.

37 Мучкаев, В.Ю. REZON / В.Ю. Мучкаев, В.А. Царев //Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №. 2011611748.– 2011.

38 Teryaev, V.E. DISKLY code for calculation and optimization of klystrons. / V.E. Teryaev // Proc. Int. Workshop on Pulsed RF Power Sources for Linear Colliders (RF-93). - 1993. - P. 161-166.

39 Investigation of the electrodynamic parameters of a three-gap multi-beam klystron resonator with planar strip conductors on a dielectric substrate/ A.Yu. Miroshnichenko, V.A. Tsarev, M.A. Chernyshev, N.A. Akafyeva //2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). – Saratov, Russia. - 2022. – P. 63-66.

40 Геворкян, В. Объемные диэлектрические резонаторы – основные типы, характеристики, производители / В. Геворкян, В. Кочемасов //Электроника, наука, технология, бизнес. - 2016. - № 4. - С. 00154.

41 Проспект Material Driven Solutions for RF Microwave Applications компании MCV Microwave. Режим доступа: <https://mcv-microwave.com/> (доступ свободный). Дата обращения -19.10.2023.

42 ВЧ и СВЧ керамические материалы и микроволновые элементы: каталог продукции ООО «Керамика». - СПб, 2004. - 35 с.

43 Многочастотные миниатюрные клистронные резонаторы с полосковыми резонансными элементами/ В.А. Царев, М.А. Чернышев, А.Ю. Мирошниченко, Н.А. Акафьева // Технические науки: проблемы и решения. – 2021. – Т.12(50) – С. 72-80.

44 Белоус, А.И. СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия: в 2 кн. / А.И. Белоус, М.К. Мерданов, С.В. Шведов.- М.: ТЕХНОСФЕРА, 2016. - С. 728.

45 Гельвич, Э.А. Тенденции развития мощных усилителей и генераторов электромагнитных колебаний СВЧ в отечественной радиоэлектронике / Э.А. Гельвич //Электронная техника. Серия 1. СВЧ техника. -1995. - Вып. 1(465). - С. 27-44.

46 High-power, high-efficiency klystrons for industrial heating / S. Arai, Y.Maruyama, K. Tomikawa, T. Makino // NEC Research and Development.- 1995. - Vol. 36. - №3. - P. 400 – 405.

47 Motta, C. Development of a 2450 MHz, 50 kW CW klystron / C. Motta, D. Lopes, J. Takahashi //2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – Monterey, California, USA. - 2018. – P. 245-246.

48 Teryaev, V. E. Innovative Two-Stage Multibeam Klystron: Concept and Modeling /V. E. Teryaev, S. V. Shchelkunov, J. L. Hirshfield// IEEE Transactions on Electron Devices. 2020. – Vol. 67. -№7. – P. 2896 – 2899.

49 Wang, Y. Development of the S-band high power klystron with bandwidth of 12% / Y. Wang, J. Zhang, Y. Wang // 2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). - Bangalore, India. - 2011. - P. 33-34.

50 Fan, J. A 30-kW high-power X-band to Ku-band klystron frequency multiplier / J. Fan, Y. Zhang, Y. Wang // IEEE Transactions on Electron Devices. - 2013. –Vol.60. - №(4). – P. 1457-1462.

51 Bearzatto, C. Advantages of Multiple Beam Klystrons / C. Bearzatto, M. Bres, G. Faillon // Vakuuum elektronik und Displays: Vortrage der ITG Fachtagung.

Garmisch-Partenkirchen, 4–5 May 1992. - GarmischPartenkirchen: ITG, 1992. - P. 4–32.

52 Пугнин, В.И. Оценка предельной мощности многолучевых клистронов с резонаторами на основном виде колебаний для современных РЛС / В.И. Пугнин //Радиотехника. -2000. -№2. - С. 43-50.

53 Корчагин, А. И. Многолучевой клистрод на фрактальных резонаторах для двухчастотных устройств микроволнового нагрева / А. И. Корчагин, В. А. Царев // Участники школы молодых ученых и программы У.М.Н.И.К.: сб. тр. XXVI Междунар. науч. конф. «Математические методы в технике и технологиях - ММТТ-26» / СГТУ. - Саратов, 2013. - С. 237-239.

54 Мирошниченко, А.Ю. Двухззорные резонаторы фрактального типа / А.Ю. Мирошниченко, В. А. Царев, А. И. Корчагин // Антенны. - 2011. - №11. - С. 63-67.

55 Пат. № 2812270. РФ, МПК H01J25/10. Миниатюрный трехззорный клистронный резонатор с полосковыми линиями на диэлектрической подложке/ А.Ю. Мирошниченко, М.А. Чернышев, В.А. Царев, Н.А. Акафьева; заявитель и патентообладатель Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. – №2023113244; заявл. 22.05.2023; опубл. 29.01.2024. Бюл. №4

56 Пат. № 2812270. РФ, МПК H01J25/10. Миниатюрный трехззорный клистронный резонатор с полосковыми линиями на диэлектрической подложке/ А.Ю. Мирошниченко, М.А. Чернышев, В.А. Царев, Н.А. Акафьева; заявитель и патентообладатель Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. – №2023113244; заявл. 22.05.2023; опубл. 29.01.2024. Бюл. №4.



УТВЕРЖДАЮ

Проректор по науке и инновациям

ССТУ имени Гагарина Ю.А.

Остроумов И.Г.

» _____ 2024 г.

АКТ

об использовании результатов кандидатской диссертации Чернышева М.А.
«Многомодовые многоканальные резонансные системы для приборов
клистронного типа» в учебном процессе

Настоящим подтверждаем, что при проведении учебного процесса по направлению 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника» в Саратовском государственном техническом университете имени Гагарина Ю.А. используются результаты кандидатской диссертации Чернышева М.А. при чтении лекций и проведении лабораторных работ по курсам, «Электродинамика и микроволновая техника», «Мощные электровакуумные приборы СВЧ», при подготовке выпускных квалификационных работ.

Зам. заф. каф. «Электронные приборы и устройства»,
к.т.н., доц.

Швачко А.А.

Директор «Института электронной техники
и приборостроения, к.т.н.

Никифоров А.А.

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального директора по
научно-техническому развитию АО РТИ

В.П. Савченко

«___» _____ 2023 г.



АКТ

о внедрении на предприятии результатов диссертационной работы на соискание
ученой степени кандидата технических наук Чернышева Максима Алексеевича
на тему:

«Многомодовые многоканальные резонансные системы для приборов
клистронного типа»

Настоящим подтверждается, что результаты диссертационной работы на
соискание ученой степени кандидата технических наук Чернышева Максима
Алексеевича на тему «Многомодовые многоканальные резонансные системы для
приборов клистронного типа» использованы при выполнении научно
исследовательской работы СЧ НИР «Амур-М-РТИ» по модернизации
многофункциональной РЛС, проводимой в Акционерном обществе
«Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца».

Директор НПЦ РМППА

А.С.Мясников



Акционерное общество «Научно-производственное предприятие
«КОНТАКТ»
(АО «НПП «Контакт»)

г. Саратов

Утверждаю
Исполнительный директор
АО «НПП «Контакт»

А.Б. Юдин



2024 г.

Акт

о внедрении на предприятии результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Чернышева Максима Алексеевича
на тему: «Многомодовые многоканальные резонансные системы для приборов клистронного типа»

Настоящим подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Чернышева Максима Алексеевича на тему «Многомодовые многоканальные резонансные системы для приборов клистронного типа» используются при проектировании резонансных систем для двухлучевого широкополосного клистрона X-диапазона, разрабатываемого по программе «Веста», предназначенного для использования в передатчиках системы дальней космической связи.

Директор по производству

Г.В. Сахаджи

Начальник КТО (112)

Т.А. Наумова

2-04